

L'ONDE ÉLECTRIQUE

43^e ANNÉE - N° 440

NOVEMBRE 1963

P R I X : 9 F

REVUE MENSUELLE de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE des ÉLECTRONICIENS et des RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



... maître d'œuvre du système AJAX, est spécialiste dans le domaine des Télémessures sur avions et engins.

Numéro consacré aux
TÉLÉMESURES

à zéro central mais...

lecture
sur la
totalité
de l'échelle

● **indicateur**
AUTOMATIQUE
de polarité...

Entre 0 et ± 3.000 volts la polarité de la tension continue mesurée est affichée directement sur un voyant lumineux avec commutation automatique du galvanomètre dans le sens convenable dès que la position zéro est dépassée.
Dans l'utilisation en voltmètre à zéro central, la lecture s'effectue donc sur la totalité de l'échelle du cadran.

voltmètre
électronique

TYPE
A 206

CARACTÉRISTIQUES

Mesures en continu : 10 mV à 3.000 V - 9 gammes - Précision $> \pm 3\%$ 3; INDICATION AUTOMATIQUE de la polarité - Résistance d'entrée : 100 M Ω sur toutes les gammes - Extension des mesures jusqu'à 30.000 V avec le diviseur de tension type DT 201 -

Mesures en alternatif : 50 mV à 300 V - 7 gammes - Précision $> \pm 3\%$ - $\pm 1,5$ dB de 20 Hz à 1000 MHz - C. d'entrée : 1,6 pF - Extension des mesures jusqu'à 15 kV avec les diviseurs de tensions types DT 101 et DT 301.

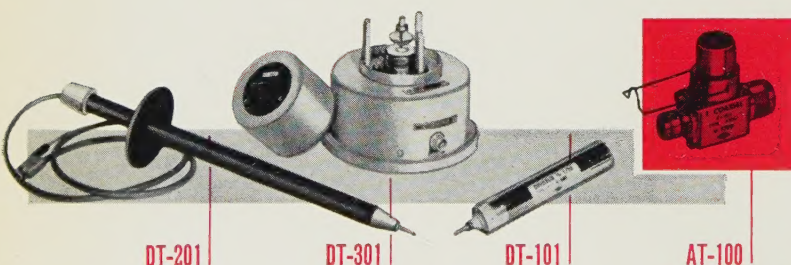
Mesures des Résistances : 0,2 Ω à 5.000 M Ω en 8 gammes sous tension continue stabilisée.

"T" DE MESURES, 50 Ω , TYPE AT 100

Pour mesures sur lignes coaxiales et utilisation du voltmètre A 206 comme Wattmètre HF, VHF, UHF, T.O.S. de l'ensemble $> 1,2$ jusqu'à 700 MHz.



NOUVEAU



DT-201

DT-301

DT-101

AT-100

AUTRES FABRICATIONS - Générateurs HF, VHF, UHF, SHF - Analyseurs de spectres - Test Set Radars - Electronique rapide : Générateurs d'impulsions et Oscilloscope 1.000 MHz - Fréquence mètres compteurs automatiques - Mesures d'impédance et de puissance en HF, VHF, UHF, SHF - Voltmètres et Millivoltmètres Electroniques - Alimentations stabilisées - Micromoteurs - Pièces détachées, etc...



ETS GEFFROY ET CIE
S. A. AU CAP. DE 3.250.000 FRANCS

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES (S.-&-O.)
FRANCE • TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 LIGNES GROUPÉES)

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLIII

NOVEMBRE 1963

N° 440

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Cotisations des Membres de la Société : Voir au verso "Extraits des Statuts"

Numéro consacré aux TÉLÉMESURES

L'Onde Electrique, revue mensuelle publiée par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, est éditée par les

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - PARIS-6^e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France 54 F — Etranger 60 F — Ce n° 9 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, Bd St Germain, Paris 6^e - Tél. BAB. 41-97 et 41-98

Secrétariat permanent de la publicité : 13, rue Charles-Lecocq - Paris 15^e. Tél. BLO 88-04 et 05

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

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

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

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

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

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

MEMBRES D'HONNEUR

- Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
M. Paul BRENOT, Président d'Honneur de la S.F.R. Afrique et de la Société Fabrications Radioélectriques Marocaines.
M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut, Directeur Général du Centre National de la Recherche Scientifique.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
M. Alfred FESSARD, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Etudes de physiologie nerveuse et d'électrophysiologie.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology
M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France, Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris.
M. Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
M. Louis NEEL, Membre de l'Institut, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherche Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Hydraulique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Energie Atomique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

- L. BOITHIAS, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
A. CHEVALLIER, Chef Adjoint de la Division Télécommunications d'Electricité de France.
Mme CUBAIN, Licenciée ès Sciences.
L. GOUSSOT, Ingénieur en Chef des Télécommunications à la R.T.F.
M. de MIRBECK, Ingénieur Militaire en Chef des Télécommunications à la S.E.F.T.
J. MENOT, Directeur technique de la C.I.F.T.E.
J. OSWALD, Sous-Directeur technique à la C.I.T.
C. SIMON, Directeur du Département de Physique Appliquée à la C.S.F.
R. BERTEROTTIÈRE, Chef du Service Orientation Technique, Groupe Electronique C.F.T.H.
Cl. CARDOT, Ingénieur en Chef des Télécommunications e.d., Ingénieur au C.R. de la C.G.E.
J.-L. DELCROIX, Maître de conférences (Physique des plasmas) à la Faculté des Sciences de Paris.
J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.
J. FRANÇOIS, Ingénieur des Télécommunications à l'E.N.S.T.
A. LAURENS, Directeur Technique à la Société T.R.T.
Ph. OLMER, Directeur de l'E.S.E., Directeur du L.C.I.E.
J.-P. VASSEUR, Chef de Laboratoire à la C.S.F.
M.Y. BERNARD, Professeur de Radioélectricité au C.N.A.M.
P. DESNEIGES, Chef de la Section Autonome d'Electronique Appliquée au C.E.A.
R. DESSOULAVY, Professeur, Titulaire de la Chaire Electronique et Télécommunications à l'E.P. de l'Université de Lausanne.
P. GAMET, Ingénieur-Conseil à la F.N.I.E.
A. HENRY, Ingénieur en Chef des Télécommunications (en disponibilité) I.B.M. (World Trade Europe Corporation).
B. LECLERC, Directeur adjoint des Etudes à la Compagnie des Machines Bull.
Ch. LOYEN, Secrétaire Général Technique de la F.N.I.E.
R. MARTINET, Ingénieur-Conseil en Propriété Industrielle.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM.

- F.D. DAYONNET, Ingénieur en Chef des Télécommunications (en disponibilité) C.D.C.
L. ROBIN, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
I. VILLEMAGNE, Ingénieur, Chef d'un Département Radar au L.C.T.

SOMMAIRE DE CE NUMÉRO

Introduction		1071
Les télémesures PCM	L. W. GARDENHIRE	
1. — L'évolution des Télémesures PCM		1072
2. — Le Satellite de télécommunications Telstar		1086
3. — Télémesure PCM de la capsule Apollo		1093
4. — Utilisation des systèmes PCM		1101
Les télémesures commutées : problèmes de commutation et de décom- mutation	J. DESPORTES	1110
Projet de télémesure PCM pour les essais de mise au point de véhicules por- teurs	C. ROQUEFEUIL	1115
Les mesures dans le satellite « FR-I »	C. FAYARD	1119
Dépouillement automatique des télémesures	R. MOREAU	1125
La Télémesure Ajax	G. GRENECHE	1137
La compensation de pleurage des enregistrements magnétiques de télé- mesures	G. DUBRUNFAUT	1146
Bilan d'énergie dans les transmissions spatiales	A. PARROT	1153
Chaînes de mesures pour missiles. Application aux engins S.E.R.E.B.	A. BUET	1160
Enregistrement en prédétection	W. FLETCHER	1176
Une télémesure PAM-FM à sortie numérique pour application à un problème pétrolier	M. GOUILLOUD J. RINGOT	1183
Parallèle entre les équipements électroniques d'engins spéciaux et de satellites	D. REVERDIN	1189
Systèmes de télémesures spatiales pour les stations terrestres de poursuite	M. SPERRY M. AEBLI	1193
Notes sur l'utilisation des circuits intégrés dans les équipements de télémesure PCM	R. VANROYEN	1199
Informations ;		
Correspondance		1201
Documentation technique		1203
Communiqués		1206
Bibliographie		1208

Sur notre couverture :

La S.A.T., dont l'expérience dans le domaine des télémesures sur engins remonte à une quinzaine d'années, a mis en place des moyens industriels extrêmement importants pour assurer la production en grande série des composants de la Télémesure AJAX.

Son expérience et ses moyens lui permettent, dès maintenant, de prendre place dans les réalisations destinées à l'« Espace ».

Sur notre couverture, on peut apercevoir quelques éléments (baie de réception VHF et de démodulation, baie de contrôle et simulation) d'une station de réception de télémesures au standard AJAX.

S.A.T. — SOCIÉTÉ ANONYME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS — 41, rue Cantagrel - PARIS XVIII^e.

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1963)

M. G. LEHMANN, Directeur Scientifique à la C.G.E.

Président désigné pour 1964

M. L. BRAMEL de CLÉJOUX, Directeur des Services d'Enseignement des P.T.T.

Vice-Présidents

MM. J. DAUVIN, Ingénieur Général des Télécommunications e.r., Directeur délégué du Centre de Recherches de la C.G.E.

P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur de la Division systèmes électroniques à la Société Le Matériel Téléphonique.

Secrétaires Généraux Adjointes

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

M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Treasurer

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. I. BLOUET, Chef de la Section Métrologie de la Division Radioélectricité et Electronique du L.C.I.E.

J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.

J.M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.

GRUPE D'ALGER

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

Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GRUPE DE DIJON

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon

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.

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite

appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société.

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

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

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

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. L. ROBIN	M. M. MENORET
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGÉ	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications-Radiodiffusion-Télévision	M. J. FAGOT	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. P. ASSENS	M. D. COULMY
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. G. ROTH
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

Rédaction de l'Onde Électrique

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

M. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications, Rédacteur en Chef de l'Onde Électrique.

M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications.

M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications.

GRUPE RÉGIONAUX

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 du Centre de Télévision de la R.T.F.

— M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.

Secrétaire. — M. B. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

EXTRAITS DES STATUTS

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite

appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société.

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

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

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

(Assemblée Générale Janvier 1962)

Particuliers	30,00 F
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	15,00 F
Sociétés ou Collectivités	150,00 F
	ou 350,00 F
	ou 750,00 F

au gré de la Société ou Collectivité, Particuliers résidant à l'étranger 30,00 F plus frais postaux 5,00 F

* NDLR. Cette revue est l'Onde Électrique.

Changement d'adresse : joindre 0,50 F à toute demande.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

TÉLÉMESURES du type PCM, par L.W. GARDENHIRE, *Radiation Incorporated*, L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1072 à 1109).

Cet article est divisé en 4 parties.

Dans la première partie, l'auteur résume l'historique du développement de la télémesure à impulsions codées (PCM) et précise les difficultés que l'on rencontre dans l'élaboration d'un tel système.

Des exemples d'application au programme américain d'ICBM sont donnés (Titan, Minuteman) ainsi qu'à différents types de satellite (Nimbus, OAO, Telstar).

L'accent est mis sur le gain en consommation et en fiabilité obtenu en sept ans. Les méthodes futures de codage direct dans la sonde sont évoquées.

La deuxième partie donne la description du satellite Telstar et des différentes télémesures embarquées. Enoncé de quelques résultats.

La troisième partie donne la description de la télémesure PCM de la capsule Apollo.

Enfin la dernière partie analyse les erreurs et leurs différentes causes dans les télémesures PCM. On insiste sur les erreurs dues aux caractéristiques des signaux d'entrée au point de vue spectre de fréquence et sur les procédés d'interpolation utilisés.

LES TÉLÉMESURES COMMUTÉES : PROBLÈMES DE COMMUTATION ET DE DÉCOMMUTATION par J. DESPORTES, *Centre d'Essais en Vol*, L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1110 à 1114).

L'accroissement du nombre de paramètres à mesurer lors des essais des véhicules aéronautiques conduit à un emploi de plus en plus fréquent de la technique de multiplexage par commutation. On étudie la constitution de la chaîne de mesure correspondante qui comporte essentiellement un organe de commutation, la voie de transmission et un organe de décommutation.

On examine les caractéristiques souhaitables pour chacun de ces éléments et les limitations qu'il apporte. On évoque les problèmes posés par l'interprétation des mesures ainsi obtenues.

PROJET DE TÉLÉMESURE PCM POUR LES ESSAIS DE MISE AU POINT DE VÉHICULES PORTEURS, par C. ROQUEFEUIL, *Centre d'Essais en Vol*, L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1115 à 1118).

Le Centre d'Essais en Vol a lancé un programme d'études d'une télémesure PCM à grande capacité. Après un examen rapide des raisons de choisir une telle télémesure et des considérations qui en fixent la capacité souhaitée, les principales caractéristiques et performances désirées sont exposées.

Une deuxième partie développe de façon plus détaillée le problème de l'introduction, dans le « message » télémesuré, d'informations déjà numérisées en provenance d'un calculateur de guidage. Diverses méthodes sont envisagées, du double point de vue des conditions à satisfaire pour la transmission et de la simplicité des matériels.

LES MESURES DANS LE SATELLITE « FR-1 », par C. FAYARD, *Centre National d'Etudes des Télécommunications*, L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1119 à 1124).

Après un bref résumé des conditions de l'expérience projetée à bord du satellite « FR-1 », l'auteur expose le problème que pose la transmission des paramètres mesurés.

La précision avec laquelle on veut transmettre ces informations de divers types, la complexité du dépouillement des paramètres enregistrés, conduisent à envisager l'utilisation d'un système de télémesure particulier.

LE DÉPOUILLEMENT AUTOMATIQUE DES TÉLÉMESURES, par R. MOREAU, *Assistant Technique à la Direction de Physique Générale de l'Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques*, L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1125 à 1136).

Cet article décrit un dispositif de dépouillement automatique étudié à l'Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques, destiné à permettre une exploitation rapide d'un grand nombre de données transmises par télémesures. Les avantages et les inconvénients de l'appareil sont discutés en comparant le procédé préconisé au processus habituel d'un dépouillement manuel.

L'auteur, se plaçant ensuite sur le plan de la transmission de l'information, évoque quelques-unes des conséquences de l'automatisation des dépouillements.

LA TÉLÉMESURE AJAX, par G. GRENECHE, *Ingénieur ESE, Société Anonyme de Télécommunications*, L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1137 à 1145).

Les caractéristiques essentielles et les possibilités de la Télémesure AJAX à multiplex de fréquence sont d'abord exposées : type de modulation, nombre de voies transmissibles simultanément, répartition des sous-porteuses, bandes passantes d'information, portée. Elles sont dérivées des « Telemetry Standards » recommandés aux USA par l'IRIG.

Une justification est ensuite donnée du choix de la Télémesure AJAX du type FM/FM ou FM/PM de préférence à deux autres systèmes français du type FM/AM antérieurement exploités. Certaines raisons sont d'ordre industriel et économique, d'autres d'ordre théorique. Parmi ces dernières les plus importantes sont : le « rapport d'amélioration » du S/B dû à l'emploi de la modulation de fréquence ou de phase sur la porteuse, et l'augmentation de la capacité d'information.

Le matériel de bord et le matériel au sol constituant une chaîne de transmission AJAX sont décrits.

SUMMARIES OF THE PAPERS

MEASUREMENTS IN THE FR.1 SATELLITE, by C. FAYARD, *Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1119 to 1124).

After a brief account of the operating conditions on board the satellite FR.1, the writer discusses the problem presented by the transmission of the measured parameters.

The accuracy with which it is necessary to transmit the various kinds of intelligence and the complexity involved in disentangling the recorded parameters make it necessary to have the use of a highly specialised telemetry system.

THE AUTOMATIC DIFFERENTIATION OF TELEMETRY DATA, by R. MOREAU, *Assistant technique à la Direction de Physique Générale de l'Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1125 to 1136).

This article describes an automatic data sorting device developed at the Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales, developed for the rapid handling of large quantities of data transmitted by telemetry. The advantages and disadvantages of the equipment are discussed and a comparison of the automatic process with the usual process of manual sorting.

The author deals then with the setting out of the plan for the transmission of intelligence and in doing so discusses some of the consequences of the application of automatic processes to the sorting of them.

AJAX TELEMETRY EQUIPMENT, par G. GRENECHE, *Ingénieur E.S.E., Société Anonyme de Télécommunications*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1137 to 1145).

The basic characteristics and possibilities of the AJAX multiple-frequency telemetry device are first explained under the headings of the nature of the modulation, the number of simultaneous channels available, the distribution of sub-carriers, the pass-band available for the intelligence, and the carrier. These are derived from the « Telemetry Standards » developed in the USA by the IRIG.

An explanation is then given for the choice of the AJAX equipment of the type FM/FM or FM/PM in preference to two other French systems of the FM/AM type previously developed. Some of the reasons are of industrial and economic importance and others have theoretical weight. Among these latter the most important are the « rapport d'amélioration » of S/B as a result of the use of frequency modulation or phase modulation of the carrier, and the increase in the quantity of the information.

The ground and vehicle-borne equivalents which make up an AJAX transmission system are described.

PCM TYPE TELEMETRY, by L.W. GARDENHIRE *Radiation Incorporated*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1072 to 1109).

This article is divided into four parts :

In the first part the author sketches the history of telemetry using coded data (PCM) and explains the difficulties which have to be met in the design of such a system.

Some examples in connection with the American ICBM programme (Titan, Minuteman) as well as those arising in different types of satellite (Nimbus, OAO, Telstar).

Emphasis is put on the improvement in efficiency and in reliability obtained over 7 years. Future methods of direct coding are glanced at.

The second part gives a description of the Telstar satellite and of the different telemetry devices carried. There is an account of the results.

The third part gives a description of the PCM telemetry equipment in the Apollo capsule.

Finally the last part analyses the errors and their various causes in PCM telemetry. There is emphasis on the errors arising from frequency spectrum of the input signals and on the interpolation methods used.

SWITCHED TELEMETRY : PROBLEMS OF SWITCHING AND OF SORTING, by J. DESPORTES, *Centre d'Essais en Vol*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1110 to 1114).

The growth of the number of separate parameters which have to be measured during the trial of aeronautical vehicles leads to the wider and wider use of switched multiplex techniques.

This is an account of the make-up of the corresponding measuring system which consists essentially of a switching device, a transmission system, and a sorting device.

There is an account of the characteristics appropriate for each of these elements and the limitations which arise. The problems are discussed in relation to the interpretation of measurements obtained in this way.

THE PCM TELEMETRY PROJECT FOR COMMISSIONING TESTS IN VARIOUS VEHICLES, by C. ROQUEFEUIL, *Centre d'Essais en Vol*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1115 to 1118).

A large-scale programme of PCM telemetry research has been launched by the Centre d'Essais en Vol. After a rapid examination of the reasons for choosing particular telemetry methods and the circumstances which determine the capacity which can be expected from these, the principal characteristics and design of performance are explained.

A second part develops in a more detailed manner the introduction in the telemetry « message » of intelligence already coded and provided by a pilotage calculator.

Various methods are examined according to a criteria of the conditions which have to be satisfied for the transmission, and also in relation to the simplicity of the equipment.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

LA COMPENSATION DE PLEURAGE DES ENREGISTREMENTS MAGNÉTIQUES DE TÉLÉMESURE, par G. DUBRUNFAUT, *Société Anonyme de Télécommunications*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1146 à 1152).

Les exigences d'utilisation conduisent souvent à prévoir une transmission différée des signaux de télémessure.

En télémessure FM-FM, on procède généralement par enregistrement magnétique du signal multiplex constitué par la somme des sous-porteuses. Dans ce cas les fluctuations de vitesse, lentes ou rapides, constituant le « pleurage » des enregistreurs, affectent d'erreurs non négligeables la restitution des informations.

Les dispositifs de « compensation de pleurage » permettent de réduire dans un rapport de 10 et souvent plus, l'importance de ces erreurs.

BILAN D'ÉNERGIE DANS LES TRANSMISSIONS SPATIALES, par A. PARROT, *Société Sud Aviation*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1153 à 1159).

Dans une liaison radio entre un émetteur et un récepteur, outre l'atténuation due à la propagation, interviennent différents types de pertes : perte par absorption, perte due à l'utilisation d'une polarisation linéaire à l'émission et d'une polarisation circulaire à la réception, perte due au fading, à la variation de polarisation de l'onde reçue pendant les mouvements propres de l'engin ou du satellite portant l'émetteur, pertes dues aux liaisons coaxiales. Ces pertes influent sur la grandeur du signal reçu. D'autre part est examinée la contribution des différentes sources de bruit dans un récepteur : bruits externes et bruits internes. La détection « phaselock » permet de reculer le seuil de détection en modulation de fréquence ou de phase.

Enfin parmi les différentes techniques de diversité abordées, la diversité par combinaison optimale s'avère la meilleure bien que son accroissement de performance soit obtenu au détriment de sa simplicité.

CHAINES DE MESURES POUR MISSILES ; APPLICATIONS AUX ENGINS SEREB, par A. BUET, *Ingénieur Civil de l'Aéronautique*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1160 à 1175).

1. Rappel de l'expérience du Groupe Technique de Cannes de Sud-Aviation dans le domaine des mesures sur missiles, de 1952 à 1960 sur des programmes SUD-AVIATION, puis de 1960 à 1963 sur des programmes SEREB.

2. Description des solutions actuellement adoptées sur les « Véhicules d'Essais » SEREB en télémessure : enregistrement magnétique et enregistrement photographique.

3. Exposé des principes de base de réalisation d'un programme de mesures sur missile pouvant être dégagé de cette expérience.

4. Sens des progrès restant à faire sur le matériel actuel (accent particulier sur l'amélioration des « capteurs »). Orientation actuelle des solutions retenues pour des données à venir.

ENREGISTREMENT EN PRÉDÉTECTION, par W. FLETCHER, *Ingénieur consultant en Europe de Data Control Systems*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1176 à 1182).

Les techniques d'enregistrement en prédétection présentent beaucoup d'avantages sur les méthodes habituelles ;

— Le traitement de démodulation implique d'imaginer une estimation des informations originales transmises, et un récepteur démodulateur classique peut ne pas procurer la meilleure précision pour l'ensemble des informations.

— Tous les types de modulation peuvent être enregistrés, par cette technique, sans connaissance préalable de la modulation de l'information.

— Ce système permet à des signaux de très basse fréquence, voire en continu, d'être conservés pour un usage futur.

— Bien connu et bien exploité, il permet de procurer des précisions d'informations égales ou supérieures à celles obtenues par un système classique ; de plus, beaucoup de formats d'informations, peu maniables par les méthodes classiques, sont ainsi traités sans difficulté.

UNE TÉLÉMESURE PAM-FM A SORTIE NUMÉRIQUE POUR APPLICATION A UN PROBLÈME PÉTROLIER, par M. GOULLAUD et J. RINGOT, *Société de Prospection Electrique Schlumberger*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1183 à 1188).

Après avoir donné quelques généralités sur les mesures du sous-sol, et en particulier s'être penché sur la détermination des angles de pendage des couches, l'auteur décrit une télémessure de type séquentiel utilisée pour résoudre ce problème.

Cette télémessure fournit les informations utiles sous deux formes :

- d'une part, sous l'aspect d'un enregistrement analogique,
- d'autre part, sous l'aspect d'un enregistrement magnétique numérique destiné à être exploité par un ordinateur.

L'auteur décrit spécialement certaines parties essentielles de cette télémessure :

1. Un commutateur à bas niveau et un convertisseur amplitude-fréquence transistorisés susceptibles de fonctionner à une température ambiante de 160 °C.

2. Un numériseur comprenant un ensemble à « blocage en phase » et un compteur bidirectionnel haute fréquence. Réalisé en transistors au germanium il peut fonctionner à une température ambiante de 60 °C.

Quelques renseignements sont donnés sur la réalisation technologique de cet équipement.

PARALLÈLE ENTRE LES ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES D'ENGINS SPÉCIAUX ET DE SATELLITES, par D. REVERDIN *Société de Précision Mécanique Labinal*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1189 à 1192).

Les équipements électroniques des engins spéciaux sont comparés à ceux des satellites du point de vue de leur conception technologique et des essais spéciaux.

Les considérations portent donc uniquement sur les conditions climatiques, les sollicitations mécaniques et les performances générales telles que durée de fonctionnement, poids, volume et consommation.

Des remarques importantes sont faites sur la fiabilité et les temps moyens entre pannes.

En conclusion, les préoccupations technologiques sont semblables lors de la conception et la réalisation des deux catégories de matériel, même si les performances demandées diffèrent.

SYSTÈMES DE TÉLÉMESURES SPATIALES POUR LES STATIONS TERRESTRES DE POURSUITE, par M. SPERRY et M. AEBLI, *Bendix Corporation*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1193 à 1198).

Cet article décrit en détail les systèmes de télémessure entre 136 et 137 MHz et de télécommande dans la bande de 148 MHz qui ont été développés et livrés à la NASA par Bendix Corporation, comme appareillage supplémentaire pour les stations de repérage de satellites Minitrack.

Ce système utilise un même piédestal d'antenne pour les deux bandes de fréquence mentionnées, mais grâce à la construction de filtres de fréquence et à la disposition d'antenne, les émissions de télécommande ne brouillent pas la réception de télémessure.

Au risque de nous répéter un peu trop souvent dans les détails techniques, nous décrivons chaque élément du système et sa fonction afin de donner au lecteur une idée claire de la conception théorique du système et de son fonctionnement pratique à la NASA, où l'appareillage a été livré.

NOTE SUR L'UTILISATION DES CIRCUITS INTÉGRÉS DANS LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE PCM, par R. VANROYEN, *Société Intertechnique*. L'Onde Electrique de novembre 1963 (pages 1199 à 1200).

En ne considérant que les éléments de circuits qui sont actuellement disponibles sur le marché sous forme « intégrée » l'auteur étudie dans quelle mesure ceux-ci peuvent être utilisés dans les équipements de télémessure PCM, et quels en seront les avantages, en particulier du point de vue du poids, du volume et de la consommation.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

A PAM-FM TELEMETRY EQUIPMENT WITH DIGITAL OUTPUT FOR USE IN OIL PROSPECTING, by M. GOULLAUD and J. RINGOT, *Société de Prospection Electrique Schlumberger*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1183 to 1188).

After some general information about measurements below ground, and particularly those concerned with the determination of the angle of inclination of strata, the author describes telemetry equipment of a sequential kind used to deal with this kind of work.

This equipment provides useful information in two forms : on the one hand in the shape of an analogue recording and on the other hand as a digital magnetic recording intended to be used by a calculating device.

The author gives a detailed description of certain essential parts of this telemetry equipment :

1. A switch and a transistorized amplitude frequency converter capable of operating at ambient temperatures of 160°C ;
2. A digital device involving a phase indicator and a bi-directional high frequency counter. This device, which uses germanium transistors, can operate at ambient temperatures of 60 °C. Various information is given on the technical design of this equipment.

A COMPARISON BETWEEN THE ELECTRONIC EQUIPMENT OF SPECIALISED MISSILES AND OF SATELLITES, by D. REVERDIN, *Société de Précision Mécanique Labinal*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1189 to 1192).

Electronic equipments for missiles and satellites are compared, as far as technological concept and testing are concerned. Climatic conditions, mechanical environment and performances such as operating time, weight, volume and power consumption are treated.

Special emphasis is laid on reliability and mean time between failures.

In conclusion, both types of equipment require similar technological care, even if the performances requirements may differ.

SPATIAL TELEMETRY SYSTEMS FOR GROUND TRACKING STATIONS, by M. SPERRY and M. AEBLI, *Bendix Corporation*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1193 to 1198).

This account describes in detail the telemetry system operating between 136 and 137 mc/s, with telecommand in the 148 m/c band developed and produced for NASA by the Bendix Corporation as supplementary equipment for the Minitrack tracking stations of satellites.

This system uses a pedestal antenna for the two frequency bands mentioned, and as a result of the construction of the filters and the arrangement of the antenna, the telecommand transmitters do not interfere with reception on the same unit of the telemetry frequency.

At the risk of a little repetition in technical details, we describe each part of the system and the operation of that part in order to give the reader a clear understanding of the theoretical basis of the system and of its practical operation by NASA, where the equipment has been delivered.

NOTES ON THE USE OF INTEGRATED CIRCUITS IN PCM TELEMETRY EQUIPMENTS, by R. VANROYEN, *Société Intertechnique*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1199 to 1200).

Considering only those of the circuits elements which are now readily available on the market as « integrated circuits », the author tries to define how they could be used in PCM telemetry equipments, and what would be the advantages, particularly for weight, volume and power consumption.

WOW COMPENSATION IN TELEMETRY MAGNETIC RECORDINGS, by G. DUBRUNFAUT, *Société Anonyme de Télécommunications*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1146 to 1152).

Operating requirements often make it necessary to provide for the delayed transmission of telemetry signals.

In FM - FM telemetry it is usual to rely on the magnetic recording of the multiplex signal formed by the sum of the sub carriers. In cases of this kind the fluctuations of speed, slow or fast, reducing « wow » in recorders, cause errors which cannot be ignored in the reconstitution of the information.

Devices for « wow » correction make it possible to reduce such errors by a ratio of 10 and often more.

THE POWER BALANCE SHEET IN SPACE TRANSMISSIONS, by A. PARROT, *Société Sud-Aviation*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1153 to 1159).

In a radio circuit between a transmitter and a receiver, there are in addition to the attenuation due to propagation, various kinds of losses. They are - loss by absorption, loss due to the use of linear polarisation on transmission and circular polarisation in reception, loss due to fading and to the variation of polarisation in the received wave as a result of the movements of the missile or the satellite carrying the transmitter and losses in coaxial connections. These losses affect the magnitude of the received signal. There is, on the other hand, an examination of the contribution made by different sources of noise in a receiver, both external noise and internal noise. Phase-lock detection makes it possible to push back the threshold of frequency or phase detection.

Finally among the various available diversity methods, diversity by the optimum combination proves itself the best although its improvement in performance may be obtained at the cost of simplicity.

MEASURING SYSTEMS FOR MISSILES ; APPLICATIONS TO THE SEREB ENGINES, by A. BUET, *Ingénieur Civil de l'Aéronautique*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1160 to 1175).

1. A survey of the experience of the Groupe Technique de Cannes de Sud-Aviation in the field of missile measurements - from 1952 to 1960 on Sud-Aviation programmes, then from 1960 to 1963 on SEREB programmes.

2. An account of the arrangements currently used in the SEREB test vehicles with magnetic recording and photographic recording.

3. An account of the basic design principles of the measuring programme for a missile which can be derived from this experience.

4. The kind of progress which has yet to be made on present-day systems with particular emphasis on the improvement of capture devices. Possible solutions for future problems.

RECORDING BEFORE DETECTION, by W. FLETCHER, *Ingénieur consultant en Europe de Data Control Systems*. L'Onde Electrique, November 1963 (pages 1176 to 1182).

The techniques of recording before detection offer many advantages over the customary methods.

The process of demodulation involves obtaining a reproduction of the intelligence originally transmitted and a receiving device with a conventional demodulator may not give the highest accuracy of all kinds of intelligence.

All kinds of intelligence can be equally well recorded by this technique without previous knowledge of the method of modulation used for the intelligence.

This system allows signals of very low frequency, even to DC signals, to be stored for future use.

If well-designed and well-applied makes possible accuracy in the recording of information equal or superior to that obtained by the conventional system and moreover many kinds of presentation of intelligence difficult to manage by classical methods are in this way handled with ease.

INTRODUCTION

Le Centre National d'Etudes Spatiales a organisé, du 22 au 26 avril 1963, un cycle d'information sur les télémesures ; une quarantaine d'auditeurs, choisis parmi plus de 100 candidatures, ont pu ainsi recevoir une information « up to date » sur la question des télémesures, l'un des problèmes techniques les plus importants pour la bonne marche des Recherches Spatiales.

Pour cela, le C.N.E.S. a invité trois spécialistes américains :

— R.W.ROCHELLE du Goddard Space Flight Center (NASA), qui a exposé les télémesures du type PFM (Pulse Frequency Modulation).

— J.P. MAGNIN, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, de l'Electro Mechanical Research Incorporated, qui a parlé des télémesures du type PCM.

— L.W. GARDENHIRE de la Radiation Incorporated qui a également parlé des problèmes concernant les télémesures PCM.

D'autre part, les grands organismes de l'Etat et les Sociétés industrielles françaises ont bien voulu déléguer des ingénieurs pour parler de leurs récentes réalisations concernant les télémesures.

On trouvera ci-après la liste des conférences qui ont été prononcées à cette occasion.

A. Organismes d'Etat

Centre d'Essais en Vol (C.E.V.) :

J. DESPORTES : Télémesures commutées, problème de commutation et de décommutation ;

C. ROQUEFEUIL : Projet de télémesures PCM pour les essais de mise au point de véhicules porteurs.

Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.) :

C. FAYARD : Les mesures dans le satellite FRI.

Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales (O.N.E.R.A.) :

R. MOREAU : Dépouillement automatique des télémesures.

B. Sociétés industrielles

Société Anonyme de Télécommunications (S.A.T.) :

G. GRENECHE : La télémesure AJAX ;

G. DUBRUNFAUT : La compensation de pleurage des enregistrements magnétiques de télémesure.

Sud Aviation (Paris) :

A. PARROT : Bilan d'énergie dans les transmissions spatiales.

Sud Aviation (Groupe Technique de Cannes) :

A. BUET : Chaînes de mesures pour missiles ; application aux engins SEREB.

Enfin, une séance avait été prévue pour permettre la présentation de communications originales ; six orateurs ont parlé des diverses questions relatives aux télémesures :

J. DUPRAZ de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil (CSF) : Comparaison théorique de trois systèmes digitaux pour télémesures spatiales ;

W. FLETCHER du Data Control System Incorporated : Enregistrement en pré-détection ;

M. GOUILLOU de la Société d'Instrumentation Schlumberger : Une télémesure PAM-FM à sortie numérique pour application à un problème pétrolier ;

D. REVERDIN de la Société de Précision Mécanique Labinal : Parallèle entre les équipements électroniques d'engins spéciaux et de satellites ;

M. SPERRY et AEBLI de la Société Bendix : systèmes de télémesures spatiales pour les stations terrestres de tracking ;

R. VANROYEN de la Société Intertechnique : Note sur l'utilisation des circuits intégrés dans les équipements de télémesures PCM.

Pour ne pas donner à cette semaine d'information un aspect trop théorique, deux visites avaient été organisées : l'une au Centre d'Essais en Vol à Brétigny où les participants ont pu se rendre compte de l'intérêt que présentait le matériel français exposé à leur intention, l'autre au Centre National d'Etudes des Télécommunications qui avait autorisé la visite de ses installations de dépouillement des télémesures. Ces visites ont permis aux participants de prendre contact efficacement avec les conférenciers à l'occasion de discussions personnelles. Celles-ci avaient d'ailleurs été encouragées par l'initiative de la Direction Générale du Centre National d'Etudes Spatiales qui avait convié les participants à un cocktail le mercredi 24 avril.

Le Centre National d'Etudes Spatiales est heureux de remercier la Direction de l'Onde Electrique qui a bien voulu accepter de publier ce numéro consacré aux télémesures qui comprend une grande partie des textes de ces conférences ; les textes de MM. R.W. ROCHELLE et J.P. MAGNIN seront publiés par la suite ; quant à celui de M. J. DUPRAZ il a été publié dans l'Onde Electrique de Mars 1963.

LES TÉLÉMESURES P. C. M.

I. L'évolution des télémesures P. C. M.

PAR

LAWRENCE W. GARDENHIRE

Radiation Incorporated

1. Introduction

La transmission par impulsions codées, P.C.M., n'est pas nouvelle. Elle a été employée pour la première fois en 1932 par BELL TELEPHONE LABORATORIES pour la transmission de la parole, mais ce n'est qu'en 1960 que son usage s'est répandu. Les avantages en sont connus depuis longtemps, mais ce n'est que récemment que sont apparus les éléments permettant de réaliser de tels équipements dans des limites raisonnables de poids, de volume et de complexité. Comme pour les calculateurs numériques, il a fallu lutter pour faire accepter le P.C.M. par les techniciens des fusées. L'idée leur en paraissait séduisante mais ils hésitaient devant le risque d'utiliser un nouveau procédé au moment même où le FM/FM devenait d'un emploi sûr. Pour cette raison, les premiers équipements P.C.M. furent surtout utilisés dans un but éducatif, et très souvent pour numériser la sortie des systèmes FM/FM en vue de l'exploitation des résultats dans des calculateurs numériques.

2. Les avantages du P.C.M.

La diminution de la précision lors de l'acquisition, la transmission et l'enregistrement des mesures analogiques est un problème bien connu. Par ailleurs, il faut le plus souvent numériser les mesures afin de permettre leur exploitation par les calculateurs. Ces deux facteurs ont été l'élément essentiel du développement du P.C.M. Le P.C.M. a de nombreux avantages souvent reliés les uns aux autres et qu'il faut envisager comme des compromis.

A) MEILLEURE PRÉCISION

Une fois numérisées les données peuvent être stockées aussi longtemps que l'on veut, transmises à n'importe quelle distance, retransmises, détectées ou relues autant de fois qu'il est nécessaire, sans diminution de la précision. Les signaux analogiques sont par contre déformés et la précision diminue à chaque opération.

B) MEILLEURE UTILISATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

Les signaux numériques sont par nature moins sensibles aux bruits (intermodulation, dérives, effets de l'ambiance, atténuation, etc.). Un système numérique n'utilise en effet que la présence ou l'absence d'un signal et non pas une mesure précise de l'un des paramètres de ce signal. On obtient ainsi une meilleure propagation pour une puissance d'émission donnée.

C) SOUPLESSE ET FIABILITÉ

Du fait de tous les compromis possibles, tels que celui entre la précision et la cadence d'échantillonnage, une télémesure P.C.M. est d'un usage très souple. On peut ainsi, en changeant simplement la matrice de décodage du programmeur, modifier entièrement toute la structure du message, de la même façon que l'on change le programme d'un ordinateur. Des méthodes sont actuellement à l'étude pour que la télémesure P.C.M. effectue elle-même par programme l'élimination des données redondantes.

La fiabilité provient de plusieurs facteurs. Le plus important est sans doute le fait qu'il s'agit essentiellement d'un équipement à une seule voie. Toutes les voies sont en effet identiques entre elles et formées de circuits simples et redondants fonctionnant chacun leur tour. La fatigue de chaque composant est de ce fait bien moindre que dans les systèmes analogiques.

D) DIMINUTION DE LA BANDE PASSANTE REQUISE POUR UNE PRÉCISION DONNÉE

Ceci est évidemment relié à l'amélioration de la précision et de l'utilisation du rapport signal sur bruit. On oublie souvent de faire intervenir la précision lorsque l'on compare différents systèmes de télémesure, or, toute comparaison devrait être faite en utilisant des systèmes permettant d'obtenir une même précision dans les mesures. S'il fallait transmettre en FM/FM des données avec une précision de 0,1 % la bande passante nécessaire serait prohibitive. Pour une bande passante donnée une transmission P.C.M. donne une précision de 10 à 50 fois supérieure à celle obtenue avec une transmission FM/FM.

E) COMPATIBILITÉ AVEC LES CALCULATEURS NUMÉRIQUES

Comme il a été vu plus haut, ce fut la première utilisation du P.C.M. Si les données doivent être exploitées dans un calculateur numérique, il faut les numériser aussitôt que possible dans la chaîne de transmission. La sortie d'une télémesure P.C.M. peut, si l'on veut, être dans le format d'un calculateur donné, ce qui permet une exploitation en temps réel et également si nécessaire une réduction des données à bord de l'engin pour ne plus transmettre que des résultats déjà exploités.

3. Description d'un équipement P.C.M. type

Un équipement P.C.M. est très simple du fait qu'une seule voie est utilisée à la fois. La figure 1 montre le schéma de principe.

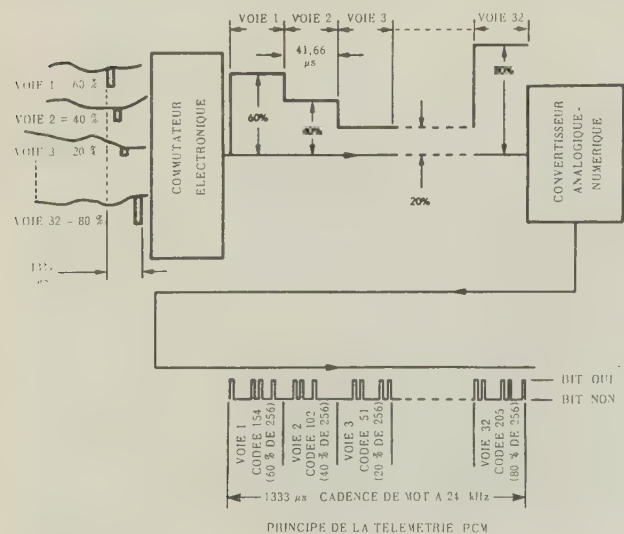


FIG. 1.

A) MULTIPLEXEUR

Un grand nombre de tensions analogiques représentant les diverses mesures est appliqué en parallèle à un commutateur électronique ou multiplexeur, où les tensions sont échantillonnées et mises sous la forme d'un train d'impulsions P.A.M. L'amplitude de chaque impulsion représente la valeur de la mesure. Comme on le voit sur la figure, la voie n° 1 est échantillonnée pendant 4 µs mais le signal de sortie est maintenu par un dispositif de blocage pendant 41,66 µs, temps nécessaire pour l'opération de codage. La cadence d'échantillonnage de chaque voie et l'ordre de ces voies sont déterminés par une matrice de programmation. Aucune autre voie ne fonctionne pendant le temps indiqué de 41,66 µs. Les multiplexeurs seront vus en détail plus loin lors de la description de certains équipements.

B) CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE OU CODEUR

Le codeur est un dispositif qui transforme chaque impulsion du train issu du multiplexeur, en une série d'impulsions tout ou rien représentant la mesure numérique de la variable. Comme on le voit sur la figure 1 l'impulsion de la voie n° 1 a été mise sous la forme du nombre binaire 154, soit 60 % de l'échelle totale. Les bits de plus fort poids sont ceux représentés à gauche du nombre binaire.

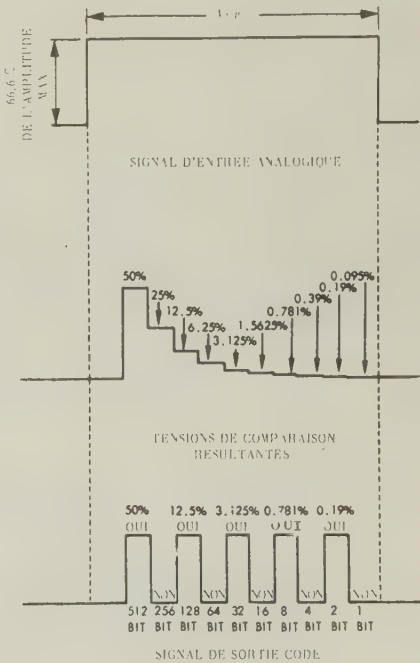


FIG. 2.

La figure 2 montre le fonctionnement du codeur. Il s'agit d'un « codeur par pesées successives ». La tension analogique d'entrée est comparée successivement à des tensions de précision représentant les différents poids binaires. Chacune de ces comparaisons produit un bit, et l'ensemble des comparaisons effectuées sur un même échantillon constitue un mot. La première comparaison est faite avec une référence

égale à 50 % de l'échelle totale. Un circuit de comparaison détecte le signe de la tension erreur. Si le signal est supérieur à la référence, une impulsion « un » ou « oui » est transmise et la référence 50 % est maintenue.

La comparaison suivante est faite à 75 % de l'échelle totale et ici encore le codeur détecte le signe de la tension d'erreur. Si le signal est inférieur à la référence 50 + 25 %, un bit zéro est transmis et la référence 25 % est annulée. Le cycle de comparaison se reproduit autant de fois qu'il y a de bits dans le mot, et chaque fois on ajoute ou non une référence égale à la moitié de la précédente. Dans le cas indiqué, 10 comparaisons ont été faites pour une échelle totale égale à 1 024. Le signal de 66, 6 % est donc égal aux bits 512 + 128 + 32 + 8 + 2 soit un total de 682.

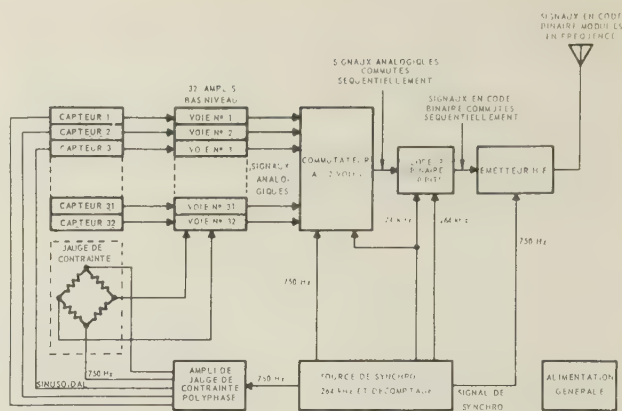


FIG. 3.

C) PROBLÈMES RELATIFS AUX SYSTÈMES P.C.M.

Aucun nouveau système ne saurait satisfaire à la totalité des besoins, ni être parfait.

La commutation précise de signaux analogiques (surtout ceux à bas niveau) et l'amplification de ces signaux en vue de leur codage sont les principales difficultés qui ont existé dès le début. Ces problèmes existeront à chaque fois qu'il faudra numériser une série de tensions analogiques.

Les problèmes ont été et continuent d'être de mieux en mieux résolus mais l'on tend vers des limites, ce que nous verrons en détail par la suite.

4. Le premier équipement de télémessure P.C.M.

La figure 3 montre le fonctionnement du premier équipement P.C.M. construit par RADIATION INCORPORATED en 1955. Les capteurs sont alimentés par une tension alternative, et causent une modulation en amplitude de cette tension. Le système est conçu pour numériser l'amplitude de crête de chaque cycle. La tension alternative sur la voie suivante est déphasée de $1/32$ de période afin que l'amplitude de crête apparaisse à l'instant requis par le codeur. Chaque capteur est suivi d'un amplificateur alternatif. L'alimentation polyphasée du système le rend très complexe et peu

souple. On ne peut changer ni le nombre de voies ni la cadence d'échantillonnage. De plus, seuls des capteurs du genre jauges de contrainte peuvent être utilisés.

Cette grande complexité est simplement destinée à résoudre les deux problèmes déjà mentionnés : amplifier les signaux bas niveau avant commutation et éviter l'emploi d'amplificateurs à courant continu à large bande passante et exempts de dérive qui ne pouvaient être réalisés avec les composants disponibles à l'époque.

La figure 4 montre l'ensemble du système dont la désignation militaire était AKT/14. Il utilisait des tubes subminiatures et comportait 9 boîtiers. Les quatre boîtiers de gauche contiennent les préamplificateurs, puis on trouve l'alimentation polyphasée, le multiplexeur, le codeur, l'alimentation, et au centre le boîtier de commande.

Le volume total, non compris le câblage d'interconnexion est d'environ 28 dm³ pour un poids de 23 kg. La consommation est de 350 W. La cadence de fonctionnement est de 264 000 bits par seconde.

Le système fut opérationnel en 1956 et, au total, 15 équipements de ce type furent réalisés. Toutefois, à cause du manque de stations de réception P.C.M. sur les bases de lancement de missiles, un seul équipe-

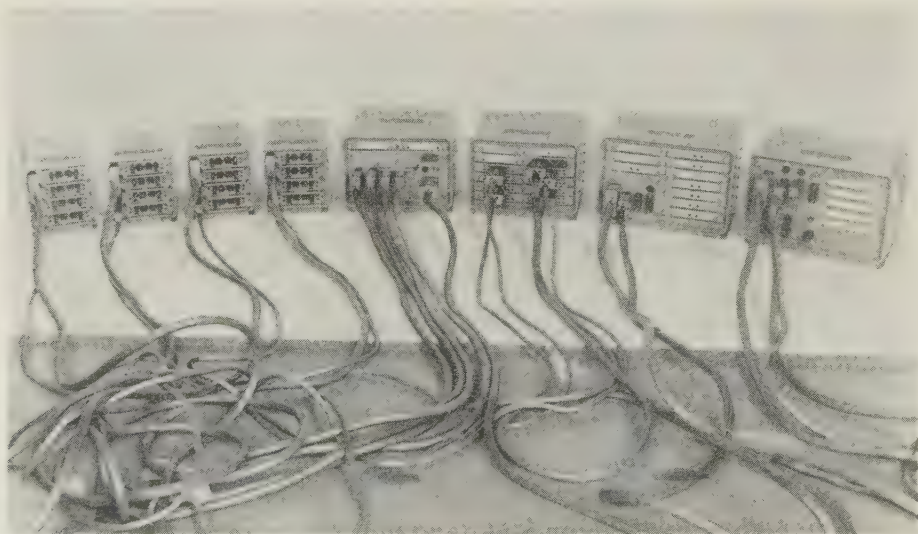


FIG. 4.

ment fut utilisé pour des essais en vol. Sept équipements furent incorporés à des stations de réduction de données au sol pour traiter les résultats de systèmes de télémesures analogiques, et les autres équipements furent utilisés dans des buts expérimentaux ou éducatifs. Plusieurs systèmes sont encore actuellement en fonctionnement.

5. Acceptation du système P.C.M.

A) TRANSISTORS

Les transistors ont fait leur apparition pendant l'étude de ce premier équipement et celui-ci s'est donc trouvé démodé avant même que sa réalisation ne soit terminée.

B) ACQUISITION DE DONNÉES AU SOL

Le manque de stations P.C.M. au sol et la crainte d'utiliser un nouveau système dans les programmes d'étude de fusées ont fait que le P.C.M. s'est d'abord développé dans les stations au sol d'acquisition de données où chaque système représente un ensemble complet. Les systèmes réalisent la numérisation en temps réel de multiples variables provenant d'essais en laboratoire ou au banc. La figure 5 montre l'un de

ces systèmes. L'équipement était entièrement transistorisé et comportait un amplificateur à courant continu par voie, un commutateur électronique rapide, et un convertisseur analogique numérique à 14 bits en code binaire décimal. La précision de l'ensemble du système, non compris celle des capteurs, était de 0,1 %. Le train série issu du codeur était transmis par coaxial à un abri situé à environ 2 km du banc d'essai, il y était converti en code parallèle et enregistré sur bande en code BCD avec une densité de 400 bits par pouce. Le signal était ensuite traité par un convertisseur qui produisait une bande magnétique compatible avec le calculateur I.B.M. 650. La photo de gauche montre le convertisseur, celles du milieu montrent les équipements d'émission ainsi que l'ensemble de réception pour trois équipements. L'ensemble de la photo de droite réalise une visualisation sous forme analogique.

C) COMMUTATION A BAS NIVEAU

Ultérieurement, et grâce à l'apparition des transistors rapides de commutation, les amplis à courant continu ont pu être remplacés par un commutateur à bas niveau du type indiqué sur la figure 6. Toutefois, les deux problèmes existent toujours. Les nouveaux transistors facilitent la commutation à bas niveau, mais la sortie du commutateur est couplée par un trans-

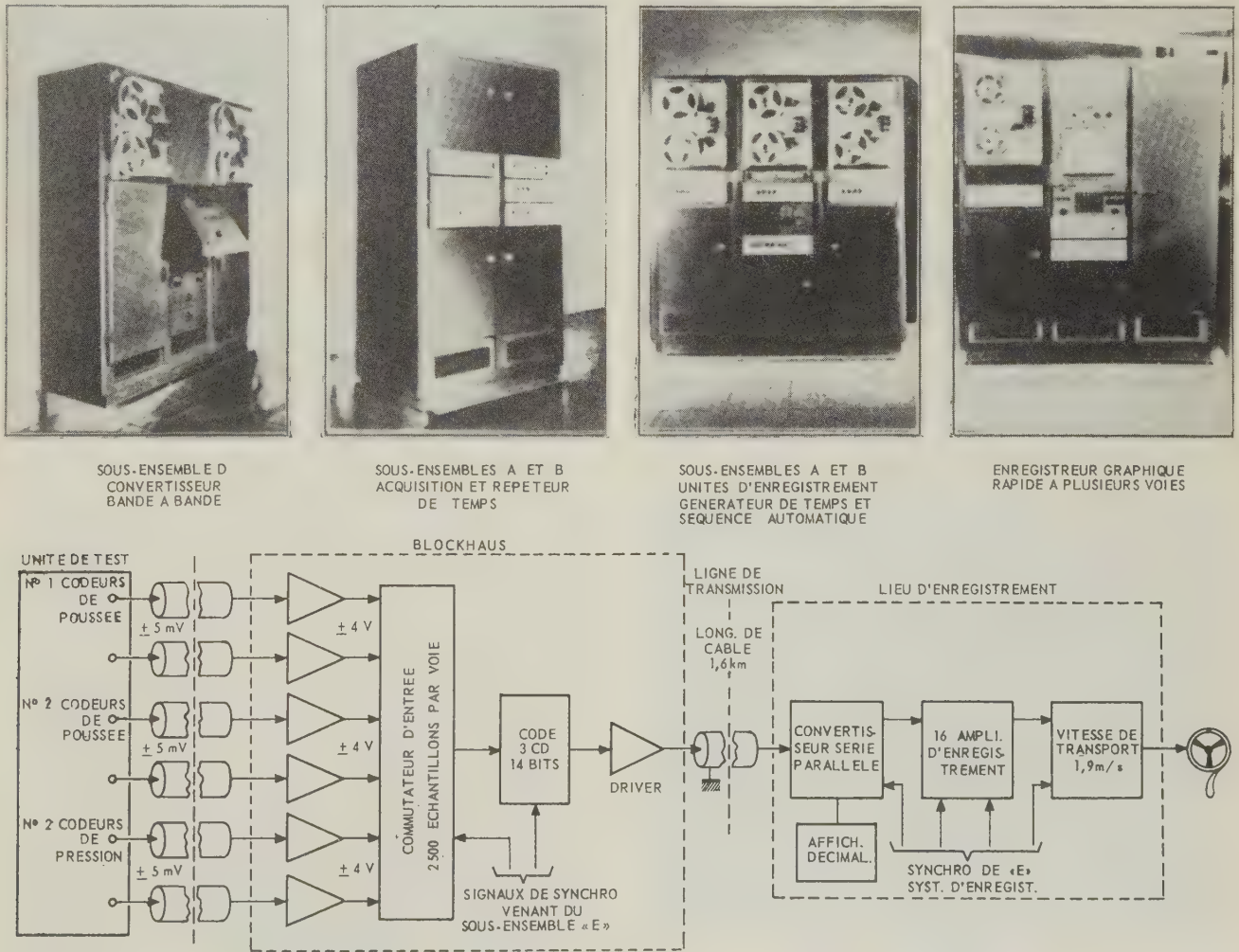


FIG. 5.

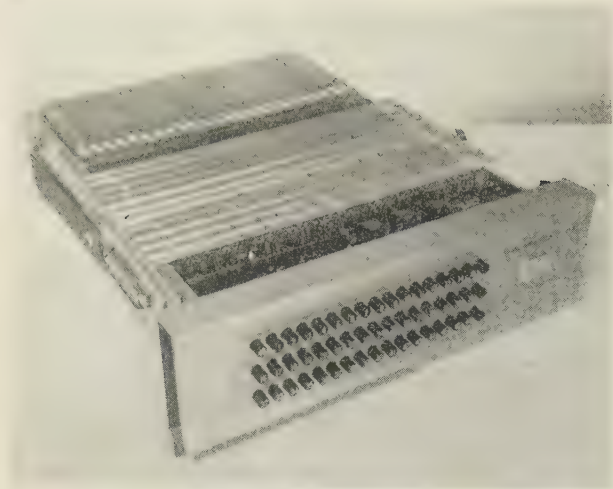


FIG. 6.

formateur afin de pouvoir être traitée par un amplificateur alternatif commun. Pour résoudre le problème de la bande passante, trois amplificateurs étaient utilisés. Pendant le temps d'utilisation du premier, le deuxième commençait l'échantillonnage de la voie suivante afin de permettre l'amortissement des transitoires dus à la mauvaise réponse de l'amplificateur, et le troisième amplificateur était l'objet de réglages automatiques pour compenser la dérive du gain.

De nombreuses stations au sol furent ainsi réalisées qui permettaient l'échantillonnage de tensions de ± 5 mV échelle totale. Chaque bit représentait $2,5 \mu\text{V}$ et le bruit d'ensemble du système était de $5 \mu\text{V}$.

Ces stations au sol ont permis l'étude et la réalisation de la plupart des circuits qui furent par la suite utilisés dans les équipements aéroportés après adaptation aux conditions d'ambiance.

D) RÉDUCTION DE DONNÉES

Pendant la période de 1956 à 1960 furent construites de nombreuses stations au sol pour le traitement d'informations qui utilisaient les techniques du P.C.M. La figure 7 montre un système typique qui, partant de données analogiques et numériques, produit une bande

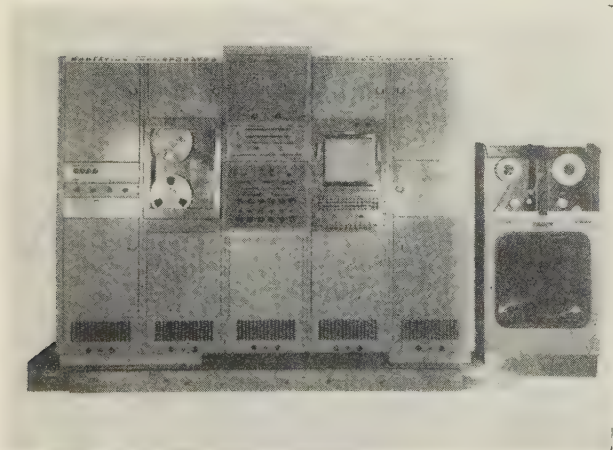


FIG. 7.

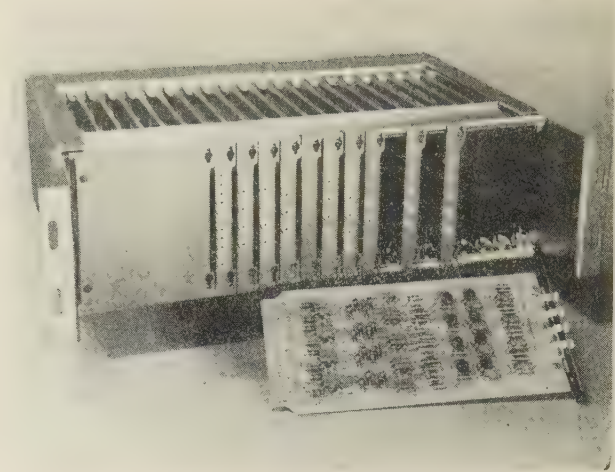


FIG. 8.



FIG. 9.

magnétique en format ordinateur. La figure 8 montre le genre de construction utilisé, la figure 9 montre un autre ensemble utilisant les mêmes techniques.

E) AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU

Pendant cette même période de 1956 à 1960 de nombreux équipements P.C.M. aéroportés ont été conçus et réalisés, mais aucun d'eux n'a fait l'objet d'un réel usage opérationnel. Les stations au sol étaient toutefois l'objet de gros progrès dont les principaux furent les commutateurs à bas niveau et les amplis à courant continu, entièrement transistorisés. La possibilité d'alimenter les capteurs en continu a permis d'arriver à une grande souplesse d'utilisation. L'ouverture des portes peut maintenant être commandée à n'importe quel instant, et dans n'importe quel ordre.

6. Télémessure P.C.M. sur traîneaux

La figure 10 montre un stade suivant dans les équipements P.C.M. dont la réalisation a été terminée au début de 1958. Cet équipement était analogue à l'AKT/14 mais il était entièrement transistorisé et la longueur du mot avait été portée à 10 bits. Aucun

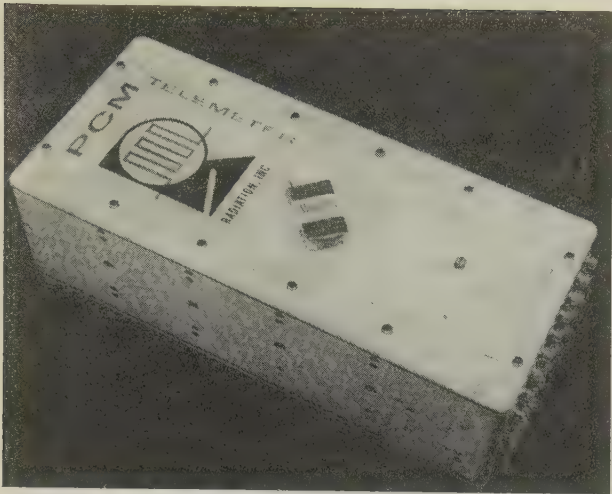


FIG. 10.

effort n'a été fait pour réduire la taille et le poids de l'ensemble puisque l'équipement devait être utilisé sur un traîneau très rapide où les accélérations étaient très dures. Par contre, un très grand pas avait été fait dans la réduction de la consommation qui passe de 350 à 110 W et dans l'amélioration de la fiabilité. L'équipement a servi à plus de 100 essais et a résisté à des chocs de plus de 100 g et également à une explosion qui a détruit le traîneau. Il est toujours en état de fonctionner, mais a été remplacé par un modèle plus récent qui permet l'alimentation des capteurs en courant continu.

7. Télémessure P.C.M. aéroportée

En 1959 le P.C.M. commençait à apparaître compétitif au point de vue performance et fiabilité. A cette époque a été mis au point un équipement aéroporté qui utilisait des commutateurs à bas niveau couplés par transformateurs.

A) PROBLÈME DES COMMUTATEURS A BAS NIVEAU

Lors des essais d'ambiance, on constata des phénomènes de microphonie aux vibrations dans les transformateurs, ainsi que des changements de caractéristiques des transistors de commutation en température. De nombreux essais furent réalisés pour résoudre ces problèmes, mais aucune solution n'a permis de faire face aux spécifications relatives aux voies bas niveau dans les conditions d'ambiance imposées.

B) AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU

Il était maintenant évident qu'il fallait mettre au point une méthode de couplage continu. Cela signifiait l'utilisation d'un amplificateur à courant continu extrêmement stable capable de supporter à la fois les vibrations et les variations de température. Cela n'était absolument pas une tâche facile et le problème n'est pas, à ce jour, entièrement résolu. Si l'on fait intervenir le bruit et la dérive, les précisions que l'on peut obtenir actuellement sur les voies bas niveau d'un équipement aéroporté sont de l'ordre de 1 %.

C) LE PREMIER SYSTÈME A COUPLAGE CONTINU

Le premier système employant un couplage entièrement continu a été réalisé au début de 1960. Il est montré sur la figure 11. Cet équipement est d'une utilisation très souple, et les cadences d'échantillonnage sur toutes les voies peuvent être modifiées en enfichant simplement des cartes différentes dans les circuits de programmation du multiplexeur. Comme on le voit sur la figure 12, le système était assez volumineux car il devait respecter des spécifications existantes de montage dans les avions. Cinq systèmes de ce type ont été construits pour divers usages dont la plupart sont encore en service après de nombreuses heures d'utilisation.

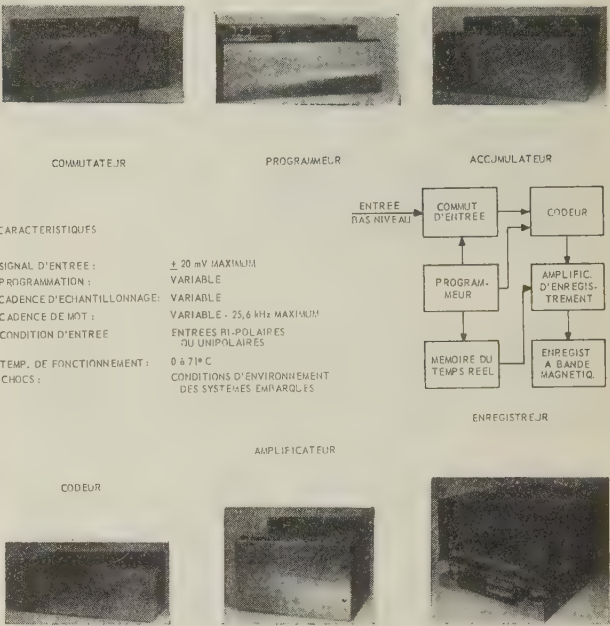


Fig. 11.

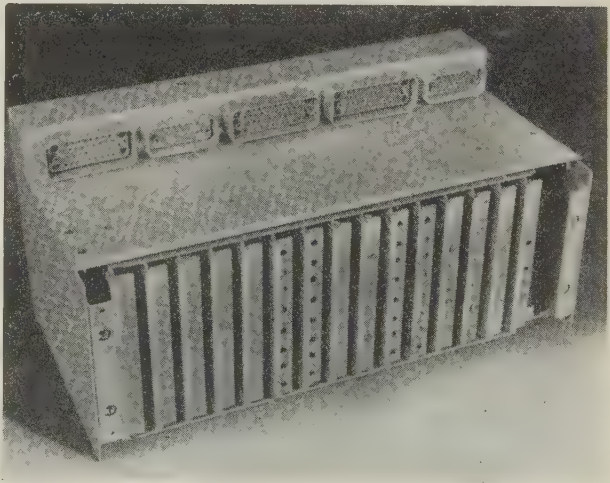


FIG. 12.

8. Association avec le calculateur de guidage

L'installation de calculateurs arithmétiques de guidage à bord des missiles intercontinentaux (I.C.B.M.) a fait apparaître un besoin pour un nouveau type de télémessure.

A) TRANSMISSION DES DONNÉES DE GUIDAGE SUR UNE VOIE RADIO DIFFÉRENTE

Pour résoudre ce nouveau problème sur l'un des premiers I.C.B.M., la sortie des calculateurs modulait directement un émetteur radio. Afin d'obtenir la précision nécessaire dans les calculs de navigation, le calculateur devait fonctionner à une cadence très rapide, mais les calculs n'étaient effectués qu'à des intervalles assez longs. La bande passante de la liaison radio devait donc être très large, et n'était pas utilisée en permanence.

B) INCORPORATION D'UNE TÉLÉMESURE P.C.M.

Le premier besoin réel du P.C.M. est alors apparu, pour associer la télémessure au calculateur et transmettre les résultats numériques de la même façon que les données analogiques. Seul le P.C.M. pouvait assurer cette fonction.

C) TÉLÉMESURE P.C.M. DU MISSILE I.R.B.M. « MINUTEMAN »

Le missile Minuteman a fourni la première occasion de réaliser un tel système. Le calculateur fournit le signal d'horloge, et le programme de la télémessure incorpore les données numériques dans le message P.C.M.

La figure 13 montre l'équipement correspondant. Le système est à couplage continu et prévoit des entrées analogiques haut et bas niveau. Les cadences d'échantillonnage peuvent être modifiées en changeant la matrice de décodage dans les multiplexeurs.

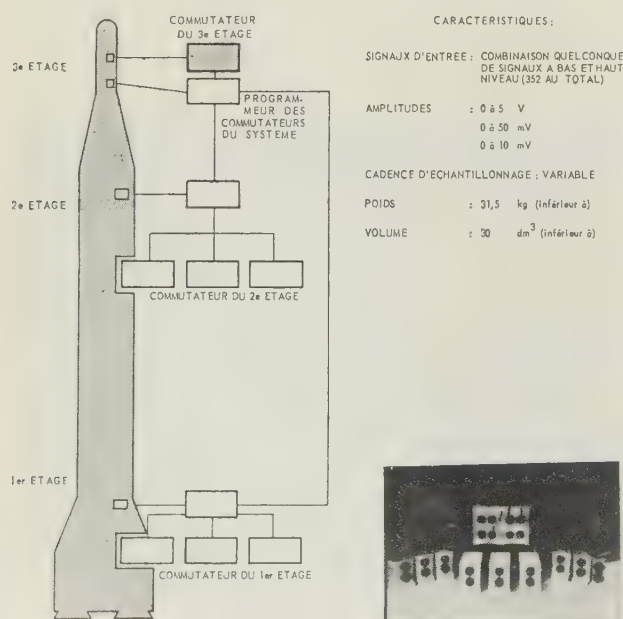


FIG. 13.

Le système est tel qu'un seul codeur est utilisé pour tous les étages de la fusée. Il est situé dans le 3^e étage avec le calculateur de guidage. Des multiplexeurs sont installés dans chaque étage et largués avec ceux-ci.

Le rythme de fonctionnement est de 345 600 bits par seconde. Il est prévu 352 entrées analogiques et 548 entrées numériques de 8 bits chacune. Chaque mot comprend 27 bits correspondant soit à un mot calculateur, soit à 3 mots analogiques de 8 bits plus les synchronisations.

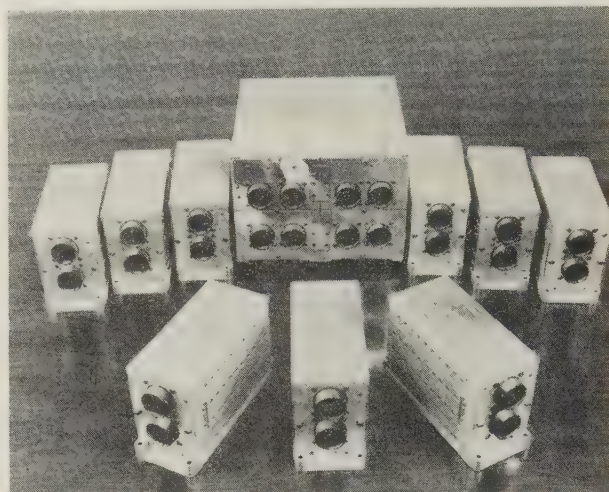


FIG. 14.

La figure 14 montre le genre de construction utilisé dans l'équipement. Le grand boîtier au centre contient le programmeur principal et les multiplexeurs du 3^e étage. Les neuf autres boîtiers contiennent les multiplexeurs et amplificateurs des autres étages. L'équipement est réalisé sur circuits imprimés, et les cartes sont bloquées dans un boîtier léger en aluminium avec lequel elles forment une structure en nid d'abeille très résistante qui permet de faire face aux problèmes de vibrations. La figure 15 montre le détail d'une des cartes.

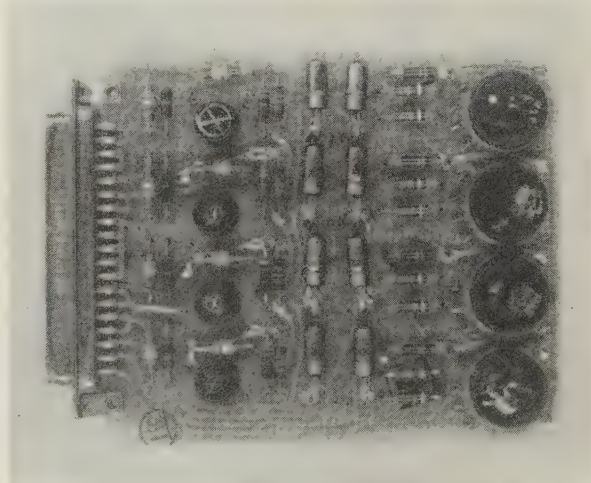


FIG. 15.

D) STATION AU SOL

Aucune station de réception n'était alors disponible sur les bases de lancement et ce fut pour le programme Minuteman qu'elles furent réalisées et installées. La figure 16 montre l'une de ces stations.

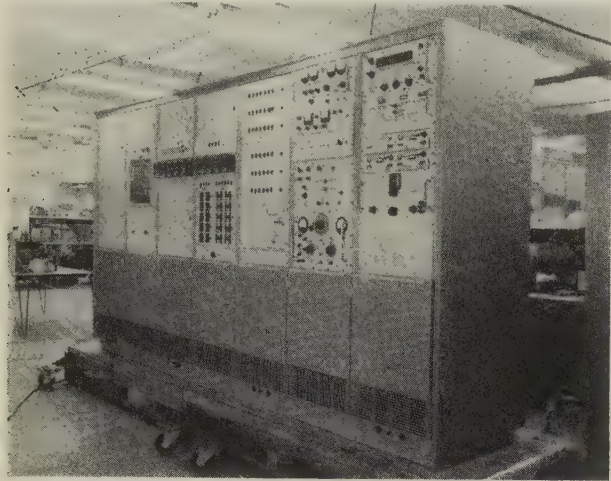


FIG. 16.

Enregistrement série du message P.C.M.

Un grand progrès a été réalisé dans les stations de réception à l'occasion de ce programme. Il s'agit de l'enregistrement série sur une seule piste du train P.C.M. issu du récepteur, avec une densité très élevée de l'ordre de 6 000 bits par pouce. Dans les précédentes stations l'information était mise en parallèle et enregistrée sur autant de pistes qu'il y avait de bits dans le mot. Il fallait donc obtenir au préalable la synchronisation, et toute l'information était perdue si l'on perdait cette synchronisation. L'enregistrement série ne nécessite aucun traitement préalable et il suffit d'un récepteur radio et d'un enregistreur magnétique dans la station de réception. La synchronisation pouvait être restituée ultérieurement et, si le rapport signal sur bruit était faible, on pouvait tenter plusieurs procédés de synchronisation autant de fois qu'il était nécessaire. Cette méthode préfigurait le système d'enregistrement avant détection et l'on enregistre directement la sortie du dernier étage moyenne fréquence.

9. La première télémesure P.C.M. pour missiles

Bien que l'équipement du Minuteman ait été commencé le premier, la première télémesure P.C.M. a été utilisée en vol à bord de missiles fut celle du guidage de la fusée Titan II. La principale raison en est, qu'elle fut étudiée au moment où les difficultés de la commutation à bas niveau étaient déjà connues et qu'elle ne comprenait donc que des voies haut niveau, les signaux étant conditionnés au préalable par un autre équipement de télémesure.

Comme on le voit sur la figure 17, le système est contenu dans un seul boîtier, il pèse environ 8,5 kg, occupe un volume de 9 dm³, et consomme 35 W.

L'ensemble a été étudié pour que le signal puisse être reçu, enregistré, et dépouillé par les stations prévues pour le Minuteman.

De nombreux équipements de ce type ont été utilisés en vol et, à ce jour, aucune panne n'a encore été constatée dans le P.C.M. Bien que le signal d'horloge soit fourni par le calculateur, une horloge interne se met en route automatiquement en cas de panne de la précédente. Au cours de l'un des premiers vols, le P.C.M. a permis de détecter une erreur de 2 bits du calculateur de guidage.

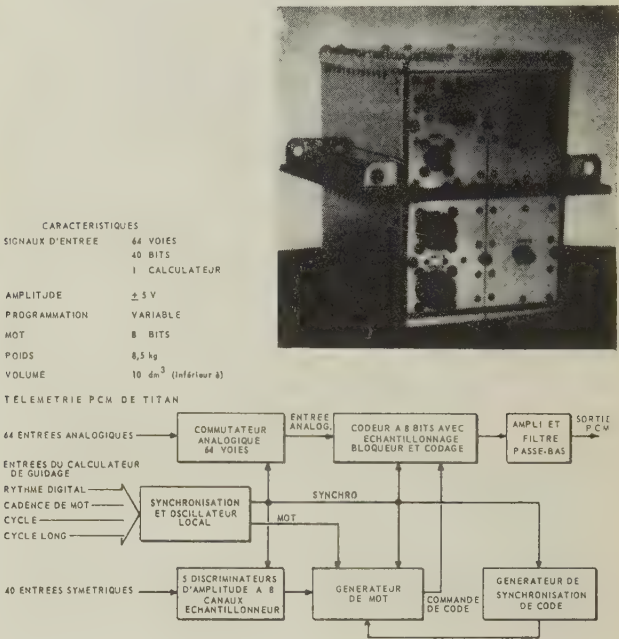


FIG. 17.

10. Télémessures pour satellites (voir figure 18)

L'apparition des satellites a fait apparaître des spécifications très différentes pour les équipements de télémesure. L'équipement qui n'avait auparavant

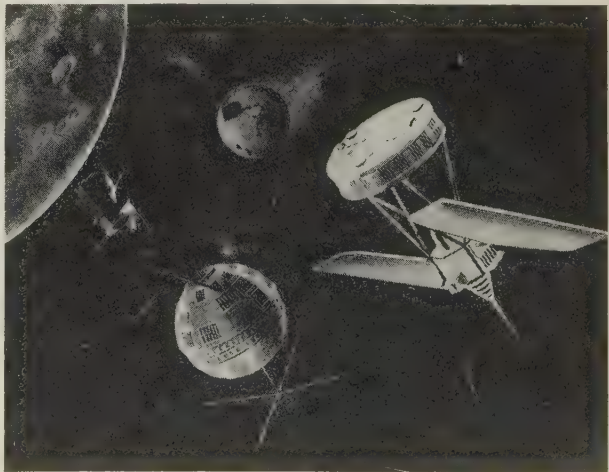


FIG. 18.

à fonctionner que pendant quelques minutes d'un vol de fusée doit maintenant transmettre ses informations pendant une longue période. La faible puissance électrique disponible devient un problème et la fiabilité doit être exprimée en jours plutôt qu'en heures de temps moyen entre pannes.

Cela et bien d'autres facteurs imposaient une nouvelle conception. A partir de ceux utilisés dans les précédents équipements P.C.M., de nouveaux circuits à faible consommation furent mis au point. Par ailleurs, du fait de la variation lente des données, on a pu réduire considérablement la cadence de fonctionnement.

A) SPÉCIFICATIONS POUR LE SATELLITE NIMBUS

Les figures 19 et 20 donnent des indications sur la télémesure de Nimbus.

L'équipement transmet des informations provenant de tous les sous-ensembles du satellite qu'il s'agisse de données relatives aux servitudes ou des résultats des mesures scientifiques. Il comprend deux parties qui sont commandées depuis le sol.

La partie A permet 542 voies analogiques à haut niveau (avec possibilité d'extension à 798) qui sont codées à 7 bits et enregistrées sur bande au rythme de 500 bits par seconde. La puissance nécessaire est inférieure à 800 mW.

	SYSTEME A	SYSTEME B
ENTREES		
ANALOGIQUES HAUT NIVEAU	542	128
EXTENSION POSSIBLE	798	128
PROGRAMMATION	FIXE	FIXE
CADENCE D'ECHANTILLONNAGE	62,5	1,25
LARGEUR DE MOT	7	7
CADENCE NUMÉRIQUE INTERNE	175 kHz	175 kHz
CADENCE NUMÉRIQUE DE SORTIE	500	10
FACTEUR DE FORME	1 %	0,02 %
PUISSANCE	800 mW	200 mW
POIDS	6,9 kg	2,3 kg
VOLUME	0,0075 m ³	0,0025 m ³

FIG. 19.

Ces voies servent à la vérification du fonctionnement du satellite. La bande est ensuite rejouée au rythme de 15 000 bits par seconde lors du passage du satellite au-dessus de la station au sol.

La partie B, qui est commandée à partir du sol, fonctionne en temps réel. Elle comprend 128 voies transmises au rythme de 10 bits par seconde. La puissance nécessaire est inférieure à 250 mW. La sortie de l'équipement B module en phase une sous porteuse à 5 000 Hz qui, à son tour, module l'émetteur. Ce même émetteur est directement modulé en amplitude pendant la relecture de l'enregistrement provenant du système A.

B) MODULES SOUDÉS ÉLECTRIQUEMENT ET DÉTAILS DE CONSTRUCTION

Pour améliorer la fiabilité et réduire le poids une nouvelle technique de construction a été mise au point pour Nimbus. La technique des circuits imprimés qui était utilisée dans les équipements pour missiles a été remplacée par un assemblage du type « cordwood » comme on peut le voir sur la figure 21. Les composants, disposés parallèlement entre deux feuilles de plastique sont reliés par du ruban de nickel soudé

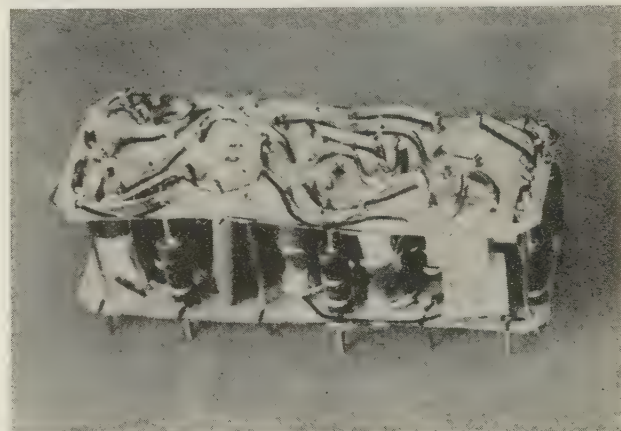


FIG. 21.

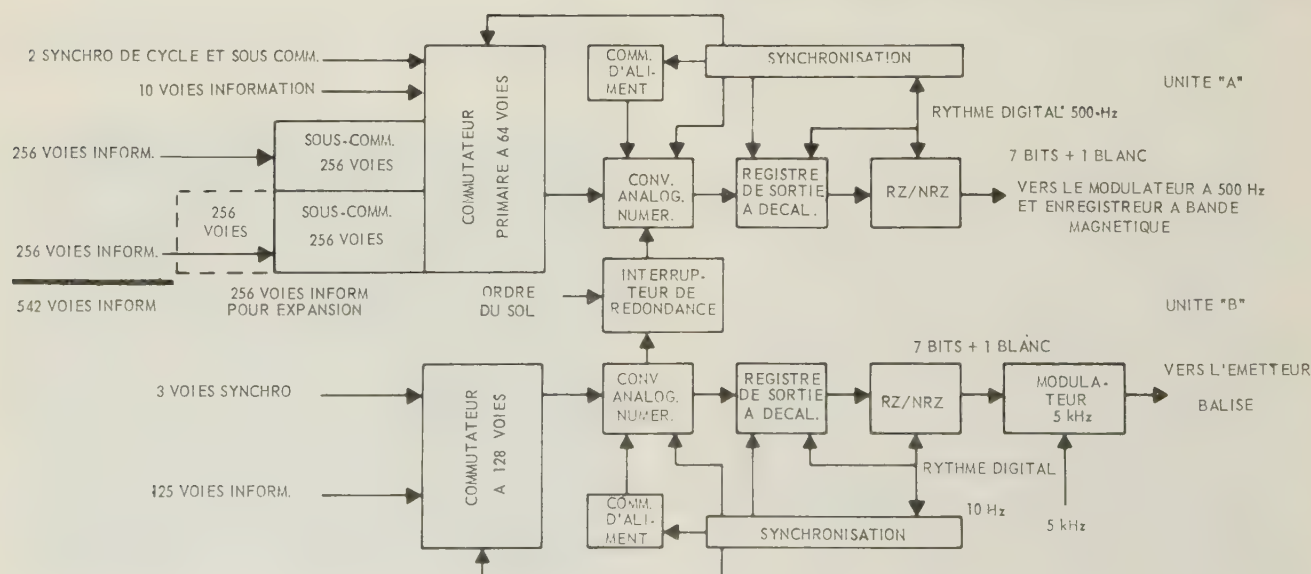


FIG. 20.

électriquement. Après les essais de fonctionnement, le module est enrobé dans une mousse qui lui assure ses propriétés mécaniques. Les modules sont ensuite montés sur un ensemble de deux circuits imprimés, comme sur un échiquier, et s'emboîtent comme on le voit sur la figure 22. Cette disposition permet 4 couches de circuiterie pour chaque plateau de module. Ces plateaux sont empilés et comprimés afin de réduire les résonances mécaniques (voir figure 23). Un feuilard d'aluminium est disposé autour de l'ensemble, et fixé aux plaques de compression des extrémités afin de maintenir la pression. Ce feuilard, qui travaille à la traction peut être très fin et très léger.



FIG. 22.

Outre l'amélioration de la fiabilité due aux modules soudés, ce type d'emballage présente de nombreux avantages. En particulier, la simplicité du boîtier permet une réduction importante du poids et du volume d'ensemble. Pour citer un exemple, un commutateur à 64 voies dans l'équipement du Titan II pèse 2 150 g pour un volume de 2 700 cm³ cependant que ces chiffres seraient respectivement de 600 g et 700 cm³, soit un rapport d'environ 4 à 1.

C) FAIBLE CONSOMMATION

La télémesure du satellite Nimbus utilise le même codeur que dans l'équipement Titan II, modifié pour que l'on puisse arrêter l'alimentation en dehors des périodes de codage. La cadence des bits étant de 500 par seconde, il suffit d'effectuer une conversion toutes les 14 ms. Comme le codeur fonctionne à 172

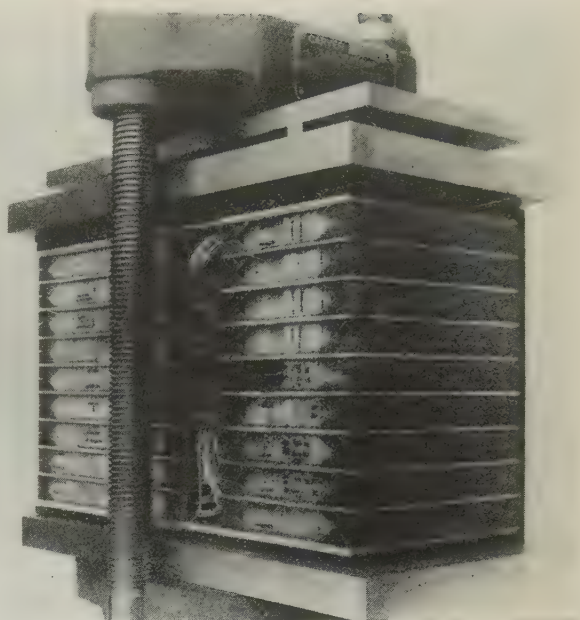


FIG. 23.

kHz cette conversion ne dure qu'environ 45 μ s, la tension est toutefois appliquée pendant 170 μ s afin d'éviter les transitoires. On voit que si la consommation instantanée est grande, elle n'a lieu que pendant 1,4 % du temps, ce qui permet une consommation moyenne très faible. L'information est transférée dans un registre en quelques microsecondes et relue au rythme de 500 bits par seconde.

Afin de réduire encore la consommation, la matrice de décodage pour la commande des portes a été remplacée par une matrice de tores. Il suffit donc d'envoyer la tension pendant le temps nécessaire au basculement des tores. La consommation ne dépend plus ainsi du nombre de voies, puisqu'on ne bascule qu'un tore à la fois.

D) STATION AU SOL

La station au sol pour Nimbus, que l'on voit dans la figure 24 présente aussi des caractéristiques nouvelles. Elle comprend en effet un calculateur qui, sur certaines voies, introduit les facteurs d'échelle et effectue les calculs en temps réel. Les résultats sont présentés sur bande télétype et peuvent être transmis n'importe où dans le monde.

11. Equipement à grande fiabilité

La vie moyenne espérée des satellites est d'au moins 1 an, et était de 20 ans pour Telstar. Il a donc fallu chercher de nouveaux moyens pour augmenter la fiabilité des équipements électroniques. La première approche a été de trier les composants les plus fiables par des essais en fonctionnement. On mesure alors les caractéristiques de ces composants au cours du vieillissement, et ces valeurs sont extrapolées avec un calculateur pour déterminer la vie probable de chaque composant. Seuls les meilleurs sont utilisés. On peut en outre doubler certains ensembles critiques.

La deuxième approche est de rendre chaque circuit entièrement redondant, cela signifie que ce circuit

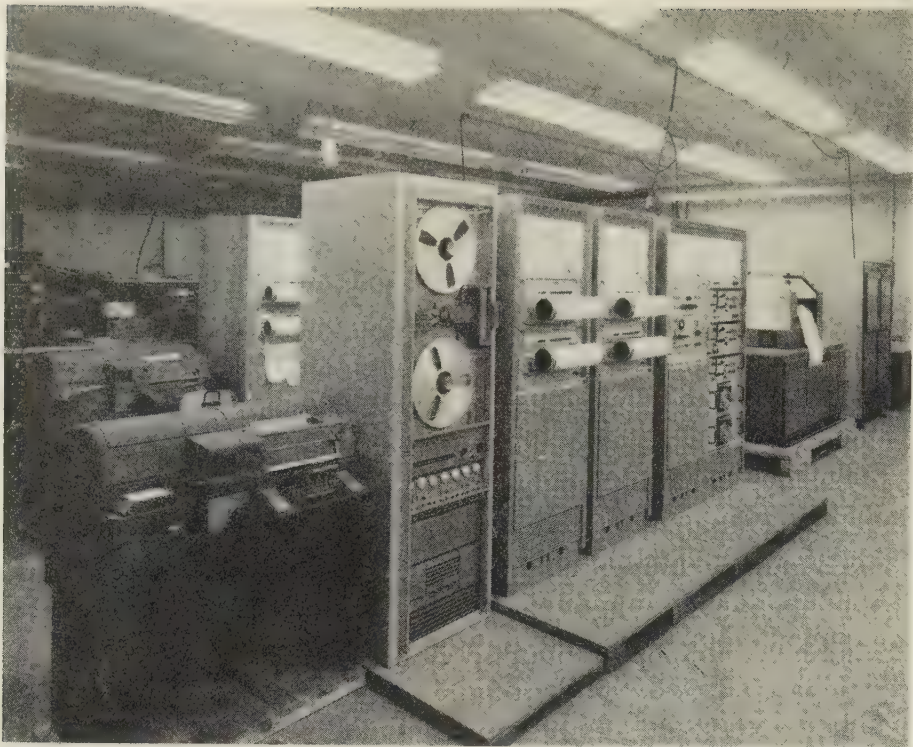


FIG. 24.

continuera à fonctionner même si l'un quelconque des composants tombe en panne.

A) TELSTAR

Utilisant l'expérience acquise dans les câbles sous-marins, la première méthode a été utilisée dans Telstar. Pour un ensemble comprenant environ 1 000 transistors, des essais de vieillissement furent effectués sur 30 000 transistors afin d'obtenir les résultats désirés.

On a ainsi obtenu un temps moyen probable entre panne de 270 000 heures soit 30 ans. Cet équipement a maintenant fonctionné sans panne pendant plus de 10 mois.

— Spécifications pour Telstar

La télémessure de Telstar (voir figure 25) est un système à 120 voies. Elle fonctionne à la cadence très faible de 16 bits, soit 2 mots par seconde. Le principe est très analogue à celui de Nimbus, mais comprend des voies bas niveau. Une étude détaillée de l'ensemble est donnée plus bas.

CARACTERISTIQUES			
ENTREES	80 ENTREES ANALOGIQUES A HAUT NIVEAU	AMPLITUDE	
	10 VARIABLE SOLAIRE		
	14 ENTREES A BAS NIVEAU	0 - 5 VOLTS	
	14 ENTREES NUMERIQUES	0 - 0,5 VOLT	
	2 SYNCHRONISATIONS DE CYCLE	0 - 0,1 VOLT	
PRECISION	HAUT NIVEAU ± 1 %		
	BAS NIVEAU ± 2 %		
	CADENCE DE PRELEVEMENT	2 Hz	
	CADENCE NUMERIQUE INTERNE	175 kHz	
	CADENCE NUMERIQUE DE SORTIE	16 Hz	
	FACTEUR DE FORME	0,034 %	
	FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE	172 µs par mot	
	VARIABLE SOLAIRE	10 kHz	
	LONGUEUR DE CYCLE	120 mots	
	CADENCE DE CYCLE	1 par minute	
	PUISSANCE	350 mW	
	POIDS	3,6 kg	
	VOLUME	4,2 dm³	

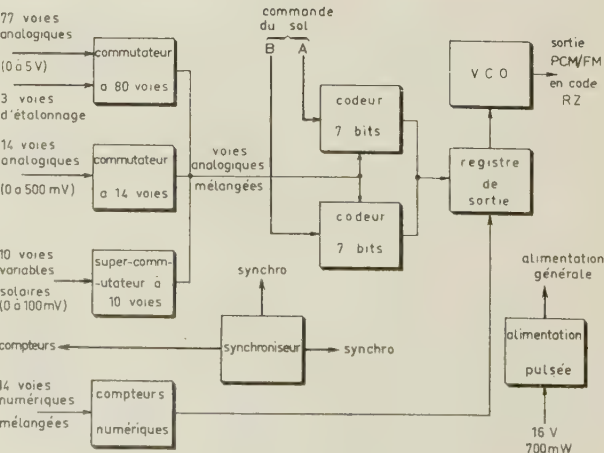
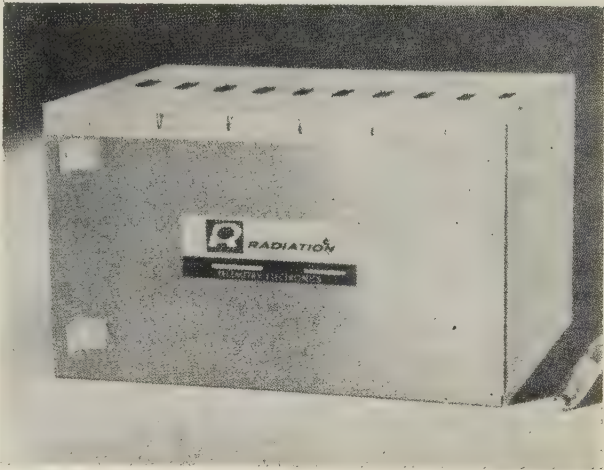


FIG. 25.

B) OBSERVATOIRE ASTRONOMIQUE ORBITAL

La deuxième approche a été choisie pour obtenir la fiabilité nécessaire dans l'équipement destiné à ce satellite. Ce choix s'est porté vers une redondance au niveau des composants dans les circuits logiques et vers une redondance de sous-ensembles dans les circuits linéaires. Pour les composants la redondance en carré a été choisie pour les diodes, condensateurs, selfs, quartz et transistors et une simple redondance parallèle pour les résistances. Le temps moyen probable entre pannes ainsi obtenu est de 750 000 heures.

— Spécifications pour O.A.O. (voir figure 26)

La principale différence entre cet équipement et celui des autres satellites est qu'il s'agit d'un ensemble de traitement d'informations qui conditionne les mesures pour leur exploitation par un ordinateur embarqué. Il utilise les mêmes techniques que dans Nimbus et Telstar pour la réduction du poids et de la puissance consommée.

Comme dans le satellite Nimbus, l'ensemble comprend deux équipements de télémétrie, l'un pour les mesures scientifiques E.D.H.E. (Experimenters Data Handling Equipment), l'autre pour les mesures de servitude S.D.H.E. (Space craft Data Handling Equipment).

La figure 27 montre le S.D.H.E. Il comporte 240 voies analogiques haut niveau, 24 voies analogiques différentielles, 3 entrées numériques série et 29 entrées numériques parallèle. Son but est d'effectuer les mesures sur les équipements de servitude du satellite. Le choix des mesures et l'instant où elles se font peuvent être commandés du sol. L'information peut être soit transmise en temps réel, soit introduite dans le calculateur sur commande du sol.

Le système E.D.H.E. permet le traitement de 200 voies numériques, 30 voies analogiques haut niveau et 3 entrées numériques série. Le but du système est de transmettre les résultats des expériences menées à bord de l'engin, angles de pointage du télescope par exemple. Son fonctionnement est asynchrone et il peut, sur commande, travailler à 1 000 ou 100 000 bits par seconde, ou encore permettre une sortie série ou parallèle.

12. Résumé

Plusieurs autres systèmes sont actuellement en construction pour des capsules habitées et seront intermédiaires entre les techniques missiles et les techniques satellites.

A) EVOLUTION DU P.C.M.

La figure 28 montre un tableau récapitulant les différents systèmes qui ont été construits par RADIATION depuis 1955. Ce tableau indique clairement où nous en sommes aujourd'hui et comment on y est parvenu. Chaque nouvelle génération d'équipement montre une réduction du volume, du poids, et de la puissance consommée. Chacune de ces étapes a été permise soit par l'amélioration des composants, soit simplement par l'expérience acquise. Les étapes les plus significatives (voir la troisième colonne à partir de la droite) furent l'apparition des transistors (H.A.D. C1), le multiplexage à bas niveau (AKT/14/2), la

ENTREES		
ANALOGIQUE HAUT NIVEAU (0 à 5 V)	SDHE 240	EDHE 30
ANALOGIQUE DIFFERENTIELLE (0 à 5 V)	24	0
NUMERIQUE SERIE	3	3
NUMERIQUE PARALLELE	29	0
SYMETRIQUE	0	200
PROGRAMMATION		
CADENCE DE PRELEVEMENT	COMMANDE 125	COMMANDE 125
LONGUEUR DE MOT	7	7
CADENCE NUMERIQUE INTERNE	175 kHz	175 kHz
CADENCE NUMERIQUE DE SORTIE	1042	1042
FACTEUR DE FORME	2,1 %	2,1 %
FREQUENCE HORLOGE	1042	100 000
PUISSANCE	3,9 W	3,7 W
POIDS	12,6 kg	10 kg
VOLUME	28 dm ³	14 dm ³

FIG. 26.

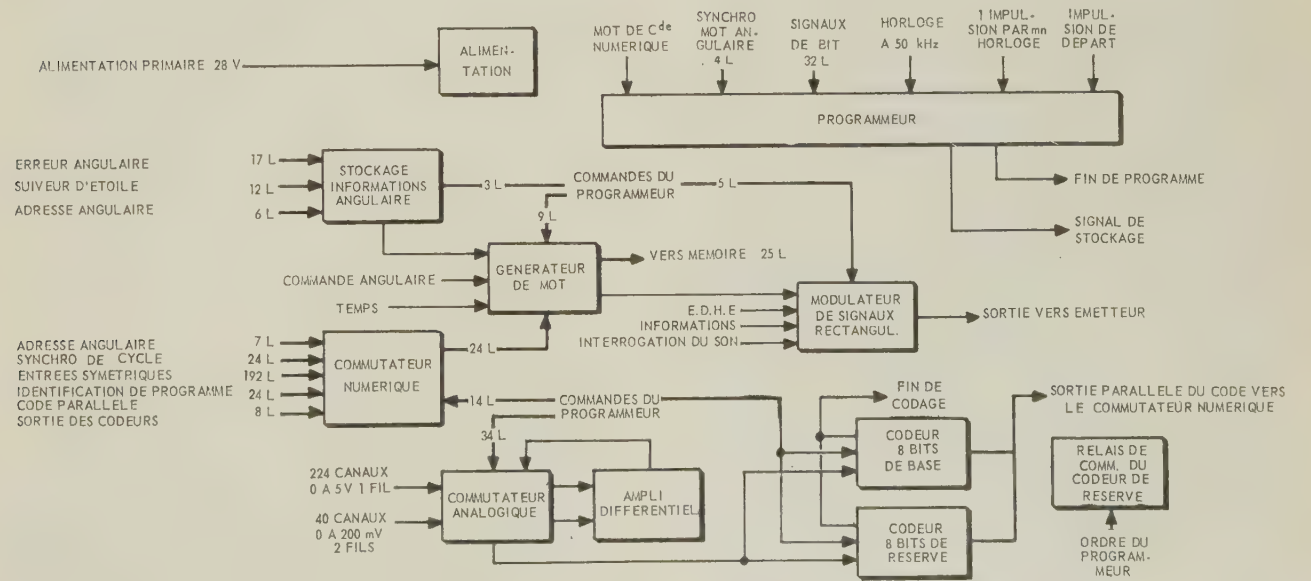


FIG. 27.

TYPE DE PCM	ANNEE DE DEVELOP- PEMENT	NOMBRE DE CANAUX	LONG. DU MOT	RYTME DIGITAL (kHz)	POIDS (livres)	PUISSANCE (watts)	VOLUME (cubic feet)	POIDS PAR CANAL (onces)	PUISSANCE PAR CANAL (mW)	VOLUME PAR CANAL (pouce cube)	TEMPS MOYEN ENTRE PAINNES
AKT-14	1955	32	8	264	50	350	1,0	25	10 900	54	
HADC-1	1957	32	10	264	125	110	1,3	66,6	3 440	70,0	
AKT-14 (2)	1959	64	10	264	70	30	0,88	17,5	780	23,5	
HADC-2	1959	64	11	264	50	50	1,2	12,5	780	32,4	
G. E.	1960	203	11	210	207	250	3,1	17,2	1 295	27,6	
NORAIR	1960	192	11	282	149	150	2,0	12,4	780	18,0	
TITAN	1960	72	8	172,8	19	35	0,65	4,2	486	15,6	1 070
MINUTEMAN	1960	1152	8	345,6	72,5	112,5	1,06	1,02	97,6	1,58	236
NIMBUS A	1961	544	7	0,500	15,5	0.800	0,27	0,456	1,47	0,86	15 x 10 ³
NIMBUS B		128	7	0,010	5,2	0.200	0,09	0,650	1,56	1,21	
TELSTAR	1962	120	7	0,016	8	0.35	0,146	1,07	2,9	2,08	270 x 10 ³
OAO-EDHE	1962	65	7	1,042	22	3.72	0,42	5,4	57,2	11,2	
OAO-SDHE	1962	357	7	1,042	28	3.92	0,52	1,25	11,0	2,51	750 x 10 ³
APOLLO	1963	618	8	64	57	7	0,97	1,47	71,3	2,7	
TITAN III	1963	398	8	172,8	24,5	12	0,55	0,98	30	2,37	1 186
PICO COMPONENTS	1963	544	7	0,500	2,6	0.400	0,045	0,08	0,75	0,14	
MOLECULAR	1965	544	7	0,500	1,3	0.400	0,02	0,04	0,75	0,07	

- NOTES:
- 1. LES ENTREES SYMETRIQUES CONSTITUENT 2 VOIES
 - 2. LES VOIES NUMERIQUES SONT CONSTITUEES PAR LE NOMBRE TOTAL DE BITS DANS UN CYCLE DIVISE PAR LE NOMBRE DE BITS CONSTITUANT UNE VOIE ANALOGIQUE
 - 3. LE SYSTEME OAO COMPORTE UN SYSTEME DE TRAITEMENT DES INFORMATIONS ET UTILISE LA REDONNANCE QUADRATIQUE.

FIG. 28.

réduction de la consommation, et maintenant les pico-composants et l'électronique moléculaire où tout un circuit est formé dans la structure même d'un fragment de semiconducteur.

Comme on peut le voir, on en est maintenant à 1 milliwatts, 15 grammes et 15 cm³ par voie. Bien sûr, la comparaison n'est pas entièrement exacte car de nombreux facteurs interviennent, nombre de voies, niveaux d'entrées, cadence de fonctionnement et aussi dans une large proportion la philosophie de l'instrumentation. Ce dernier point se rapporte à la manière dont on décide de construire un système particulier. Devra-t-il être d'un emploi très souple ? y aura-t-il plusieurs niveaux d'entrée avec chaque fois des amplificateurs différents ? l'équipement devra-t-il être réparti dans plusieurs emplacements à bord du véhicule ? De nombreux autres facteurs doivent aussi être pris en considération, qui ajoutent à chaque fois, au poids, au volume, et à la puissance consommée.

On peut remarquer sur le tableau la diminution progressive du poids, du volume et de la consommation ainsi que l'augmentation du nombre de voies. Nous sommes toutefois proches de la limite puisque le câblage d'interconnexion pèse maintenant souvent plus que les composants. Il faudra donc revoir la conception afin de réduire ces interconnexions. Cette nouvelle conception est en voie de réalisation avec la « télémesure à l'envers » où la plupart de l'électro-

nique est placée dans les capteurs. La conversion analogique numérique est réalisée dans le capteur, ce qui résoud le problème de la commutation à bas niveau et de l'amplification, la commutation s'effectuant sur des signaux déjà codés. La chaîne est ainsi inversée par rapport aux systèmes conventionnels. Un seul capteur fonctionne à la fois, et les signaux de sortie sont envoyés en série sur un fil commun. Le signal d'horloge peut aussi être sur un fil commun puisque chaque capteur ne fonctionnera qu'à la réception d'un ordre codé. Il suffira d'ajouter enfin le câble d'alimentation, et encore celle-ci peut-elle être envoyée sur le câble transmettant les signaux d'horloge. On réduira ainsi l'énorme volume de câblage qui connecte actuellement les capteurs à l'équipement de télémesure.

B) TABLEAU DE COMPARAISON NORMALISÉ POUR LES ÉQUIPEMENTS P.C.M.

En conclusion, nous décrirons une méthode de comparaison des équipements P.C.M. qui tient compte de l'avantage du système haut niveau, à basse vitesse et à grand nombre de voies.

Comme on le voit sur la figure 29 le paramètre de comparaison choisi a été la consommation par voie. La normalisation a été faite sur une cadence de 100 000 bits par seconde et 200 voies bas niveau. Pour les systèmes à vitesse plus lente, nous avons augmenté

SYSTEME PCM	ANNEE DE FABRICATION	PUISSANCE PAR VOIE EN mW	REMARQUES
AKT/14	1955	9,995	LE 1er PCM (TUBE SUBMINIATURES)
HADC - 1	1957	3,100	LE 1er PCM TRANSISTORISE
AKT/14-2	1959	1,050	LE 1er COMMUTATEUR A BAS NIVEAU
HADC-2	1959	1,050	
GE	1960	2,050	PROGRAMMATION TRES ELABOREE
NORAM	1960	1,160	
TITAN II	1960	480	LE 1er MISSILE PCM
MINUTEMAN	1960	238	ALIMENTATION AMELIOREE
NIMBUS A	1961	28	LES 1ers MODULES A Soudure ELECTRIQUE DE FAIBLE PUISSANCE ET A MATRICE MAGNETIQUE
NIMBUS B	1961	28	
TELSTAR	1962	29	LE 1er SATELLITE PCM
OAO-EDHE	1962	125	REDONDANCE QUADRATIQUE
OAO-SDHE	1962	67	AMELIORE
TITAN III	1963	59	CODEUR DE COURANT
APOLLO	1963	23	AMPLI AMELIORE
LUNAR MODULE	1963	18	
MMBBM	1963	70	SYSTEME DISTRIBUE D'ELABORATION
PKO COMPONENTS	1963	11	ALIMENTATION PULSEE ET CODEUR RAPIDE
MOLECULAR	1964	11	

FIG. 29.

la consommation et inversement pour les systèmes plus rapides. Le type de circuit utilisé a aussi été pris

en considération, codeur à rampe ou codeur par pesées successives par exemple. La consommation des entrées numériques a été retranchée. Pour les systèmes à haut niveau on a ajouté la puissance requise par les amplificateurs, et dans ceux à alimentation pulsée la consommation a été accrue pour tenir compte de la cadence à 100 kHz.

Ensuite, on a retranché toute consommation qui ne dépendait pas du nombre de voies, et le reste a été divisé par le nombre de voies. On a ensuite rajouté la partie qui avait été retranchée en tenant compte cette fois de l'hypothèse de 200 voies bas niveau.

Comme on le voit sur le tableau, la décroissance a été continue, et les étapes importantes sont les suivantes : avènement du transistor permettant un gain de 3 à 1, multiplexage à bas niveau, avec un gain de 3 à 1, alimentation pulsée et décodage par tores qui a permis un gain de 38 à 1. L'amélioration du circuit et l'alimentation pulsée d'un convertisseur à grande vitesse permettront encore un gain de 3 à 1.

On peut ainsi constater en 7 ans une réduction de la consommation dans un rapport de 1 à 1 000.

II. Le satellite de télécommunication Telstar

PAR

LAWRENCE W. GARDENHIRE

Radiation Incorporated

1. Introduction

Telstar a été mis sur orbite le 10 juillet 1962 pour prouver la possibilité d'utiliser des satellites actifs de télécommunication. Il a été réalisé par BELL TELEPHONE LABORATORIES et lancé par la NASA. La première vue montre une composition photographique de ce satellite. L'orbite a un périégée d'environ 1 000 km, un apogée de 4 800 km, et une période de 157 minutes. Le temps maximum d'utilisation possible pour une liaison U.S.A.-Europe est de 185 mn



FIG. 1

par jour. Ce maximum s'est produit 7 semaines après le lancement et a décliné jusqu'à zéro 14 semaines plus tard. L'engin était stabilisé par rotation à 177 tours par minute, afin de maintenir le pointage des antennes. Après 180 jours la rotation s'est ralentie à 96 tours par minute.

2. Objectifs

L'expérience Telstar était destinée à étudier l'ensemble des problèmes relatifs aux télécommunications par satellite. Les objectifs précis étaient :

- 1) Essayer un équipement de télécommunication à large bande sur satellite,
- 2) Vérifier la fiabilité des équipements électroniques dans les conditions de lancement et d'environnement spatial,
- 3) Mesurer l'intensité des rayonnements dans l'espace,
- 4) Compléter les connaissances relatives aux techniques optimum de poursuite des satellites,
- 5) Permettre un essai réel du fonctionnement des stations au sol.

3. Utilisation du satellite

Nous allons décrire le cycle d'utilisation de Telstar à partir du moment où le satellite arrive en vue d'Andover (Maine).

1) L'antenne de poursuite et de télécommande que l'on peut voir sur la deuxième vue effectuée d'abord la localisation du satellite en cherchant la balise à 136 MHz. La grande antenne-cornet est asservie à la précédente par l'intermédiaire d'un ordinateur.

2) L'émetteur de télécommande qui fonctionne sur 123 MHz met en route la télémessure P.C.M. du satellite ce qui permet de vérifier « l'état de santé » à bord.

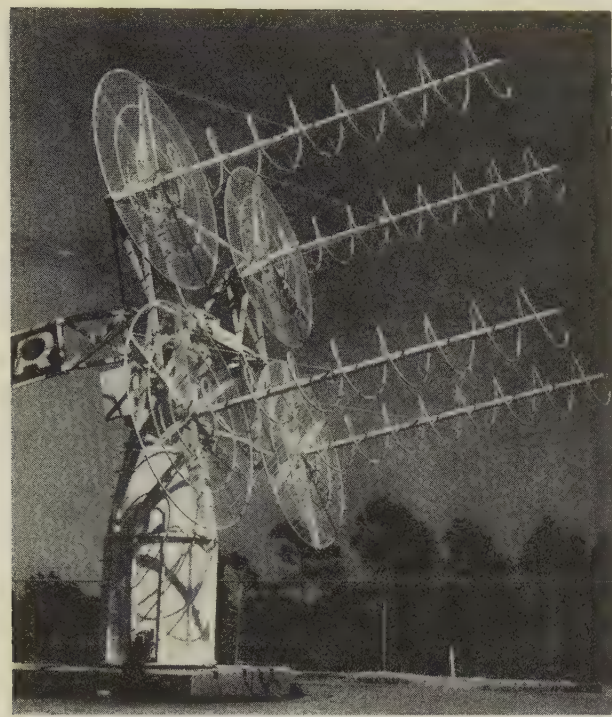


FIG. 2

- 3) Comme on le voit sur le schéma d'ensemble du système présenté sur la figure 3, la télécommande met en route le tube à onde progressive qui alimente la balise à 4 080 MHz.
- 4) L'équipement précis de poursuite et l'antenne-cornet situent le satellite par verrouillage de phase sur cette balise.
- 5) Lorsque ce verrouillage est atteint, l'antenne-cornet est pointée par le récepteur d'auto-poursuite qui envoie les corrections nécessaires au calculateur.
- 6) La porteuse à 6 390 MHz, modulée en fréquence par le signal video est émise au moyen de l'antenne-cornet.
- 7) Le satellite reçoit ce signal, et change la fréquence de la porteuse qui est maintenant de 4 170 MHz.

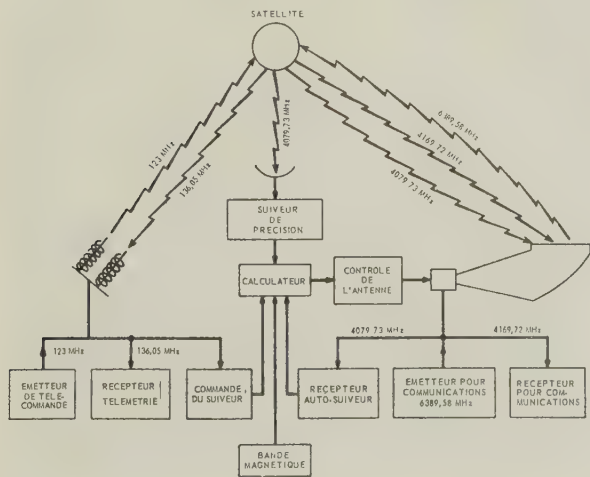


FIG. 3

8) Cette porteuse est émise par une antenne omni-directionnelle qui permet la réception par toute station au sol en vue du satellite.

4. Equipement du satellite

A. GÉNÉRALITÉS

La 4^e vue montre un gros plan du satellite. Il s'agit essentiellement d'un relais à ondes très courtes destiné à des essais de transmission de téléphonie et de télévision entre les U.S.A. et l'Europe. Le satellite est recouvert de 3 600 cellules qui assurent la conversion de l'énergie solaire en puissance électrique. Au sommet se trouve l'antenne en hélice qui transmet le signal de la balise pour permettre la poursuite du satellite, cette même antenne sert à l'émission du signal de télémesure, et à la réception de la télécommande. Deux antennes à large bande ceinturent le satellite, celle du haut reçoit le signal à 6 390 MHz et celle du bas transmet sur 4 170 MHz.

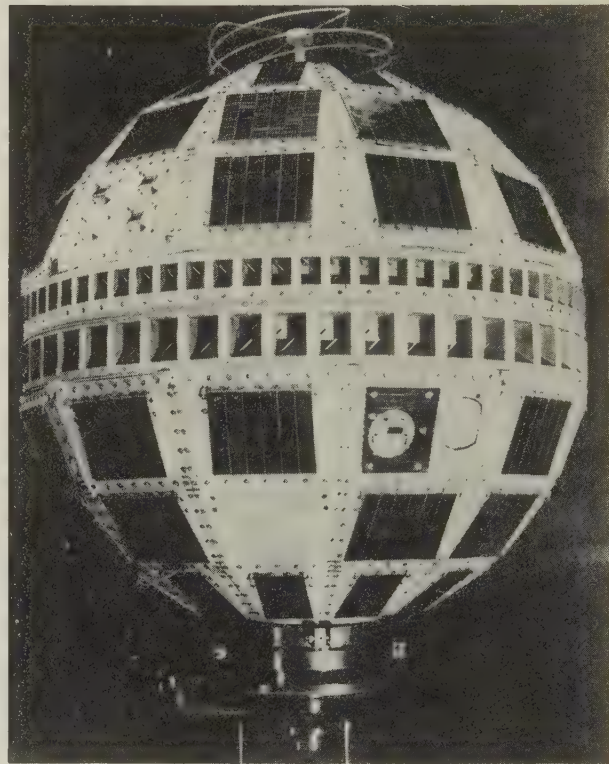


FIG. 4

La figure 5 montre une vue éclatée de l'engin, où l'on peut apercevoir le boîtier électronique, emballage d'aluminium étanche qui assure les conditions d'ambiance optimales pour les équipements. Ce boîtier pèse 36 kg, il mesure 50 cm de diamètre sur 15 cm de haut, la consommation totale est de 35 W. (Le satellite lui-même pèse 80 kg et son diamètre est de 85 cm.) Ce boîtier contient l'équipement de télécommunication, le récepteur de télécommande, l'alimentation, la télémesure et les détecteurs de rayonnement.

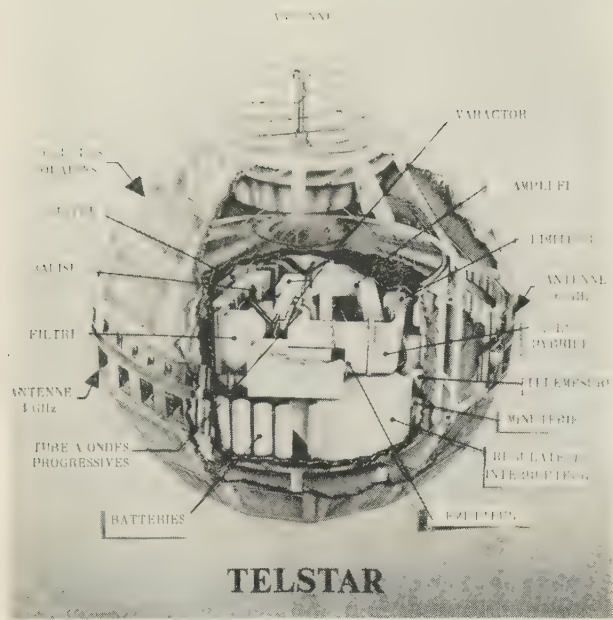


FIG. 5

B) EQUIPEMENT DE TÉLÉCOMMUNICATION

Le relais à large bande situé à bord du satellite reçoit du sol un signal modulé en fréquence à 6 390 MHz au niveau de -50 à -70 dB. Ce signal est converti en 90 MHz, amplifié, puis à nouveau converti en 4 170 MHz. La puissance d'émission est de 2 W.

Un signal à 4 080 MHz, à faible puissance, issu de doubleurs de fréquence est également amplifié par le tube à ondes progressives. Ce signal sert de balise pour la poursuite du satellite.

Les antennes 6 000 et 4 000 MHz sont très similaires. Chaque antenne est constituée par une série de hublots également répartis sur l'équateur du satellite pour obtenir un diagramme de rayonnement isotrope.

C) RÉCEPTEUR DE TÉLÉCOMMANDE

Le signal de télécommande à 123 MHz est reçu au niveau de -80 à -100 dB selon la distance et l'orientation du satellite. Pour accroître la fiabilité, l'ensemble comprend deux récepteurs et deux decodeurs qui élaborent les signaux individuels de commande à partir du message codé. Neuf relais sont commandés par ces signaux et assurent la mise en route et l'arrêt des circuits. Quinze commandes différentes peuvent être exécutées à bord du satellite.

D) ALIMENTATION

La source primaire d'énergie est la batterie de cellules solaires, il y a 50 groupes en parallèle, chacun contenant 72 cellules en série. Les cellules sont recouvertes d'une plaque de saphir de 7/10 mm d'épaisseur pour les protéger du rayonnement. Dix-neuf batteries au cadmium-nickel sont ainsi chargées à travers des diodes.

La puissance obtenue est de 14 W alors que la consommation de l'ensemble est de 35 W. Une baisse de voltage entraîne l'arrêt du fonctionnement du satellite et permet aux batteries de se recharger. La remise en route est alors provoquée par télécommande. La tension 16 V ainsi obtenue alimente tous les ensembles, sauf le tube à ondes progressives pour lequel un convertisseur continu-continu a été prévu.

E) EQUIPEMENT DE TÉLÉMESURE P.C.M.

1) Introduction

La télémessure de Telstar est un système P.C.M./FM/AM qui permet 118 mesures à la minute. L'information est transmise par mots de 8 bits dont 1 bit de synchronisation. Ce signal module en fréquence une sous-porteuse à 3 kHz qui, à son tour, module en amplitude la porteuse à 136 MHz de la balise. La puissance d'émission est de 0,2 W, l'émission est continue, mais elle n'est modulée que lorsque la télémessure fonctionne.

a) But de l'équipement

Le but de la télémessure de bord est de mettre sous forme numérique, en vue de leur transmission, les tensions analogiques issues des capteurs, ainsi que les résultats des comptages de particules.

b) Conditions d'ambiance

Le boîtier électronique cité plus haut et que l'on peut voir sur la figure 6 est entièrement rempli de mousse plastique après l'installation des divers équipements. Cela atténue beaucoup les vibrations. D'autre part, un obturateur placé au sommet du boîtier permet de contrôler sa température interne. Les spécifications d'environnement étaient donc de 20 g jusqu'à 2 000 Hz pour les vibrations selon l'axe de poussée et de 5 g sur les autres axes. Le domaine de température était de 0 à $+40$ °C.

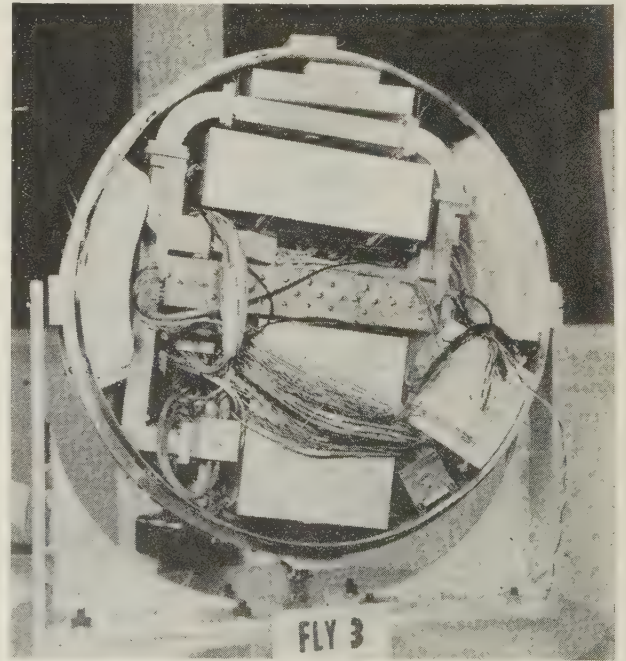


FIG. 6

c) Caractéristiques du système

La figure 7 montre les caractéristiques du système. La cadence de fonctionnement est de 16 bits, soit 2 mots par seconde. Sa capacité est de 118 voies de mesure et 2 voies de synchronisation.

Les voies de mesure comprennent 77 voies haut niveau, 14 voies à niveau moyen, 10 voies bas niveau et 3 voies d'étalonnage. Il y a en outre 7 voies numériques comprenant chacune deux mots de 8 bits pour les détecteurs de particules.

ENTREES	NIVEAUX
80 ANALOGIQUE A HAUT NIVEAU	0 - 5 V
10 VARIABLES SOLAIRES	0 - 0,5 V
14 ANALOGIQUES A BAS NIVEAU	0 - 0,1 V
14 NUMERIQUES	
2 SYNCHRO DE MOT	
PRECISION	
HAUT NIVEAU :	± 1 %
BAS NIVEAU :	± 2 %
CODEUR D'ECHANTILLONNAGE	2 Hz
CADENCE NUMERIQUE INTERNE	175 kHz
CADENCE NUMERIQUE DE SORTIE	16 Hz
FACTEUR DE FORME	0,034 % , 172, / s / mot
FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE	10 kHz
DES VARIABLES SONORE	
LONGUEUR DU CYCLE	120 mots
CADENCE DU CYCLE	1 par minute
PUISSANCE	350 mW
POIDS	3,6 kg
VOLUME	4,2 dm ³

Fig. 7

d) Réalisation mécanique

L'ensemble a été réalisé en modules soudés électriquement comme on le voit sur la figure 8. La construction est très similaire à celle de Nimbus que nous avons vue plus haut. Les modules, enrobés dans la mousse plastique, sont montés sur un circuit imprimé. Des sillons sont prévus dans les modules pour laisser la place aux soudures du plateau adjacent, on peut ainsi comprimer l'ensemble sans exercer d'effort mécanique sur les soudures. Les modules étant plus gros que dans le cas de Nimbus, ils nécessitent moins de connexions extérieures. Il a donc été prévu une seule plaquette imprimée par couche de modules, au lieu d'une disposition en échiquier comme dans Nimbus.

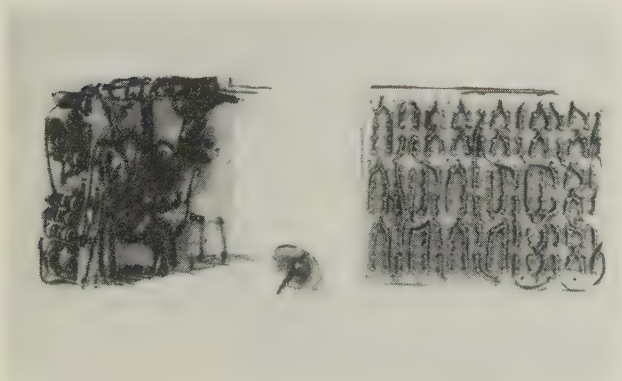


Fig. 8

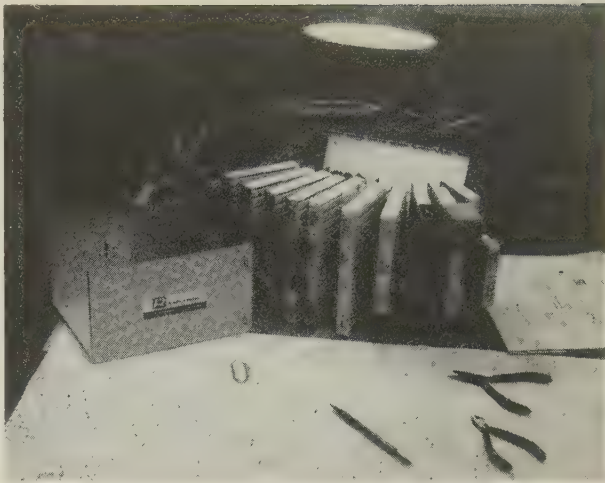


Fig. 9

Les différents plateaux sont ensuite empilés comme on peut le voir dans la figure 9. Aucun connecteur n'est utilisé et les câbles vont directement des circuits imprimés à tous les équipements extérieurs. La figure 10 montre l'ensemble de ces câbles d'interconnexion.

Pour la résistance aux vibrations, l'ensemble des plateaux est emballé sous pression dans un boîtier fin en aluminium. La pression appliquée est toutefois plus faible que dans Nimbus ou O.A.O. puisque la télémessure est placée dans un autre boîtier déjà protégé. Cette pression est ici de l'ordre de 200 g par cm² au lieu de 1,8 kg/cm² dans le cas de Nimbus.

L'ensemble pèse 3 600 g et est contenu dans un volume de 4 000 cm³ soit 20 × 17 × 12 cm.

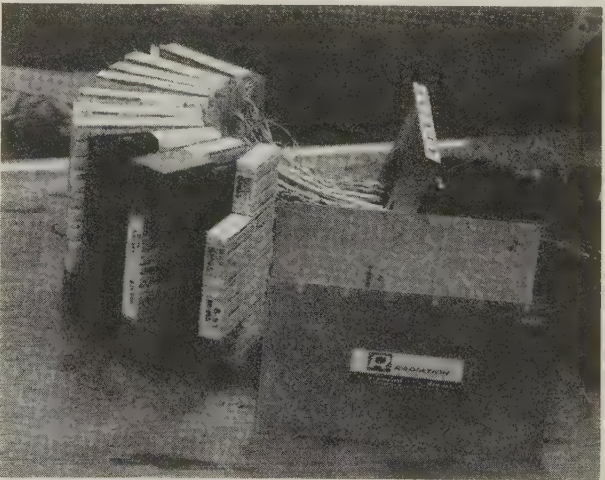


Fig. 10

e) Consommation

Le système utilise une alimentation pulsée analogue à celle de l'équipement de Nimbus. La cadence n'est que de 2 par seconde, mais le codeur fonctionne à 175 kHz et la tension n'est appliquée que pendant 344 μs, soit pendant 0,034 % du temps. Cela, et le décodage à tore utilisé dans le multiplexeur permettent de réduire la puissance consommée à 0,35 W.

2) Fonctionnement de l'équipement

La figure 11 montre le bloc diagramme d'ensemble. Il comprend 6 fonctions principales, le multiplexeur, les codeurs, le programmeur, le détecteur de position du soleil et un ensemble logique pour la commande et la lecture des registres des entrées numériques.

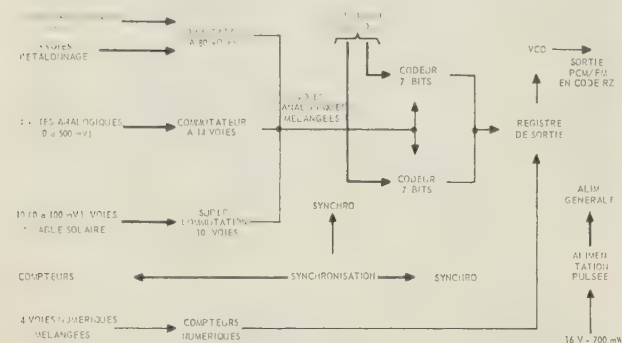


FIG. 11

a) Multiplexeur

Le système permet l'entrée de 104 signaux analogiques y compris les détecteurs solaires. Il fournit aussi les signaux d'horloge pour les registres de comptage des particules et démarre et arrête ces compteurs afin d'insérer les résultats à l'endroit prévu dans le message de sortie, soit 7 fois par cycle. Pendant la lecture, les 14 bits sont transcrits simultanément dans un registre à tores.

Après commutation, les signaux (0 à 0,5 V) sont traités par un amplificateur différentiel de gain 10, puis envoyés au codeur.

Pour réduire la consommation et accroître la fiabilité la commande des commutateurs haut et bas niveau se fait par l'intermédiaire de tores magnétiques. Ceux-ci sont en effet pratiquement exempts de pertes et ne nécessitent pas une alimentation permanente.

Pour les détecteurs solaires qui nécessitent une grande cadence d'échantillonnage et dont le niveau est faible (0 à 100 mV) la commande des portes linéaires doubles se fait par des oscillateurs bloqués. Un compteur et une matrice de diodes engendrent les signaux de commande à 10 kHz. Ce fonctionnement se produit une fois par cycle. Après commutation les signaux sont traités par un amplificateur différentiel de gain 50 et envoyés au codeur.

Pour économiser la puissance consommée les deux amplificateurs linéaires ne sont alimentés que pendant 170 μ s pour chaque mesure, sauf pendant la période de lecture des détecteurs solaires où l'alimentation est maintenue pendant 1 100 μ s.

b) Codeur

Pour améliorer la fiabilité, l'équipement comprend deux codeurs à 7 bits connectés en parallèle. On peut, par télécommande, choisir l'un ou l'autre codeur.

Ici encore, on a réduit la consommation par une alimentation pulsée, les périodes étant les mêmes que pour les amplificateurs. Les codeurs fonctionnent par pesées successives et donnent une précision de $\pm 1\%$.

Un oscillateur à 175 kHz fournit le signal d'horloge et chaque conversion est effectuée en 50 μ s environ.

c) Détecteurs solaires

La grande cadence d'échantillonnage nécessaire a imposé un dispositif d'horloge et de stockage particulier. La cadence d'émission étant de 2 mots par seconde, il fallait en effet stocker l'information pour la relire à cadence lente.

Une mémoire magnétique de 9 fois 7 bits et son registre de sortie à 7 bits permettent de stocker les 10 mots d'information à la cadence de 10 kHz. Cette information est ensuite incorporée au message de sortie à la cadence normale de 16 bits par seconde.

Les signaux d'horloge et de commande nécessaires sont élaborés par l'équipement une fois par cycle de 120 mots.

d) Entrées numériques

L'équipement comprend un registre à 14 bits et les circuits nécessaires pour transférer le contenu de chaque étage dans le registre magnétique de stockage. Sept détecteurs de particules peuvent être successivement connectés à ce registre sur commande du multiplexeur. Après chaque cycle de comptage, les 14 bits du compteur sont transcrits dans le registre de sortie, et le compteur est remis à zéro. Les 14 bits sont alors transmis en deux mots du message de sortie.

e) Programmeur

Le signal d'horloge est élaboré par un oscillateur 32 Hz à réseau de déphasage, qui est envoyé dans un compteur à 4 étages pour fournir les cadences de bits à 16 Hz et celles de mots à 2 Hz. La programmation des circuits d'entrée est obtenue par un compteur à 7 étages qui commande la matrice magnétique de décodage.

Tous les signaux de commande sont obtenus à partir de ces deux compteurs. Le signal 16 Hz commande le registre à décalage de sortie ainsi que la génération du message N.R.Z. Le signal 2 Hz déclenche l'oscillateur à 175 kHz pour le codeur et contrôle la mise sous tension du codeur et de l'amplificateur.

f) Format

Le format du système est fixe et chaque mot occupe toujours le même emplacement dans le cycle.

La synchronisation de cycle est obtenue par un code de Baker (111 00 10) et son complément (000 11 01) au début de chaque cycle.

La synchronisation de mot est obtenue par la transmission d'un « 1 » après les 7 bits d'information.

Pour obtenir la synchronisation de la station au sol aussi rapidement que possible, l'équipement est tel que les mots de synchronisation de cycle sont transmis juste après la mise en route de la télémesure de bord. Le premier cycle ne sert qu'à l'obtention de la synchronisation, les données n'étant exploitables qu'à partir du second cycle.

5. Station au sol

La station au sol comprend :

- l'équipement de télécommunication comprenant l'émetteur 6 000 MHz, le récepteur 4 000 MHz et l'antenne-cornet ;
- les organes de pointage de l'antenne ;
- l'ensemble de poursuite, télécommande et télémesure.

A) EQUIPEMENT DE TÉLÉCOMMUNICATION

L'émetteur 6 000 MHz fournit un signal modulé en fréquence à la puissance maximale de 2 kW la déviation totale étant de ± 10 MHz. La puissance d'émission peut être programmée ou contrôlée manuellement. La fréquence centrale est de 6 389,58 MHz pour la télévision, mais peut être décalée de ± 5 MHz pour des expériences de transmission sur 2 voies. L'émetteur est connecté à l'antenne-cornet par un duplexeur.

Le signal 4 170 MHz reçu par l'antenne est envoyé au maser avec un niveau de -80 à -100 dB. Le signal est amplifié et envoyé à un récepteur FM à réaction qui réduit le niveau de bruit de 4 à 5 dB par rapport à un récepteur conventionnel.

L'antenne-cornet a une ouverture de 340 m² et est protégée par un dôme de 60 m de diamètre.

B) ORGANES DE POINTAGE DE L'ANTENNE

Normalement le pointage de l'antenne est calculé à partir de bandes magnétiques et corrigé par le système d'autopointage.

L'antenne peut aussi être asservie directement à l'ensemble de poursuite précise.

C) ENSEMBLE DE POURSUITE, TÉLÉCOMMANDE, TÉLÉMESURE

Cet ensemble effectue l'acquisition et la poursuite de la balise à 136 MHz et fournit les informations précises de pointage.

Un émetteur 123 MHz de 200 W utilise la même antenne pour l'émission des signaux de télécommande.

L'ensemble reçoit aussi la télémesure qui module la balise 136 MHz en amplitude. L'équipement reçoit, décode et imprime l'information télémesure sous la forme de nombres de 0 à 127 comme on le voit sur la figure 12.

Un nombre de 7 chiffres placé en tête de chaque cycle indique l'heure de réception ainsi que l'état de la synchronisation.

EXEMPLE DE SORTIE DES RESULTATS															
RESULTATS RECUEILLIS A ANDOVER															
PASSAGE N° 288															
ENREGISTREMENT N° 140															
HEURE 15 H 07 A 15 H 34															
1521210															
108	064	000	000	049	000	000	013	088	098						
014	000	058	126	111	127	124	127	127	031						
021	027	028	019	025	032	052	027	052	000						
000	000	069	060	060	069	021	127	000	004						
052	070	067	000	012	011	002	049	002	055						
058	000	125	022	013	024	000	108	000	000						
056	067	016	119	000	106	000	000	006	008						
006	065	080	058	005	000	062	062	007	020						
053	055	050	000	051	106	107	056	048	012						
010	127	014	055	019	083	097	095	105	051						
000	074	002	121	083	086	088	000	000	062						
004	003	039	003	002	004	004	004								
1522201															
108	060	000	000	051	000	000	014	088	097						
084	000	058	126	127	127	124	127	127	031						
021	027	028	019	025	032	052	027	052	000						
000	000	069	060	060	069	022	127	000	010						
052	070	067	000	012	011	002	049	002	055						
065	000	125	022	029	105	000	108	000	000						
056	061	083	126	000	106	000	000	006	008						
006	065	060	058	005	000	062	062	013	045						
053	055	050	000	051	107	107	055	047	014						
010	127	014	055	031	117	097	095	105	059						
000	074	025	088	083	086	088	091	004	001						
064	005	003	037	002	065	068	069								

FIG. 12

6. Performances de Telstar

Le fonctionnement de Telstar a été entièrement satisfaisant jusqu'à ce que les décodeurs de la télécommande tombent en panne. La puissance des émetteurs et la sensibilité des récepteurs sont restées identiques à ce qu'elles étaient avant le lancement.

A) RÉSULTATS DES MESURES

1) Détecteurs solaires

Ils étaient destinés à mesurer l'angle entre la direction du Soleil et l'axe des pôles du satellite. Cet angle était de 90° au moment du lancement, et la variation était de 10° en novembre. Cette variation est due au champ magnétique terrestre et pourrait être corrigée en disposant des solénoïdes à bord du satellite et en y faisant passer les courants voulus.

Les mesures ont aussi montré que les dommages causés par les rayonnements aux piles solaires avaient, en septembre, réduit de 13 % la puissance disponible, et que cette réduction serait de 32 % en deux ans.

2) Température du satellite

38 voies de télémesure étaient affectées à des mesures de température dans le véhicule. A l'intérieur du boîtier électronique la température a varié de + 10 à + 46 °C, la température de l'enveloppe du satellite variant de -10 à + 8 °C.

B) PERFORMANCE DE L'ÉLECTRONIQUE

Le 7 août 1962, le décodeur de télécommande manqua l'exécution d'un ordre puis fonctionna de façon intermittente jusqu'à sa panne totale le 17 août. La télémesure fut alors mise en route de façon permanente.

Cette panne a été causée par une intensité de rayonnement cent fois supérieure à celle que l'on prévoyait. Celle-ci a provoqué l'apparition d'une charge d'espace autour d'un transistor du circuit de détection des zéros dans le décodeur. Normalement le satellite est

télécommandé par trois ordres initiaux différents dont l'un est une combinaison de 1 et de 0. Chaque décodeur comprend un détecteur de « uns » qui sont représentés par des impulsions longues et un détecteur de zéros qui sont des impulsions brèves. La charge d'espace autour d'un transistor empêchait la détection des zéros. Les ingénieurs de la BELL ont pensé qu'une brève interruption dans les impulsions longues pourrait être détectée en tant qu'un zéro par le détecteur de « 1 ». Des expériences de laboratoire sur un second satellite ont permis de reconstituer la panne et de vérifier l'hypothèse ci-dessus, il était possible de faire fonctionner le détecteur de « 1 » pour élaborer des zéros.

Les décodeurs sont normalement alimentés en permanence, et l'expérience en laboratoire a montré qu'une interruption de plusieurs jours dans l'alimentation permettait l'évacuation de la charge d'espace et le fonctionnement normal du décodeur. On a ainsi réussi à couper l'alimentation puis à la remettre le 2 janvier 1963, ce qui permit un fonctionnement normal du décodeur jusqu'au 4 février. Puis la panne intermittente se produisit à nouveau. On essaya de corriger la situation en envoyant des faux zéros, mais le code a été mal interprété et toutes les alimentations furent coupées, y compris celle de la télémesure. Telstar n'étant alors plus en vue d'Andover, un nouvel essai ne put être effectué que le 10 avril et nous n'en connaissons par les résultats. Les chances de succès sont toutefois faibles, il est probable en effet que les rayonnements ont entraîné une détérioration permanente des transistors.

En conclusion des différents essais effectués, on peut dire que Telstar a fonctionné comme on le prévoyait. L'un de ces essais a permis en particulier de synchroniser l'heure aux U.S.A. et en Europe à 1 μ s près.

La figure 13 montre la première vue obtenue par la liaison Maine Telstar et retour, et sur laquelle on peut apercevoir le radome. La figure 14 montre la première vue reçue de Pleumeur Bodou.



FIG. 13



FIG. 14

7. Mesures de rayonnement

Elles ont fourni des renseignements sur les dommages progressifs causés aux semi-conducteurs dans l'ambiance spatiale, ainsi que des renseignements sur les spectres d'énergie des protons et électrons responsables de ces détériorations.

8. Conclusions

L'expérience a fourni de nombreux renseignements sur les effets des rayonnements ainsi que sur la propagation des ondes radioélectriques. Le résultat le plus important est sans doute que la transmission sur 4 et 6 000 MHz est exactement conforme à la théorie, et aucun effet de fading ou de propagation multiple n'a été observé. La transmission de divers signaux a permis d'établir que les performances de la liaison peuvent être complètement définies à l'avance.

Il reste toutefois à étudier de plus près les conditions d'ambiance spatiale. Il serait important de connaître les niveaux et les genres de rayonnement, la distribution des micrométéorites, et l'allure du champ magnétique terrestre. La fiabilité des composants dans l'ambiance spatiale sera un élément important de la rentabilité des satellites de télécommunication.

9. Programme futur de Telstar

Des modifications ont été prévues à la suite des renseignements recueillis par Telstar 1. Un transistor plus résistant aux rayonnements a été prévu dans le détecteur de zéro. Le décodeur n° 2 sera commandé par la liaison à 6 000 MHz afin d'obtenir une redondance totale.

L'idée de blinder le boîtier électronique a été abandonnée du fait que l'on a utilisé des transistors plus résistants, et que ce gain de poids permet une orbite plus élevée.

Le prochain lancement est prévu pour le 30 avril ou le 7 mai sur une orbite de 800 à 9 600 km.

III. Télémessure P.C.M. de la capsule Apollo

PAR

LAWRENCE W. GARDENHIRE

Radiation Incorporated

1. Principes de conception

Des avions aux missiles, aux satellites, puis aux capsules habitées, la télémessure a fermé la boucle. La conception des mesures est différente pour chacun de ces engins. Dans les avions, la fonction de télémessure fut d'abord accomplie par le pilote qui lisait les cadrans et prenait des notes, puis ce fut une caméra qui effectuait l'enregistrement. La télémessure a remplacé la caméra, mais les cadrans étaient toujours nécessaires au pilote. Il y avait donc deux systèmes indépendants, les cadrans pour le pilote, la télémessure pour l'enregistrement à distance.

La capacité d'information nécessaire a complètement changé avec l'apparition des missiles. Les fonctions du pilote doivent être assurées à distance et le nombre des mesures s'en trouve multiplié. D'autre part la vitesse est grande et le vol dure très peu, la bande passante nécessaire aux mesures est donc beaucoup plus grande.

Pour les satellites, le besoin est à nouveau différent. Bien que la vitesse soit grande, les conditions ne changent que lentement, mais le temps de fonctionnement est très long. On a ainsi besoin de très nombreuses mesures, mais à cadence faible.

Pour les capsules habitées, le problème est triple. C'est celui d'un missile pendant le lancement, celui d'un avion et d'un satellite pendant le vol. On ne peut évidemment avoir 3 équipements, la télémessure devra donc assurer les trois fonctions, fournir les indications nécessaires au pilote pour le contrôle du vol, fonctionner à grande cadence pendant le lancement et la rentrée dans l'atmosphère, à faible cadence pendant le vol orbital.

Un autre besoin a de plus fait son apparition avec les capsules spatiales : la possibilité de dépannage. Les vols d'avion ont une durée assez limitée, et on pouvait toujours faire rentrer l'appareil à sa base en cas de panne. Une méthode de contrôle automati-

que et de dépannage en vol a dû être prévue sur la capsule Apollo. Chaque module remplaçable possède des circuits de contrôle automatique afin de détecter les pannes et de permettre la réparation. L'opération de contrôle est déclenchée par le programme de la télémessure afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'ensemble. On a ainsi obtenu une probabilité de fonctionnement sans panne de 0,998 pour 340 heures.

2. Spécifications du système

La figure 1 montre la capacité de la télémessure Apollo. Sur un total de 518 voies, 375 sont des voies analogiques haut-niveau (0 à 5 V), 100 des voies analogiques bas-niveau (0 à 250 mV) et 43 des voies numériques. Le système permet la sous-commutation et la super-commutation. La cadence numérique est normalement de 64 000 bits par seconde, mais le fonctionnement est prévu à plusieurs autres cadences entre 500 bits par seconde et 128 000 bits par seconde. Ce qui permet cette souplesse est le fonctionnement du codeur à 1 MHz. Le résultat du codage est en effet

ENTREES	NIVEAUX
375 ANALOGIQUES HAUT NIVEAU	0 - 5 V
100 ANALOGIQUES BAS NIVEAU	0 - 250 mV
43 NUMERIQUES - 8 BITS PAR VOIE	
REFECTION DU POTENTIEL COMMUN	$4 \cdot 10^{-6}$ à 1
POTENTIEL COMMUN MAX.	± 32 V
PRECISION	0,5 %
PROGRAMME	sous et super commutation
CODEUR	
CADENCE D'ECHANTILLONNAGE	1 - 10 - 50 - 10 et 500 / s
RYTHME DIGITAL INTERNE	1 MHz
RYTHME DIGITAL DE SORTIE	500 à 128 kHz
LONGUEUR DE MOT	8 Bits
PUISSANCE	7 W, 415 V, 400 Hz
POIDS	25,6 kg
VOLUME	27 dm ³

FIG. 1

transféré dans un registre à décalage et peut être transmis à n'importe quelle cadence. On continue ainsi à échantillonner et à coder à la cadence maximale, ce qui permet d'obtenir en permanence le contrôle automatique, seule une fraction des mots est ensuite transférée dans le registre de sortie. L'économie de puissance est obtenue en n'alimentant que les commutateurs utilisés et par l'alimentation pulsée du codeur.

L'ensemble est placé dans les racks standards prévus dans la capsule pour la totalité de l'équipement électronique. Son volume est de 27 dm³, son poids de 26 kg, la puissance consommée est de 7 watts.

3. Description du système

La figure 2 montre le bloc-diagramme d'ensemble. Il comprend un groupe de commutateurs et sous-commutateurs, un convertisseur analogique numérique, un commutateur d'entrées numériques, un registre de sortie, un programmeur et l'alimentation.

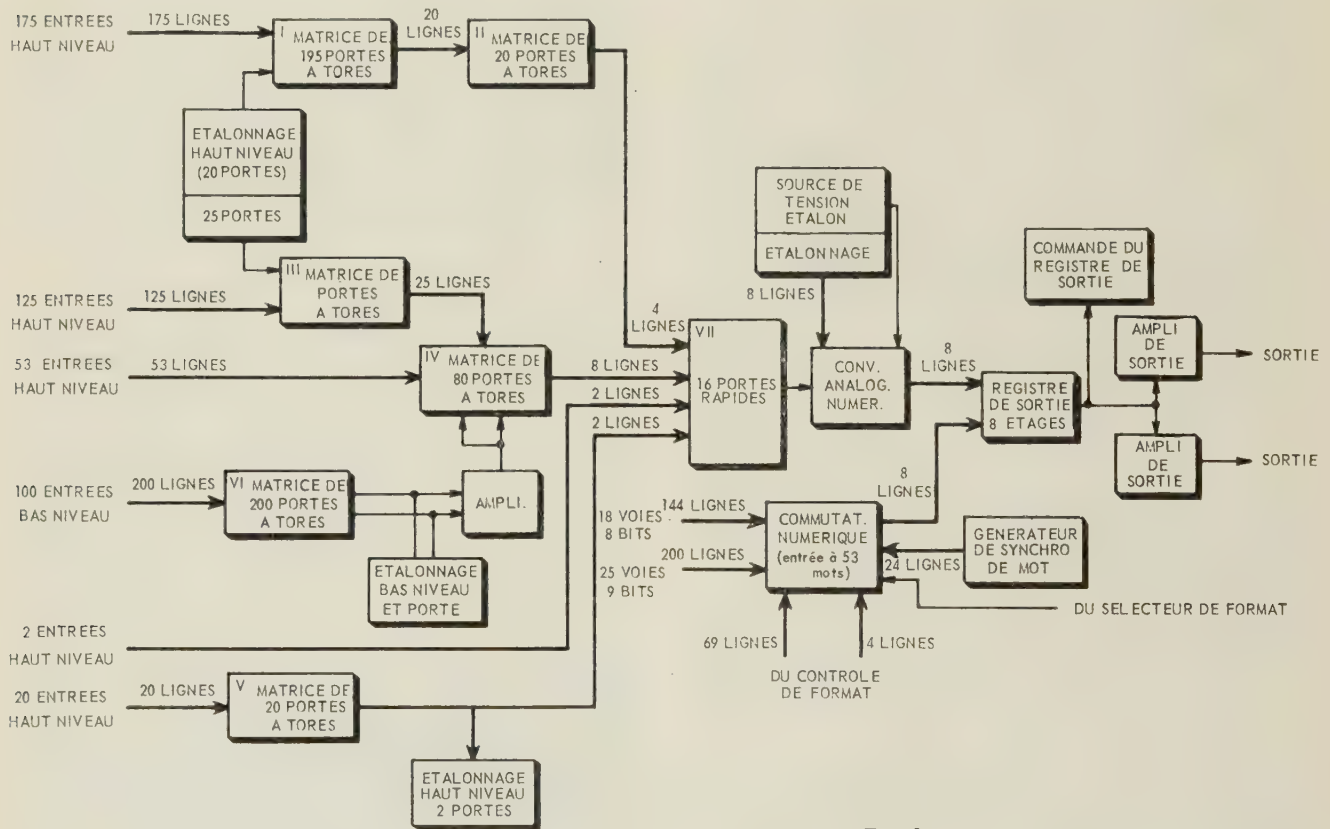


FIG. 2

A) COMMUTATEURS ET SOUS-COMMUTATEURS

Leur but est d'échantillonner et de transmettre au codeur les différentes voies analogiques, de façon à obtenir les cadences d'échantillonnage souhaitées.

Le mot contient 8 bits, le cycle contient 160 mots et le cycle long 50 cycles. A la cadence de 64 000 bits par seconde, on a donc chaque seconde, 1 cycle long, soit 50 cycles. Les cadences d'échantillonnages de 500, 100, 50, 10 et 1 sont obtenues en échantillonnant

10 fois par cycle, 2 fois par cycle, 1 fois par cycle, une fois tous les 5 cycles et une fois par cycle long.

On dispose de 149 points de mesure par cycle, 3 mots étant réservés à la synchronisation de cycle, 1 mot pour l'identification du cycle et 7 mots du cycle étant destinés à des étalonnages et la détection des pannes.

B) CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMÉRIQUE (CODEUR)

Le codeur effectue la conversion du signal PAM issu des commutateurs en mots binaires de 8 bits qui sont envoyés dans le registre de sortie. Il fonctionne selon la technique classique des pesées successives. Un circuit échantillonneur-bloqueur permet la définition précise de l'instant d'échantillonnage et transforme la tension d'entrée en un courant qui lui est proportionnel. Ce courant est comparé par le codeur à une suite de courants représentant des puissances décroissantes de 2, jusqu'à obtenir l'équilibre. Les circuits sont tels que les courants de comparaison ne

sont pas interrompus, mais simplement commutés entre 2 voies de charge équivalente. On élimine ainsi les transitoires, ce qui permet de fonctionner à une fréquence plus grande.

C) COMMUTATEUR D'ENTRÉES NUMÉRIQUES

Il permet l'entrée des informations numériques aux instants prévus dans le programme. La commutation est réalisée par des portes à diodes. Les informa-

tions sont directement transcrites dans le registre de sortie.

D) REGISTRE DE SORTIE

Le registre de sortie reçoit en parallèle les 8 bits de chaque mot, qu'ils proviennent du codeur ou du commutateur d'entrée numérique. Le registre est ensuite décalé pour engendrer le message série qui est mis en forme par le bistable NRZ.

E) PROGRAMMEUR

Le signal d'horloge à 512 kHz provient normalement d'une source extérieure, mais un oscillateur à quartz est prévu dans l'équipement. Le signal est décompté jusqu'à 1 cycle par seconde, par des compteurs synchronisés extérieurement une fois par seconde. En cas de défaillance de l'horloge externe, on utilise l'oscillateur à quartz, et la synchro extérieure est déconnectée. Les sorties des compteurs sont décodées par une matrice de diodes qui élabore les signaux de commande des commutateurs, du codeur et du registre de sortie.

Le changement de cadence peut être télécommandé ou actionné manuellement par le pilote. Il est déclenché par un certain mot du cycle long, qui indique soit la cadence de 64 000 bits par seconde, soit celle de 500 bits par seconde. Ce mot est détecté par un circuit associé au registre de sortie, qui modifie le fonctionnement de l'ensemble d'élaboration des ordres de commande du système. Le changement de cadence s'effectue à la fin d'un cycle long afin de ne pas perturber la synchronisation au sol.

Le mot de code est également détecté par la station de réception qui est ainsi prévenue du changement de cadence qui aura lieu au début du cycle long suivant.

F) ALIMENTATION

Pour ne pas déséquilibrer le réseau de distribution et également pour ne pas interrompre la télémesure en cas de perte momentanée d'une phase, l'alimentation prévue est triphasée. La consommation sera normalement de 7 watts, mais sera réduite à 4 watts pendant le fonctionnement à faible cadence. Ce dernier résultat est obtenu en supprimant l'alimentation des circuits non utilisés.

4. Analyse des erreurs

La précision d'ensemble sur les voies analogiques est de $\pm 0,5 \%$, sur les voies numériques la probabilité d'erreur est de 10^{-7} .

A) SOURCES D'ERREURS

La figure 3 montre l'ensemble d'un circuit analogique. On suppose le cas le plus mauvais d'une source à grande impédance, du potentiel commun maximal et des conditions de fin de vie. L'erreur due à l'intermodulation entre voies est négligeable.

Pour les voies haut niveau, l'erreur dans le commutateur est due aux courants de retour et "à l'offset" des

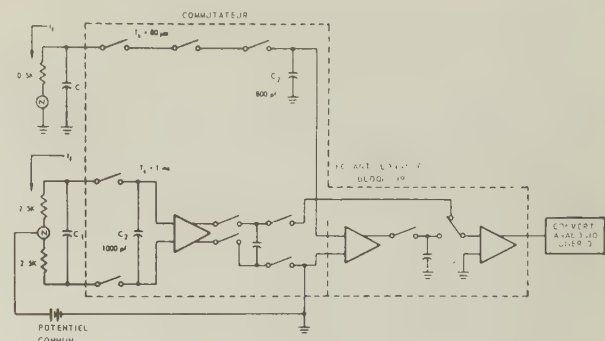


FIG. 3

portes. Le courant de retour est au maximum de $\pm 80 \text{ nA}$ soit $\pm 0,008 \%$. Il y a trois portes en séries, si l'on suppose $\pm 200 \mu\text{V}$ d'offset, on obtient une erreur maximale de $\pm 0,012 \%$. Grâce à la grande impédance d'entrée du circuit échantillonneur-bloqueur la résistance interne des portes peut être négligée. L'erreur due au couplage de la source est de $\pm 0,005 \%$. Le circuit d'échantillonnage-blocage a une erreur de gain de $\pm 0,001 \%$, un offset de $\pm 0,02 \%$ et un défaut de linéarité de $\pm 0,001 \%$. L'erreur due aux transitoires est limitée à $0,02 \%$.

Pour les erreurs dynamiques, la seule source importante est l'incertitude sur le temps d'échantillonnage. Cette incertitude est au maximum de 0,5 microseconde ce qui, pour un signal 100 périodes donne une erreur de $\pm 0,008 \%$. Cette erreur ne comprend pas l'erreur due à l'échantillonnage et que nous étudions plus loin, sous le nom d'erreur d'interpolation.

L'erreur intrinsèque du codeur, due aux défauts de gain et de linéarité, est de $\pm 0,1 \%$, et l'erreur maximale de quantification est de $\pm 0,196 \%$.

Pour les voies bas-niveau que l'on voit au bas de la figure 3, l'offset des portes est de $\pm 50 \mu\text{V}$ soit $0,02 \%$. Le courant différentiel de retour est de $\pm 15 \text{ nA}$ soit une erreur de $\pm 0,05 \%$ pour une source à 5 000 ohms. L'impédance d'entrée de l'amplificateur différentiel est de 50 mégohms, on peut donc négliger la résistance des portes, et l'erreur due au couplage de la source est de $\pm 0,005 \%$. L'étroite bande passante des amplis permet de limiter le bruit à $0,1 \text{ mV}$ soit $\pm 0,04 \%$. Pour l'ampli, l'erreur sur la gain est de $\pm 0,03 \%$, sur l'offset de $0,02 \%$ et sur la linéarité de $\pm 0,001 \%$.

L'ensemble de l'amplificateur différentiel et de la capacité de transfert donne une réjection du potentiel commun supérieure à 4×10^6 soit $\pm 0,0032 \%$ pour un signal de 250 mV. Grâce à la capacité de transfert qui réalise l'élimination du potentiel commun, seul l'étage de sortie de l'échantillonneur bloqueur est utilisé pour les voies bas-niveau. La grande valeur de la capacité de transfert permet de limiter à $\pm 0,001 \%$ la variation de la tension pendant le codage. Cela impose d'augmenter la durée de l'échantillonnage, ce qui n'est pas gênant puisque les fréquences sont 500 fois plus faibles que sur les voies haut-niveau, l'erreur dynamique est donc négligeable.

B) SOMMATION DES ERREURS

La sommation indiquée sur la figure 4 est faite dans le cas le plus mauvais. La moyenne quadratique ordinairement utilisée suppose en effet des erreurs aléatoires et statistiquement indépendantes. Cela n'est le cas que du bruit et de l'intermodulation. Toutefois les chiffres présentés correspondent à une hypothèse pessimiste où toutes les erreurs s'ajoutent. Comme on le voit, les chiffres obtenus sont de $\pm 0,4 \%$ pour les voies haut niveau et de $\pm 0,5 \%$ pour les voies bas-niveau.

ERREURS SUR LES HAUTS NIVEAUX		ERREURS SUR LES BAS NIVEAUX	
COMMUTATEUR		COMMUTATEUR	
COURANT INVERSE	$\pm 0,008 \%$	COURANT INVERSE	$\pm 0,030 \%$
CHARGE RESISTIVE	0,005	CHARGE RESISTIVE	0,005
TENSION RESIDUELLE	0,012	TENSION RESIDUELLE	0,020
EN SORTIE DE PORTE		EN SORTIE DE PORTE	
ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR		AMPLIFICATEUR	
GAIN	0,001	BRUIT	0,040
TENSION RESIDUELLE	0,020	GAIN	0,030
NON LINEARITE	0,001	TENSION RESIDUELLE	0,020
PIEDESTAL	0,020	NON LINEARITE	0,001
DIAPHONIE	0,001	ERREUR DUE AU MODE COMMUN	0,0032
AFFAIBLISSEMENT DU A LA PENTE	0,020	ECHANTILLON BLOQUEUR	GAIN
TEMPS D'OUVERTURE	0,008		
CONVERTISSEUR ANALG.-NUMER.		CONVERTISSEUR ANALOG. NUMER.	
NON LINEARITE ET GAIN	0,100	NON LINEARITE ET GAIN	0,100
ERREUR DE QUANTIFICATION	0,196	ERREUR DE QUANTIFICATION	0,196
TOTAL	$\pm 0,392 \%$	TOTAL	$\pm 0,470 \%$

FIG. 4

Cette précision serait de $\pm 1 \%$ sur des niveaux de 50 mV, et de $\pm 2 \%$ pour 20 mV. On voit donc que les deux problèmes cités dans la première conférence, commutation et amplification bas-niveau ne sont pas encore résolus.

5. Fiabilité

L'équipement comprend 54 modules de 12 types différents. Le pilote dispose d'un module de chaque type en rechange, ce qui donne une probabilité de 0,9988 de fonctionner sans panne pendant 340 heures.

6. Etalonnage et contrôle automatique du fonctionnement

Comme nous l'avons signalé plus haut, l'équipement comprend un ensemble de contrôle automatique qui, sans intervention du pilote, vérifie en permanence le fonctionnement de tous les circuits. Un voyant « panne » est prévu pour chacun des 3 racks. Le pilote, en cas d'allumage d'un de ces voyants, effectue le test du rack considéré. Un connecteur est prévu à cet effet sur la face avant des racks et un organe de test peut s'y enficher pour détecter le module défectueux. Cela permet également la détection d'un faux

signal de panne dans le cas d'un mauvais fonctionnement des circuits de détection.

Les circuits de visualisation et de contrôle manuel sont très simples et comprennent peu de composants actifs. Par contre les circuits de contrôle automatique et d'étalonnage représentent 10 % de l'équipement.

Pour les voies analogiques la perte d'au moins 5 canaux entraîne l'allumage du voyant « panne ».

La figure 5 montre le programme de vérification de l'étalonnage du codeur. Deux essais sont faits à 0,5 % et 99,5 % de l'échelle totale afin de contrôler d'une part la tension d'offset, d'autre part la précision sur l'échelle totale.

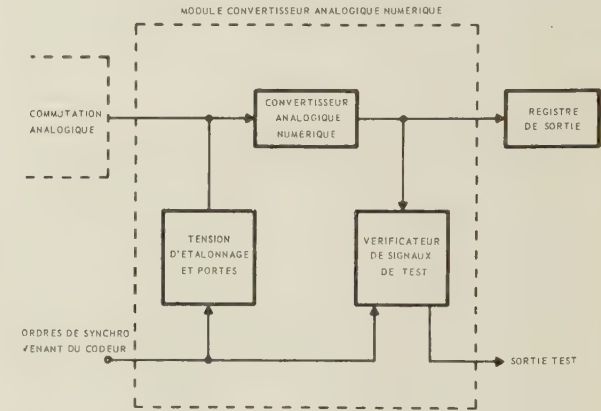


FIG. 5

La figure 6 montre la vérification des amplificateurs bas-niveau. Les portes analogiques sur lesquelles plusieurs voies sont en parallèle sont traitées de la même façon. Comme on le voit sur la figure, le codeur qui a déjà été vérifié, participe à ce test.

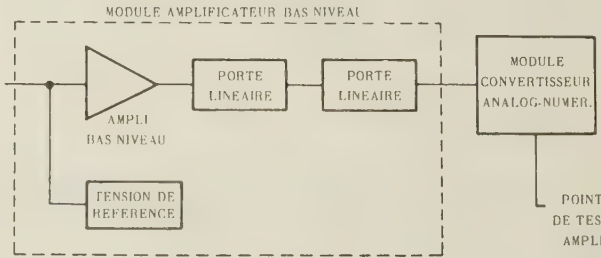


FIG. 6

La figure 7 montre les tests réalisés sur les circuits numériques actifs. La vérification est faite par comparaison des signaux d'entrée et sortie d'un module donné pendant son fonctionnement normal. Ce test peut être effectué pendant le fonctionnement du du circuit sans que celui-ci en soit perturbé.

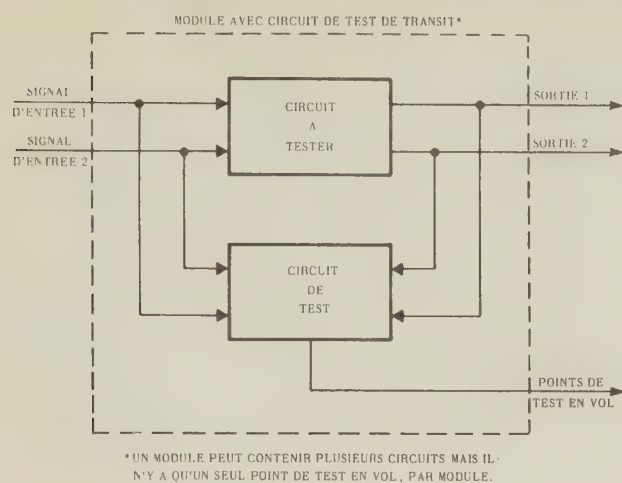


FIG. 7

7. Assemblage mécanique

L'ensemble est contenu dans trois racks standard doubles. La figure 8 montre l'un de ces racks. Le module remplaçable mesure environ $23 \times 11 \times 2,5$ cm. L'assemblage des composants est réalisé par soudure électrique en modules élémentaires, ceux-ci sont alors assemblés sur un circuit imprimé qui porte un connecteur à sa base. Deux de ces ensembles constituent un module remplaçable. Les modules sont mis sous pression par 6 boulons afin d'obtenir une pression d'environ $1,5 \text{ kg par cm}^2$ sur les modules élémentaires enrobés, selon la technique déjà utilisée sur les équipements de satellites. Les propriétés mécaniques se rapprochent ainsi de celles d'un ensemble compact, et les essais en vibration ont montré un coefficient d'amplification de 3 à 5 au lieu de 10 à 15 pour des circuits imprimés classiques. (Ce qui donnerait des vibrations atteignant 100 ou 150 g sur les composants).

La figure 9 montre l'assemblage des modules élémentaires sur circuit imprimé.

Le premier rack comprend le commutateur haut-niveau, composé de 20 modules, il mesure 35 cm de long, le second contient le commutateur bas-niveau et le codeur représentant 12 modules, il mesure 25 cm, le troisième enfin comprend les circuits numériques et logiques représentant 22 modules et mesure 38 cm de long.

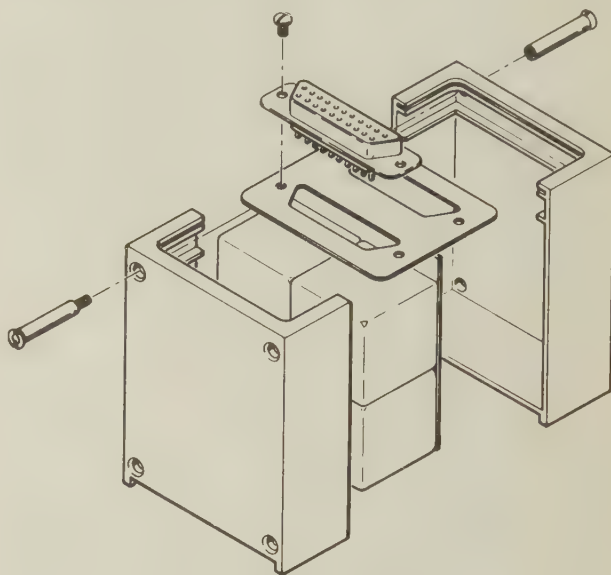


FIG. 9

Le total de 54 modules se décompose de la manière suivante, selon 12 types différents :

- 20 commutateurs haut-niveau
- 5 commutateurs bas-niveau
- 1 amplificateur bas-niveau
- 1 codeur
- 1 registre de sortie
- 8 commutateurs d'entrées numériques
- 1 commutateur rapide haut-niveau
- 5 programmeurs
- 1 alimentation
- 5 commandes des commutateurs
- 5 programmeurs.

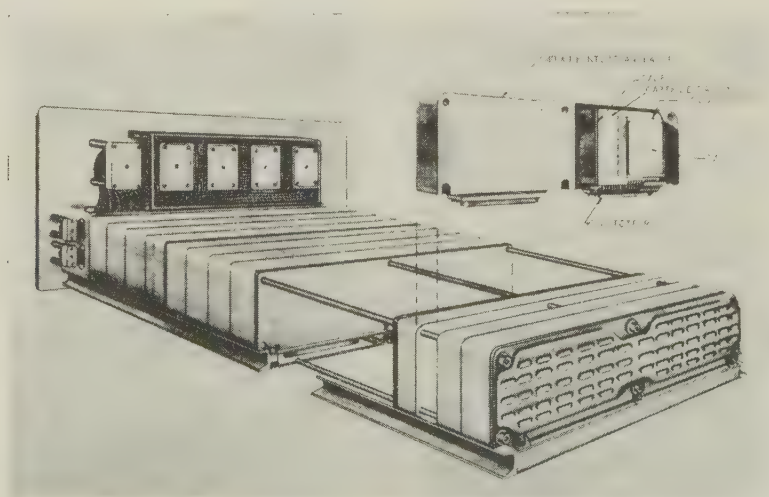


FIG. 8

L'ensemble pèse 26 kg auxquels il faut ajouter le poids des 12 modules de rechange, soit 4 kg.

8. Fonctionnement des circuits

A) COMMUTATEURS HAUT-NIVEAU

Les portes sont constituées de deux transistors montés en série, tête-bêche, les collecteurs étant communs. Il en résulte une très faible impédance entre émetteurs et une tension d'offset très réduite, quand les transistors sont conducteurs. La commande est réalisée par transformateur, ce qui permet d'isoler complètement le signal des circuits de commande. Cette disposition facilite également la commande séquentielle des commutateurs et les noyaux des transformateurs servent en plus d'éléments logiques.

L'ensemble des portes est disposé sous forme de matrice à M colonnes et N rangées (voir figure 10). Les noyaux des transformateurs sont constitués d'un matériau à boucle d'hystérésis rectangulaire. Un enroulement « set » les place dans l'état saturé négatif, et un enroulement « read » les place dans l'état saturé positif. L'enroulement de commande des portes est tel que seul le changement de négatif à positif permet l'ouverture de la porte. Ainsi donc l'impulsion « read » ne sera transmise que par le transformateur qui aura été placé dans l'état « set ».

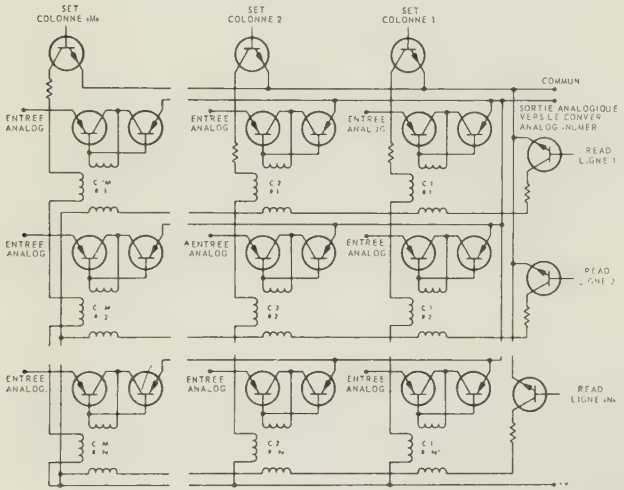


FIG. 10

On voit sur la figure que les enroulements « set » de tous les transformateurs d'une colonne et que les enroulements « read » de tous les transformateurs d'une rangée sont connectés en série. Un seul signal « set » positionnera donc tous les transformateurs d'une colonne, et un signal « read » envoyé sur une rangée ne sera transmis que par le transformateur situé à l'intersection de la rangée et de la colonne.

Cette disposition permet de commander aisément l'ouverture séquentielle des portes.

B) COMMUTATEURS BAS-NIVEAU

La figure 11 montre l'organisation des voies bas-niveau. Chaque porte comprend deux commutateurs actionnés simultanément par un même transformateur. Les fils + et - du signal différentiel d'entrée sont ainsi connectés au même instant à l'amplificateur. La commande séquentielle des portes est réalisée de la même façon que pour les voies haut-niveau.

L'amplificateur à courant continu est d'une réalisation très complexe et comporte trois fonctions successives de réglage avant chaque cycle d'utilisation, afin d'annuler les courants de retour et les tensions d'offset.

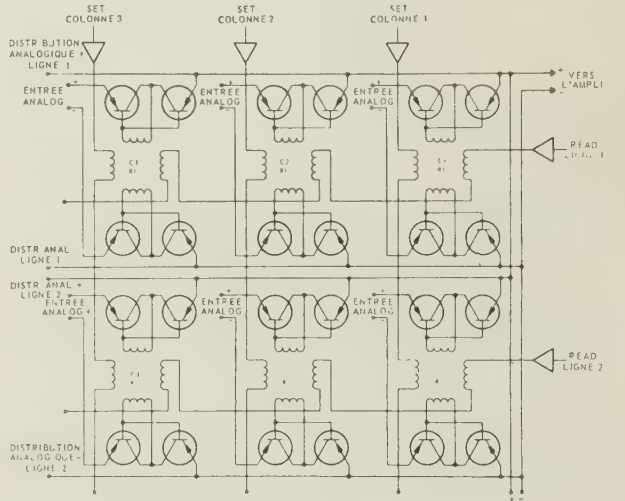


FIG. 11

La première opération est de court-circuiter l'entrée et d'envoyer une impulsion brève sur les deux lignes. Cette impulsion charge les capacités réparties dans les portes bas-niveau et assure le blocage de la totalité des portes.

L'opération suivante est un blocage en tension, les lignes d'entrées sont toujours court-circuitées et sont mises à la masse. Une porte connecte alors la sortie de l'amplificateur à un amplificateur différentiel d'erreur qui agit sur les tensions collecteur des transistors d'entrée jusqu'à l'annulation du signal de sortie. Ces tensions sont mises en mémoire dans une capacité et y sont maintenues pendant le cycle d'utilisation.

La troisième opération est un blocage en courant. Cette fois l'entrée de l'amplificateur est en l'air et un circuit de correction injecte des courants dans les bases des transistors d'entrée jusqu'à l'annulation du signal de sortie. Ici, également, les courants sont mis en mémoire. Cette opération assure l'absence d'un courant de retour sur la voie échantillonnée qui perturberait le signal étudié.

Le stade suivant est alors l'ouverture de la porte bas-niveau de la voie à échantillonner et l'amplification du signal. Le gain de chacune des voies de l'ampli différentiel est contrôlé par une contre-réaction.

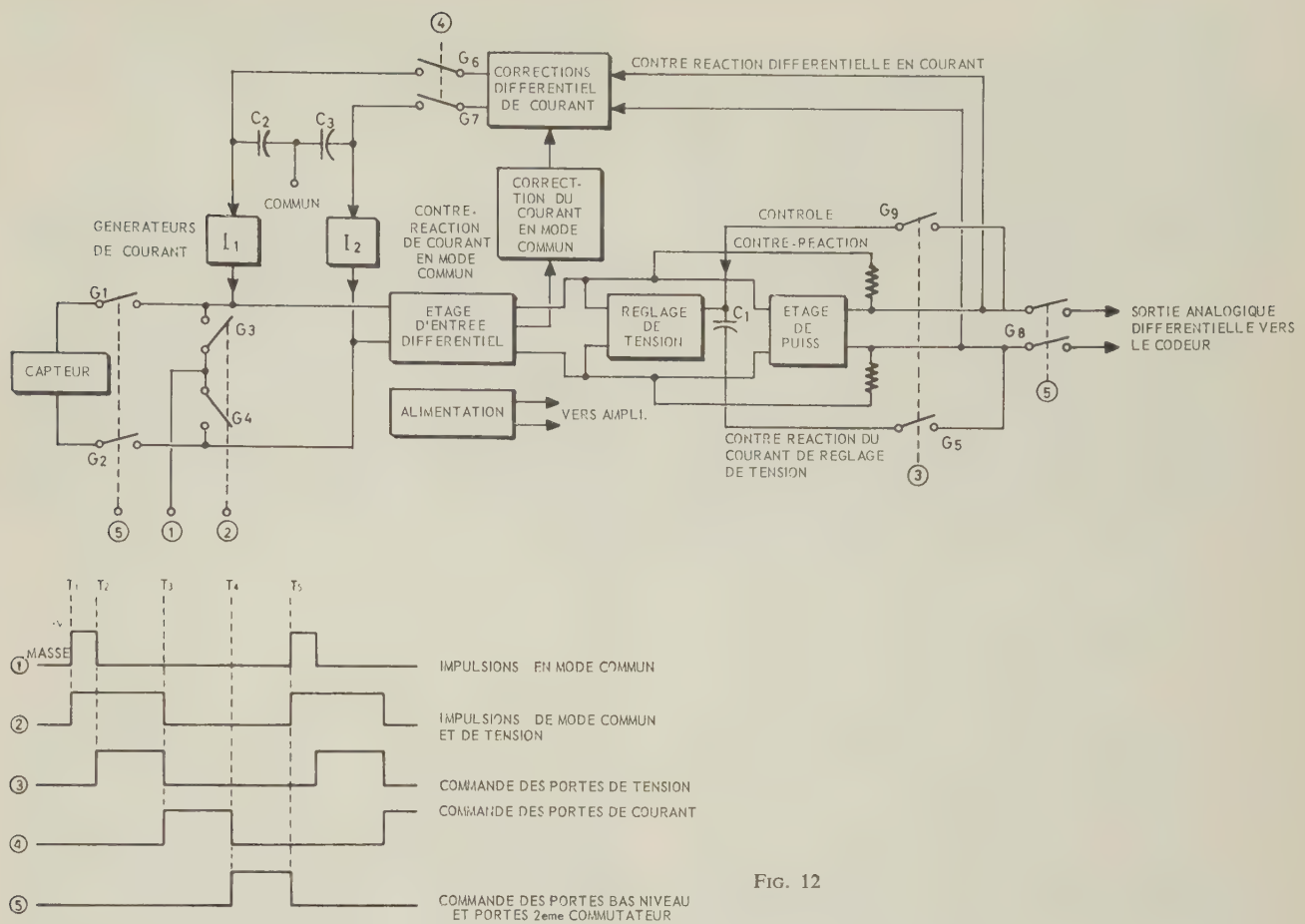


FIG. 12

La figure 12 montre le bloc diagramme de l'ensemble. Les portes G_1 , G_2 et G_8 sont fermées. A l'instant T_1 l'impulsion (2) ouvre les portes G_3 et G_4 . Simultanément une impulsion (1) est envoyée sur les 2 lignes (1^{re} opération). A l'instant T_2 , les lignes court-circuitées se trouvent à la masse, l'impulsion (3) ouvre les portes G_5 et G_9 et le blocage en tension s'effectue (2^e opération). A l'instant T_3 les portes G_3 , G_4 , G_5 et G_9 sont fermées. Les portes G_6 et G_7 sont ouvertes par l'impulsion (4) et le blocage en courant s'effectue (3^e opération). Enfin, à l'instant T_4 , les portes G_1 et G_2 sont ouvertes et le capteur se trouve connecté à l'amplificateur, simultanément la porte G_8 s'ouvre et connecte l'amplificateur au codeur. Le cycle se termine à l'instant T_5 où G_1 , G_2 et G_8 se ferment.

Pour réduire l'influence du potentiel commun, l'ensemble de l'amplificateur et de son alimentation est flottant et suit les variations du potentiel commun. La sortie de l'amplificateur est donc une tension différentielle haut-niveau rapportée au potentiel commun de l'entrée. Comme on le voit sur la figure 13 une capacité de transfert est utilisée pour éliminer le potentiel commun et rapporter le signal à la masse. Cette opération s'effectue au moyen des portes G_1 qui permettent la charge de la capacité et G_2 pendant le codage.

C) CODEUR

Pour permettre le fonctionnement haute fréquence du codeur les courants de comparaison ne sont pas interrompus, mais aiguillés par commutation, soit vers le circuit d'addition, soit vers un circuit de charge équivalente.

Jusqu'à présent c'était en effet les temps de réponse des circuits qui limitaient la vitesse des codeurs à environ 350 kHz. Cette nouvelle technique permet d'atteindre 5 MHz avec une consommation très réduite. Pour Apollo la cadence choisie est de 1 MHz, soit près de 10 fois la vitesse minimale nécessaire, ce qui réduit la décharge de la capacité de transfert et améliore la précision. Cette cadence permet en outre d'utiliser une alimentation pulsée.

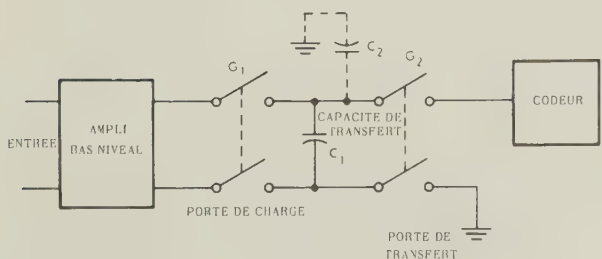


FIG. 13

D) PROGRAMMEUR

L'horloge interne est un oscillateur à quartz qui comprend les circuits d'amplification et de mise en forme. Les compteurs utilisent des bistables classiques à deux transistors et couplage par diodes. Le décodage est réalisé par une matrice de diodes, toutefois il utilise également deux bistables supplémentaires qui réduisent de quelques centaines le nombre de diodes nécessaires.

E) COMMUTATEUR D'ENTRÉES NUMÉRIQUES

Il permet le transfert dans le registre de sortie des entrées numériques et du mot d'identification. Les ordres de commande sont élaborés par le programmeur aux instants voulus. Ce transfert s'effectue dans un temps très court, environ 25 % de la durée d'un bit, on peut donc entrer directement en paral-

lèle dans le registre à décalage à 8 bits. Les circuits numériques ne fonctionnent donc ainsi que pendant environ 3 % du temps et la consommation en est réduite par le même facteur.

F) REGISTRE DE SORTIE

Ce registre reçoit l'information en parallèle et en effectue la mise en série. Le train est alors mis en forme par les bistables NRZ. C'est le programmeur qui pilote le décalage du registre.

Les modifications de fonctionnement imposées par le changement de cadence concernent surtout le programmeur. Pour les mots qui ne doivent pas être transmis, celui-ci bloque l'accès au registre de sortie, soit des entrées numériques, soit du codeur. La fréquence des ordres de décalage du registre de sortie est aussi modifiée, puisqu'elle est égale au rythme des bits.

IV. Utilisation des systèmes P.C.M.

PAR

LAWRENCE W. GARDENHIRE

Radiation Incorporated

1. Introduction

Jusqu'à présent l'ingénieur d'instrumentation a été si occupé à mettre au point son propre système, qu'il est devenu expert quant au fonctionnement de son équipement mais qu'il a perdu de vue ce qui se passe avant et après. C'est pourquoi il était incapable de conseiller l'utilisateur sur la manière d'utiliser les différents systèmes. On choisissait ce qui existait plutôt que d'adapter l'équipement aux besoins. L'utilisateur connaissait pour chaque voie la bande passante et la précision intrinsèque, mais ignorait tout de la réponse dynamique. Cela a conduit à une très mauvaise utilisation des équipements d'instrumentation. L'utilisateur ne connaissait pas assez les limites de l'équipement et le constructeur de celui-ci ignorait tout des signaux d'entrée et de leur utilisation.

L'apparition du P.C.M. a encore aggravé cette situation par une mauvaise compréhension du théorème de Shannon. Pour bien exploiter ce théorème, il faut connaître à fond ses conditions d'applications ainsi que la précision intrinsèque du système utilisé.

Les erreurs affectant la précision des mesures se classent en deux catégories. La première comprend les erreurs introduites par l'équipement lui-même de par sa conception et par l'action des conditions d'ambiance. On peut citer : le manque de linéarité, le décalage du zéro, l'imprécision du gain, le bruit, l'erreur de quantification et l'intermodulation.

La deuxième catégorie d'erreur comprend celles qui dépendent des caractéristiques du signal d'entrée, par exemple, potentiel commun, impédance de la source, réponse en fréquence du système et erreur d'interpolation.

2. Erreurs introduites par les équipements P.C.M.

Il s'agit de la première catégorie citée ci-dessus.

A) ERREURS SYSTÉMATIQUES

L'erreur systématique est définie en pour cents de l'échelle totale. En font partie : le défaut de linéarité surtout dû à la variation du gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence, le décalage du zéro qui revient à ajouter ou retrancher une valeur constante au signal, et l'erreur sur le gain qui résulte d'une variation du gain de l'amplificateur en fonction de la température, des vibrations, etc.

B) BRUIT

Dans la commutation bas-niveau, ou dans des conditions d'ambiance extrêmes, le bruit peut être une cause d'erreur importante. Le bruit est défini par sa valeur quadratique moyenne, et par son spectre. On peut le chiffrer en pour cents de l'échelle totale en plusieurs points de son spectre. Le plus souvent la distribution est gaussienne et il suffit de mesurer l'écart moyen.

Puisque l'on dispose d'un équipement P.C.M. qui échantillonne et code, il suffirait théoriquement pour mesurer le bruit d'enregistrer un grand nombre de codages successifs d'une même tension d'entrée. Cette technique ne donnerait pas une résolution assez fine pour tracer valablement une courbe. On utilise donc la méthode suivante. Si V est la valeur de la tension d'entrée correspondant à la limite entre deux intervalles de quantification, on établit un signal d'entrée égal à $V - \Delta V$. On échantillonne et l'on code ce signal pendant un intervalle de temps connu. Le codage obtenu sera normalement dans le canal inférieur sauf si la valeur instantanée du bruit est supérieure à ΔV , et l'on compte le nombre de fois où ce phénomène se produit. On voit qu'en faisant

plusieurs fois l'expérience en faisant varier ΔV on obtiendra la distribution statistique du bruit.

Sur papier logarithmique la courbe ainsi obtenue est une droite si le bruit est gaussien. L'étude de cette courbe est très intéressante, car elle peut faire apparaître un bruit de commutation ou une microphonie aux vibrations qui fera que la courbe s'écartera de la droite théorique.

C) ERREUR DE QUANTIFICATION

Elle est due à la résolution non infinie du codeur. La valeur maximale de cette erreur est $\pm \frac{1}{2} Q$ si Q est la valeur de l'intervalle de quantification. La figure 1 illustre cette erreur.

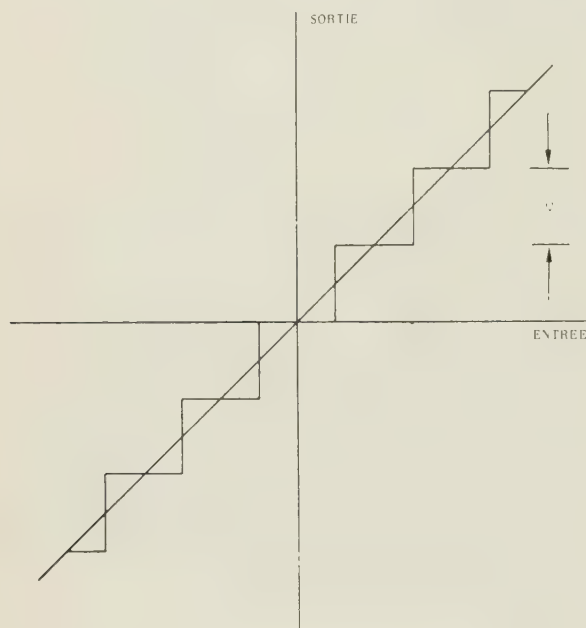


FIG. 1. — Relation entre entrée et sortie quantifiée

L'erreur maximale indiquée ci-dessus est celle d'un convertisseur idéal. En fait d'autres erreurs s'y ajoutent parfois qui ont les mêmes caractéristiques. Ce sera le cas par exemple pour un codeur à rampe dans lequel l'horloge n'est pas synchrone avec l'instant du début de la comparaison. Cette erreur ajoute un palier au centre du spectre étudié ci-dessus.

Une erreur d'hystérésis dans le convertisseur provoquera également le même effet. Bien que le plus souvent cette erreur ne soit pas significative, on peut la vérifier et la mesurer par une méthode analogue à celle décrite plus haut. On remplace les commutateurs d'entrée par une source de précision d'impédance équivalente. On fait alors varier cette source pour approcher dans les deux directions la limite entre deux intervalles de quantification. On obtiendra ainsi un spectre en palier auquel se superpose le bruit gaussien de la chaîne. La figure 2 montre l'effet de l'erreur de quantification.

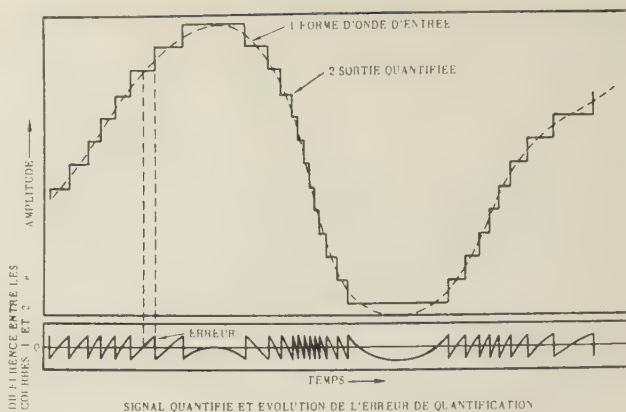


FIG. 2

D) INTERMODULATION

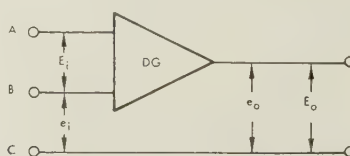
L'erreur d'intermodulation est due à la réaction des autres voies sur la voie étudiée. La mesure de l'intermodulation de signaux alternatifs est importante dans le système P.C.M. On obtient une précision suffisante en étudiant à l'oscilloscope la sortie d'un commutateur lorsque toutes les voies sauf celle étudiée sont soumises à un signal sinusoïdal d'amplitude égale à l'échelle totale, et à la fréquence maximale étudiée.

E) ERREUR DUE AU POTENTIEL COMMUN

Les capteurs à bas niveau ont toujours été les plus précis. Vu la longueur des câbles de connexion à l'équipement de mesure, des tensions beaucoup plus importantes que le signal peuvent s'y trouver induites. Ces tensions qui apparaissent comme un potentiel commun sur les deux lignes doivent être éliminées par l'équipement P.C.M. L'entrée se fait donc sur un commutateur différentiel à deux voies, ce qui permet déjà de réduire l'effet du potentiel commun.

La réjection du potentiel commun dans un équipement peut être définie par le rapport du gain obtenu sur un signal différentiel, au gain obtenu sur le mode commun (voir figure 3). Le gain différentiel est le rapport du signal de sortie au signal d'entrée soit $\frac{E_0}{E_1}$.

REJECTION DU POTENTIEL COMMUN



$$\text{Rapport de réjection} = \frac{\text{Gain différentiel}}{\text{Gain en mode commun}}$$

$$\text{Gain différentiel} = \frac{E_0}{E_i}$$

A et B court-circuités, on applique le potentiel commun maximal entre B et C.

$$\text{Gain en mode commun} = \frac{e_0}{e_i}$$

$$\text{Erreur maximale due au potentiel commun} = \frac{e_0}{E_0} \times 100$$

FIG. 3

Si l'on court-circuite l'entrée AB et que l'on établit le potentiel commun maximal entre B et C, le gain sur celui-ci est alors e_0/e_1 .

F) ERREUR DUE A L'IMPÉDANCE DE LA SOURCE

Cette erreur existe dans toute mesure électrique, c'est évidemment le cas d'un équipement P.C.M., et la valeur de cette erreur dépend non seulement des caractéristiques de l'équipement, mais aussi de celles de la source. Dans les discussions précédentes nous avons supposé une source parfaite, à très basse impédance et sans capacités réparties. Pour limiter cette catégorie d'erreur on introduit le plus souvent dans les spécifications de l'équipement des clauses relatives à l'impédance d'entrée et ses variations, aux capacités parasites d'entrée et aux courants de retour sur les capteurs. Cela ne permet toutefois pas de définir exactement l'erreur sur les mesures.

Souvent l'utilisateur aimerait connaître la limite de l'erreur pour un capteur donné avec ses câbles de connexion. C'est la raison pour laquelle il est souhaitable de séparer la partie de l'erreur qui dépend des caractéristiques de la source. Une étude détaillée pour les différents types de commutateurs n'a pas sa place ici, disons simplement que ce genre d'erreur s'accroît lorsque la résistance de la source augmente. Il en est de même pour les erreurs dues aux courants de retour sur les capteurs. On définira donc l'erreur pour une résistance de source et une capacité internes données, et l'on considérera pour un système, l'erreur maximale pour les valeurs relatives les plus défavorables de la résistance et de la capacité. Du point de vue statique, l'effet de la capacité de la source est plutôt de réduire l'erreur due à la résistance. Elle s'oppose à la variation de la tension que ce soit par suite de l'échantillonnage ou du fait des courants de retour. Il ne faut pas toutefois oublier que du point de vue dynamique la capacité agit comme un filtre et peut donc modifier le signal.

G) ERREURS DUES A LA BANDE PASSANTE

Nous n'avons jusqu'à présent considéré que les erreurs sur des signaux d'entrée continus. Un paramètre important à prévoir et à mesurer est l'erreur due aux impédances séries et parallèles dans la chaîne analogique. Cette erreur apparaît comme un filtrage à l'entrée. La bande passante devra être spécifiée en pour cents de l'échelle totale, du continu jusqu'à une fréquence déterminée par la cadence maximale d'échantillonnage sur chaque voie.

3. Le théorème d'échantillonnage

Une des erreurs les plus importantes due à la nature des signaux d'entrée provient d'une mauvaise utilisation de ce théorème, qui est sans doute l'un des plus mal compris qui soit, chaque ingénieur a ses propres idées sur le nombre « d'échantillons par cycle » qui lui sont nécessaires pour retrouver l'information désirée.

L'énoncé du théorème qui est souvent attribué au Dr SHANNON du M.I.T., bien qu'il ait été connu et utilisé bien avant, est le suivant : « 2 F échantillons par seconde suffiront à représenter et à reconstituer parfaitement une fonction du temps si cette fonction ne contient que des composantes de fréquence inférieure ou égale à F ». Sous cette forme, le théorème est pratiquement inapplicable car il n'existe en fait aucune fonction ne contenant que des « composantes de fréquence inférieure à F ». Aucun phénomène physique n'apparaît sous cette forme, et aucun filtre ne peut permettre d'obtenir un résultat aussi parfait.

Le problème est de pouvoir reconstituer à partir d'échantillons un signal continu présenté à l'entrée de l'équipement. L'information entre les instants d'échantillonnage sera perdue, à moins que la cadence d'échantillonnage ne soit choisie telle qu'elle permette de déterminer ce qui se passe entre deux échantillons.

L'ingénieur sait que si la portion du spectre au-delà de F est faible, le théorème est pratiquement applicable. On compense cette erreur en augmentant la cadence d'échantillonnage et chacun a sa règle, entre 3 et 30 échantillons par cycle.

On utilise souvent une forme approchée du théorème disant qu'il faut échantillonner à 5 fois la fréquence de la composante intéressante la plus haute du signal.

Tout d'abord il est faux de dire que c'est la composante intéressante la plus haute qui est le facteur déterminant. En effet, si des composantes de plus haute fréquence existent elles induiront des erreurs sur la mesure des composantes intéressantes. D'autre part, ce théorème ne donne aucune indication sur la grandeur de l'erreur à laquelle il faut s'attendre.

La figure 4 illustre le théorème de Shannon. On voit à gauche qu'en utilisant 8 échantillons par cycle on arrive à une reconstitution précise, tandis qu'à droite 8/7 d'échantillons par cycle conduisent à une fonction différente. En observant le phénomène dans le domaine de fréquence on verrait que cette basse fréquence obtenue existe effectivement après échantillonnage et qu'elle représente la différence entre la fréquence du signal et la fréquence d'échantillonnage.

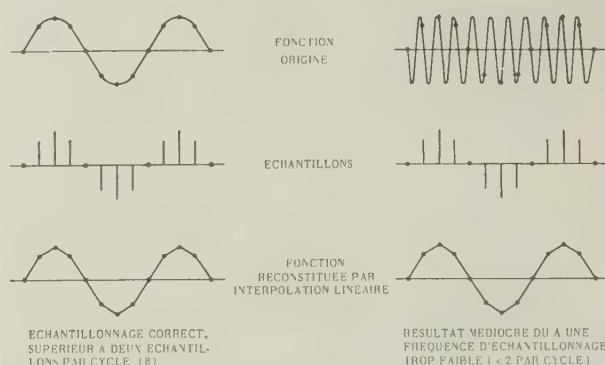


FIG. 4

4. Procédés d'interpolation

L'interpolation consiste à reconstituer la fonction entre les échantillons. L'erreur d'interpolation est la différence entre la fonction reconstituée et le signal original. Différents procédés d'interpolation peuvent être utilisés.

A) TRACÉ A MAIN LEVÉE

L'opérateur trace simplement une courbe régulière entre les différents points de mesure. Vu le nombre considérable de points, ce procédé est rarement utilisé sauf pour obtenir une visualisation d'un phénomène limité.

B) INTERPOLATION LINÉAIRE

Cette seconde méthode est un excellent compromis, les échantillons successifs sont reliés par des segments de droite, et cette suite de segments est utilisée en tant que reconstitution de la fonction. L'erreur est d'autant plus grande que le point utilisé pour les calculs est plus éloigné d'un instant d'échantillonnage.

C) INTERPOLATION PAR PALIER

C'est le procédé le plus élémentaire actuellement utilisé. On suppose que la fonction reste constante d'un échantillon au suivant, puis prend la nouvelle valeur, etc. Comme on le voit sur la figure 5 l'erreur peut être considérable si la cadence d'échantillonnage n'est pas suffisante. A l'instant t_1 , les voies 1 et 2 en sont au 2^e échantillon, tandis qu'à l'instant t_2 seule la voie 1 est au 3^e échantillon. S'il fallait soustraire une mesure de l'autre à cet instant, l'erreur serait considérable. Cette erreur due aux différences des instants d'échantillonnage et à une mauvaise interpolation est quelquefois appelée erreur d'extrapolation, c'est toutefois une partie de l'erreur d'interpolation.

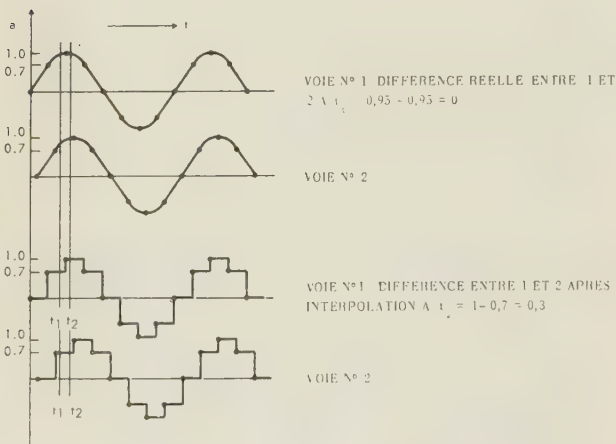


FIG. 5

D) INTERPOLATION PAR FILTRE

Ce procédé permet une sortie analogique des résultats. Les mesures numériques sont reconverties en tensions et ce signal est envoyé dans un filtre passe-

bas. La sortie du filtre est alors une représentation analogique de la fonction initiale. Cette méthode vaut ce que vaut le filtre. De plus, même aux instants d'échantillonnage une erreur peut exister, puisque la courbe ne passe pas nécessairement par les points d'échantillonnage.

E) INTERPOLATION PAR CALCULATEUR

On peut enfin utiliser un calculateur pour rétablir des points secondaires entre les échantillons. Ceux-ci peuvent être calculés, non seulement par la valeur des échantillons adjacents, mais aussi par celle d'un certain nombre d'échantillons avant et après.

5. Erreurs dues aux caractéristiques du signal d'entrée

De par sa nature, l'erreur d'interpolation est définie par sa valeur quadratique moyenne. Pour une donnée sinusoïdale, elle est en effet maximale au passage à zéro et minimale aux crêtes, et on ne peut donc considérer que sa valeur moyenne.

Si l'on étudie le problème par les spectres de fréquence (voir figure 6) la courbe A représente une fonction conforme à l'hypothèse du théorème de Shannon, avec un spectre exactement limité à une fréquence F .

La courbe B représente le spectre de cette fonction après échantillonnage. Des images de la fonction initiale apparaissent à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. Puisqu'il n'y a pas recouvrement entre le spectre initial et le spectre image autour de $2 F$, l'erreur d'interpolation peut être évitée.

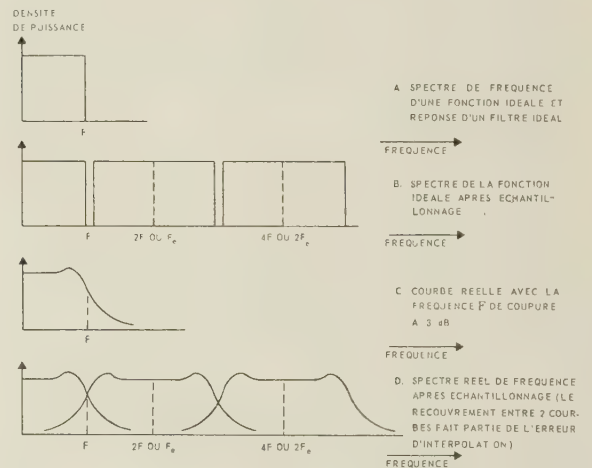


FIG. 6. — Spectre de fréquence théoriques et pratiques

1) ERREUR DE COMMISSION

Dans la pratique, toutefois, le spectre ressemble davantage à celui de la courbe C. Si l'on choisit F égale au point à 3 dB d'atténuation on voit qu'une partie non négligeable du spectre est au-dessus de F . Il en résultera une erreur importante si l'échantillonnage est fait à $2 F$, comme on le voit sur la courbe D. Pour réduire cette erreur que nous appellerons

« erreur de commission » il est possible d'échantillonner à une fréquence plus élevée, ce qui réduira le recouvrement. On peut aussi placer un filtre à l'entrée qui réduira la portion du spectre supérieure à F avant l'échantillonnage.

2) ERREUR D'OMISSION

Souvent, la crainte des erreurs dues au recouvrement fait que l'on utilise un filtre d'entrée. Par ce procédé toutefois on crée d'autres erreurs qui sont bien souvent aussi importantes que celles que l'on voulait éviter. Ces erreurs sont dues au fait que le filtre altère l'information, aussi bien en amplitude qu'en phase. Une partie de l'information est donc omise par le filtre, d'où le nom de l'erreur correspondante.

La figure 7 montre la différence entre la fonction initiale et celle après filtrage. A cette erreur peut s'ajouter une erreur identique si l'interpolation à la sortie de l'équipement est faite par un filtre, il s'y ajoute en outre l'erreur due à la réponse des circuits d'entrée avant échantillonnage.

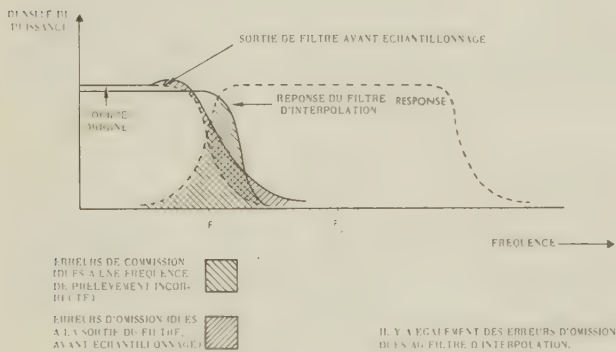


FIG. 7

Cette représentation des erreurs d'échantillonnage est très incomplète et, en particulier, ne comprend pas l'erreur due à la réponse en phase. Même si le filtre laissait passer la totalité du spectre, il existerait une erreur d'omission due à la réponse en phase non linéaire du filtre. On peut aussi démontrer mathématiquement que l'erreur d'omission existe, quel que soit le procédé d'interpolation utilisé.

La somme des erreurs de « commission » et « d'omission » constitue l'erreur d'interpolation et c'est celle-ci qui rend difficile l'utilisation du théorème de Shannon.

6. Approche théorique du problème

Une théorie plus rigoureuse de l'échantillonnage est depuis longtemps considérée comme nécessaire, mais l'étude mathématique en est très complexe si l'on s'écarte du cas idéal. C'est pourtant d'après la nature de l'information étudiée et la précision requise qu'il faut fixer la cadence d'échantillonnage.

Ces importants problèmes sont étudiés depuis deux ans à RADIATION, et ont fait l'objet de deux publica-

tions, l'une sur l'erreur d'interpolation, l'autre sur l'interpolation par ordinateur. La présente étude n'en est qu'un résumé très abrégé.

A) DÉFINITION DE L'INFORMATION

On a d'abord essayé de définir des types de fonctions plus proches de la réalité que celle servant de base au théorème de Shannon. Ces fonctions apparaissent sur la figure 8. Le spectre est plat jusqu'à une fréquence de coupure f_1 , au-delà de laquelle il s'atténue selon des multiples de 6 dB par octave. Ce multiple est par définition « l'ordre » de la fonction. Une fonction à 6 dB par octave d'atténuation sera donc appelée du 1^{er} ordre, la fonction de Shannon étant d'ordre infini. Ce ne sont pas évidemment les fonctions exactes que l'on rencontre dans la réalité, elles permettent toutefois de faire des calculs suffisamment approchés. Bien sûr, il est rare que l'utilisateur connaisse a priori le spectre de l'information mais, procédant à l'envers, et pour un équipement donné on peut retrouver la bande passante à espérer.

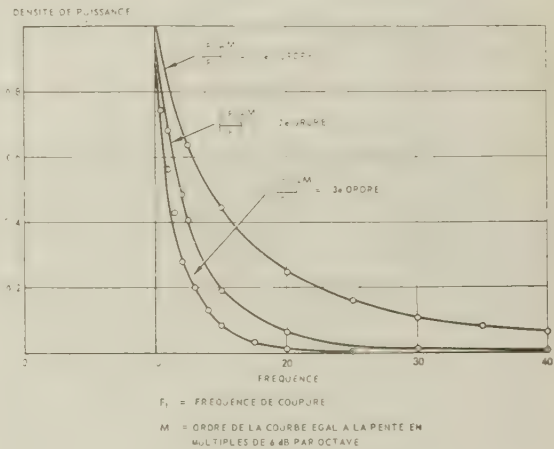


FIG. 8

D'autre part, la nature du capteur utilisé permet d'avoir une idée sur le spectre de fréquence de l'information. Tous les capteurs ont une fréquence de coupure, et une atténuation qui dépend essentiellement du nombre de degrés de liberté. On obtiendra un résultat très approché en utilisant pour les calculs les caractéristiques du capteur, l'information ne contiendra en effet de composantes de plus hautes fréquences que si le capteur lui-même n'a pas été choisi avec une bande passante convenable, auquel cas il y aura lieu de choisir un capteur à bande passante plus large et de reprendre les calculs sur ces nouvelles données.

B) PRÉCISION REQUISE

La deuxième question à poser à l'utilisateur est de savoir avec quelle précision (valeur quadratique moyenne) il désire reconstituer l'information.

Connaissant en outre l'ordre des fonctions à transmettre, on peut alors définir les cadences d'échantillonnage, puis le nombre total d'échantillons par seconde de l'équipement. La relation entre la cadence

d'échantillonnage et la précision requise est l'un des principaux compromis de tout système échantillonné, précision ou nombre de voies possible. La pratique d'échantillonner assez souvent pour que l'information ne change que très peu d'un échantillon à l'autre n'est pas en effet une méthode satisfaisante pour réduire l'erreur d'interpolation car elle réduit énormément le nombre de voies d'un système donné.

7. Filtrage à l'entrée

Pour éviter l'introduction de fréquences par l'échantillonnage, il est possible de filtrer l'information à l'entrée de l'équipement. On évite ainsi le recouvrement des spectres, mais en même temps on perd une partie de l'information et on augmente l'erreur d'omission décrite plus haut.

8. Résultats obtenus

A) ORDRE DES FONCTIONS ET CADENCES D'ÉCHANTILLONNAGE

La première partie de l'étude a consisté à écrire les équations pour les fonctions des divers ordres et pour chaque méthode d'interpolation. Ces équations ont été présentées à un ordinateur 7090, le résultat étant la relation entre la cadence d'échantillonnage et la précision espérée. Les figures 9 et 10 montrent un exemple de ces résultats. La variable choisie est le rapport de la fréquence d'échantillonnage à la fréquence de coupure de l'information, c'est-à-dire le nombre d'échantillons par cycle de la fréquence de coupure. Le tableau donne les valeurs de cette variable, pour divers ordres de fonctions, diverses méthodes d'interpolation, et pour une précision fixée. Les cinq premières méthodes d'interpolation correspondent à différents types de filtres. Bien qu'ils ne figurent pas sur ce tableau, l'étude a aussi inclus les filtres binomiaux, et ceux sans distorsion de phase.

METHODE D'INTERPOLATION	m = 1	m = 2	m = 3	m = 4	m = 5	m = ∞
OPTIMUM DE WEINER	640	11	5,1	3,8	2,6	2,0
BUTTERWORTH n=4	-	16	8,3	5,5	5,5	5,5
BUTTERWORTH n=3	-	18	9,2	6,7	6,7	6,7
BUTTERWORTH n=2	1,2×10 ³	29	17	11	11	11
FILTRE R.C. n=1	1,2×10 ⁴	220	130	91	91	91
INTERPOLATION SUR 1 POINT (PALIER)	910	37	26	22	21	21
INTERPOLATION SUR 2 POINTS (LINEAIRE)	640	13	8,3	5,9	5,9	5,9
INTERPOLATION SUR 3 POINTS	640	12	6,2	5,2	-	4,0
INTERPOLATION SUR 4 POINTS	640	12	5,7	4,3	-	3,3

FIG. 9

METHODE D'INTERPOLATION	m = 1	m = 2	m = 3	m = 4	m = 5	m = ∞
OPTIMUM DE WEINER	4,1 × 10 ⁵	93	19	10	3,4	2,0
BUTTERWORTH n=4	-	290	61	26	26	26
BUTTERWORTH n=3	-	430	100	46	46	46
BUTTERWORTH n=2	-	1,10×10 ³	300	160	160	160
PHASE LINEAIRE	-	1,5×10 ³	610	400	400	400
FILTRE RC n=1	-	2,00×10 ³	850	540	540	540
INTERPOLATION SUR 1 POINT (PALIER)	6,0×10 ⁵	890	630	520	510	510
INTERPOLATION SUR 2 POINTS (LINEAIRE)	4,1×10 ⁵	120	42	29	29	29
INTERPOLATION SUR 3 POINTS	4,1×10 ⁵	105	25	17	-	12
INTERPOLATION SUR 4 POINTS	4,1×10 ⁵	100	21	13	-	7,8

FIG. 10

On voit que pour la fonction idéale (*m* infini) on s'approche de 2 échantillons par cycle comme prévu par le théorème de Shannon. Toutefois, les méthodes d'interpolation normalement utilisées ne permettent pas d'obtenir ce résultat. On voit aussi que le nombre d'échantillons nécessaire augmente très vite lorsque l'ordre des fonctions diminue.

B) INTERPOLATION PAR PALIER

Les tableaux montrent que l'interpolation par palier, ou sur un seul point, ne permet qu'une précision très faible à moins d'utiliser des fréquences d'échantillonnage prohibitives. C'est pourtant la méthode la plus couramment utilisée.

C) INTERPOLATION LINÉAIRE

Un résultat très significatif de l'étude a été de montrer l'excellente précision obtenue par l'interpolation linéaire ou sur deux points, qui est comparable le plus souvent à celle obtenue au moyen d'une interpolation par filtres.

Le résultat est très heureux puisque le plus souvent l'information est dépouillée par l'ordinateur, et que cette méthode d'interpolation correspond à un programme de calcul très simple.

D) PRÉCISION RECHERCHÉE ET CADENCE D'ÉCHANTILLONNAGE

En comparant les tableaux des figures 9 et 10 on constate l'augmentation considérable de la cadence nécessaire d'échantillonnage lorsque l'on veut améliorer la précision. Sur la figure 9 la précision souhaitée est de 5 %, alors qu'elle est de 0,2 % sur la figure 10. Pour des fonctions du 4^e ordre, en utilisant l'interpolation linéaire, le nombre d'échantillons par cycle passe ainsi de 5,9 à 29 quand la précision passe de 5 à 0,2 %.

E) INTERPOLATION LINÉAIRE ET PAR PALIERS

Sur les tableaux présentés ci-dessus, on constate également l'amélioration apportée par l'interpolation linéaire comparée à l'interpolation par palier. Sur la figure 10, on voit que pour des fonctions du 4^e ordre, le nombre requis d'échantillons passe de 520 à 29 soit une amélioration de 18 à 1. Cela est très important puisque le plus souvent actuellement l'information est dépouillée par des calculateurs qui utilisent l'interpolation par paliers.

Il est également intéressant de noter qu'il ne sert à rien d'interpoler sur plus de points que l'ordre de la fonction étudiée plus un. C'est ainsi que pour une fonction du 1^{er} ordre, il suffit d'interpoler sur 2 points.

La figure 11 montre l'importance de ne rechercher que la précision strictement nécessaire. On y voit l'augmentation très rapide du nombre d'échantillons par cycle lorsque l'erreur maximale recherchée est plus faible.

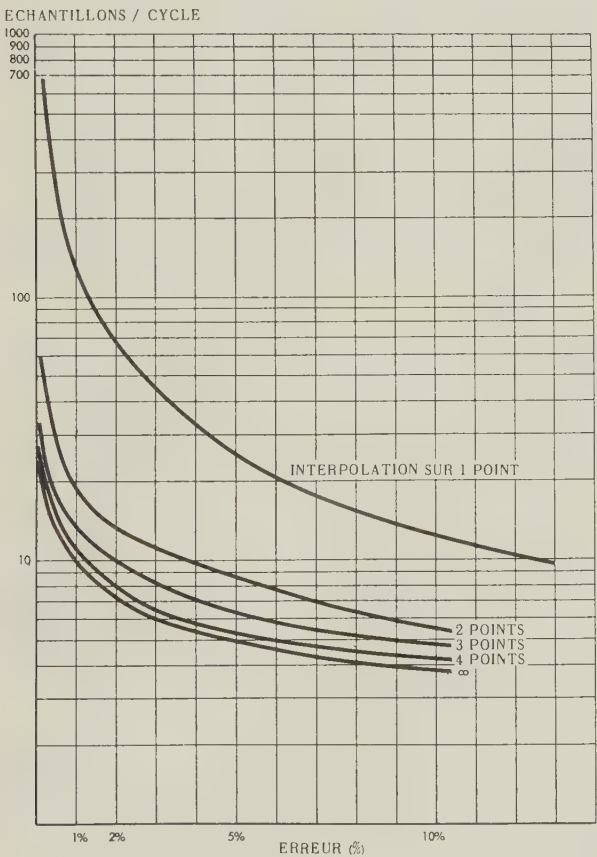


FIG. 11

F) INTERPOLATION PAR CALCULATEUR

Le deuxième rapport publié contient une analyse plus complète de l'interpolation. On y étudie la possibilité d'utiliser un calculateur pour obtenir mieux

que l'interpolation linéaire, tout en conservant la valeur exacte des échantillons.

L'idée est que le calculateur peut reconstituer des points secondaires en utilisant non seulement les valeurs des échantillons adjacents mais aussi celles de quelques échantillons précédant et suivant les premiers. Ces valeurs reconstituées sont obtenues en combinant tous ces échantillons affectés de coefficients variables qui dépendent en particulier de la position dans le temps du point secondaire considéré.

La précision ainsi obtenue est d'autant meilleure que le nombre de points est plus grand, toutefois l'erreur ne tend pas vers zéro si le nombre de points tend vers l'infini et la complexité du programme de calcul croît très vite. On a ainsi trouvé qu'il n'était pas utile de dépasser 4 points, ce qui permet déjà de réduire d'un facteur 4 les cadences d'échantillonnage nécessaires.

La différence avec les autres méthodes d'interpolation est que le calculateur ne peut fournir que des points supplémentaires, et non pas une courbe continue. Toutefois, si l'on connaît au préalable les instants où les mesures sont nécessaires, le calculateur peut élaborer ces valeurs précises et aucune interpolation complémentaire n'est nécessaire.

Les figures 12 à 15 montrent les résultats obtenus pour les fonctions des différents ordres. On peut en tirer de nombreux enseignements. Retenons que le gain est grand entre l'interpolation par palier et l'interpolation linéaire, d'autant plus d'ailleurs que l'ordre de la fonction est plus élevé. Le gain est par contre faible au-delà de 4 points.

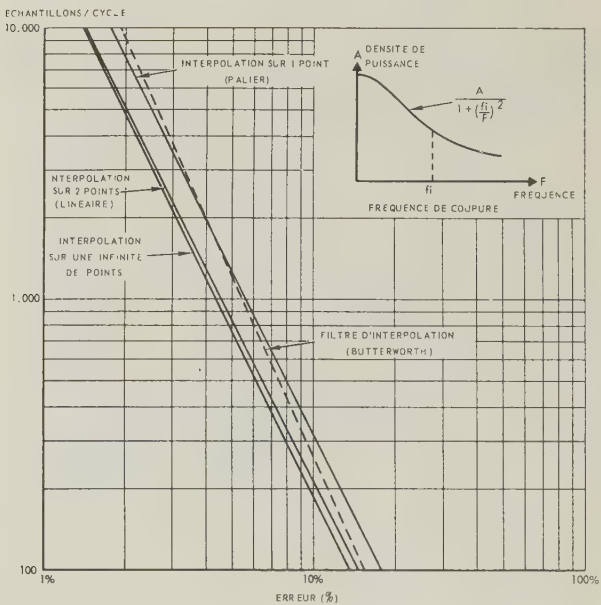


FIG. 12

9. Résultats expérimentaux

Une expérience a été menée à bien pour vérifier les résultats ainsi obtenus. Une jauge de contrainte a été fixée sur une barre vibrante et le signal a été étudié au moyen d'un « Radatac » équipement numérique d'acquisition de données qui fournissait d'une part une bande calculateur, d'autre part une visualisation sur enregistreur Sanborn.

La figure 16 montre les résultats obtenus. On y voit clairement la suite des échantillons qui sont légèrement arrondis du fait de l'inertie de la plume. Un filtre d'interpolation aurait donné une sinusoïde amortie.

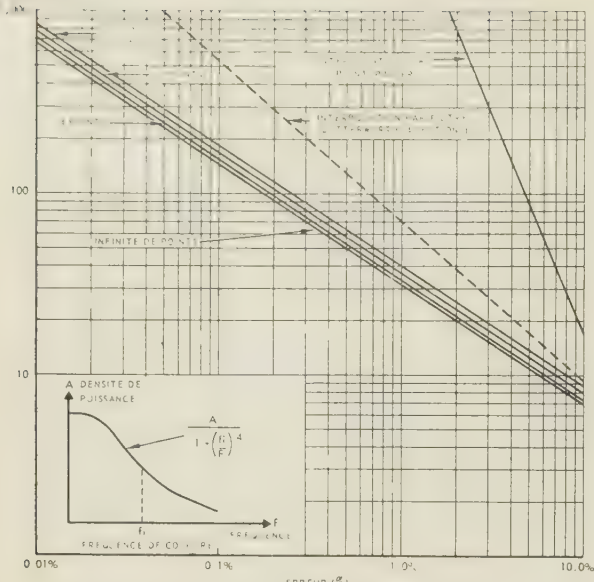


FIG. 13

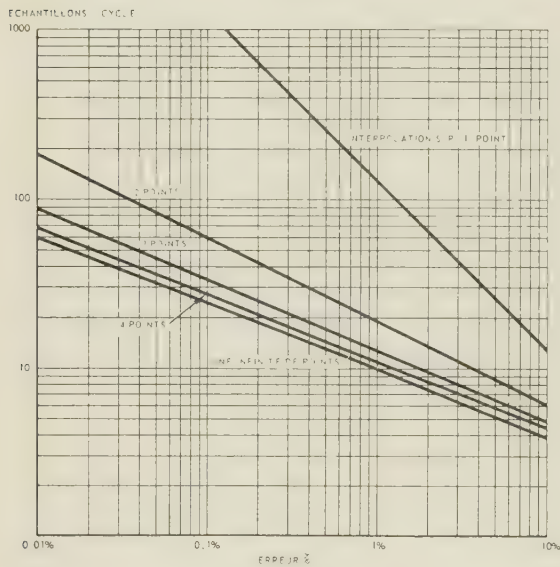


FIG. 14

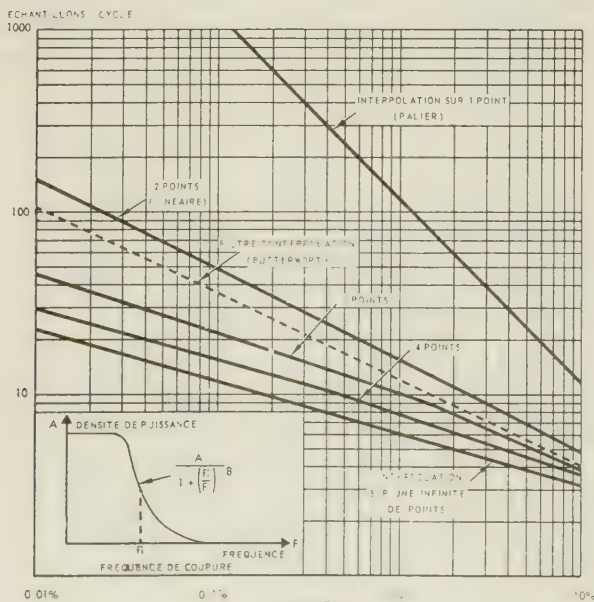
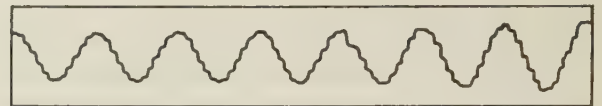
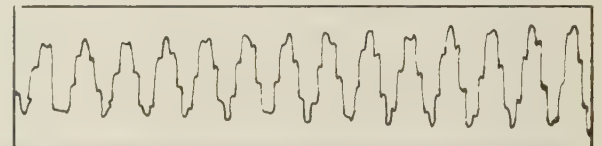


FIG. 15



FREQUENCE DE RESONANCE = 6 Hz 13 PRELEVEMENTS PAR CYCLE		ERREUR D'INTERPOLATION (COURBES DU 4 ^e ORDRE)	
ERREUR D'INTERPOLATION (MOYENNE SUR UN CYCLE) = $\frac{1 \text{ mm}}{14 \text{ mm} \times 0,707} = 10 \%$		PALIER	= 9 %
		LINEAIRE	= 1,4 %
		FILTRE	= 0,8 %
		SUR 3 POINTS	= 0,4 %
		SUR 4 POINTS	= 0,2 %



FREQUENCE DE RESONANCE = 13 Hz 7 PRELEVEMENTS PAR CYCLE		ERREUR D'INTERPOLATION (COURBES DU 1 ^e ORDRE)	
ERREUR D'INTERPOLATION (MOYENNE SUR 1 CYCLE) = $\frac{4,3 \text{ mm}}{31 \text{ mm} \times 0,707} = 19,5 \%$		PALIER	= 18 %
		LINEAIRE	= 5,3 %
		FILTRE	= 3,5 %
		SUR 3 POINTS	= 2,8 %
		SUR 4 POINTS	= 1,6 %

FIG. 16

Le premier exemple sur la figure montre une résonance à 6 Hz et une cadence de 13 échantillons par période. La valeur quadratique moyenne des écarts mesurés sur cette courbe s'est avérée être conforme aux résultats obtenus par la théorie.

Le deuxième exemple montre un échantillon à 7 fois par période et, bien que l'enregistrement ne ressemble que de très loin à une sinusoïde, celle-ci a pu être reconstituée par interpolation au calculateur.

L'importance de ce type d'interpolation est très évidente sur ces exemples. Si l'on voulait utiliser un filtre passif, la self devrait être d'environ 0,2 H, et pour avoir un Q suffisant il faudrait que sa résistance soit inférieure à 1 Ω. La section du fil devrait donc être très forte et le filtre lui-même très volumineux. On serait donc amené à utiliser un filtre actif.

10. Choix des cadences d'échantillonnage

Le choix des diverses cadences d'échantillonnage est un facteur important de la performance des équipements P.C.M. Les résultats donnés ici ne sont pas une panacée, et chaque cas individuel doit être considéré. Par exemple, si le but de l'échantillonnage est simplement la réduction des données et ne donne pas lieu à des calculs en temps réel (en vue d'une télécommande par exemple) le seul critère du choix sera le spectre de fréquence du signal et la précision nécessaire. On choisira alors ultérieurement la méthode d'interpolation selon l'usage que l'on voudra faire des mesures.

Les résultats ci-dessus permettent de définir les caractéristiques de l'équipement à utiliser. Il faut pour chacune des voies, étudier le type de signal, fréquence de coupure et ordre de la fonction, et trouver la précision nécessaire. On peut alors choisir chacune des cadences d'échantillonnage, et bâtir un système aussi bien adapté que possible.

L'étude de nombreux systèmes montre que l'on utilise le plus souvent des cadences trop élevées et que de nombreux échantillons sont donc inutiles. Il eut été plus économique de consacrer ces échantillons à d'autres voies de mesure, soit pour augmenter le nombre de voies de mesure, soit pour augmenter la cadence sur certaines voies particulières. Cela conduit à une programmation complexe des commutateurs pour permettre l'utilisation d'un grand nombre de cadences différentes. Il est donc exclu de réaliser la sous-commutation par une simple répartition dans le temps d'un même canal sur plusieurs voies de mesures, puisque dans ce cas la cadence d'échantillonnage sera la même sur toutes ces voies.

Nous avons également prouvé que le filtrage du signal à l'entrée avait le plus souvent pour effet de réduire la précision au lieu de l'augmenter. En tous cas le gain est faible, et il vaut mieux choisir une cadence d'échantillonnage plus élevée sur les voies où elle est nécessaire.

Le seul cas où un filtre est utile est celui où les composantes haute fréquence correspondent à des parasites ou à des résonances des capteurs et doivent donc être éliminées.

11. Conclusion

Ces études ont ainsi donné un moyen de déterminer la précision dynamique d'un système. Jusqu'à présent seule la précision statique pouvait être estimée, et les études théoriques supposaient des données idéales ou des filtres parfaits, et étaient limitées pour l'étude dynamique aux systèmes par échantillonnage.

Les résultats obtenus ici sont plus généraux et sont applicables à toute chaîne de mesure. La différence pour les systèmes P.C.M. est qu'en fait une seule voie analogique fonctionne à la fois ce qui réduit les problèmes d'intermodulation. L'étude dans le cas des systèmes FM/FM serait encore plus complexe car ils comportent deux chaînes non parfaitement linéaires et qu'il existe une intermodulation non négligeable entre les voies.

Si l'on considère une voie de mesure AM/AM nos résultats seraient par contre applicables. L'erreur « d'omission » serait très importante et proviendrait de tous les filtrages successifs, filtre de sous-porteuse, ampli mélangeur, voie radio, enregistrement, filtres séparateurs de bandes, démodulateur et filtre passe-bas. L'erreur de « commission » proviendrait, elle, de l'intermodulation entre voies.

Lorsque l'on veut comparer divers systèmes de télémessure c'est la précision d'ensemble qu'il faut considérer. Le point important est de pouvoir reproduire un signal d'entrée oscillant, puisque très généralement le phénomène à étudier est, par nature, dynamique.

Il est bon de noter que les résultats présentés ici ne s'appliquent qu'au cas de la réduction de données. Si le système échantillonné faisait partie d'une boucle de contrôle automatique la qualité essentielle serait la stabilité et le fonctionnement d'ensemble précis. Dans ce cas, si la bande passante des systèmes est supérieure à la bande passante de l'échantillonnage, on constate l'apparition de composantes parasites haute fréquence qui produisent un pompage de la boucle. Ce problème peut toutefois être résolu à l'intérieur même de la boucle par adjonction de circuits d'amortissement. Dans ce cas également, l'interpolation se fait par l'intermédiaire de la boucle.

LES TÉLÉMESURES COMMUTÉES

PROBLÈMES DE COMMUTATION

ET DE DÉCOMMUTATION

PAR

J. DESPORTES

Centre d'Essais en Vol

La complexité des véhicules aéronautiques modernes, avions ou missiles, exige que soit effectuée pour la mise au point de ceux-ci la mesure d'un nombre élevé de paramètres. Ce nombre atteint déjà plusieurs centaines dans plusieurs installations et des chiffres de quelques milliers sont envisagés. Si l'on met en regard de ces nombres les possibilités des chaînes de mesure et d'enregistrement, et en particulier des télémesures, on constate que le nombre de voies de mesure continue possible est très faible puisque le nombre de porteuses de télémesure utilisées simultanément sur un véhicule est nécessairement limité à quelques unités et que le nombre de voies de mesure par porteuse, obtenu par le procédé de multiplexage par sous-porteuses n'est que de l'ordre d'une quinzaine.

On est donc nécessairement conduit à utiliser le second procédé de multiplexage, c'est-à-dire la commutation ou multiplexage dans le temps. On sait que ce procédé consiste à affecter une voie de mesure continue successivement dans le temps à chacun des paramètres commutés.

La chaîne de mesure complète, utilisant ce procédé peut être divisée en trois parties essentielles, en omettant les capteurs et leurs adaptateurs éventuels qui ne lui sont pas particuliers.

1. Le commutateur

De complexité variable selon le programme de mesures à traiter, son rôle est toujours d'assurer les connexions successives des différents paramètres sur la voie de transmission ou d'enregistrement.

2. La voie de transmission (ou d'enregistrement)

Bien que la voie de transmission ne soit pas nécessairement particulière à ce procédé, les résultats dépendent de ses caractéristiques. Différents types de modulation peuvent être utilisés : PAM, PDM, PCM,... Nous nous intéresserons plus particulièrement ici au cas du PAM-FM.

3. Le décommutateur

Son rôle fondamental est de trier les mesures acheminées en série sur la voie de transmission, afin de restituer sur des circuits indépendants, les différents paramètres.

Enfin se pose le problème de l'interprétation des mesures ainsi obtenues : dans quelle mesure peut-on déduire de la série discrète de valeurs une fonction continue du temps représentant effectivement l'évolution du paramètre original ? Nous allons maintenant examiner avec un peu plus de détails ces différents aspects du procédé de multiplexage par commutation.

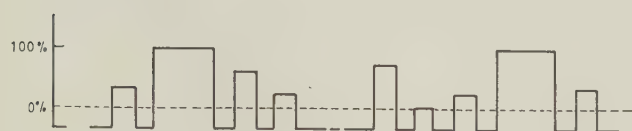
LA COMMUTATION

Elle est assurée par un organe, le commutateur, dont le rôle fondamental est d'établir ou de couper des connexions. S'il était parfait, une connexion établie devrait avoir une résistance nulle et une connexion ouverte devrait assurer un isolement infini. En outre, il devrait être strictement passif, c'est-à-dire n'apporter aucun signal parasite. Les commutateurs réels sont évidemment imparfaits, mais on recherche au moins une bonne fidélité de leurs caractéristiques dans les conditions d'ambiance du vol (température, vibrations, accélérations, chocs).

Mais outre sa fonction de connexion, le commutateur doit assurer une fonction de synchronisation, c'est-à-dire fournir des éléments qui permettront, ultérieurement la reconnaissance et le tri des informations transmises. En effet, le commutateur fonctionne de façon cyclique. Un cycle comporte autant de points de mesure qu'il y a de paramètres commutés (nombre de points par cycle). Le nombre de cycles par seconde est la cadence de cycle. Le nombre total de points de mesure par seconde est le produit des deux quantités ci-dessus :

nombre de points de mesure par seconde = cadence de cycle $\times$ nombre de points/cycle.

Il importe de pouvoir reconnaître d'une part le début du cycle, par un signal particulier appelé synchronisation de cycle, et d'autre part les différents points à l'intérieur du cycle. Plusieurs techniques sont utilisables pour ce faire. Nous indiquerons ci-dessous et pour le cas du PAM celle recommandée par l'IRIG est qui est communément utilisée en France. Elle consiste à adopter la géométrie du cycle représentée ci-dessous :



Cette géométrie présente deux caractéristiques particulières par rapport à ce que donnerait un commutateur simple :

- l'une des connexions est établie pendant un temps triple de toutes les autres. L'impulsion correspondante sera repérée par sa durée et servira à repérer le début du cycle. C'est l'impulsion de *synchronisation de cycle*.

- entre chaque impulsion représentant une mesure et dont l'amplitude est variable de 0 à 100 %, le signal est porté à une valeur hors étendue de mesure. Cette particularité qui constitue la *synchronisation de point* permet de distinguer l'impulsion de mesure, même si le paramètre est nul.

Ayant ainsi analysé brièvement les caractéristiques requises d'un commutateur, voyons maintenant quels sont les principes utilisés pour la réalisation des matériels en service. Ceux-ci sont de deux types principaux : les commutateurs électromécaniques et les commutateurs électroniques.

Le commutateur électromécanique se fonde sur la technique des contacteurs rotatifs. La connexion y est effectivement établie par mise au contact de deux matériaux conducteurs. On y distingue généralement les plots, disposés en couronne, et reliés chacun à l'un des paramètres à commuter, et le curseur qui passe de plot en plot, entraîné en rotation par un moteur. Du point de vue technologique, il existe de très nombreuses variantes de commutateurs électromécaniques. Elles diffèrent par exemple les unes des autres par :

- la façon dont les contacts sont établis (contacts frottants ou contacts attirés ou poussés) et la manière de les disposer ou de les commander ;

- la nature du liquide dans lequel baigne le commutateur, ou l'absence de liquide ;

- le type du moteur d'entraînement.

A la différence des commutateurs électromécaniques, les commutateurs électroniques ne comportent aucun organe mobile. La fonction de connexion y est assurée par des circuits appelés « portes » fondés sur la grande variation de résistance électrique de semi-conducteurs (diodes ou transistors) en fonction d'une polarisation (polarité de la tension appliquée aux

bornes de la diode ou sur la base du transistor). L'application de cette polarisation constitue « l'ordre » de commande. Il y a en principe autant de portes que de connexions à établir. Les ordres sont élaborés par un organe de commande à partir d'un oscillateur qui fournit le rythme de base en principe égal au nombre de points de mesure par seconde (ou multiple entier). L'aiguillage convenable des ordres est réalisé par un circuit logique convenable (circuit en anneau, ou compteur décodé par une matrice de diodes par exemple).

Dans chacune des deux grandes classes de commutateurs qui ont été mentionnées ci-dessus, on peut encore distinguer plusieurs familles en fonction des critères suivants :

- la nature des paramètres électriques susceptibles d'être commutés. Les principaux sont : les tensions électriques (continues ou lentement variables) de valeurs relativement élevées (quelques volts) ; on parle alors de commutateurs « haut niveau ». Les tensions de valeur faible (quelques millivolts — commutateurs « bas niveau »). Les réactances, self ou capacité intervenant dans le circuit d'un oscillateur ;

- le nombre de conducteurs d'un même circuit commutés simultanément : on trouve généralement soit un conducteur (commutation monofilaire avec un conducteur commun à toutes les mesures et non commuté) soit deux (commutation bifilaire presque toujours pratiquée dans le cas des bas niveaux).

Les caractéristiques principales d'un commutateur sont les suivantes :

- nombre de plots ou contacts par circuit de commutation. Ce nombre varie entre 10 et 100 ;

- nombre de voies de mesure. Il n'est pas égal au nombre de plots car certains de ceux-ci (1 sur 2 environ dans l'hypothèse du standard IRIG) sont utilisés pour introduire les éléments de synchronisation. Une certaine normalisation s'est faite autour des chiffres de 15, 30, 45 et même 60 et 90 pour les commutateurs électromécaniques et 16, 32, 48 pour les commutateurs électroniques ;

- nombre de circuits : il varie de 1 à 4 pour les commutateurs électromécaniques et disons de 1 à 8 pour les commutateurs électroniques ;

- vitesse de rotation ou nombre de points/seconde. La vitesse de rotation des commutateurs électromécaniques varie environ de 1 à 30 tr/s ce qui correspond à 10 à 1 000 points/seconde. La vitesse des commutateurs électroniques peut aller de 0 (avance pas à pas) à, par exemple, 10 000 points/seconde, des vitesses supérieures étant évidemment possibles ;

- encombrement : l'encombrement moyen des modèles existants faisant de 15 à 60 voies est compris entre 10 et 20 cm³/voie pour les commutateurs électromécaniques et 10 à 80 cm³/voie pour les commutateurs électroniques ;

- consommation : elle est de quelques watts pour les commutateurs électroniques et peut atteindre 20 W pour les commutateurs électromécaniques.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES COMMULATEURS

Le commutateur électromécanique est un interrupteur relativement parfait et identique entre les différentes voies, cela même pour les étendues de mesure correspondant aux tensions bas niveau. Mais il présente plusieurs inconvénients. Il est généralement court-circuitant au moins dans l'utilisation du type standard IRIG. D'autre part il existe des déphasages entre galettes. Il résulte de ces deux caractéristiques que des transitoires indésirables peuvent apparaître à la transition entre plots consécutifs, phénomènes dont les caractéristiques sont dépendantes de nombreux paramètres (constante de temps des circuits, différences de potentiel moyen...), variables selon chaque cas particulier.

Enfin si le commutateur électromécanique est relativement peu sensible à la température ambiante, il l'est par contre aux conditions mécaniques (accélération constantes, vibrations) et il a d'autre part une endurance assez limitée, au moins pour les modèles à contacts frottants. Cette endurance est fonction de la vitesse et va, pour des vitesses de 20 tr/s de 50 h environ à 1 000 h.

Les commutateurs électroniques sont par contre des interrupteurs très imparfaits. La résistance de contact est élevée (quelques dizaines d'ohms). Ils se comportent vis-à-vis de la source comme des générateurs de courant ce qui entraîne une limitation sur la résistance de source. Ils sont sensibles aux potentiels communs et à la différence de ceux-ci entre voies. Ils sont sensibles à la température.

Par contre, sous réserve d'une technologie convenable, ils sont peu sensibles aux conditions ambiantes mécaniques (accélération, vibrations). Leur vieillissement paraît assez faible et leur durée de vie élevée. D'autre part leur vitesse de commutation peut être élevée, voire très élevée et ils se prêtent aisément à la réalisation d'ensembles logiques complexes associant plusieurs commutateurs pouvant avoir des nombres de voies et des vitesses différentes, voire même des possibilités d'évolution de ces paramètres en cours d'utilisation. On est par contre limité, dans le cas des commutateurs électromécaniques par le nombre de galettes pouvant être associées à un seul moteur, compte tenu des réducteurs nécessaires. Compte tenu de ce qui précède et dans le domaine aérospatial on peut prévoir un développement important des commutateurs électroniques.

TRANSMISSION

Le signal commuté issu du commutateur doit être acheminé par la voie de transmission dans les meilleures conditions possibles pour préserver la précision des mesures. Les altérations du signal pouvant nuire à celle-ci sont essentiellement :

1. défauts de fidélité de l'équivalent de transmission ou si l'on préfère, de l'étalonnage statique de cette liaison ;
2. les déformations du signal dues à une insuffisance des caractéristiques de rapidité de cette chaîne ;

3. l'adjonction de bruit de fluctuation.

Le premier point conduit à choisir des types de modulation pour lesquels l'équivalent de transmission est peu sensible aux variations de niveau de la porteuse, d'où les systèmes principaux : PAM-FM, PDM-AM ou FM, PCM. Il n'entre pas dans le cadre de cet exposé de discuter des avantages et inconvénients relatifs de ces différents systèmes. Nous nous intéresserons plus particulièrement au PAM-FM qui fait actuellement en France l'objet d'un emploi important et croissant. Dans ce cas la fidélité de l'étalonnage repose sur la fidélité de la liaison FM. Celle-ci est bonne dans les télémesures actuelles et de plus le procédé permet de la contrôler en permanence, pour autant que ses variations soient lentes vis-à-vis de la cadence du cycle. En effet, on peut utiliser deux voies d'entrée du commutateur pour appliquer à la chaîne de mesure deux tensions de référence dont on s'assurera une fidélité meilleure que la précision requise. Le contrôle des mesures correspondantes en fin de chaîne permet de vérifier et éventuellement de corriger l'étalonnage de la voie, pour autant que les dérives qu'il a subies puissent être considérées comme réduites à la combinaison d'une translation et d'une affinité, ce qui est généralement le cas.

Notons toutefois que les dérives ainsi mises en évidence concernent la voie de transmission plus les deux voies du commutateur sur lesquelles sont passées les tensions de référence. Les dérives observées ne peuvent donc être considérées comme provenant de la voie de transmission que si on est sûr que celles du commutateur sont nulles, ou identiques sur toutes les voies. Cela est vérifié pour les commutateurs électromécaniques, mais peut ne pas l'être pour des commutateurs électroniques s'ils ne sont pas de qualité satisfaisante.

Le deuxième point concerne les caractéristiques de rapidité de la chaîne de transmission. Sans aborder une étude théorique de ce problème disons que l'insuffisance des caractéristiques de rapidité de la voie de transmission entraîne des déformations des signaux rectangulaires et en particulier un transitoire au front de montée. Le transitoire peut se prolonger de telle sorte que le palier de tension représentant la mesure n'existe pratiquement plus. Si un lissage peut être effectué à vue lors d'un dépouillement par un opérateur, il ne le peut plus dans l'hypothèse d'un dépouillement automatique. Il importe donc beaucoup de choisir convenablement les filtres placés en sortie de chaîne de télémesure ou d'enregistrement magnétique pour optimiser la forme du signal.

L'emploi de filtres à réponse en phase linéaire en fonction de la fréquence, appelés filtres « GAUSSIEN » est recommandé et celui des filtres résonnants est à proscrire. Les constructeurs de matériels sont susceptibles de fournir les deux types de filtres.

Quant à la réponse en amplitude on admet qu'elle doit être de l'ordre de 3 fois la fréquence de commutation.

Le troisième point concerne l'adjonction inévitable de bruit de fluctuation. Les conséquences sont évidentes : apparition d'une dispersion sur les mesures,

puis à la limite perte de l'identification des synchronisations entraînant la perte totale des mesures. La protection contre le bruit est évidemment fonction du type de modulation utilisé. Rappelons simplement que la modulation PAM-FM présente un coefficient d'amélioration par rapport à la modulation d'amplitude.

Pour se protéger contre le bruit on peut évidemment augmenter le niveau de signal, ou à excursion de fréquence donnée, réduire simultanément la bande passante FM et la fréquence de commutation.

LA DÉCOMMUTATION

La décommutation est l'opération de tri qui permet de regrouper les différentes mesures, échelonnées dans le temps, relatives à un même paramètre. Elle est obligatoire mais prend différentes formes selon le but et le moment où elle est pratiquée. On peut en effet distinguer :

- la visualisation immédiate,
- la visualisation différée,
- l'exploitation complète différée.

La *visualisation immédiate* peut revêtir deux formes principales correspondant aux cas suivants :

A. Toutes les mesures transmises sont de même nature et ont la même étendue de mesure. C'est par exemple le cas de la mesure de nombreuses températures pour les essais d'un moteur. Dans ce cas, il est favorable de présenter la séquence commutée elle-même, éventuellement remise en forme, sur un scope, l'opérateur assurant lui-même, à vue, la décommutation. Le matériel spécial nécessaire est réduit à très peu de choses, à savoir éventuellement une extraction de synchronisation pour le scope.

B. Au contraire, les mesures commutées peuvent correspondre à des paramètres variés et la surveillance globale est dans ce cas sans signification. Un matériel de décommutation automatique est nécessaire pour isoler les différentes mesures.

L'*exploitation différée* peut, elle aussi se faire par des procédés manuels ou semi-automatiques, à partir d'un enregistrement photographique du signal commuté (quelquefois appelé histogramme), l'identification des paramètres étant là aussi faite à vue. Ce procédé souvent inacceptable à cause de sa lenteur a néanmoins l'avantage de permettre un lissage à vue du signal commuté au moment du prélèvement. Mais on lui préfère en général la décommutation automatique à partir de la restitution électrique, d'un enregistrement magnétique.

Un *décommutateur automatique* est en principe un commutateur synchrone du commutateur d'émission. Son principe est le suivant :

— des ordres synchrones de ceux qui, à l'émission, commandent la fermeture des portes sont élaborés à partir du signal commuté par écrêtage, dérivation et détection ;

— un distributeur de même principe également que celui de l'émission aiguille ces ordres sur n circuits ;

— le plot de synchronisation de cycle est détecté par exemple par intégration et détection d'amplitude. Il est alors utilisé pour caler convenablement le distributeur par rapport à la séquence ;

— les ordres du distributeur commandent des portes qui effectuent le tri des différentes informations, chacune restituant sur un circuit indépendant les informations successives relatives à un même paramètre. Le matériel de base ainsi défini est généralement complété par un certain nombre de dispositifs annexes ayant pour fonction d'augmenter la facilité d'exploitation et sa sécurité. Ce sont :

— la réduction du temps de prélèvement à une fraction faible de la durée initiale du plot et corrélativement la possibilité de placer à volonté le prélèvement à l'intérieur du plot. Cela permet d'éliminer les transitoires de début et fin de plot ;

— l'allongement des impulsions, par mise en mémoire de la valeur prélevée jusqu'au prélèvement suivant, c'est-à-dire pendant une séquence. Cela est pratiquement indispensable pour l'agrément de la lecture et augmente dans de fortes proportions (rapport cyclique de décommutation) le niveau de sortie. Le seul inconvénient est, dans l'hypothèse d'un filtrage derrière décommutation, une atténuation de $0,63 (2/\pi)$ à la moitié de la fréquence de commutation par rapport à la réponse en continu (effet d'ouverture) ;

— le décommutateur possède généralement des circuits, quelquefois appelés « détrompeurs », destinés à lui permettre de conserver la synchronisation dans l'hypothèse où la séquence commutée présenterait des lacunes (plots manquants) ;

— enfin à côté des servitudes étroitement liées à sa fonction, le décommutateur peut comporter un dispositif de correction automatique de dérive.

Nous avons vu ci-dessus que le procédé de commutation se prêtait bien à l'introduction de deux valeurs de référence permettant d'apprécier la fidélité de la chaîne de transmission. Le décommutateur peut automatiquement mesurer la dérive en fin de chaîne de ces références et appliquer en conséquence des corrections sur l'ensemble des mesures transmises.

Le degré de perfectionnement d'un décommutateur peut en particulier s'évaluer sur les caractéristiques suivantes :

1. Capacité en nombre de voies et en fréquence de commutation. Par exemple, 100 voies, 1 000 à 5 000 points/seconde.
2. Possibilité d'accrochage à une fréquence de commutation quelconque et automaticité de cet accrochage (sur fréquences discrètes ou sur une gamme continue).
3. Possibilité de réglage des conditions de prélèvement (position et durée).
4. Elaboration des sécurités d'accrochage.
5. Qualité des mémoires d'allongement des impulsions.
6. Possibilité de correction automatique de zéro et de sensibilité.

7. Précision globale.
8. Facilité d'emploi.

Il semble que les décommutateurs existants puissent être rattachés à deux types qu'on peut qualifier d'analogique et de numérique. Dans le second, les données sont numérisées aussitôt après prélèvement et traitées sous cette forme jusqu'à conversion numérique analogique finale derrière la mémoire de sortie.

Quoique plusieurs études françaises de décommutateurs PAM aient été faites, elles n'ont pas actuellement conduit à des matériels industrialisés. De nombreux matériels existent par contre aux U.S.A. Le C.E.V. utilise les matériels ELECTRO MECHANICAL RESEARCH. Compte tenu de la diffusion croissante de cette technique, il est probable que des matériels français apparaîtront dans l'avenir.

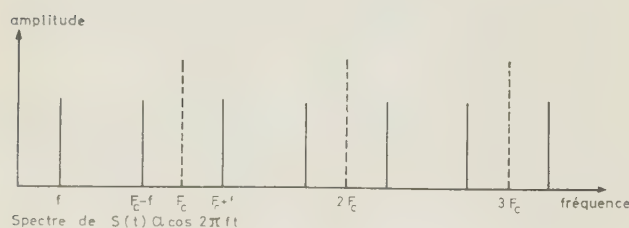
Interprétation des mesures commutées

Un signal continu $E(t)$ étant appliqué à l'entrée d'une voie de mesure commutée, on retrouve à la sortie de la voie, et en l'absence de filtrage un signal $A(t)$ qui est une suite discrète de valeurs. La question qui se pose est de savoir quelle relation il y a entre $A(t)$ et $E(t)$. Cette question peut être posée en d'autres termes : par principe le multiplexage par commutation donne la valeur d'une fonction continue du temps $E(t)$ à des instants distants d'un intervalle T , période correspondant à la cadence du cycle. Dans quelle mesure peut-on en déduire la fonction $E(t)$ ou autrement dit interpoler entre les prélèvements ? Dans quelle mesure le lissage est-il légitime ?

L'analyse mathématique de ce problème a été faite. Elle consiste à définir la fonction « commutation » $S(t)$ qui est égale à 1 pendant la durée des prélèvements et nulle partout ailleurs. L'analyse harmonique de cette fonction permet la détermination de son spectre représenté en pointillés figure 1 (dans l'hypothèse d'impulsions infiniment étroites). Si la commutation est appliquée à un signal sinusoïdal $E(t) = a \cos 2\pi ft$, le signal résultant a pour expression $S(t) a \cos 2\pi ft$ dont le spectre est représenté en traits pleins sur la figure 1. Si le signal commuté comporte une composante continue E_0 le spectre global est constitué par les deux spectres élémentaires qui comportent comme composantes de plus basse fréquence :

$$\frac{E_0}{\alpha} \text{ et } \frac{1}{\alpha} a \cos 2\pi ft \text{ soit } \frac{1}{\alpha} E(t) \quad (1)$$

dans la mesure où $f < \frac{Fc}{2}$



Il en résulte qu'un filtrage par un filtre passe bas idéal de fréquence de coupure $Fc/2$ restitue une fonction continue $V(t)$ égale à $E(t)$ au coefficient constant 1 près.

α

Mais si f croît et devient supérieure à $Fc/2$, la composante sinusoïdale de plus basse fréquence n'est plus f mais $Fc - f$. Dans l'hypothèse d'un filtrage à $Fc/2$ c'est $Fc - f$, fréquence inexistante dans $E(t)$ qui est restituée.

D'une façon générale :

— la bande passante d'une voie commutée est théoriquement limitée à la moitié de la fréquence de commutation Fc .

— Si un signal $E(t)$ ne contenant pas de composantes de fréquence supérieure à $Fc/2$ est commuté, il peut théoriquement être restitué par filtrage sous la forme d'une fonction continue du temps $V(t)$ identique à $E(t)$ à un coefficient constant près.

— Si $E(t)$ contient des composantes de fréquence supérieure à $Fc/2$ non seulement il ne peut plus être restitué mais en outre sont restitués des signaux de fréquence $n Fc - f$ inexistants dans $E(t)$.

— L'imperfection des filtres passe bas réels conduit à limiter le spectre de $E(t)$ à une valeur inférieure à $Fc/2$ généralement prise entre $Fc/3$ et $Fc/5$.

— Il résulte de ce qui précède la nécessité d'opérer sur le signal, avant de lui appliquer la commutation, un filtrage des composantes supérieures à $Fc/2$ dont l'efficacité est fonction de la précision recherchée sur $E(t)$.

Un exemple spectaculaire de l'erreur pouvant provenir du non respect de cette règle est l'apparition d'une fausse composante continue dans l'hypothèse d'un signal $E(t)$ constitué par une sinusoïde de fréquence Fc . Dans le cas le plus défavorable, la valeur de la composante continue peut être égale à l'amplitude de la sinusoïde.

Conclusion

Les techniques de multiplexage par commutation sont certainement destinées à un grand avenir lié à celui du développement des chaînes numériques. Mais le codage n'a pas de vertus magiques et la substitution du PCM à la liaison FM retenue dans cet exposé n'élimine qu'un petit nombre parmi les problèmes qui ont été évoqués. D'autre part l'avenir immédiat en France comporte nécessairement l'utilisation de la commutation avec des chaînes entièrement analogiques. Une brève analyse de cette technique a paru utile car ces chaînes sont complexes et délicates et de bons résultats ne peuvent être obtenus que par un effort des constructeurs pour améliorer les performances des matériels et des utilisateurs pour les utiliser dans les meilleures conditions en connaissance de cause.

(1) α est le rapport de la période des impulsions à leur durée.

PROJET DE TÉLÉMESURE PCM POUR LES ESSAIS DE MISE AU POINT DE VÉHICULES PORTEURS

PAR

C. ROQUEFEUIL

du Centre d'Essais en Vol

Un des rôles du Centre d'Essais en Vol de Brétigny est de s'assurer du développement de l'instrumentation de mesures nécessaire dans les domaines de l'aéronautique et des engins ; il définit donc les besoins, établit les programmes et les spécifications, surveille et contrôle les études de l'industrie et homologue les matériels.

C'est à ce titre que le C.E.V. a lancé en Octobre 1962 un programme d'étude en France d'une télémesure à modulation par impulsions codées — « télémesure PCM » — destinée aux essais de gros engins.

Une grande partie de l'instrumentation valable pour l'aéronautique et les engins l'est aussi dans le domaine spatial : en particulier cette télémesure sera utilisable pour les essais de véhicules lanceurs.

Raisons du lancement d'une télémesure PCM

Quelles sont les raisons essentielles qui ont conduit au lancement d'une télémesure de ce type, au moment même où va entrer en service en France, une nouvelle télémesure, télémesure analogique à sous-porteuses, à double modulation de fréquence conforme au standard I.R.I.G. FM/FM, également lancée par le C.E.V. ?

Ces raisons, en dehors de toute considération sur les avantages théoriques de ce type de modulation, sont de 3 ordres :

— tout d'abord les télémesures à sous-porteuses, ou à multiplex en fréquence, sont moins bien adaptées que les télémesures à multiplex dans le temps aux essais de véhicules importants, qui nécessitent un grand nombre de voies à bandes passantes relativement faibles et une assez grande souplesse de choix de ces bandes passantes.

— ensuite une télémesure transmettant les informations sous forme numérique accepte plus facile-

ment des données déjà numérisées, telles que celles qui se présentent pour le contrôle de calculateurs arithmétiques de guidage ou en sortie de capteurs codés, capteurs qui prendront probablement de plus en plus d'importance au cours des prochaines années pour les mesures précises.

— enfin le dépouillement automatique des informations reçues est grandement facilité pour une télémesure PCM.

Dimensionnement de la télémesure

La télémesure projetée est, par sa capacité sinon par les performances demandées, relativement modeste par rapport à certaines réalisations, ou au moins certains projets d'Outre Atlantique. Son importance, tant en nombre de voies qu'en cadence totale d'information, est un compromis qui se veut raisonnable compte tenu des considérations suivantes :

— l'importance des programmes français ou européens ne justifie pas l'étude d'un matériel spécialement conçu, sur mesures, pour un type de véhicules d'un programme déterminé. Le matériel projeté sera conçu pour avoir une certaine souplesse de définition de détail mais en restant d'une importance du même ordre. Il ne doit donc pas risquer d'être surdimensionné, quitte à prévoir dans certains cas plusieurs ensembles d'émission pour un engin, spécialisés par exemple chacun dans les mesures sur un étage.

— il ne semble pas que la télémesure PCM doive complètement supplanter les télémesures analogiques à sous-porteuses, qui resteront utilisées en particulier pour les mesures nécessitant les bandes passantes les plus élevées (vibrations mécaniques ou acoustiques).

— la capacité prévue pour les prototypes correspond, avec une légère majoration, au volume de mesures nécessaire sur un type particulier d'engin bi-étage

dont l'équipement est actuellement prévu avec 3 ensembles d'émission FM/FM au standard I.R.I.G.

— enfin le volume d'information transmises correspond aux possibilités des matériels de réception actuellement disponibles de façon courante aux U.S.A., ce qui permettra de les utiliser pendant la phase d'étude des matériels de bord, et de repousser à une deuxième étape l'étude des matériels au sol.

Principales caractéristiques

Les grandes lignes du projet sont les suivantes :

— le système accepte environ 300 entrées de mesure, dont environ :

— 250 mesures de tension, réparties à peu près également entre tensions « haut niveau » (de l'ordre du volt) et tensions « bas niveau » (de l'ordre de quelques millivolts).

— une vingtaine de mesures par capteurs codés.

— une vingtaine d'entrées tout ou rien (contrôle de l'exécution de séquences).

— une entrée groupant les informations numériques en provenance d'un calculateur de guidage.

— les cadences de prélèvement sur les différentes voies s'échelonnent entre 2,5 points/s et 160 points/s.

— la cadence totale d'information est de l'ordre de 5 000 mots/s, chaque mot comprenant 11 bits (8 bits d'information, 1 bit de parité, 2 bits de synchronisation de mots) ; la cadence numérique est donc de l'ordre de 50 à 60 000 bits/s.

— le principe de la synchronisation est classique : mots de longueur fixe et synchronisation de mots, synchronisation de cycle constituée par un mot du cycle. Toutefois il sera éventuellement facile ultérieurement de changer de principe.

Une structure possible du message est la suivante :

— 64 mots de 11 bits par cycle, dont un mot de synchronisation de cycle et un mot d'identification ;

— cadence de cycle : 80 cycles par seconde ;

— 32 cycles par « cycle long », chacun étant repéré par un numéro transmis par le mot d'identification.

Performances

Le code utilisé est le code binaire pur.

Les tensions seront codées à 8 bits soit 256 niveaux. Il ne semble pas qu'une résolution supérieure ait beaucoup de sens compte tenu de la précision qu'on peut espérer des capteurs analogiques disponibles actuellement et à moyenne échéance.

Les étendues de mesure sont de 2 V pour les entrées haut niveau, et 10 mV pour les entrées bas niveau, avec des impédances de source maximales respectivement de 10 k Ω et 2 k Ω . Les mesures sont bifilaires.

La précision demandée du matériel correspond à

limiter au maximum à la valeur d'un bit de plus faible poids les erreurs dues aux causes suivantes :

— non linéarité, tensions résiduelles, courant de retour des commutateurs électroniques d'entrée ;

— influence du potentiel moyen des 2 bornes de mesure par rapport à la masse ;

— intermodulation ;

— influence des grandeurs étrangères : variations des tensions d'alimentation, temps de fonctionnement, conditions d'ambiance.

Les conditions d'ambiance imposées peuvent être résumées ainsi :

— domaine de température de -20°C à $+85^{\circ}\text{C}$ (dans ce domaine on admet une erreur de fidélité pouvant atteindre la valeur de 2 bits de plus faible poids) ;

— accélérations linéaires pouvant atteindre 40 g ;

— vibrations linéaires de 15 g jusqu'à 2 000 Hz.

Le problème de l'introduction de données numériques issues d'un calculateur

Un problème particulier délicat se présente pour l'introduction dans le message de télémesure des données numériques issues d'un calculateur de guidage. En effet le calculateur est lui-même un système de traitements de données numériques possédant ses propres caractéristiques de format : cadence numérique, longueur de mots, nombre de mots par cycle. De plus les informations à transmettre par télémesure ne sont pas forcément disponibles au moment où on le souhaiterait au cours du cycle du calculateur. Il peut même arriver que, suivant le programme du calculateur — on peut en trouver successivement différents types au cours d'un tir — la structure du cycle (en particulier sa longueur) varie ; dans d'autres cas, pour certains types particuliers de calculateurs, la cadence numérique, liée directement à la fréquence de calcul, subit des fluctuations de fréquence et d'amplitude plus ou moins grandes.

Dans ces conditions il peut être très difficile d'introduire dans le message de télémesure les données issues du calculateur tout en satisfaisant aux trois conditions suivantes qu'il est normal de s'imposer au départ :

Condition 1 : ne perdre aucune des informations qu'il est prévu de transmettre.

Condition 2 : transmettre la même information toujours à la même place dans le cycle de télémesure, pour faciliter son repérage à la réception.

Condition 3 : dater avec précision chaque information, le plus simple étant de transmettre à un décalage éventuel connu près, l'information au moment où elle apparaît dans le cycle du calculateur.

Trois solutions à ce problème ont été envisagées, que nous examinerons successivement.

Méthode de synchronisation totale

La première méthode, que nous avons appelée « de synchronisation totale » est la seule qui permette de satisfaire simultanément aux 3 conditions posées. Elle consiste à piloter complètement la télémesure à partir de la fréquence de calcul du calculateur, de façon que les *cycles* de télémesure et les *cycles* du calculateur soient rigoureusement synchrones et en phase.

Dans ces conditions il est facile d'affecter à la transmission des informations autant d'emplacements — récurrents ou non — dans le cycle de télémesure que de mots à prélever dans le cycle du calculateur. Comme il y a un cycle télémesure pour un cycle calculateur et un mot (ou groupe de mots) télémesure pour chaque mot du calculateur à transmettre, la condition 1 est satisfaite.

Comme les cycles sont non seulement synchrones, mais en phase, la condition 2 l'est également. La condition 3 peut l'être intégralement, si l'on transmet l'information au moment même où elle est disponible. Cependant, à moins qu'on ne puisse prendre pour la télémesure le même rythme que pour le calculateur, un registre intermédiaire de la dimension d'un mot sera toujours nécessaire. On peut profiter de sa présence pour rendre récurrentes les transmissions par la télémesure, même si les disponibilités dans le calculateur ne le sont pas ; il y a alors un décalage, mais il est connu et constant.

Notons que cette méthode reste valable, même si le rythme du calculateur présente des fluctuations.

Mais le pilotage d'un système par l'autre n'est pas forcément aisé ; les fréquences à synchroniser sont celles de cycle : elles peuvent être assez basses, alors que l'on a intérêt à piloter par une fréquence la plus élevée possible. Or le rapport entre cadence numérique et fréquence de cycle, est pour chaque système égal au produit du nombre de bits par mot et du nombre de mots par cycle. Ces deux rapports pour les deux systèmes peuvent ne pas avoir un P.G.C.D. très élevé, ce qui peut nécessiter un asservissement des deux fréquences pas très simple, et peut-être pas très rapide, à moins de calquer de très près la structure du cycle télémesure sur celle du cycle calculateur.

Cette méthode a donc été écartée, car elle lie de très près la structure logique de la télémesure à celle d'un type particulier de calculateur, ce qui est contraire au désir de ne pas étudier une télémesure trop particularisée. Elle devient d'ailleurs inapplicable si le programme du calculateur change en cours de tir. Elle peut enfin présenter d'autres inconvénients : si la cadence numérique présente des fluctuations, la détection au sol de la synchronisation de bits peut être plus délicate et finalement limiter la portée.

Méthode de désynchronisation partielle

La deuxième méthode, que nous avons appelée de « désynchronisation partielle », consiste à rendre indépendantes les deux cadences numériques, en prenant une fréquence de cycle télémesure légèrement supé-

rieure à la fréquence de cycles calculateurs, de façon à satisfaire la condition 1, en affectant toujours un emplacement déterminé dans le cycle de télémesure à chaque information prélevée sur le calculateur, ce qui satisfait également la condition 2.

Cette solution nécessite alors autant de registres intermédiaires, chacun de la dimension d'un mot du calculateur, qu'il y a de mots calculateurs à transmettre ; chaque registre est rempli lorsque le mot correspondant apparaît dans le cycle calculateur et vidé lorsque le cycle de télémesure arrive sur l'emplacement qui lui est réservé, la seule condition étant que la durée d'un cycle de calculateur soit supérieure à la durée d'un cycle télémesure, augmenté des temps de remplissage et d'exploration d'un registre. Remarquons qu'il faut même un volume double de mémoires, chaque groupe étant rempli en alternance, si l'on s'impose en plus qu'un même cycle calculateur ne soit jamais découpé sur deux cycles télémesure.

D'autre part la condition 3 est loin d'être satisfaite ; le décalage entre apparition dans le cycle calculateur et transmission d'une même information, non seulement n'étant pas connu, mais encore pouvant être important, puisqu'il peut atteindre dans le premier cas un cycle de télémesure, et deux dans le deuxième cas.

Pour cette raison, mais surtout à cause de la lourdeur du matériel nécessaire, cette deuxième solution a été également écartée, bien qu'elle présente au point de vue facilité du dépouillement (condition 2) les mêmes avantages que la première.

Méthode de désynchronisation totale

La solution adoptée constitue un compromis entre le respect des conditions posées et la simplicité des matériels. Nous l'avons appelée « désynchronisation totale ». Elle consiste, non seulement à avoir deux cadences numériques indépendantes, mais encore à affecter à la transmission des informations calculateur des emplacements (groupe de mots) du cycle de télémesure récurrents mais non spécialisés chacun dans la transmission d'une information particulière.

Chaque fois qu'un tel emplacement se présente, la télémesure transmet la dernière information apparue, accompagnée d'un code d'identification pour permettre l'individualisation de cette information à la réception ; on tourne ainsi la condition 2. La condition 1 est remplie si la durée entre deux prélèvements télémesure, augmentée des temps de remplissage et d'exploration du registre intermédiaire, est inférieure à l'intervalle de temps le plus court entre deux informations sortant du calculateur.

La condition 3 n'est pas remplie, puisque le décalage n'est pas connu, mais il est au plus égal à l'intervalle de temps entre deux prélèvements télémesure ; il est donc par rapport à la solution précédente divisé par le nombre de mots à transmettre par cycle du calculateur.

La rupture de cadence sera assurée par un matériel intermédiaire qui recevra du calculateur les informations à transmettre et les synchronisations, identifiera les informations (par exemple par comptage) et les transférera dans un registre où elles seront lues par la

télémessure ; ce registre est prévu à 32 positions, pour 24 bits d'information au maximum (complétés éventuellement par des zéros), plus 8 bits d'identification. Ces 32 bits seront transmis par les 8 bits d'information de 4 mots consécutifs de la télémessure. En outre, le matériel intermédiaire inhibera la lecture du registre par la télémessure, soit s'il est en cours de remplissage, soit si l'information n'a pas été renouvelée depuis le dernier prélèvement, et assurera dans ce cas le remplacement des 8 bits d'identification par un code particulier permettant à la réception d'éliminer l'information correspondante.

Le matériel intermédiaire étant indépendant de la télémessure et d'importance assez faible pourra être réalisé « sur mesures », selon le calculateur ; son étude de logique ne soulève aucun problème particulier.

Mesures par capteurs codés

La solution adoptée pour la transmission des informations issues des capteurs codés est assez voisine ; elle consiste également à prévoir un matériel intermédiaire, justifié ici, non par la rupture de cadence à effectuer, puisque les informations sont alors en général disponibles sous forme parallèle, mais par la diver-

sité des conditions de sortie rencontrées parmi les divers types de capteurs codés.

État d'avancement du projet

Les spécifications ont été transmises en octobre 1962 à une douzaine d'industriels français en même temps qu'une demande de propositions techniques et financières pour la réalisation d'un programme d'études en deux phases. La première phase doit conduire à la réalisation d'une maquette significative des points de vue performances et technologie, mais simplifiée du point de vue logique : entrées en nombre réduit et limitées aux entrées analogiques « bas niveau », dont la commutation pose les problèmes les plus délicats. Deux ou trois industriels seront laissés en concurrence pour cette phase, à l'issue de laquelle un choix définitif sera fait. La deuxième phase conduira alors à la réalisation de trois prototypes.

Les avants-projets répondant à cette consultation, assez nombreux et pour la plupart intéressants, sont actuellement en cours de dépouillement. La première phase pourrait aboutir vers la fin 1964 et la deuxième vers le début 1966. C'est donc dans un peu plus de quatre ans que pourraient apparaître les premières utilisations opérationnelles de cette télémessure.

LES MESURES DANS LE SATELLITE "FR-1"

PAR

C. FAYARD

Centre National d'Etudes des Télécommunications

La présente étude a pour but de faire connaître les grandes lignes du système qui sera utilisé pour le satellite « FR-1 ». Les principales caractéristiques de l'expérience qui sera tentée seront donc exposées ainsi que les problèmes relatifs à la transmission des informations et au dépouillement des données reçues.

Le satellite FR-1 est consacré à l'étude de la propagation des ondes très basses fréquences dans l'ionosphère. Le principe de l'expérience consiste à déterminer la structure locale de l'onde radioélectrique émise par un émetteur au sol.

Dans ce but, on dispose sur le satellite d'un certain nombre d'antennes (5) permettant de capter séparément les composantes, suivant un triède lié au véhicule, des vecteurs champ magnétique et champ électrique liés à l'onde. Le signal émis par l'émetteur est constitué, en particulier, d'impulsions à une fréquence TBF de l'ordre de 20 kHz de durée 50 ms se répétant à intervalles réguliers.

Les principaux paramètres qu'il faut déterminer sont :

- le temps de propagation de ces impulsions ;
- l'intensité de l'onde reçue ;
- la direction de propagation ;
- l'effet DOPPLER ;
- l'admittance d'onde.

D'un point de vue pratique, une force électromotrice proportionnelle à une composante des vecteurs E et H est induite dans chacune des 5 antennes. Il s'agit de mesurer l'amplitude A des impulsions correspondantes à 2 % près, la différence de phase relative des 5 signaux entre eux à 3° près, l'effet DOPPLER à 1/100 de cycle près, le temps d'arrivée des impulsions T à quelques ms près (fig. 1). En fait, la précision du début de l'impulsion est limitée par la surtension des antennes TBF des émetteurs au sol. On espère pouvoir définir le flanc de montée avec une précision de 3 à 5 ms.

Ces 5 signaux sont amplifiés dans 5 récepteurs superhétérodynes identiques alimentés par le même oscillateur local et transposés à la fréquence de 8 kHz environ.

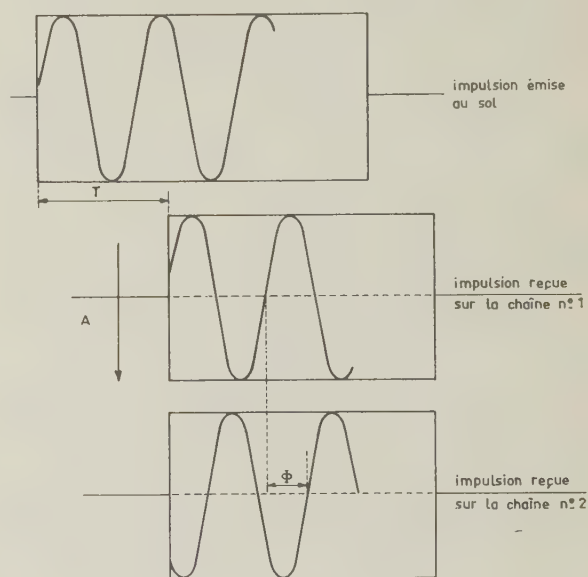


FIG. 1

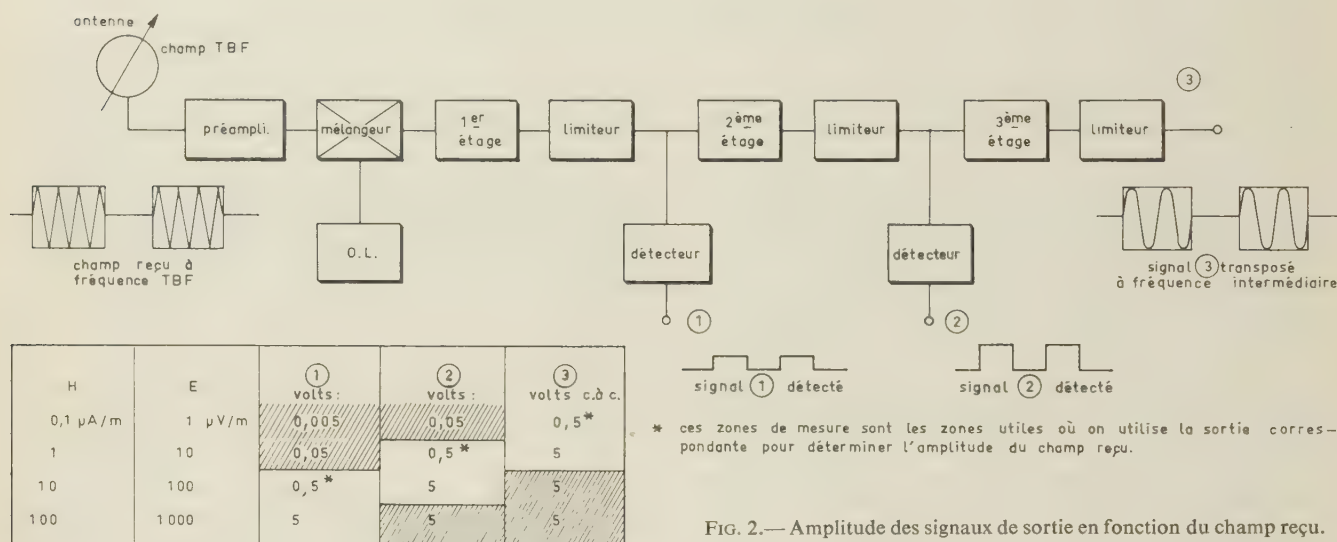
L'équipement électronique de mesure (fig. 2) est constitué :

- d'un premier étage d'amplification à la fréquence TBF ;
- d'un mélangeur effectuant une transposition à l'aide d'un signal issu d'un oscillateur local ;
- d'un amplificateur à fréquence intermédiaire à amplification linéaire. Cet amplificateur est composé de

trois étages d'amplification linéaire successifs séparés l'un de l'autre par un étage limiteur. Il doit permettre la mesure précise de signaux transposés couvrant l'étendue de mesure de 60 dB. Une sortie du signal est ménagée à la suite de chacun des étages amplificateurs. Le signal issu des deux premiers est détecté et celui de la troisième est utilisé tel quel.

On utilisera l'un des trois signaux pour mesurer l'amplitude du signal TBF suivant sa grandeur, et le signal non détecté issu du dernier étage pour mesurer sa phase quelque soit son amplitude.

Le tableau de la figure 2 donne les caractéristiques des signaux présents aux trois sorties des amplificateurs de chaque chaîne en fonction de la valeur du champ à mesurer.



Nous avons donc décidé de transmettre les 3 signaux complets pour chaque chaîne et de faire les mesures au sol.

Cette transmission se fera de la façon suivante : le signal 3 sera transmis intégralement, tel qu'il est, dans une bande passante de ± 80 Hz ; les signaux 1 et 2 sont détectés avec des constantes de temps correspondant à cette bande passante, si bien qu'ils permettent de reproduire les impulsions avec des flancs de montée du même ordre.

Ces derniers signaux seront échantillonnés à une fréquence de récurrence telle qu'au moins un prélèvement soit fait pendant la durée d'une impulsion. Il n'est pas nécessaire en effet d'utiliser une vitesse de récurrence plus élevée permettant de reconstituer

Les 15 signaux (3×5) transmis par télémesure représentent les paramètres scientifiques que l'on veut mesurer. On aurait pu évidemment envisager de déterminer à bord les paramètres que l'on recherche, c'est-à-dire les temps de propagation, la phase et l'amplitude de chaque composante. Cela aurait eu l'avantage de nécessiter une bande passante de transmission beaucoup plus faible. Si on veut mesurer le délai de groupe suivant les informations reçues au sol, il faut transmettre des flancs de montée d'impulsions qui sont assez raides, alors que si on le mesurait à bord, on n'aurait à transmettre que sa valeur et sa variation avec la position du satellite autour de la terre.

Nous n'avons cependant pas adopté cette solution, car une certaine incertitude régnant sur les caractéristiques du signal à recevoir, il est préférable de transmettre vraiment sa forme et son spectre complets dans une certaine bande passante transposée, avant de déterminer les mesures et transformations à effectuer.

D'autre part, un complément de la mesure pendant la vie du satellite consiste à faire des mesures de bruit radioélectrique, pour lesquelles il faut effectivement transmettre le spectre complet du bruit que l'on reçoit dans les antennes.

FIG. 2.— Amplitude des signaux de sortie en fonction du champ reçu.

complètement l'impulsion reçue puisque celle-ci est déjà connue à partir du signal n° 3. Seule est nécessaire la connaissance de l'amplitude des signaux 1 et 2. On prévoit ainsi d'utiliser une fréquence de récurrence d'environ 30 points par seconde.

Transmission des 5 signaux n° 3 :

Nous envisageons d'utiliser pour cela une télémesure analogique continue FM/FM ou FM/AM.

Deux solutions semblent devoir être considérées :

1° On effectue une nouvelle transposition des 5 signaux à l'aide d'un même oscillateur local de façon à amener la fréquence centrale aux environs de 100 Hz dans le spectre de $100 \text{ Hz} \pm 80 \text{ Hz}$.

Une sous-porteuse différente est modulée par chacun des 5 signaux ainsi transposés.

Le multiplex des 5 sous-porteuses est transmis en VHF en utilisant une des méthodes classiques de modulation.

On peut faire au sujet de ce système très simple les remarques suivantes :

- les risques d'intermodulation entre voies sont très faibles et d'autant plus que les fréquences centrales des sous-porteuses sont bien choisies ;
- les 5 signaux à transmettre étant identiques, un

système à indice de modulation et à excursion de fréquence constants tel que le standard IRIG ne convient pas et conduit à un encombrement trop élevé du spectre de fréquence. Il faut utiliser un système à excursion de fréquence variable, les sous-porteuses modulées occupant la même largeur de spectre et étant situées côte à côte. Une telle répartition des sous-porteuses conduit à des risques d'intermodulation plus importants à l'échelon multiplex ;

— l'utilisation des 5 signaux transmis après démodulation des sous-porteuses est très simple. En particulier, la phase relative des 5 signaux n'est pas perturbée. La connaissance de l'effet DOPPLER avec précision ne nécessite que la transmission simultanée des signaux de 1^{re} et 2^e transposition.

2° On effectue une transposition des signaux à fréquence intermédiaire de manière à les amener à des fréquences échelonnées, par exemple 100, 300, 500, 700 et 900 Hz. Cette transposition peut être faite à l'aide d'une fréquence issue d'un oscillateur local et de ses multiples et sous multiples ou à l'aide de 5 fréquences issues de 5 oscillateurs locaux différents.

Le mélange de ces 5 nouveaux signaux transposés est transmis par télémesure suivant une méthode classique.

Ce système appelle les remarques suivantes :

— les risques d'intermodulation dans les étages de transmission non linéaires sont très importants et conduisent à imposer des caractéristiques de sélectivité très sévères aux filtres de transpositions et des conditions draconiennes de linéarité aux étages modulateurs ;

— par contre l'équipement de bord est assez simplifié et ne comporte en particulier qu'une seule sous-porteuse ou un seul modulateur ;

— du point de vue dépouillement, les choses se présentent moins bien. En effet, la phase relative des différents signaux ne se conserve pas et sa connaissance nécessite celle des 5 signaux utilisés pour la transposition ;

— du point de vue rapport signal/bruit il ne doit pas y avoir de grandes différences entre les deux systèmes. Cependant, dans le second cas, la largeur du spectre VHF de l'émission de télémesure peut être sensiblement plus faible que dans le premier ;

— dans les deux cas, il est nécessaire d'effectuer une préaccentuation des signaux dans le multiplex pour obtenir dans les mêmes conditions un rapport signal/bruit identique pour les 5 voies.

Transmission des signaux 1 et 2 :

Les échantillons prélevés à la fréquence 30 Hz sur les signaux 1 et 2 sont transmis à l'aide d'un système de télémesure à répartition de temps.

Le principal problème concerne la précision de transmission et a fait envisager l'utilisation d'un système PCM. On peut, par exemple, créer un signal composite contenant le multiplex PCM et le multiplex de fréquence, servant à moduler l'émetteur de télémesure en modulation de fréquence.

Une autre solution consiste à utiliser un système PAM/FM au standard IRIG.

Le système de transmission fonctionne sur ordre de télécommande d'une station du réseau MINITRACK en visibilité.

Les équipements de cette station permettent en particulier la réception et la discrimination de l'onde porteuse des informations de télémesure. Le signal composite de modulation formé du mélange des sous-porteuses et du ou des signaux issus des oscillateurs locaux est enregistré sur ruban magnétique en modulation d'amplitude au standard IRIG ou AMPEX. Sont enregistrés en parallèle sur les pistes adjacentes :

— le même signal issu d'un deuxième système de réception (pour redondance) ;

— un signal représentant le niveau de champ reçu par chacun des récepteurs et éventuellement des informations sur l'effet DOPPLER ;

— un signal local de supervision du ou des ordres de télécommande transmis ;

— un signal de temps composite donnant l'heure TU avec une précision de l'ordre de la milliseconde et dont le format répond aux standards N.A.S.A. ou IRIG ;

— un signal au standard IRIG permettant la compensation de pleurage lors de la lecture de la bande enregistrée ;

— le signal TBF directement reçu par la station de réception.

Ce dernier signal amplifié sans changement de fréquence est enregistré en modulation d'amplitude.

Le dépouillement des informations ainsi enregistrées se fera en temps différé dans un centre de calcul.

Ce dépouillement comprendra 3 phases successives.

La première partie du dépouillement est analogique. Elle consiste à reconstituer à partir des signaux transmis et enregistrés les signaux TBF reçus par le satellite. Ces 5 signaux sont ensuite comparés au signal reçu directement par les stations de réception. On élabore ainsi 12 paramètres analogiques relatifs aux signaux induits dans les antennes :

— 5 informations d'amplitude ;

— 5 informations de phase entre chacun des signaux reçus et le signal direct ;

— l'effet DOPPLER ;

— le délai de groupe.

Ces 12 paramètres entachés d'un certain nombre d'erreurs sont ensuite numérisés et enregistrés sous forme numérique.

Un calculateur numérique permet de déterminer à partir des paramètres ci-avant les valeurs relatives aux composantes des vecteurs *E* et *H* mesurés (en introduisant les informations transmises pendant la calibration et la mesure d'impédance, les déphasages systématiques, l'efficacité des antennes...) et éventuellement d'effectuer un lissage des informations primaires ainsi obtenues que l'on peut présenter sous formes différentes pour un premier examen.

Ces informations primaires sont ensuite traitées à nouveau dans un calculateur et permettent de déterminer les différents paramètres scientifiques recherchés (direction de propagation, puissance reçue, indice de

réfraction par plusieurs méthodes, polarisation de l'onde...).

A ce stade, la détermination des paramètres scientifiques nécessite la connaissance des informations d'attitude et de vitesse du satellite en fonction de sa position dans l'espace.

DÉPOUILLEMENT ANALOGIQUE (fig. 3)

Chaque bande magnétique est relue à l'aide d'un équipement approprié, dont le système de déroulement est synchronisé à la vitesse d'enregistrement à l'aide d'un dispositif de compensation de pleurage utilisant le signal enregistré à cet effet. Compte tenu du fait que les mesures de phases relatives aux différents paramètres sont effectués entre des signaux enregistrés en parallèle sur la même bande magnétique, l'effet du pleurage résiduel reste très faible.

Le meilleur des deux signaux composites enregistrés est appliqué à un ensemble de filtres discriminatoires qui restituent les signaux appliqués dans le satellite aux oscillateurs de sous-porteuses avec un rapport signal/bruit meilleur que 40 dB.

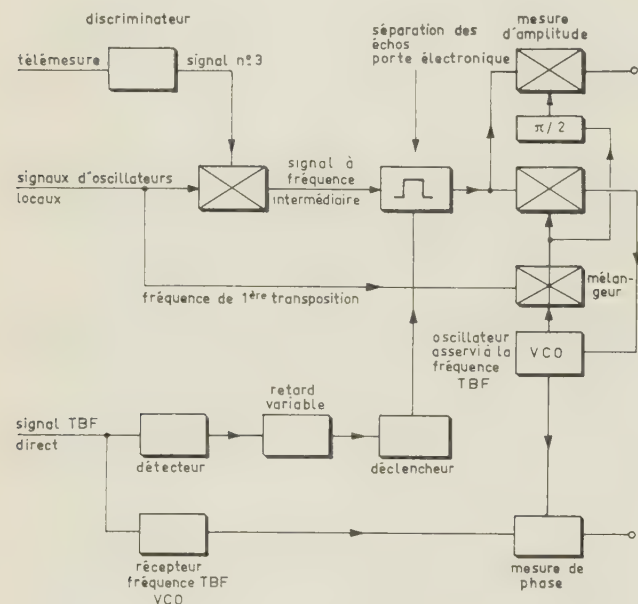


FIG. 3

Le signal d'échantillonnage est ensuite appliqué à un décommutateur qui effectue la séparation des signaux TBF 1 et 2 qu'il véhicule.

Ces 10 signaux sont disponibles en parallèle sur 10 sorties du décommutateur. Ils se présentent à cet endroit sous la forme d'une tension analogique variant par paliers à la fréquence de l'échantillonnage utilisé représentant l'amplitude du signal transmis (pour chaque signal, l'amplitude d'un échantillonnage est gardée en mémoire jusqu'à l'échantillonnage suivant).

Pour procéder aux opérations de dépouillement, on dispose donc des informations suivantes :

a) suivant le mode de transmission utilisé :

5 signaux occupant la bande de fréquence 100 ± 80 Hz disponibles séparément ou,

5 signaux occupant respectivement les bandes 100 ± 80 Hz, 300 ± 80 Hz... mélangés, représentant les signaux issus de la sortie n° 3 des amplificateurs à fréquence intermédiaire après deuxième transposition.

b) 1 signal occupant la bande de fréquence 100 ± 80 Hz représentant le signal issu de la sortie n° 3 de la chaîne de mesure Hz disponible séparément (transmis par redondance).

c) 1 signal cohérent avec le signal issu de l'oscillateur local de 2^e transposition disponible séparément ou mélangé avec les 5 signaux suivant le cas.

d) 5 signaux dont les amplitudes représentent respectivement les niveaux de signal TBF présents sur les sorties n° 2 des amplificateurs à fréquence intermédiaire disponibles séparément.

e) 5 signaux dont les amplitudes représentent respectivement les niveaux de signal TBF présents sur les sorties n° 1 des amplificateurs à fréquence intermédiaire disponibles séparément.

f) 1 signal cohérent avec le signal issu de l'oscillateur local de 1^{re} transposition disponible séparément.

g) 1 signal cohérent avec le signal issu de l'oscillateur local de calibration disponible séparément pendant l'étalonnage et la mesure d'impédance.

h) 1 ou plusieurs signaux de synchronisation des opérations.

i) 1 signal à la fréquence de l'émetteur TBF utilisé, représentant à un décalage dans le temps près (temps de propagation), le signal transmis par l'émetteur pendant la mesure.

MESURE DE LA PHASE DES 5 SIGNAUX TBF

Les 5 signaux référencés *a* et le signal référencé *c* dans le paragraphe précédent sont transformés à l'aide d'un équipement jouant le rôle inverse de celui utilisé à bord du satellite pour la 2^e transposition, qui reconstitue des signaux à la fréquence intermédiaire utilisée pour l'amplification.

Les signaux *f* et *g*, dans la mesure où ils ne représentent pas ceux utilisés pour la première transposition ou l'étalonnage mais en sont des sous-multiples cohérents, sont multipliés et filtrés de manière appropriée.

Le signal TBF reçu directement *i* est détecté dans un récepteur à cohérence de phase qui fournit :

— un signal correctement filtré représentant l'amplitude du signal reçu ;

— un signal sinusoïdal continu parfaitement en phase avec le signal reçu.

Le signal *f* ainsi transformé et les 5 signaux reconstitués précédemment sont introduits dans 5 chaînes de détection à cohérence de phase, alimentées par 5 oscillateurs locaux asservis.

Pour chaque chaîne, deux signaux issus de détecteurs de phase et d'amplitude convenablement filtrés représentent :

— l'écart de phase entre l'oscillateur local asservi et le signal TBF correspondant ;

— l'amplitude du signal TBF.

Le premier de ces deux signaux est utilisé pour asservir l'oscillateur local dont la phase est ainsi égale à celle du signal mesuré.

Chacun des signaux issus des 5 oscillateurs locaux asservis est ensuite comparé dans un détecteur de phase avec le signal issu de l'oscillateur local asservi du récepteur détectant le signal TBF direct.

Les signaux de sortie de ces 5 détecteurs convenablement filtrés et amplifiés représentent l'écart de phase absolu entre le signal émis par l'émetteur TBF et les signaux reçus à bord du satellite entachés des distorsions de phase des chaînes de mesure mais libérés des dérives des oscillateurs locaux de bord.

Ils contiennent chacun, en particulier, l'effet DOPPLER.

Pendant la calibration des chaînes, le signal issu de l'oscillateur local du récepteur TBF est remplacé par le signal issu de l'oscillateur de calibration g transformé comme il a été dit plus haut.

Les 5 signaux de sortie des détecteurs de phase représentent alors la distorsion de phase des 5 chaînes de mesure et sa variation en fonction du niveau d'entrée.

MESURE DE L'AMPLITUDE DES 5 SIGNAUX TBF

Les 5 informations indiquées dans le paragraphe précédent et issues des 5 détecteurs d'amplitude des chaînes de détection à cohérence de phase représentent l'amplitude des signaux TBF pour les champs faibles.

Les 10 autres informations d et e utilisées telles quelles représentent l'amplitude des signaux TBF pour les champs forts et moyens.

Pendant la calibration, la grandeur de ces signaux permet de déterminer le gain global de chaque chaîne de mesure respectivement entre :

- l'entrée et la sortie 3
- l'entrée et la sortie 2
- l'entrée et la sortie 1

Les paliers de calibration sont réglés de telle sorte qu'il y ait 2 points de mesure utilisables par sortie différente. On admet qu'entre ces deux points de mesure le gain des chaînes est constant (l'amplification étant linéaire).

Mesure du délai de groupe

Le signal issu de l'un des détecteurs d'amplitude des chaînes à cohérence de phase est comparé à celui qui est issu du récepteur du signal TBF direct.

D'une manière manuelle ou automatique, ce dernier signal est décalé dans le temps de manière à ce que les flancs des impulsions se superposent avec ceux du premier signal. Le retard ainsi apporté corrigé du temps de propagation au sol du signal TBF représente le délai de groupe.

Séparation des « échos »

Dans certains cas, le signal reçu à bord du satellite comportera des « échos » en plus de l'onde directe qui se présenteront comme des impulsions supplémentaires entre les impulsions directes.

Dans de telles conditions, le signal « retardé » dont il a été question au paragraphe précédent pour la mesure du délai de groupe est utilisé pour déclencher des « portes » qui sont ainsi ouvertes pendant la seule réception de l'onde directe.

Ces portes sont placées en amont des chaînes de détection à cohérence de phase sur le trajet des signaux TBF à fréquence intermédiaire. Ces chaînes ne sont donc alimentées que par des trains d'onde directe et les oscillateurs locaux correspondants s'asservissent sur la phase de celle-ci.

Des portes identiques sont placées sur les sorties d et e du décodeur PAM en amont, cependant, de l'échelon de mise en mémoire d'un échantillonnage.

Les signaux d'amplitude ainsi fournis ou ceux qui sont issus des chaînes à cohérence de phase représentent l'amplitude de l'onde directe.

En décalant le signal « retardé » pour qu'il coïncide non plus avec l'onde directe mais avec l'onde réfléchie, on mesure le délai de groupe des « échos » et la phase et l'amplitude des signaux réfléchis.

DÉPOUILLEMENT NUMÉRIQUE (1^{re} partie)

Les différentes informations obtenues à la suite du dépouillement analogique décrit précédemment sont numérisées à intervalles réguliers. La valeur numérique de chaque information est ensuite enregistrée (sur carte perforée, ruban perforé ou ruban magnétique).

La cadence d'enregistrement synchronisée avec la cadence de numérisation sera au maximum de 10 points par seconde.

Les valeurs des différents paramètres ainsi numérisés sont en majeure partie entachées des erreurs dues au système de mesure.

La première partie du dépouillement numérique consiste à déterminer les périodes d'étalonnage des équipements de bord et à mesurer les caractéristiques des différentes chaînes de réception qu'on utilise ensuite pour corriger les valeurs brutes des informations enregistrées.

A la suite de cette première partie du dépouillement, on enregistrera les paramètres corrigés qui constitueront la base du dépouillement ultérieur et de l'interprétation scientifique. On enregistrera également les valeurs des caractéristiques mesurées pendant l'étalonnage pour vérifier le comportement des équipements TBF de bord et la valeur de l'impédance des antennes électriques.

DÉPOUILLEMENT NUMÉRIQUE DES PARAMÈTRES SCIENTIFIQUES (2^e partie)

A l'aide des valeurs précédemment déterminées du champ électrique et du champ magnétique TBF, on déterminera :

- l'admittance d'onde ;
- l'indice de réfraction local à partir de l'admittance d'onde ;
- l'intensité locale du champ TBF ;
- la polarisation ;

— les caractéristiques du bruit TBF naturel dans les bandes utilisées en fonction du Temps Universel de mesure.

En ajoutant à ces informations l'effet DOPPLER et les données d'orbite et d'attitude du satellite, on pourra recalculer les informations précédentes en fonction de la position géographique du satellite et déterminer :

- la direction de propagation de l'onde TBF ;
 - l'indice de réfraction local à partir de l'effet DOPPLER.
-

DÉPOUILLEMENT AUTOMATIQUE DES TÉLÉMESURES

PAR

R. MOREAU

*Assistant Technique à la Direction de Physique Générale
de l'Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques*

1. Introduction

1.1. CONSTITUTION D'UNE CHAÎNE DE TÉLÉMESURE

Une chaîne de télémesure est un dispositif qui a pour but de permettre la transmission au sol d'un nombre important de grandeurs mesurées à bord d'un mobile.

Afin de n'utiliser que le minimum nécessaire de bande passante, un double principe de multiplexage en fréquence et dans le temps est en général adopté. C'est ainsi que l'on est conduit à définir :

1 — « *Les voies de mesure* ». Chaque voie est relative à un capteur et est explorée par un commutateur qui connecte chacune d'elles successivement à un « canal » de transmission. Cette commutation constitue le multiplexage dans le temps.

2 — « *Les canaux de transmission* » : chacun d'eux rassemble un certain nombre de voies de mesure sur une sous-porteuse unique et la juxtaposition de différents canaux sur une porteuse principale constitue le système de multiplexage en fréquence.

Par conséquent, à l'aide d'une seule fréquence radio-électrique, il est possible de transmettre les valeurs de nombreuses grandeurs groupées sur un nombre limité de sous-porteuses.

En général, le nombre des voies de mesure varie depuis quelques unités à environ une centaine et le nombre des canaux est de l'ordre de la dizaine.

1.2. CAPACITÉ D'INFORMATIONS

Si l'on chiffre la capacité d'informations des systèmes de télémesure les plus répandus tels que les systèmes correspondant au standard I.R.I.G., on peut calculer des capacités informationnelles de l'ordre de 50 à 100 000 bits/seconde, mais ce chiffre reste un peu théorique et il est parfois plus commode de lui substituer, surtout dans le cas des télémesures

comportant le double système de multiplexage dont il vient d'être question, la notion de « nombre de points de mesure par seconde ». Cette notion est directement déduite de la constitution du dispositif embarqué dont un des éléments principaux est un commutateur. Si nous supposons donc que le système de télémesure auquel nous nous intéressons, dispose de n canaux, il possède n commutateurs et si ces n commutateurs utilisent chacun « p » plots en tournant à N tours/seconde, le nombre de points de mesures pouvant être transmis en une seconde est :

$$n \times p \times N$$

1.3. ORDRE DE GRANDEUR

Considérons un dispositif de télémesure possédant 8 canaux de transmission et, admettons que chacun d'eux est utilisé en liaison avec un commutateur tournant à 3 tours/seconde et comportant 25 plots. Dans ces conditions, le nombre de points de mesure pour une mission de 3 minutes est :

$$3 \times 25 \times 8 \times 180 \approx 100\,000 \text{ points.}$$

Ce nombre ne constitue pas un maximum, mais il est cependant tel que même en admettant un temps de repérage et de calcul par point de mesure limité, par exemple à 20 secondes, il conduit à des durées de dépouillement très importantes.

Dans le cas précédent on trouverait en effet 2 millions de secondes soit près de 500 heures.

1.4. NÉCESSITÉ D'UNE AUTOMATISATION

Ce chiffre montre clairement l'intérêt d'automatiser les dépouillements de façon à réduire le temps qui s'écoule entre l'essai et le moment où le chercheur est en mesure de réfléchir sur les résultats de cet essai

et aussi afin d'éviter un travail long et fastidieux qui, de ce fait, implique de nombreux risques d'erreurs.

Les opérations de dépouillement manuel comportent trois phases :

- a) mise en forme des enregistrements pour permettre la lecture,
- b) lecture ; mesure des données brutes et mise sous forme de tableaux,
- c) introduction des courbes d'étalonnage et de divers facteurs de correction en vue de transformer les données brutes en données vraies.

La dernière phase des opérations peut être automatisée indépendamment des deux autres en utilisant des centres de calcul automatiques et c'est ainsi que nous appellerons dispositif de dépouillement automatique proprement dit, les systèmes qui ont pour but de substituer, à l'opérateur manuel des phases *a* et *b*, un système automatique.

2. Principe général adopté

2.1. CONDITIONS DE L'ÉTUDE

Le principe que nous avons adopté pour le système de dépouillement automatique de télémesure que nous présentons est conditionné :

- 1° par la forme sous laquelle sont accessibles les informations de télémesure ;
- 2° par la forme sous laquelle nous voulons obtenir les résultats du dépouillement automatique
- 3° par le débit recherché.

Les chaînes de télémesure dont nous disposons stockent leurs informations sous deux formes :

- a) sur un enregistreur photographique où un certain nombre de canaux de mesure sont transcrits ainsi que le représente la figure 1.
- b) sur des enregistreurs magnétiques où chacune des pistes correspond à un canal de la chaîne de télémesure et comporte donc l'image magnétique de la bande photographique.

Lorsqu'il s'agit d'effectuer le dépouillement manuel d'un essai, seule une bande photographique est directement exploitable et il est indispensable de traduire la bande magnétique, au cas où cette forme de stockage aurait été retenue, en une bande photographique.

La plupart des essais que nous avons à exploiter sont pour le moment relatifs à des missiles expérimentaux dont les durées de vol sont de l'ordre de quelques minutes, au plus d'une dizaine de minutes.

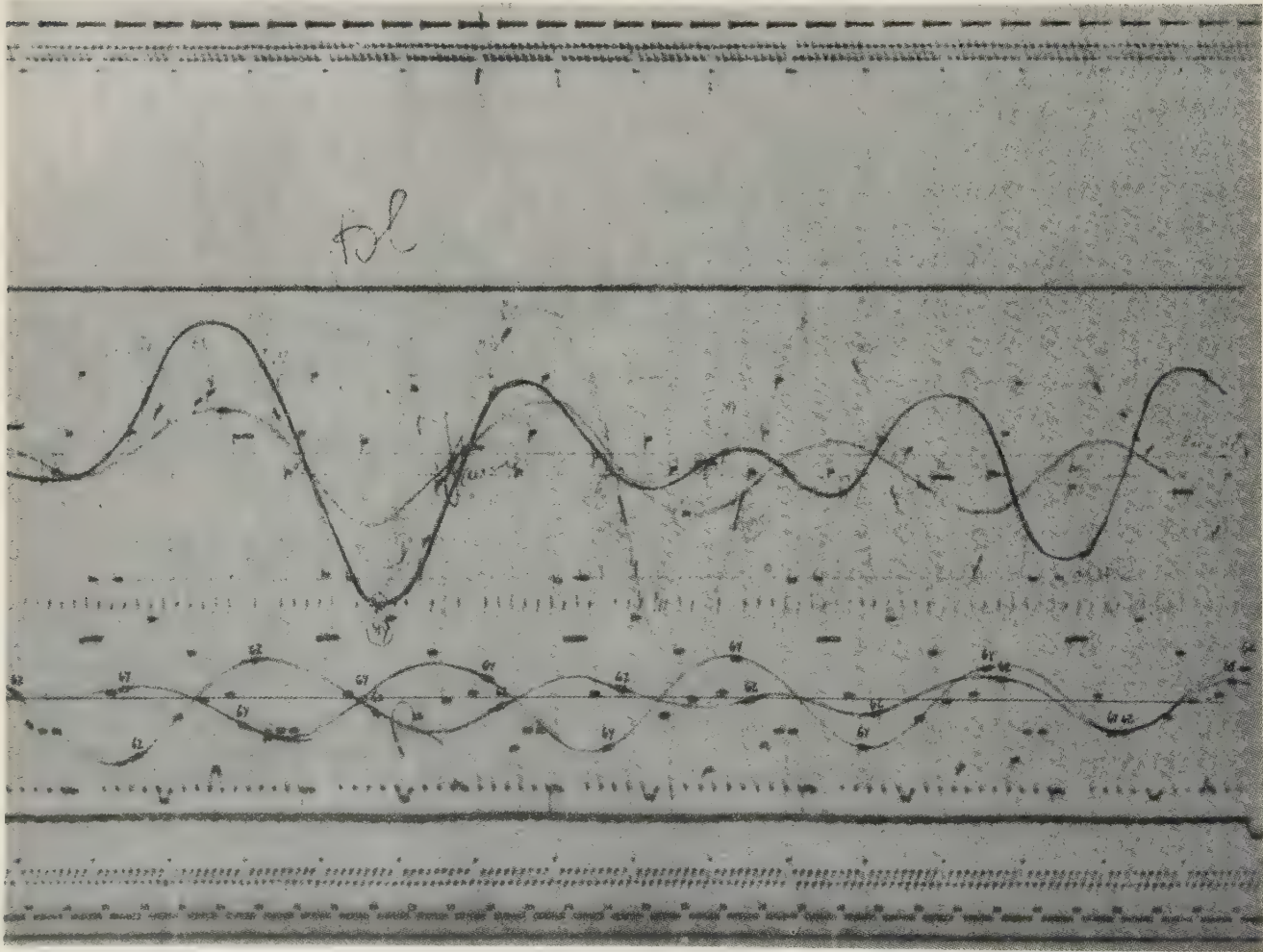


FIG. 1.

La quantité de points de mesure à dépouiller, comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, est par conséquent de l'ordre de 100 000. Nous avons donc prévu un dispositif qui nous permette de gagner un facteur important sur le temps de dépouillement manuel sans toutefois rechercher l'obtention des résultats en temps réel ou peu différé. Nous avons limité nos exigences en adoptant un facteur de réduction de l'ordre de 10 sur le temps demandé par le dépouillement manuel. C'est ainsi que 100 000 points de mesure qui exigeaient 500 heures ne demanderont que 50 heures au plus. En outre, les résultats du dépouillement automatique devant être utilisés dans un centre de calcul équipé pour recevoir les informations sous forme de cartes perforées ou de bandes perforées, nous avons donc choisi le ruban perforé comme organe de sortie du système de dépouillement automatique que nous concevions. Sur ces bases le principe ci-dessous a été adopté.

2.2. PRINCIPE

Les diverses fonctions à assurer par le dispositif sont analogues aux actions qu'avaient à effectuer l'opérateur humain. C'est ainsi qu'il faut :

- a) mesurer les élongations correspondant aux valeurs des paramètres télémésurés,
- b) trier éventuellement les informations relatives à chaque capteur,
- c) transcrire le résultat du dépouillement sous une forme directement exploitable par le Centre de Calcul.

Pour réaliser ces diverses opérations, l'appareil est conçu en deux parties :

2.2.1. *La première partie* a pour organe d'entrée un lecteur de bande magnétique sur lequel est disposée la bande enregistrée au moment de l'essai.

Deux cas sont à considérer selon qu'il s'agit de voies commutées (multiplexage dans le temps) ou de voies continues.

A — Voies commutées

La bande comprend des pistes sur lesquelles sont inscrites en modulation de fréquence les valeurs prises par les divers paramètres. Une séquence correspond à un tour de commutateur et est constituée par une succession d'impulsions MF correspondant aux divers capteurs explorés. La séquence suivante est formée par une nouvelle succession d'impulsions MF relatives aux mêmes capteurs, mais pour des valeurs différentes des paramètres ; les séquences sont séparées par une impulsion de longueur double qui permet de repérer chaque capteur.

Cette bande porte en outre une piste sur laquelle est inscrite une base de temps.

Un point de mesure est complètement déterminé sur la bande magnétique par les trois facteurs suivants :

- a) l'instant auquel a lieu la mesure qui est défini par la base de temps ;

- b) la position dans la séquence de l'impulsion choisie, repérée par rapport à l'impulsion de synchronisation,

- c) la déviation de fréquence de l'impulsion qui est significative de la valeur du paramètre.

La première chaîne du système de dépouillement automatique a pour fonction de détecter les informations relatives à ces trois facteurs, de les quantifier et de les inscrire en groupe sur une bande magnétique numérique qui constitue l'organe de sortie de la première partie.

En vue d'obtenir ce résultat le processus suivant est adopté :

- a) les signaux enregistrés sur la bande magnétique en modulation de fréquence sont lus piste après piste et transformés en impulsions modulées en amplitude par un discriminateur linéaire,

- b) l'impulsion de synchronisation est détectée et un compteur définit le rang des impulsions suivantes, donc génère un chiffre caractéristique de chaque capteur,

- c) un circuit de retard déclenché par le front arrière de l'impulsion de rang $(n - 1)$ définit l'instant auquel doit se faire la quantification de l'élongation de l'impulsion de rang « n »,

- d) un voltmètre numérique rapide est commandé à cet instant et exécute la mesure qu'il fournit en code numérique sur un chiffreur,

- e) les impulsions constituant la base de temps sont additionnées dans un compteur séparé qui fournit une indication du temps à 1 ms près,

- f) le groupe des nombres provenant respectivement :

- du compteur définissant le rang des capteurs
- du chiffreur associé au voltmètre numérique et dont les indications sont caractéristiques de la mesure
- du compteur déterminant la date de l'événement, est transmis à travers un transcodeur à un enregistreur numérique.

B — Voies continues

Dans le cas de voies continues tout le système destiné à effectuer la décommutation est supprimé et remplacé par un générateur interne d'impulsions qui définit les instants auxquels la quantification du signal sera effectuée, le compteur définissant précédemment le rang des capteurs avance d'une unité à chaque quantification constituant des séquences fictives et permet alors, si on le juge utile, de ne perforer par la suite que p points sur n . Le processus de transfert et d'enregistrement sur bande numérique est exactement le même que dans le cas de voies commutées.

Ainsi, chaque point de mesure est constitué sur la bande numérique par trois nombres associés et correspondant respectivement à la valeur du paramètre, à l'instant auquel la mesure est effectuée et à la détermination du capteur, ou au rang du point mesuré.

Ces diverses opérations sont réalisées par un matériel conforme au schéma de principe de la figure 2.

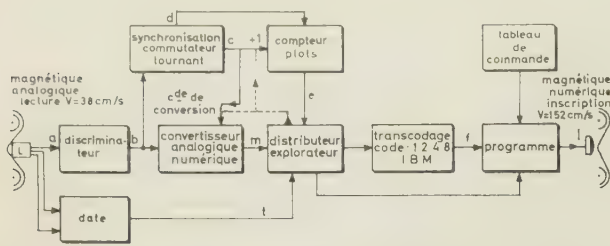


FIG. 2. — Dépouillement automatique de télémesure. Transformations analogique numérique.

2.2.2. La deuxième partie du matériel a pour organe d'entrée l'enregistreur magnétique numérique qui constituait l'organe de sortie de la première partie. Lorsque les informations de la bande analogique auront été transcrites sur la bande numérique, comme il vient d'être indiqué, celle-ci sera lue et les informations qu'elle contient seront acheminées à travers des dispositifs de tri vers un perforateur rapide de bande.

Un tableau de commande permet de sélectionner le numéro du capteur choisi et ainsi d'obtenir sur la bande de papier perforé la succession des valeurs prises par un même paramètre. Il est donc nécessaire d'effectuer autant de lectures de la bande numérique qu'il y a de paramètres enregistrés sur le même canal, c'est-à-dire qu'il y a de plots sur un commutateur, si toutefois chaque plot correspond à un capteur différent. Cette opération, assez longue, peut être éliminée et l'on peut, dans certains cas, transcrire sur la bande perforée la succession des valeurs prises par tous les capteurs reliés à un même commutateur sans effectuer le tri, rejetant, dans ces conditions, le soin de cette opération au Centre de Calcul. Le schéma de principe correspondant à cette 2^e partie du matériel est représenté figure 3.

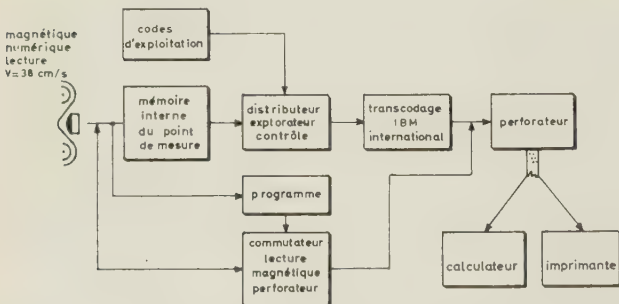


FIG. 3. — Dépouillement automatique de télémesure. Tri des informations. Ruban perforé.

L'ensemble du dispositif comprend donc un certain nombre de réductions de vitesses successives qui sont dues :

- 1^o au principe de lecture piste après piste ;
- 2^o à la réduction de la vitesse de lecture par rapport à la vitesse d'enregistrement (éventuellement) ;

3^o au tri des capteurs, car il faut effectuer autant de lectures de la bande numérique qu'il existe de capteurs. Si l'on n'effectue pas ce tri, la vitesse de relecture de la bande numérique est limitée par la vitesse de perforation de la bande de papier qui est de 100 caractères/seconde.

2.2.3. Organes auxiliaires

Quelques dispositifs auxiliaires sont prévus et destinés à donner le maximum de souplesse d'utilisation au matériel. Nous citerons deux d'entre eux :

a) Un tableau de programmation permet de sélectionner a priori les intervalles de temps pendant lesquels le dépouillement est souhaité ; il est ainsi possible de limiter d'abord le dépouillement à un certain nombre de zones intéressantes.

b) Un système permet d'apprécier l'adaptation des circuits de décommutation à la vitesse des commutateurs et de procéder à des réglages s'il y a lieu. Cette opération peut être effectuée en cours même de dépouillement par un opérateur dont le rôle se limite à ramener une aiguille de galvanomètre entre deux repères au moyen d'un simple potentiomètre.

2.3. DIFFICULTÉS

Parmi les difficultés que comporte la réalisation de ce dispositif, nous signalerons, seulement à titre d'exemple, celles qui sont relatives à la restitution des plots manquants. En effet, il se peut qu'au cours d'une transmission, des difficultés passagères de propagation annulent la transmission pendant de très courts instants. Pour éviter que le comptage des plots du commutateur qui s'effectue à partir d'une information de synchronisation transmise tous les tours de commutateur et constituée par une durée de signal double des autres, ne soit perturbé par le manque de signal, il est nécessaire :

- 1^o de détecter le manque d'information et,
- 2^o de substituer à l'information qui aurait dû venir par la télémesure, une information générée à l'intérieur du dispositif et remplaçant le signal manquant, de façon à ne pas troubler le comptage et à permettre le repérage correct des signaux lorsqu'ils réapparaîtront.

Cette opération est réalisée de la façon suivante :

Se référant à la figure qui représente une séquence d'informations après discrimination (fig. 4) le processus ci-dessous est adopté :

- 1^o Deux niveaux N_1 et N_2 sont définis.

Les amplitudes supérieures au niveau 1 sont considérées comme mesures. Elles sont appelées « plots », les amplitudes inférieures au niveau 2 sont considérées comme des interplots ou des mesures trop faibles. Elles sont appelées « plots manquants ».

2^o On utilise une bascule de SCHMIDT qui génère des créneaux aux passages par les niveaux 1 et 2 (en tenant compte du sens).

3^o Les fronts arrière de ces créneaux commandent, avec un retard déterminé par monostable, l'instant de numérisation.

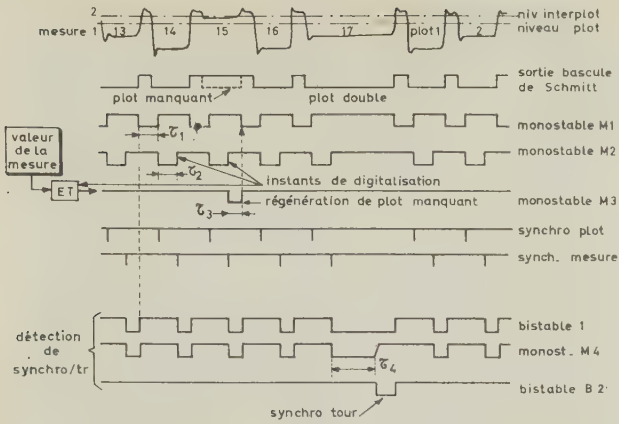


FIG. 4. — Diagramme des temps du formateur-détrompeur

4° Détections des plots manquants.

Si à l'instant de mesure, déterminé précédemment, la mesure est inférieure au niveau 2 (plot manquant) c'est-à-dire, si, simultanément, l'ordre d'effectuer la mesure est donné et si la grandeur de la mesure est inférieure au niveau 2 on sait que le plot est manquant et un circuit (ET) déclenche un monostable dont le front arrière se substituera au front arrière du plot qui aurait dû exister.

Le monostable qui définit l'instant de mesure et celui qui régénère le plot manquant, constituent un oscillateur qui permet, en principe, une régénération continue (fig. 5). Toutefois, cette possibilité suppose que la vitesse de commutation reste constante pendant le temps que dure cette régénération.

5° Détection du plot double.

Le plot double constitue le principe de synchronisation et est détecté par un circuit intégrateur ; à cet instant, le compteur qui définit le rang du plot est remis à zéro.

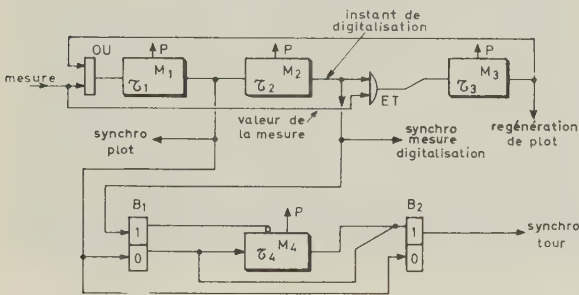


FIG. 5. — Schéma de principe du formateur-détrompeur

3. Réalisation

3.1. PRINCIPE DE CONSTRUCTION

Le dispositif a été conçu de façon à utiliser au maximum les matériels manufacturés et à limiter ainsi le travail à l'étude de l'agencement de divers éléments, à leur adaptation et à l'élaboration d'un minimum de

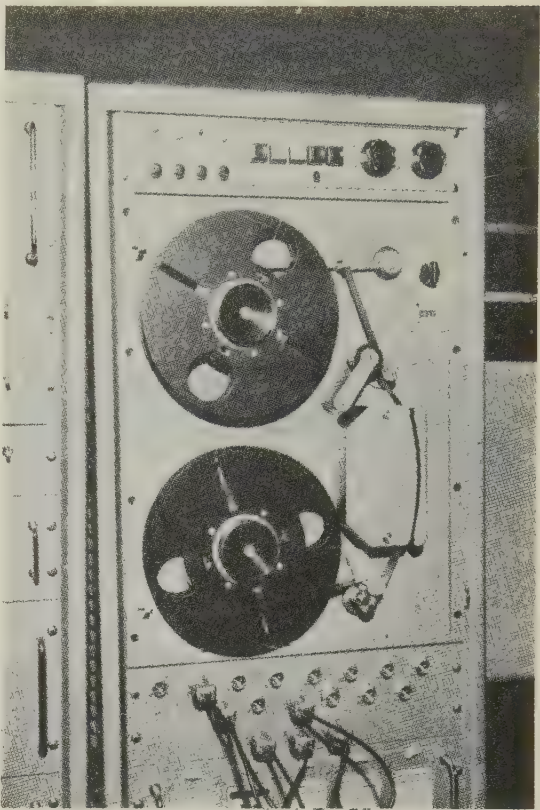


FIG. 6

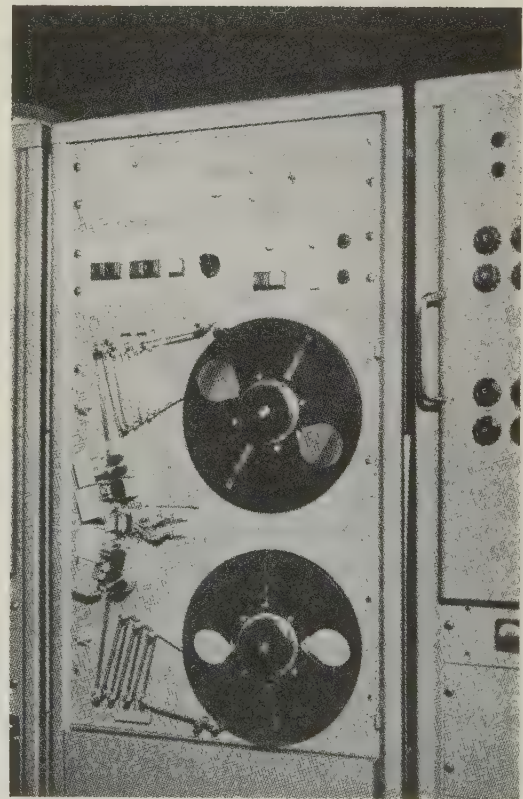


FIG. 7

circuits spéciaux. C'est ainsi qu'il est possible de distinguer dans cette réalisation cinq catégories de matériels qui sont :

- a) Les appareillages distincts parmi lesquels nous pouvons citer :
- le dérouleur de bande magnétique analogique ;
 - le dérouleur de bande star-stop numérique ;
 - un voltmètre numérique ;
 - un perforateur de bande rapide (fig. 6, 7, 8).

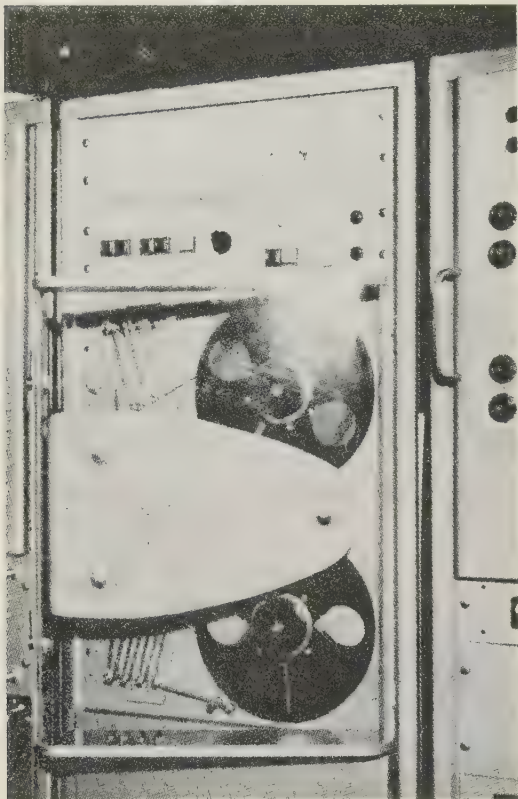


FIG. 8

b) Eléments primaires : ceux-ci sont constitués par de petites cartes imprimées d'environ 80 × 80 mm et portant des circuits élémentaires tels que bistables, portes, circuits logiques, etc. Ces éléments se présentent sous la forme de la figure 9.

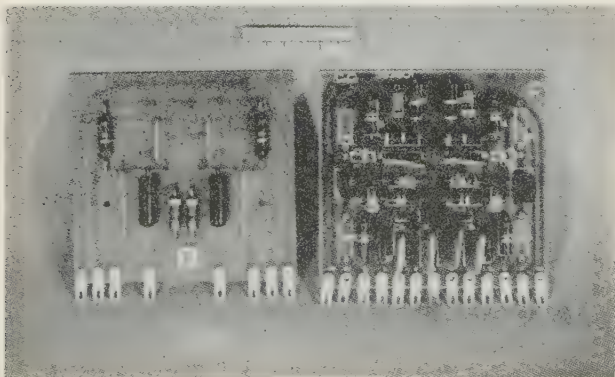


FIG. 9

Nous avons utilisé 900 éléments du commerce et en avons étudié environ une dizaine.

c) Ces divers éléments primaires sont associés en sous-ensembles sur des cartons d'environ 40 × 30 cm dont la conception et la réalisation sont le résultat de notre étude figure 10.

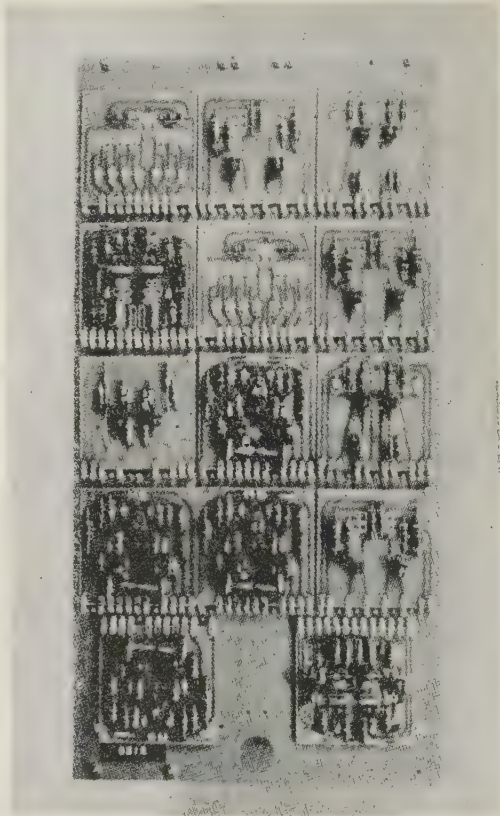


FIG. 10

d) Environ 25 de ces cartons sont associés en des châssis classiques où ils sont enfichés et constituent des ensembles tels que ceux de la figure 11.

e) Enfin, tout le matériel est concentré en des baies classiques au nombre de 5 (fig. 12).

L'utilisation prioritaire du matériel standardisé nous a permis de concentrer nos efforts sur l'étude de conception et de réaliser cet ensemble de dépouillement en 18 mois environ.

3.2. PERFORMANCES OBTENUES

Si nous prenons comme base de comparaison le temps nécessaire pour effectuer le dépouillement de 100 000 points de mesure, nous trouvons :

Cas du tri au moment du dépouillement

Dépouillement proprement dit	≠ 10 heures
Contrôle des données	≠ 3 «
Calcul sur machine 1401 y compris introduction et sortie, environ	25 «
Soit un total de	≠ 38 heures

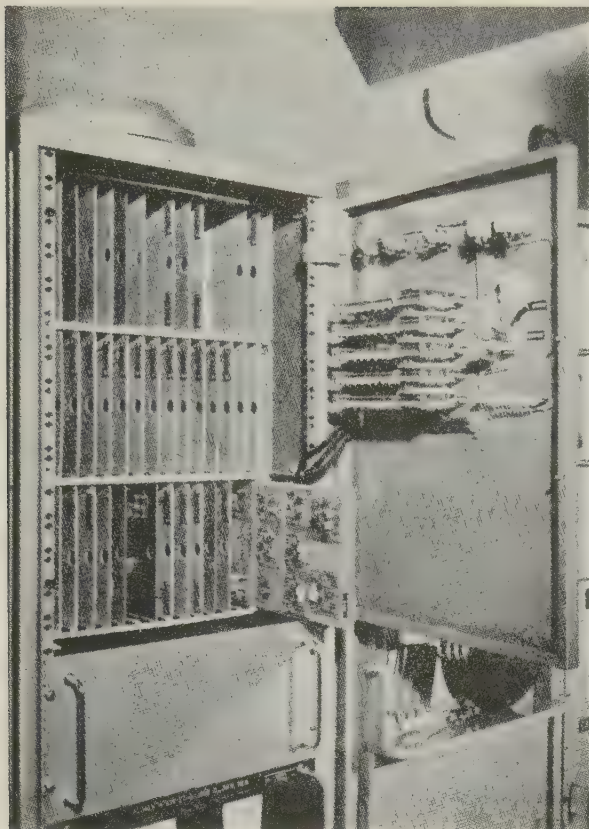


FIG. 11

d'une lecture directe. La machine est en effet équipée des contrôles habituels dans cette technique qui ont pour but d'éliminer les points erronés pour quelque cause que ce soit, en particulier si la mesure a été effectuée correctement et qu'au cours des divers transcodages des erreurs se soient glissées, le dispositif élimine le point, ou indique qu'il est inexact.

Ces indications n'ont pour but que de situer la classe du matériel en question, de façon assez approximative, mais il nous paraît utile d'aborder plus en détail une étude comparative entre un dépouillement manuel et un dépouillement automatique.

4. Il est intéressant en effet d'effectuer la comparaison d'un dépouillement manuel et d'un dépouillement automatique sur les points suivants :

- durée des opérations ;
- précision obtenue ;
- risque d'erreur ;
- réaction sur la qualité du signal transportant l'information.

Ces caractéristiques sont toutes très importantes car bien que la durée des opérations constitue la principale qualité recherchée, elle ne peut prendre tout son intérêt que si les trois autres sont acceptables.

4.1. EXAMINONS DONC D'ABORD LA DURÉE DES OPÉRATIONS DANS LE CAS D'UN DÉPOUILLEMENT MANUEL

Nous supposons que celui-ci est effectué par deux personnes utilisant des machines classiques à lire les courbes du type « Oscar » et que les calculs sont réalisés sur un ordinateur de moyenne importance.

Dans ces conditions la décomposition de temps est la suivante :

Pour 100 000 points.

1. Tirage d'une bande photographique à partir de la bande magnétique (450 m)	48 heures
2. Dépouillement des bases de temps (marquage)	32 «
3. Repérage des capteurs, des commutations, etc.	80 «
4. Etablissement des tables de corrections (étalonnage, dérives, etc.)	32 «
5. Divers	48 «
6. Lecture sur machine Benson	125 «
7. Calcul	50 «

Total 415 heures
ce qui correspond à environ :

$$\frac{415 \times 3\,600}{100\,000} = \frac{1,5 \cdot 10^6}{10^5} = 15 \text{ s par point.}$$

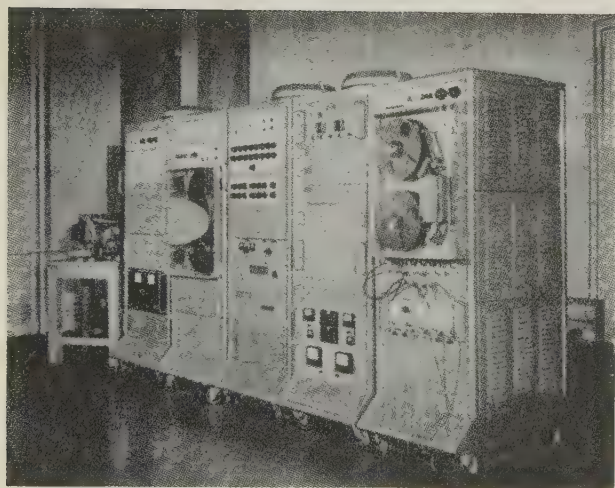


FIG. 12

Cas du dépouillement sans tri

Le temps du dépouillement proprement dit est à diviser par deux. De sorte que l'on trouve un temps total de # 33 heures.

Ces chiffres sont à comparer aux 500 h nécessaires pour effectuer le même dépouillement sans dispositif automatique. Par ailleurs, la sécurité de ce dépouillement est très supérieure à celle que l'on peut escompter

de la puissance de leur équipement exécutent, en général, beaucoup plus vite les opérations que les machines spécialisées, de sorte que l'on pourrait être tenté d'adopter systématiquement une politique qui tendrait à rejeter sur le centre de calcul le maximum des fonctions ce qui aurait pour conséquence heureuse de simplifier l'étude et la réalisation des machines de dépouillement proprement dites. Cependant, cette conception se heurte aux deux difficultés suivantes :

— l'opération se fait en quelque sorte « en aveugle » jusqu'à ce que les résultats définitifs ne sortent imprimés sur les tableaux, et le responsable ne peut avoir aucune information sur la valeur de son essai si la totalité des dépouillements et des calculs afférents n'est pas terminée. Cette suggestion peut être fort gênante dans le cas où une décision concernant la suite des essais, par exemple l'exécution d'un second tir, est suspendue à certains résultats d'un premier lancement ;

— un deuxième inconvénient de cette technique réside dans le risque d'effectuer de nombreux calculs inutiles, soit parce que pendant des temps assez longs les paramètres varient peu, soit parce que leurs valeurs n'ont d'intérêt que pendant certaines parties bien déterminées de la mission.

Compte tenu donc de ces deux difficultés et de la lourdeur relative de ces opérations de pré-calcul exécutées sur les machines de dépouillement, nous avons adopté le compromis résumé ci-dessous.

La notion de tri au niveau de la machine de dépouillement s'accompagne de la notion de choix. Ainsi, en un premier stade nous définissons a priori les zones dans lesquelles la mesure est particulièrement intéressante, et nous définissons également un nombre restreint de capteurs sur lesquels sera exécuté un premier dépouillement. Celui-ci sera réalisé avec tri et aura pour raison d'être de permettre une interprétation grossière, rapide, néanmoins suffisante pour donner les éléments de décision recherchés.

Dans le deuxième stade, nous effectuerons le dépouillement complet à vitesse maximale, en rejetant les opérations de tri sur le Centre de Calcul.

En bref, nous estimons que des dispositifs élémentaires de réduction de données sont nécessaires sur les machines de dépouillement automatique de façon à les rendre plus souples et à permettre aux expérimentateurs d'avoir très vite les connaissances indispensables à la poursuite de leurs essais. Mais nous pensons que ces dispositifs ne doivent pas remplacer l'ordinateur, lorsque celui-ci peut intervenir, et qu'ils doivent être mis hors circuit pour exécuter la masse des dépouillements.

4.2. PRÉCISION

Il s'agit d'évaluer les pertes de précision qui peuvent se rencontrer dans l'utilisation du dispositif de dépouillement automatique et de les comparer à celles qui interviennent dans un dépouillement manuel. Nous discuterons dans ce paragraphe exclusivement de la précision des dépouillements en admettant que la mesure transmise est elle-même parfaite c'est-à-dire

que la précision des capteurs, la connaissance des courbes d'étalonnage, les erreurs de transmission de la Télémessure, etc., ne sont pas dans notre sujet.

Dans ces conditions, les causes principales de perte de précision dans le cas manuel sont :

1° l'erreur de repérage du trait photographique qui est due à l'épaisseur de la trace et qui est de l'ordre de $\frac{5}{10}$ mm pour des élongations qui peuvent atteindre 100 mm ce qui conduit à une imprécision relative de ce fait de :

$$\frac{5}{10 \times 100} = 0,5 \%$$

2° La difficulté de définition de l'endroit significatif de la mesure du fait de la présence inévitable de bruit dans la chaîne de transmission ; l'opérateur exécute en général toujours une « moyenne à vue » qui n'est autre qu'une sorte de filtrage et qui permet de réduire considérablement l'influence de ce bruit. Dans des conditions normales de transmission l'erreur obtenue est également inférieure à 0,5 %.

3° L'erreur de traduction : lorsque le réticule de la lectrice est positionné au mieux sur le trait, l'opérateur déclenche le dispositif de mesure automatique des élongations qui perfore sur une carte les codes correspondant à la mesure ; le système est prévu avec trois chiffres décimaux significatifs de sorte que l'erreur à craindre de ce fait est de l'ordre de 0,1 %.

4° L'erreur de date.

Cette erreur est due à l'imperfection avec laquelle on sait repérer le point de mesure par rapport à la base de temps ; lorsqu'il s'agit de voies commutées, les paramètres sont, par principe, à évolution lente et cette erreur est négligeable. Il n'en est pas de même dans le cas des voies continues où chiffrée en temps, elle conduit à une incertitude sur la date d'environ 1 ms.

Ces diverses rubriques se retrouvent dans le cas du système automatique avec des importances relatives différentes. C'est ainsi que l'erreur de repérage se confond avec l'imprécision du voltmètre numérique et tombe par conséquent à 0,1 %. Par contre, la position du système automatique, en ce qui concerne l'interprétation du bruit, est beaucoup moins favorable, car les signaux parasites superposés à la mesure sont interprétés de la même façon qu'une élongation vraie de sorte qu'il n'est d'autre ressource, si l'on veut éviter des complications supplémentaires très importantes, que de s'arranger à avoir un rapport $\frac{S}{B}$ suffisant pour que l'erreur qu'il risque d'entraîner soit toujours inférieure par exemple à 1 %.

C'est-à-dire que $\frac{S}{B}$ après la discrimination doit être supérieure à 40 dB. Nous reviendrons sur ce point dans un paragraphe suivant.

L'erreur de traduction est définie également par

l'imprécision du voltmètre numérique, le reste des transferts n'intervenant évidemment pas en fonctionnement normal, elle est donc encore de 0,1 %.

Quand à l'erreur de date, elle est actuellement de 1 ms ce qui peut entraîner certaines petites difficultés dans le cas des voies continues ; c'est un point sur lequel nous pensons apporter prochainement une amélioration importante en réduisant l'incertitude à environ 10 μ s.

En somme l'erreur quadratique moyenne à craindre dans le cas du dépouillement manuel est :

$$\varepsilon_m = \sqrt{25 \cdot 10^{-6} + 25 \cdot 10^{-6} + 10^{-6}} \cong 7 \cdot 10^{-3} \text{ soit } 0,7 \%$$

et dans le cas de dépouillement automatique elle est de :

$$\sqrt{10^{-6} + 10^{-4} + 10^{-6}} \cong 10^{-2} \text{ soit } \cong 1 \%$$

Il apparaît donc que le dépouillement automatique conduit à une précision de même ordre de grandeur que celle qui peut être obtenue avec le dépouillement manuel, sous la réserve toutefois de garantir un rapport $\frac{S}{B}$ suffisamment élevé car c'est la cause principale de l'imprécision.

4.3. RISQUES D'ERREURS

Il convient aussi d'analyser brièvement les risques d'erreurs dans les deux techniques.

Dans le cas d'un dépouillement manuel celles-ci sont dues à des fautes humaines... Confusion entre tracés à la lecture de la bande photographique ; erreur de comptage des impulsions de la base de temps, etc. il est difficile de chiffrer un tel risque qui dépend essentiellement de l'opérateur ; on peut simplement remarquer que la quantité d'erreurs croît plus vite que le nombre des données probablement en raison de la fatigue des opérateurs et que, dans certains cas, des portions de dépouillement doivent être reprises, ce qui du point de vue des délais est catastrophique.

Le dépouillement automatique n'est pas non plus complètement à l'abri des erreurs. Toutefois dans le cas où les deux conditions ci-dessous sont remplies :

— le matériel est en très bon état de fonctionnement, ce dont il est possible de s'assurer par la lecture d'une bande test,

— la bande à dépouiller est de qualité suffisante ce qui est vérifié rapidement par une lecture préliminaire avec observation sur un oscillographe,

le risque d'erreur est alors très faible.

Les erreurs systématiques qui proviendraient par exemple de mauvaises remises à zéro des compteurs du système de repérage des capteurs, sont décelables par l'observation des cycles de commutation ; cette vérification est facilitée par une mise en page adéquate qui met en évidence toute variation intempestive dans les séquences. Il en est ainsi pour la plupart des erreurs systématiques qu'il est aisé de détecter au moyen de certains artifices sur lesquels il n'est pas possible de s'étendre ici.

Les erreurs aléatoires du type de celles qui proviendraient, par exemple, d'un fonctionnement peu sûr d'une matrice de transcodage, sont décelées par les moyens habituels en calcul automatique tels que les contrôles de parité.

De sorte que, sous les deux réserves énumérées au début de ce paragraphe, la sûreté des données obtenues au moyen du système de dépouillement automatique est infiniment meilleure que celle que l'on peut obtenir du dépouillement manuel. En outre, il est toujours possible d'effectuer plusieurs dépouillements successifs de la même bande magnétique et de les comparer entre eux au moyen d'un programme de calcul approprié. Ce programme de calcul a été étudié parce que nous voulons procéder de cette façon lorsque nous aurons à dépouiller les bandes dont la qualité est juste suffisante c'est-à-dire que l'une des deux conditions de bon fonctionnement précédemment indiquées n'est pas remplie.

4.4. ESSAIS COMPARATIFS

4.4.1. Nous présentons sur la figure 15 les résultats comparatifs d'un dépouillement exécuté manuellement avec ceux provenant du système automatique. Les deux courbes ne sont jamais distantes de plus de 1 %, mais il ne nous est pas possible encore de savoir si les résultats provenant du système automatique sont meilleurs que les autres ou inversement, une observation de la continuité des phénomènes mesurés peut toutefois probablement donner quelques renseignements sur ce sujet.

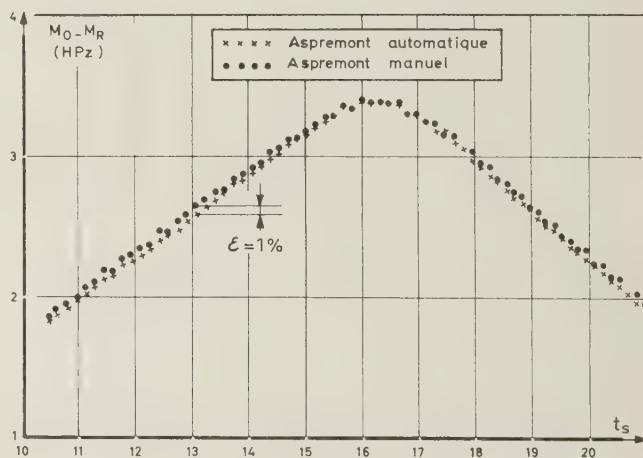


FIG. 15

Si l'on observe de ce point de vue, autour d'une ligne moyenne, les courbes présentées, on constate que la dispersion des points provenant du dépouillement automatique est moindre que celle provenant du dépouillement manuel, et nous pensons qu'il y a là un fait qui laisse supposer que la précision des mesures relevées automatiquement est meilleure que celle des mesures relevées par pointés manuels.

4.4.2. Un certain nombre d'essais ont été faits en vue de déterminer les performances de l'appareil du point de vue du dépouillement des voies continues, en particulier nous avons enregistré une sinusoïde et nous l'avons restituée dans diverses conditions de façon à mettre en évidence l'importance du nombre des prélèvements et de la définition des instants de prélèvement sur la précision de la restitution.

C'est ainsi que l'on peut démontrer facilement et que l'on confirme expérimentalement qu'une erreur sur la définition des instants de prélèvements de 1 ms peut conduire dans le cas le plus défavorable à une erreur de 10 % sur les ordonnées d'une sinusoïde à 20 Hz. Si p est la précision obtenue, ω la pulsation de la courbe enregistrée et θ l'imprécision des instants de prélèvement on a approximativement :

$$\omega \theta < p.$$

C'est pour cette raison que la précision de la définition des instants de prélèvement a été augmentée jusqu'à devenir voisine de 10 μ s. Ce qui d'après la formule précédente autorise la restitution d'une fréquence 1 000 Hz à 5 % près car :

$$6 \times 1\,000 \cdot 10^{-5} < p \quad \text{soit} \quad p \cong 5 \%$$

Toutefois le raisonnement qui conduit à ces chiffres ne tient pas compte de la continuité des phénomènes physiques et de ce fait est très défavorable et la précision réelle obtenue dans les conditions indiquées plus haut n'est pas éloignée de 1 %.

Il est encore plus difficile de définir le nombre de points de prélèvement en liaison avec la précision recherchée, car il dépend beaucoup du principe d'interpolation adopté, si l'on admet une interpolation strictement linéaire il faudrait de l'ordre de 20 points par période pour obtenir la restitution d'une sinusoïde à 1 % près. Par ailleurs, on sait que les raisonnements de la théorie de l'information conduisent à des nombres de points beaucoup plus réduits 2 ou 3 à condition d'admettre toutefois que l'on sache que la courbe qui doit passer par les points mesurés, est une sinusoïde.

En fait, on ignore en général l'allure précise de la courbe recherchée mais on a cependant des informations sur elle, par exemple, on sait qu'elle ne peut contenir des fréquences supérieures à telle limite, en raison de la bande passante des voies de transmission et, compte tenu de ces connaissances a priori, il est possible d'interpoler de façon plus réelle et ainsi de n'exiger qu'un nombre de points de prélèvement plus limité, nous pensons que 5 ou 6 mesures par période, pour la fréquence maximale transmissible par la chaîne de Télémessure, conduisent à des résultats dont la précision est voisine de 1 % ; toutefois nos études continuent sur ce sujet.

4.4.3. Essais de fidélité

Deux dépouillements successifs ont été faits de façon à apprécier la fidélité du dispositif, pour un enregistrement considéré comme bon et pour un

matériel de dépouillement en état de fonctionnement correct.

95 % des écarts sont dus à l'erreur d'arrondi qui est égale à 2 ‰ de l'échelle,

3 % sont des écarts supérieurs de 1 unité à l'erreur d'arrondi,

2 % sont des écarts supérieurs aux deux précédents mais inférieurs à 2 %,

0 % d'écart supérieur à 2 % n'apparaissent.

Ces chiffres témoignent d'une excellente fidélité en montrant que les erreurs se centrent sur celles que peut laisser prévoir l'échelle de quantification adoptée.

4.4.4. Importance de l'instant de prélèvement

Nous avons en outre étudié l'influence d'un léger décalage sur l'instant de prélèvement et chiffré les écarts obtenus.

Le décalage était de ± 1 ms sur une largeur théorique prévue de 5 ms. On constate que dans certaines zones où le rapport $\frac{S}{B}$ est certainement excellent ces décalages ont peu d'importance et la répartition des écarts est tout à fait comparable à celle obtenue lors de l'essai de fidélité pure.

Toutefois, dans d'autres zones un peu plus troublées, la répartition se modifie de la façon suivante dans le cas du décalage (+ 1 ms).

80 % des écarts sont des écarts d'arrondi,

5 % sont des écarts supérieurs de 1 unité aux écarts d'arrondi,

15 % sont des écarts supérieurs aux précédents mais toujours néanmoins < à 2 %.

Dans le cas du décalage (— 1 ms) (vers le front arrière) on retrouve dans ces zones moins parfaites :

80 % d'écarts d'arrondi,

5 % d'écarts supérieurs de 1 unité aux écarts d'arrondi,

15 % sont des écarts supérieurs aux premiers mais dans ce cas, souvent supérieurs également aux 2 % tolérés.

La conclusion paraît être qu'une amélioration du centrage des instants de prélèvement est peut-être encore possible, mais que néanmoins, la définition précise de ce facteur, est indispensable.

4.5. RÉACTION SUR LA QUALITÉ DU SIGNAL TRANSPORTANT L'INFORMATION

En raison des résultats indiqués au paragraphe 4.2., le rapport $\frac{S}{B}$ après discrimination est pratiquement seul déterminant de la précision du dispositif de dépouillement automatique. L'exclusion de toute intervention humaine entraîne l'abandon des informations complémentaires apportées au moment de la lecture par l'opérateur, c'est ainsi que le choix précis de l'instant de prélèvement est déterminé a priori, alors que le lecteur humain a toujours la possibilité par un

petit déplacement judicieux ou par une correction à vue d'éviter les accidents du tracé dus à la présence d'un parasite isolé, ou d'une tache sur le papier. Il peut d'ailleurs exercer cette discrimination en tenant compte de l'évolution du paramètre avant et après l'instant qu'il analyse, c'est-à-dire en ayant la possibilité d'explorer à tout instant l'évolution complète du phénomène mis en mémoire sur la bande photographique. Le système automatique ne présente pas ces possibilités et de fait doit logiquement entraîner l'obligation de disposer d'enregistrements présentant

des rapports $\frac{S}{B}$ supérieurs à ceux qui auraient été nécessaires en dépouillement manuel pour obtenir des mesures avec le même degré de précision.

Un certain nombre d'essais systématiques ont été faits en vue de chiffrer l'augmentation du rapport $\frac{S}{B}$.

Ils ont été effectués en superposant un niveau de bruit connu à un signal d'information aussi pur que possible et en réalisant simultanément le dépouillement automatique et l'enregistrement photographique du signal discriminé de façon à en permettre l'interprétation directe.

Le résultat de cette étude fait apparaître une différence approximative de 6 dB entre le rapport $\frac{S}{B}$ nécessaire au dépouillement manuel et celui entraîné par le système automatique.

La conséquence de cette étude est l'obligation de calculer les chaînes de Télémessures qui doivent aboutir sur des dispositifs automatiques avec des rapports $\frac{S}{B}$ à la réception supérieure de 6 dB à ceux qu'autoriserait une lecture directe ; on peut également dire que le fait de prévoir l'automatisation, se paie, toutes choses égales par ailleurs, par une augmentation de la puissance de 6 dB, donc par une puissance 4 fois supérieure.

Toutefois ce chiffre est un peu pessimiste car il n'est pas tenu compte dans son calcul de ces deux avantages de l'automatisme qui, sans en être le but véritable qui reste la vitesse d'opération, sont néanmoins très importants, savoir :

— la possibilité d'améliorer la précision des mesures par des opérations statistiques (grand nombre de données) et,

— l'élimination du risque d'une interprétation du véritable signal comme étant un parasite (contre-partie de l'avantage du dépouillement manuel signalé plus haut).

5. Conclusion

5.1. Le dispositif de dépouillement automatique des Télémessures que nous avons présenté est constitué par un matériel de moyenne importance et ses performances sont surtout adaptées au dépouillement d'essais provenant d'engins ou de missiles expérimentaux ; le nombre des données fournies par un vol justifie tout à fait l'automatisation du dépouillement, mais le nombre des missions restant limité il ne nous a pas paru indispensable de rechercher des systèmes de performances plus poussées et utilisant l'introduction directe dans les calculateurs, il est facile de caractériser le plan sur lequel se situe cette réalisation par les trois chiffres ci-dessous indiqués :

capacité : quelques centaines de milliers de points.

vitesse : de l'ordre de la dizaine d'heures.

précision : meilleure que 1 %.

Pour obtenir ces performances il est utile de prévoir les chaînes de transmission de Télémessure avec un facteur de sécurité supérieur de quelques décibels à celui qu'il est habituel d'utiliser lorsque l'on prévoit l'interprétation directe des mesures. En outre, le dispositif est prévu pour travailler en liaison étroite avec les calculateurs électroniques qui assurent vis-à-vis de lui deux fonctions :

1° une fonction de contrôle en mettant en œuvre des programmes de réduction de données qui peuvent comparer des dépouillements multiples d'un même essai, extraire les points inexacts, etc.

2° compléter les opérations d'extraction de données et de quantification réalisées par la machine spécialisée par des opérations de tri s'il y a lieu et par l'introduction des courbes d'étalonnage, des corrections de dérive, etc., de façon à transformer les données brutes provenant du dépouillement en grandeurs vraies.

5.2. Ce matériel a été prévu essentiellement pour exécuter l'extraction des données issues de chaînes de Télémessures mais nous prévoyons de l'utiliser également dans un proche avenir pour réaliser le dépouillement de certaines grandeurs mesurées en soufflerie, car la structure choisie (transfert d'une bande analogique sur une bande numérique intermédiaire) est assez souple pour s'adapter à des mesures d'origine très diverses. Enfin, nous prévoyons d'éliminer la bande de papier perforé qui limite la vitesse de stockage, lorsque la quantité des données à traiter deviendra prohibitive pour le système actuel. A ce moment nous constituerons une bande magnétique directement absorbable par le calculateur électronique, les codes que nous utilisons maintenant ayant été prévus dans cette perspective, car cela nous permettra de multiplier encore la vitesse des opérations par un facteur important.

LA TÉLÉMESURE AJAX

PAR

G. GRENECHE

Ingénieur E.S.E.

Société Anonyme de Télécommunications

Il est proposé, dans cette étude, de faire connaître un matériel de Télémessure, industriellement disponible en France : la Télémessure AJAX*.

Adoptant le point de vue de l'utilisateur, nous nous attacherons davantage à en faire connaître les caractéristiques d'emploi, qu'à établir la théorie des circuits qui la constituent.

1. Caractéristiques principales et possibilités de la télémessure AJAX

La Télémessure AJAX est essentiellement une télémessure à multiplex de fréquence, c'est-à-dire que les informations provenant des différents points de mesure, sont transmises simultanément, sur autant de voies ou sous-porteuses, dont les fréquences sont convenablement réparties.

Chaque voie peut être affectée en permanence à une seule source d'information, ou être modulée successivement dans le temps, par les informations émanant de plusieurs sources, par le jeu d'un commutateur. On peut donc associer au multiplex de base en fréquence, un multiplex de temps, ce qui permet sans accroître le nombre de voies, en gardant donc le même encombrement en fréquence, d'augmenter le nombre de mesures transmises.

Bien entendu cette opération, bénéficiaire sous un certain point de vue, est payée d'un sacrifice sur la fréquence maximale de l'information recueillie sur chaque plot du commutateur.

L'ensemble des sous-porteuses, dont chacune est modulée en fréquence par l'information, module en

fréquence ou en phase une porteuse VHF. Il s'agit donc d'un système FM/FM ou FM/PM, ou dans le cas d'une commutation surajoutée d'un système PAM/FM/FM ou PAM/FM/PM.

Les caractéristiques principales de transmission de la Télémessure AJAX sont dérivées des « Telemetry Standards » recommandés aux U.S.A. par l'IRIG (Inter-Range Instrumentation Group).

Ce document définit les fréquences sous-porteuses et les conditions de modulation des sous-porteuses et de la porteuse.

La Télémessure AJAX permet actuellement la transmission simultanée de 16 voies ou sous-porteuses. 15 voies sont empruntées au standard IRIG, ce sont les 15 voies supérieures, où elles portent les numéros 4 à 18. Elles s'échelonnent entre 960 Hz et 70 kHz. La 16^e voie dite voie G de fréquence nominale 125 kHz, est propre au système AJAX.

Les 15 voies du standard IRIG, sont normalement modulées avec une excursion maximale de $\pm 7,5 \%$ de la fréquence centrale, et un indice minimal à pleine modulation de 5. La fréquence maximale d'information F , transmissible dans ces conditions est alors définie, et s'exprime par le quotient de l'excursion relative par l'indice :

$$\frac{\Delta f}{F} = 5 \quad F = \frac{7,5 \% \text{ de } f}{5} = 1,5 \% \text{ de } f$$

soit finalement 1,5 % de la fréquence nominale de la sous-porteuse. Les fréquences maximales d'information ainsi déterminées sont pour la voie IRIG la plus basse (voie n° 4) 14 Hz et pour la voie IRIG la plus élevée 1 050 Hz.

Afin d'accroître la bande passante d'information, les 5 voies supérieures IRIG à savoir : 22 kHz, 30 kHz, 40 kHz, 52,5 kHz et 70 kHz peuvent être modulées

* Voir l'Onde Electrique de mars 1963, page 286, l'article de M. GRENECHE « Le système français de radio-télémessure AJAX », dans lequel un grand nombre d'informations descriptives était donné.

avec une excursion relative de $\pm 15 \%$. Dans ce cas, elles sont habituellement désignées par les lettres A, B, C, D, E. En adoptant encore comme indice minimal 5 à pleine modulation, les fréquences maximales d'information sont évidemment doublées et s'expriment par : 3 % de la fréquence nominale de la sous-porteuse. Ces 5 voies à grande excursion ne sont pas utilisables simultanément, l'encombrement des bandes latérales a en effet lui aussi doublé et il faut éviter les intermodulations. Les tableaux du standard IRIG spécifient ces incompatibilités.

Remarquons qu'au maximum 3 voies à grande excursion sont utilisables simultanément : A, C, E dont les fréquences d'information maximales sont 600 Hz, 1 200 Hz, 2 100 Hz. La combinaison optimale, du point de vue capacité d'information comprend dans ces conditions 14 voies : 10 voies IRIG à excursion normale, 3 voies IRIG A, C, E à grande excursion, et la voie spéciale G de fréquence nominale 125 kHz.

Cette voie G est modulable avec une excursion maximale de $\pm 10 \%$ et un indice minimal à pleine modulation de 1. La fréquence maximale d'information est donc de 12 500 Hz. Cette voie pour laquelle une perte de qualité est consentie, est destinée à la transmission de phénomènes rapides : vibrations, impulsions brèves, etc.

Notons qu'il peut être intéressant, dans tous les cas où l'on recherche systématiquement des voies de transmission à large bande d'information, d'admettre aussi sur les voies optionnelles A, B, C, D, E l'indice minimal de modulation 1, en réduisant l'excursion relative à 10 %. De cette manière l'encombrement spectral n'est pas accru de manière sensible.

Comme nous l'avons déjà dit, chaque voie peut transmettre successivement, grâce à un commutateur, un certain nombre de signaux provenant de plusieurs capteurs. Des considérations d'ordre pratique concernant les signaux de synchronisation, la longueur des interplots, et, d'une manière générale l'opération de décommutation, conduisent à limiter le nombre de points de mesure transmissible par seconde. Il est de peu d'intérêt d'affecter à la commutation les sous-porteuses les plus basses ; les voies pratiquement utilisables sont les 10 voies supérieures IRIG et les voies optionnelles A, B, C, D, E, avec les restrictions d'emploi déjà signalées pour ces dernières. La voie n° 9 de fréquence nominale 3 900 Hz permet la transmission de 25 points de mesure par seconde, la voie n° 18 de fréquence nominale 70 kHz 450 points par seconde, et la voie E qui n'est autre que la voie 70 kHz à grande excursion autorise 900 points par seconde.

Le nombre maximal de points de mesure transmissible par seconde peut évidemment être obtenu de diverses manières ; ainsi aux 900 points par seconde de la voie E peuvent correspondre 45 mesures différentes explorées 20 fois par seconde ou 30 mesures explorées 30 fois par seconde, etc. Un problème d'adaptation et de choix se pose à l'ingénieur d'essai, qui devra tenir compte à la fois de la réponse en fréquence souhaitée pour chaque mesure, et des caractéristiques des commutateurs mécaniques ou électroniques existants.

Si la commutation oblige à des concessions sur la réponse en fréquence, elle présente par contre l'avantage de permettre l'étalonnage automatique de la chaîne de transmission au cours même de l'essai. Il suffira pour cela, dans le cas de mesures de tension par exemple, de connecter quelques plots du commutateur à des sources de référence de valeurs caractéristiques, telles que les points extrêmes de l'étendue de mesure, et un point intermédiaire.

Précisons enfin, pour compléter les données essentielles du standard de fréquence AJAX, les caractéristiques de transmission sur la porteuse VHF. Celle-ci est choisie dans la bande 215 MHz à 260 MHz. L'excursion maximale de fréquence recommandée est 125 kHz, qu'il s'agisse d'une véritable modulation de fréquence ou d'une modulation de phase. L'encombrement spectral est ainsi d'environ 500 kHz. Si l'on recherche un nombre de voies supérieur au maximum transmissible sur une seule porteuse, plusieurs porteuses VHF seront utilisées simultanément en un nouveau multiplex de fréquence.

Quelle portée peut-on obtenir du système AJAX ?

Elle est difficile à prédéterminer exactement, car, outre la puissance d'émission, et le seuil de fonctionnement du récepteur, interviennent de nombreux paramètres liés aux types et à l'implantation des antennes, aux conditions de propagation, et aux bruits radio-électriques ambiants. Elle doit faire l'objet d'une étude particulière pour chaque type d'engin.

Toutefois, compte tenu des caractéristiques du matériel AJAX, et de certaines hypothèses, une estimation des portées pratiques peut être donnée. Les valeurs que nous vous citerons ont été établies en supposant que les antennes d'émission et de réception sont en visibilité directe, et que l'antenne d'émission est une source isotrope. Puis à l'affaiblissement normal de propagation, ont été ajoutés 20 dB représentant globalement diverses pertes : « trous » dans le diagramme de rayonnement de l'antenne réelle d'émission, désadaptation, réflexions sur le sol, différence de polarisation, etc.

On estime dans ces conditions, que pour un émetteur VHF délivrant 4 W à 250 MHz, la portée pratique est de :

- 70 km pour une antenne de réception de gain 0 dB.
- 280 km pour un gain d'antenne 12 dB.
- 1 100 km pour un gain d'antenne 24 dB. (antenne parabolique de 8,5 m de diamètre).

Avec une puissance VHF de 100 W, les portées deviennent évidemment pour les mêmes gains d'antenne de réception : 350, 1 400 et 5 500 km.

2. Justification du choix des principes de transmission de la télémesure AJAX

Maintenant qu'a été tracé un tableau général des possibilités de la télémesure AJAX, la question peut être posée de savoir pourquoi ce système a été choisi, de préférence à tel autre ?

Un grand nombre de raisons peuvent être invoquées, les unes d'ordre industriel et économique, les autres d'ordre théorique.

Rappelons d'abord, qu'au cours d'une période d'une dizaine d'années, de 1949 à 1959, deux systèmes de Télémessure à multiplex de fréquence, avaient été étudiés en France. Ils avaient atteint le stade de développement industriel, et étaient couramment mis en œuvre sur les champs de tir.

L'un et l'autre utilisaient la double modulation FM/AM :

— Modulation de fréquence de chaque sous-porteuse par l'information.

— Modulation en amplitude de la porteuse, par l'ensemble des sous-porteuses.

L'une comprenait 5 sous-porteuses réparties de 37,5 kHz à 97,5 kHz, l'autre 6 sous-porteuses étalées de 40 kHz à 185 kHz.

Les deux seules caractéristiques communes à ces deux systèmes étaient :

— l'emploi de sous-porteuses,

— et la double modulation FM/AM.

Dans le domaine pratique, il n'existait aucun élément de matériel commun aux deux systèmes.

Le besoin se fit sentir en 1959, d'une télémessure aux performances améliorées tant dans le domaine de l'information : augmentation du nombre de voies, accroissement des bandes passantes ; que dans le domaine de la technologie du matériel de bord : réduction des volumes, tenue aux conditions ambiantes, interchangeabilité.

Il n'apparaissait pas clairement, qu'une simple extrapolation de l'un ou l'autre des systèmes existants eut permis d'atteindre le but fixé. L'on pouvait raisonnablement craindre, qu'une telle opération n'entraînât une refonte complète, c'est-à-dire finalement la création d'un nouveau système. Aussi valait-il mieux admettre, d'emblée, le développement de ce troisième système, et le choisir avec une plus grande liberté d'esprit. C'est ce qui fut fait, dans le cadre de la Direction Technique et Industrielle de l'Aéronautique en Mars 1959.

Le principe du multiplex de sous-porteuses fut conservé, l'expérience acquise par les techniciens français, constructeurs et exploitants, dans le domaine sous-porteuse se trouvant ainsi mise à profit.

Il fut décidé de baser le nouveau système à développer, baptisé AJAX, sur le standard IRIG, complété s'il y a lieu, pour résoudre tel problème particulier.

Ce choix du standard IRIG présente indiscutablement un double avantage :

1° Il est très rassurant, quand le temps presse, de s'appuyer sur un système dont les fondements théoriques sont parfaitement éclairés, et dont les applications ont reçu la sanction de l'expérience avec l'ampleur que l'on sait.

2° Il est possible d'insérer, dans une chaîne de Télémessure de construction française, des éléments fabriqués aux U.S.A., soit que la rentabilité de l'étude

de certains éléments sur le plan national, ne paraisse pas assurée, soit que le délai exigé pour l'étude de ces éléments, ne compromette gravement le déroulement d'un programme.

Les arguments que nous venons de citer, si pesants soient-ils, ne peuvent à eux seuls motiver le choix d'un système, s'ils ne sont complétés par de sérieuses raisons théoriques et technologiques.

Une double comparaison doit être faite, entre le standard FM/FM IRIG et les standards français FM/AM que nous avons cités :

— du point de vue de la qualité de la transmission, caractérisée par le rapport S/B à la sortie de la fréquence d'information,

— et du point de vue capacité d'information.

Il est commode d'estimer la qualité d'une voie de transmission en comparant son rapport signal/bruit de sortie à celui obtenu à la sortie d'une chaîne de référence simple dans des conditions identiques de réception : même fréquence porteuse, même niveau de réception, même impédance d'entrée et facteur de bruit du récepteur, et même bande passante.

On définit ainsi comme le font NICHOLS et RAUCH dans leur ouvrage « Radiotéléométrie » un « rapport d'amélioration » R_i par comparaison à une chaîne de référence à modulation d'amplitude sans multiplex :

$$R_i = \frac{(S/B)_i}{(S/B)_0 - \text{référence}}$$

On démontre que la transmission en modulation de fréquence d'une fréquence d'information F , est améliorée relativement à la transmission en modulation d'amplitude, dans un rapport

$$R_{FM} = \sqrt{3} m$$

m étant l'indice à pleine modulation ; ce qui veut dire que le rapport S/B de sortie obtenu en modulation de fréquence est $\sqrt{3} m$ fois plus grand que celui qui serait obtenu en modulation d'amplitude.

En modulation de phase, ce rapport s'exprime :

$$R_{PM} = \Phi_D$$

Φ_D étant l'excursion de phase maximale exprimée en radians.

Dans les deux cas, l'amélioration n'est acquise, que si le signal reçu est supérieur à un certain niveau S_a dit « seuil d'amélioration ». En dessous de ce niveau il y a au contraire « détérioration » rapide du S/B de la FM, qui devient inférieur à celui de la modulation d'amplitude. Nous retrouvons là, exprimées sous une forme un peu différente, les propriétés comparées bien connues, de ces deux types de modulation.

Il a été vérifié que la valeur théorique du « rapport d'amélioration » est atteinte, si la tension de crête

du signal porteur, est au moins 4 fois plus grande, que la tension efficace de bruit, dans la bande passante porteuse (c'est-à-dire avant démodulation) :

$$\sqrt{2} S_a = 4 K_1 \mathcal{B}^{\frac{1}{2}}$$

d'où

$$S_a = 2 \sqrt{2} K_1 \mathcal{B}^{\frac{1}{2}}$$

De même dans une transmission en double modulation du type FM/FM ou FM/PM, cas de la Télémé-
sure AJAX, on définit pour chaque voie ou sous-
porteuse un rapport d'amélioration :

$$R_i = 1,23 m_i M_i$$

m_i est l'indice de modulation minimal à pleine modulation de la sous-porteuse considérée, M_i est l'indice de modulation de la porteuse par la sous-porteuse considérée.

En modulation de phase la grandeur M_i est remplacée par l'excursion de phase Φ_i de la porteuse, se rapportant à la sous-porteuse étudiée.

Il faudra aussi définir, du fait de la double modulation, deux seuils d'anélioration :

- l'un « le seuil de porteuse » correspond à l'amélioration obtenue par modulation de fréquence (ou de phase) de la porteuse,
- l'autre « le seuil de sous-porteuse » précise le niveau minimal de réception de la porteuse pour lequel est atteint le seuil d'amélioration de la sous-porteuse considérée :

$$S_{ai} = 4 K_1 \mathcal{B}_i^{\frac{1}{2}} \times \frac{1}{M_i}$$

où $\mathcal{B}_i$ est la bande passante du filtre de séparation de la voie de rang i .

Pratiquement, le seuil le plus élevé détermine la portée de la chaîne de transmission, et c'est en général le seuil de porteuse.

Toutes ces définitions empruntées à NICHOLS et RAUCH donnent une idée du sens de variation des phénomènes, et montrent déjà l'intérêt des grands indices de modulation, mais ne nous permettent pas encore d'estimer le gain de qualité obtenu avec le standard IRIG.

Une comparaison chiffrée a été établie entre 4 systèmes :

- 1° Le standard IRIG FM/PM utilisant 13 voies : à savoir 10 voies N° 4 à 13 d'excursion relative 7,5 % et les 3 voies optionnelles A, C, E à grande excursion 15 %.
- 2° Un système hypothétique FM/AM utilisant les mêmes 13 sous-porteuses IRIG modulées en fréquence comme précédemment par les informations, mais la porteuse étant modulée en amplitude par le multiplex. L'introduction de ce système dans la comparaison, a pour but de bien faire ressortir l'avantage de

- la modulation de fréquence ou de phase de la porteuse.
- 3° Le système français FM/AM à 5 voies.
 - 4° Le système français FM/AM à 6 voies.

Les calculs ont été exécutés en tenant compte, pour chaque système, d'un programme logique de modulation de la porteuse par les sous-porteuses, et en supposant un facteur de bruit du récepteur VHF égal à 6 dB.

Les résultats principaux sont les suivants :

	IRIG FM/ PM	IRIG FM/ AM	5 voies FM/ AM	6 voies FM/ AM
Portées relatives	1	0,6	1,33	1
Rapport S/B de sortie en limite de réception	44 dB	36 dB	36,5 dB	23,5 dB
S/B pour un même niveau de réception 10 μ V	52 dB	39,5 dB	47 dB	31,5 dB
Limite de réception	4 μ V	6,7 μ V	3 μ V	4 μ V

Les chiffres concernant les voies IRIG, montrent l'avantage certain de la double modulation FM/PM sur la FM/AM à nombre de voies égal, tant sur la portée, que sur le rapport S/B.

Les deux autres systèmes souffrent à la fois du handicap de la modulation d'amplitude sur la porteuse et de leur nombre de voies trop faible. L'examen des capacités d'information accentuera encore l'avantage du standard IRIG FM/PM.

Une expression commode de la capacité d'information par voie est :

$$C_i = \frac{1}{3} f_{mi} \times \frac{(S)}{(B)_i}$$

f_{mi} est la fréquence maximale d'information, le rapport S/B est exprimé en décibels, et la capacité C_i se mesure en bits/s.

Pour une chaîne de transmission complète, on remplace f_{mi} par la somme des bandes passantes de l'ensemble des voies, et on suppose un même rapport S/B sur toutes les voies. On obtient ainsi :

	IRIG FM/ AM	IRIG FM/ AM	5 V FM/ AM	6 V FM/ AM
Somme des bandes passantes	4760 Hz	4760 Hz	2000 Hz	5850 Hz
Capacité d'information	82 500	62 500	31 000	61 500

Il faut bien reconnaître qu'un tel mode de comparaison est très idéalisé, car en fait, chaque voie est rarement utilisée à sa capacité maximale et pratiquement on prêterait souvent plus d'attention au nombre de voies disponibles et au rapport S/B en limite de portée.

En conclusion, le standard IRIG FM/PM, et a fortiori la Télémessure AJAX présente par rapport aux autres systèmes à sous-porteuses examinés ici :

- un nombre de voies supérieur
- un meilleur rapport S/B
- une plus grande capacité d'information.

Il paraît difficile d'imaginer un autre système de performances supérieures sous les 3 aspects, dans la catégorie des télémessures à sous-porteuses (nous insistons sur cette restriction), et dans le même domaine de fréquences.

Quant aux avantages technologiques de la Télémessure AJAX du type FM/FM ou FM/PM, voici les principaux :

- Amélioration de la stabilité relative des sous-porteuses, et donc de la précision finale.
- Economie sur le volume et la consommation d'énergie du modulateur et de l'amplificateur VHF d'émission.
- Facilité d'adjonction d'amplificateurs de puissance VHF supplémentaires.

Nous examinerons rapidement ces trois points.

L'amélioration de la stabilité relative des sous-porteuses et par conséquent de la précision des mesures résulte simplement de la plus grande excursion de fréquence utilisée dans le système AJAX. Une même dérive de fréquence (dérive thermique par exemple) se trouve rapportée, dans la Télémessure AJAX, à une bande de deux fois 7,5 % ou deux fois 15 % de la valeur nominale de la sous-porteuse représentant l'étendue de mesure, alors qu'elle est rapportée à deux fois 2 % de la fréquence nominale dans le système FM/AM à 6 voies, et à deux fois une valeur comprise entre 5 % et 2 % dans le système FM/AM à 5 voies suivant la sous-porteuse considérée.

Il est donc plus facile, pour le constructeur des générateurs de sous-porteuses, d'obtenir une stabilité relative déterminée.

On sait que la modulation en fréquence ou en phase d'un émetteur se fait sur un étage à faible niveau généralement près de l'origine de la chaîne de pilotage, et que l'amplificateur de sortie VHF fonctionne en classe C à niveau de puissance constant. Cet amplificateur peut donc être réglé assez près des valeurs limites, dans les meilleures conditions de rendement (75 %). En modulation d'amplitude, le procédé le plus couramment employé consiste à moduler en puissance l'amplificateur final fonctionnant en classe C.

Si W est la puissance VHF délivrée en régime de porteuse non modulée et W_a la puissance alimentation correspondante (anode et écran) des tubes, l'amplificateur de modulation doit fournir pour un

taux de 100 % une puissance $\frac{W_a}{2}$ avec une distorsion aussi faible que possible. L'étage de puissance VHF doit être réglé pour obtenir une modulation aussi linéaire que possible, et pour tenir compte du fait qu'en crête de modulation la puissance atteint quatre fois la puissance moyenne porteuse.

Le rendement d'un tel étage est donc un peu inférieur à celui obtenu en modulation de fréquence : 70 % au lieu de 75 %. Le rendement de l'amplificateur de modulation ne peut excéder 50 %.

On établit dans ces conditions, qu'en limitant la comparaison aux étages de puissance, il faut, pour obtenir une même puissance VHF modulée dans l'antenne W , une puissance d'alimentation deux fois plus grande en modulation d'amplitude qu'en modulation de fréquence ou de phase. La puissance dégradée en chaleur est trois à quatre fois plus grande en modulation d'amplitude.

On voit donc l'intérêt de la modulation de fréquences des points de vue :

- poids et volume des émetteurs et de leurs alimentations et dissipation thermique.

Enfin, dans le système AJAX il n'est pas nécessaire de construire des émetteurs pilotés de puissances croissantes, puisqu'il suffit suivant les portées exigées, quand cela est nécessaire, de faire suivre un émetteur piloté et modulé de faible puissance (4 W par exemple) d'amplificateurs classe C, à grand rendement, et de réglage simple.

En modulation d'amplitude, il eut fallu employer des amplificateurs classe B linéaires pour respecter l'enveloppe de l'onde modulée de mise au point délicate du point de vue distorsion dont le rendement n'excède pas 60 %, ou concevoir une série d'émetteurs modulés classe C de puissances croissantes. Là encore, le système AJAX se montre le plus souple et le plus économique.

3. Le matériel AJAX

Les principes généraux de transmission de la Télémessure AJAX étant maintenant connus et nous semblent-il suffisamment justifiés, il nous faut vous présenter le matériel correspondant, et en indiquer les caractéristiques les plus importantes.

Nous distinguerons les matériels de bord et les matériels de réception au sol.

3.1. LE MATÉRIEL DE BORD

Un équipement de Télémessure AJAX installé à bord d'un engin ou d'un avion ou plus généralement d'un mobile, se compose des éléments suivants groupés en quantités et combinaisons variées :

1° Les capteurs

Ils sont destinés à transformer en grandeurs électriques transmissibles, les paramètres à mesurer qui n'apparaissent pas directement sous cette forme, tels sont les capteurs à variations d'inductance, les capteurs potentiométriques, les ponts de jauges, etc.

Tous les capteurs couramment utilisés dans les essais en vol, sont associables à la Télémessure AJAX si la mesure est représentée par une tension électrique.

Les capteurs à inductance variable, sont des appareils spécialement construits pour la Télémessure AJAX. La grandeur à mesurer provoque le déplacement d'un élément d'un circuit magnétique portant un bobinage. Il en résulte une variation de la reluctance donc de l'inductance. Celle-ci est connectée à un oscillateur placé à distance, dont elle fait varier la fréquence. Ce type de capteur est plus particulièrement adapté aux mesures d'accélération et de pression de liquide ou de gaz.

2° Les générateurs de sous-porteuses

Ils peuvent être de deux sortes :

— des oscillateurs ou des traducteurs.

Les oscillateurs sont construits pour être associés aux capteurs à inductance variable dont nous venons de parler. Dans tous les autres cas, où la mesure est représentée par une tension électrique, directement ou par le truchement d'un capteur, il convient d'employer un traducteur, précédé ou non d'un amplificateur d'adaptation. Pour cette raison, le traducteur est l'élément le plus fréquent dans l'équipement de bord.

Le traducteur n'est autre qu'un oscillateur, directement modulable en fréquence, par la tension électrique représentant l'information. Son étendue de mesure est 0 à 2 V progressivement convertible en ± 1 V par un réglage accessible extérieurement, son impédance d'entrée est comprise entre 70 k Ω et 100 k Ω , et sa bande passante s'étend de 0 à la valeur limite supérieure de la voie considérée, déduite de l'excursion de fréquence et de l'indice.

Il convient de remarquer, que l'une des bornes de mesure est réunie à la masse de l'appareil, et de ce fait, au point commun d'alimentation. Il sera donc nécessaire, chaque fois que les deux points de mesure devront rester indépendants de la masse, d'intercaler entre ceux-ci et le traducteur un amplificateur différentiel, qui est d'ailleurs un élément normalisé du système AJAX.

Le niveau de la fréquence sous-porteuse sortant des oscillateurs et des traducteurs est réglable entre 0 et 1 V par un potentiomètre accessible extérieurement.

3° Les amplificateurs d'adaptation

Ils sont éventuellement intercalés entre les capteurs ou les points de mesure, et les traducteurs. Ils peuvent assurer les fonctions multiples : d'isolement des circuits de mesure, et d'adaptation de niveau et d'impédance.

Quatre types différents ont été développés et semblent suffisants pour résoudre tous les cas pratiques, ce sont :

— 2 amplificateurs différentiels à bornes de mesure flottantes ; leurs étendues de mesure sont réglables pour l'un de 0,2 V à 2 V, pour l'autre de 20 millivolts à 200 millivolts ; leurs tensions de sortie sont ± 1 V convenant à la commande d'un traducteur de tension. Leurs impédances d'entrée sont voisines de 50 k Ω

et la position du zéro de mesure est réglable progressivement.

— 1 amplificateur adaptateur pour capteur piézo-électrique. Il est destiné à coupler une source à très grande impédance interne à un traducteur de tension standard ou à un analyseur de fréquences. Sa caractéristique principale est donc sa résistance d'entrée élevée : 300 M Ω , shuntés par 10 picofarads, son gain est ajustable de 10 à 1.

— 1 amplificateur de signaux alternatifs d'usage universel. Son rôle est d'apporter un appoint de gain dans une chaîne de mesure quelconque quand le niveau de tension est encore insuffisant pour moduler complètement le traducteur de tension standard. Il est pourvu de deux entrées : l'une de gain 100, l'autre de gain 10.

4° L'amplificateur-mélangeur

Son rôle est d'assurer le mélange des sous-porteuses dans de bonnes conditions de linéarité, et d'amener le signal multiplex ainsi constitué, au niveau convenable pour attaquer le modulateur de l'émetteur VHF.

L'appareil comporte une seule entrée d'impédance faible (inférieure à 150 Ω), sur laquelle sont connectées en parallèle, les sorties des oscillateurs et des traducteurs.

Il suffit d'un seul amplificateur-mélangeur par chaîne de transmission VHF.

5° Les régulateurs de tension

Ces appareils permettent d'alimenter à partir d'une tension de bord 26 V affectée de variations ± 4 V :

— soit un groupe d'oscillateurs, traducteurs et amplificateurs sous la tension régulée 17 V (au 1/1000 près) ;

— soit un groupe de potentiomètres ou de ponts de mesure sous la tension régulée 2 V (au 1/1000 près).

6° L'émetteur VHF éventuellement suivi d'un amplificateur de puissance, et les alimentations nécessaires.

L'émetteur piloté par cristal, est modulé en phase par le signal multiplex, avec une excursion maximale de 15 radians. Il délivre 4 W sur une charge 50 Ω qui est une antenne ou l'entrée d'un amplificateur de puissance.

Un même type d'amplificateur, excité par l'émetteur 4 W, peut délivrer sur une antenne 50 Ω une puissance VHF de 20 W à 100 W suivant les tensions d'anode et d'écran de l'étage final.

La fréquence de fonctionnement de ce matériel d'émission est ajustable dans la gamme 215 MHz à 260 MHz.

L'emploi de la modulation de phase qui a été adoptée de préférence à la modulation de fréquence, présente l'avantage de permettre le pilotage par quartz avec la stabilité correspondante (10^{-4} par exemple) et suivant un schéma relativement simple. En modulation de fréquence pure, la valeur moyenne de la fréquence porteuse est affectée des dérives de l'oscillateur non piloté. Pour s'affranchir de ces dérives il

faut ajouter une boucle d'asservissement en fréquence, dont les corrections sont élaborées par rapport à un quartz de référence. On voit que cette complication est peu compatible avec les exigences de construction du matériel de bord.

Rappelons qu'en modulation de fréquence et en modulation de phase, l'excursion de fréquence s'exprime :

$$\Delta f = mF$$

où F est la fréquence modulante
et m l'indice de modulation, ou l'excursion de phase exprimée en radians.

En conséquence :

— en modulation de fréquence pure, l'excursion Δf varie avec l'amplitude de l'information, mais est indépendante de la fréquence modulante, par contre l'indice m est inversement proportionnel à la fréquence modulante ;

— en modulation de phase, c'est l'excursion de phase qui varie avec l'amplitude de l'information et elle ne dépend pas de la fréquence modulante, par contre, l'excursion de fréquence est proportionnelle à la fréquence modulante.

Il résulte de ces considérations, que si l'organe démodulateur de réception délivre une tension de sortie proportionnelle à l'excursion Δf , la démodulation d'une onde modulée en phase accentuera l'amplitude des fréquences modulantes élevées. Il y aura donc lieu de procéder après démodulation, à une désaccentuation à l'aide d'un filtre intégrateur, pour rétablir les amplitudes relatives, à leurs valeurs originelles.

* *

Les éléments que nous venons de décrire sommairement constituent l'équipement de base de la Télémessure AJAX à bord d'un engin. Il peut être complété par des organes dont les caractéristiques permettent l'association à la Télémessure AJAX, tels que commutateurs électro-mécaniques, commutateurs électroniques, convertisseurs « analogique-digital » et analyseurs de fréquence.

Nous ne parlerons pas davantage des commutateurs qui ont déjà fait l'objet d'une communication.

Le codeur « analogique-digital » qui a été développé en vue de son utilisation en Télémessure, permet le codage binaire de 9 entrées, chacune d'elles pouvant recevoir une tension de mesure comprise entre 0 et $5V_{cc}$ ou $\pm 2,5$ V. L'appareil est un commutateur électronique combiné à un codeur. La tension à transmettre est codée en 9 digits binaires, ce qui correspond à la définition de 512 niveaux soit une résolution de $2/1000$ de l'étendue de mesure. La vitesse de transmission est compatible avec l'utilisation des voies D, E et G du standard AJAX.

L'analyseur de fréquences embarqué, est destiné à l'étude spectrale d'un signal électrique complexe, tel que celui fourni par un capteur de vibrations mécaniques ou acoustiques. Ce signal est acheminé sur une batterie de filtres en parallèle qui découpent son spectre de fréquence en un certain nombre de canaux.

L'énergie contenue dans chacun des canaux est représentée après quantification par un signal électrique à variations lentes. Les tensions de sortie de ces canaux peuvent être successivement transmises sur une même voie de Télémessure par commutation.

Cet appareil permet une importante économie de bande passante puisque seuls les résultats quantifiés de l'analyse sont transmis.

Le modèle actuellement développé comprend 10 canaux de largeur 1 octave répartis entre 20 Hz et 20 kHz. La constante de temps de détection de chaque canal est ajustable. A chaque canal correspond un bloc enfichable, ce qui permet une modification rapide des conditions d'analyse (Vol. 1 dm³, poids 1,5 kg pour l'analyseur complet).

* *

Il n'est pas superflu quand il s'agit de matériel de bord pour lequel les conditions d'installation et de fonctionnement sont difficiles, de préciser sa technologie.

Les appareils de bord sont évidemment miniaturisés et généralement transistorisés (sauf certains circuits VHF de puissance).

Les éléments suivants : générateurs de sous-porteuses, amplificateurs d'adaptation, amplificateur de mélange, régulateurs de tension sont construits dans des boîtiers normalisés $40,5 \times 33 \times 21$ mm pour le module 1, $40,5 \times 33 \times 43$ mm pour le module 2.

Les deux modules ne diffèrent que par les cotes d'épaisseur qui sont dans le rapport 2.

Les boîtiers modulaires sont enfichables sur des platines supports où ils sont groupés en blocs fonctionnels. Les platines sont construites en 5 variantes de capacité 6, 8, 10, 12 ou 16 modules. Un câblage standard situé sous la platine raccorde toutes les prises sur lesquelles sont enfichés les boîtiers, à une prise générale d'interconnexion extérieure.

Tous les éléments du matériel de bord AJAX sont construits pour résister aux contraintes mécaniques et thermiques rencontrées dans les engins. Les conditions limites d'ambiance applicables à chacun d'eux peuvent varier suivant leur usage particulier. A titre indicatif les conditions limites les plus fréquemment spécifiées sont :

— Accélération linéaire continue : 70 g suivant les 3 axes principaux.

— Vibrations sinusoïdales :

— amplitude $\pm 0,5$ mm (valeur de crête) entre 15 Hz et 100 Hz,

— accélération : 20 g (valeur de crête) entre 100 Hz et 2000 Hz,

— températures extrêmes : — 20 °C et + 80 °C.

Pour certains capteurs un essai de choc thermique peut être imposé : par exemple application d'une ambiance de 250 °C pendant 5 minutes, la dérive de la mesure à la fin de ce temps ne devant pas excéder une valeur déterminée.

3.2. LES ÉQUIPEMENTS AU SOL

Les équipements de réception au sol peuvent eux aussi présenter de nombreuses variantes de composition, suivant le type d'engin expérimenté, le plan de vol, les infrastructures déjà existantes.

Nous nous limiterons à vous indiquer que l'on trouvera nécessairement les éléments suivants, concentrés en un même lieu, ou répartis au mieux des commodités d'exploitation :

— Une ou plusieurs antennes de réception immédiatement suivie de préamplificateurs. Eventuellement un multicoupleur assure le couplage de plusieurs récepteurs VHF à une même antenne.

— Une ou plusieurs baies de réception VHF et de démodulation.

— Une ou plusieurs baies de contrôle et de simulation destinées à la vérification qualitative et quantitative de la station.

— Des baies annexes d'enregistrement magnétique et photographique, et éventuellement une baie de décommutation automatique.

Seuls, les préamplificateurs d'antenne, les baies de réception VHF et de démodulation, et les baies de contrôle et simulation appartiennent au système AJAX.

Nous nous bornerons à l'exposé des caractéristiques principales des préamplificateurs d'antennes, et des baies de réception et démodulation.

Le préamplificateur d'antenne a pour rôle d'éviter la dégradation du rapport S/B existant à la sortie d'antenne, dans la liaison entre l'antenne et le récepteur VHF. Il doit donc procurer un gain et présenter un facteur de bruit aussi faible que possible ; pour le préamplificateur AJAX :

— le gain est > 20 dB

— le facteur de bruit < 4 dB ($\beta = 35$ MHz).

Une baie de réception et de démodulation comporte essentiellement :

— un récepteur VHF

— et les éléments de séparation et de démodulation simultanée pour 12 canaux de télémétrie.

D'autres organes accessoires s'y ajoutent, sur lesquels il est sans intérêt d'insister.

Le récepteur VHF a pour fonction de restituer par une première démodulation, le signal multiplex constitué par l'ensemble des sous-porteuses à partir du signal VHF reçu par l'antenne. Il est du type superhétérodyne à double changement de fréquence. Son facteur de bruit est inférieur à 6 dB.

Dans sa version la plus récente, il peut fonctionner, au choix, sur deux bandes passantes de l'amplificateur à moyenne fréquence : 500 kHz et 100 kHz.

La première valeur est celle qui convient normalement à la réception d'une porteuse modulée par toutes les sous-porteuses du standard AJAX ; la deuxième valeur 100 kHz est destinée à la réception en fin de

trajectoire de l'engin, à longue portée, quand on se contente des informations transmises par les sous-porteuses les plus basses. Elle permet un abaissement du seuil de réception porteuse, donc une augmentation de la portée.

Le signal multiplex traverse finalement un circuit intégrateur de désaccentuation, pour compenser l'accentuation due à l'émission en modulation de phase (ainsi que nous l'avons déjà signalé). Il est ensuite dirigé à l'entrée des démodulateurs et vers un enregistreur magnétique extérieur. Les deux opérations : de démodulation et d'enregistrement du multiplex peuvent donc être simultanées.

Les démodulateurs de sous-porteuses sont dans la chaîne de réception, les éléments déterminants de la précision de la Télémétrie. Ils utilisent exclusivement des circuits à semi-conducteurs et l'on sait les avantages de la moindre dissipation thermique qu'apporte cette technique.

Les 12 démodulateurs sont construits dans six tiroirs. Chaque tiroir comprend donc deux voies de démodulation et une alimentation commune.

Une voie de démodulation est composée :

— d'un filtre passe bande isolant la sous-porteuse à démoduler ;

— d'une chaîne d'amplificateurs-limiteurs ;

— d'un filtre de remise en forme en signaux sinusoïdaux, des signaux rectangulaires délivrés par le dernier limiteur ;

— d'un discriminateur de fréquence ;

— d'un filtre basse fréquence des signaux démodulés ;

— et enfin d'un amplificateur à courant continu, à basse impédance interne délivrant le signal de sortie représentant la mesure.

L'ensemble est complété par un dispositif annexe de blocage de la sous-porteuse intervenant quand le niveau de cette dernière descend en dessous d'un certain seuil réglable.

Tous les circuits qui dépendent de la fréquence de la sous-porteuse, c'est-à-dire :

— le filtre de séparation de la sous-porteuse,

— le filtre de remise en forme,

— et le discriminateur,

sont groupés dans un sous-tiroir amovible. L'affectation d'une voie de démodulation à une sous-porteuse déterminée, se fait donc par le choix du sous-tiroir.

De plus, le sous-tiroir porte lui-même un bloc amovible, contenant le filtre basse fréquence des signaux démodulés, dont les caractéristiques peuvent être choisies en fonction des buts d'essai.

Ce mode de construction procure la plus grande souplesse d'exploitation et de maintenance, puisqu'à tout moment un démodulateur quelconque peut être affecté à l'une quelconque des sous-porteuses du standard AJAX, dans les conditions désirées de bande passante du signal de sortie.

Les caractéristiques du circuit de sortie d'un démodulateur sont les suivantes :

- impédance interne : 0,5 ohm
- Tension de sortie : ± 3 V entre une borne isolée et la masse
- Résistance de l'appareil d'utilisation : 30 Ω à l'infini
- Courant maximal : ± 100 mA.

L'enregistrement magnétique du signal multiplex a pour but la démodulation différée des sous-porteuses. Pour cela, le signal lu sur la bande, est injecté à l'entrée des démodulateurs, où il est traité comme le signal reçu directement. Toutefois, il est nécessaire d'effectuer une compensation de la modulation parasite due au pleurage.

Il est inutile de nous étendre sur les méthodes de compensation du pleurage, ce sujet étant traité dans une autre communication. (*)

¶ Nous dirons seulement que les démodulateurs AJAX sont normalement équipés en circuits de compensation de pleurage. La tension de compensation est délivrée par l'une des voies de démodulation équipée d'un sous-tiroir accordé sur la fréquence de référence 100 kHz. Un taux de compression des effets dus au pleurage d'environ 20 dB peut être pratiquement obtenu.

Pour compléter cet aperçu sur le matériel AJAX au sol, il nous faut signaler l'intérêt de la transposition en Télémessure des méthodes de réception en diversité qui ont fait le succès des transmissions par faisceaux hertziens.

(*) Voir l'article de M. DUBRUNFAUT, p. 1146 de ce numéro de l'O.E.

Dans un cas simple, une même porteuse VHF est reçue par deux systèmes d'antenne, dont les caractéristiques de polarisation sont différentes. Chaque antenne alimente un canal de réception VHF. Les signaux multiplex apparaissant à la sortie des deux récepteurs, sont injectés dans un combineur. Celui-ci a pour fonction de délivrer sur une sortie unique un signal multiplex résultant du mélange des deux signaux d'entrée, en proportion variable, telle qu'à tout instant le rapport S/B soit le meilleur possible.

On démontre que dans le cas particulier où à l'entrée du combineur les deux signaux ont même amplitude et même rapport S/B , le signal de sortie présente une amélioration du rapport S/B de 3 dB (limite théorique).

En effet, les tensions des signaux s'ajoutent en phase, la tension résultante est doublée, et la puissance est donc quadruplée. Par contre, les puissances de bruit s'ajoutant sont seulement doublées. Le rapport S/B en puissance est donc finalement doublé.

4. Conclusion

Pour conclure cet examen d'ensemble de la Télémessure AJAX, il nous faut dire qu'un tel système convient aux programmes d'essais des matériels actuels. Il est assez souple et assez ouvert pour admettre des éléments nouveaux capables d'en accroître les possibilités ; le codeur analogique-digital que nous avons cité en est un bon exemple.

Il nous paraît devoir trouver un nouveau champ d'application dans le domaine des satellites artificiels, pendant la période de développement de systèmes plus élaborés à impulsions codées.

LA COMPENSATION DE PLEURAGE DES ENREGISTREMENTS MAGNÉTIQUES

PAR

G. DUBRUNFAUT

Société Anonyme de Télécommunications

1. Généralités

L'enregistrement sur bande magnétique est un procédé qui est employé de plus en plus fréquemment en télémesure.

Utilisé à bord d'engin, il permet de réaliser des économies de puissance en n'émettant que pendant les périodes les plus favorables. Utilisé au sol, il permet d'accroître la sécurité et la souplesse d'exploitation des différents centres de réception et de calcul.

Dans le cas des systèmes de télémesure du type FM-FM, la restitution des informations après enregistrement magnétique se trouve souvent affectée d'erreurs dues aux fluctuations parasites de vitesse des enregistreurs utilisés.

C'est afin de réduire l'influence de ces fluctuations de vitesse appelées « pleurage » des enregistreurs, qu'ont été réalisés les dispositifs décrits ci-après.

2. Emploi et performances des enregistreurs magnétiques

En télémesure FM-FM, l'enregistrement à bord de l'engin en vol s'opère généralement entre la première et la seconde modulation. On enregistre dans ce cas le signal multiplex constitué par l'ensemble des sous-porteuses.

L'enregistrement au sol peut être effectué dans cette même télémesure de trois façons différentes :

1° On enregistre le signal obtenu après la deuxième modulation, autrement dit, le signal issu de la sortie « paramètre » des discriminateurs de mesure.

2° On enregistre le signal obtenu après la première démodulation, autrement dit le signal constitué par l'ensemble des sous-porteuses, comme dans le cas d'un enregistreur de bord.

3° On enregistre le signal de fréquence intermédiaire obtenu après le dernier changement de fréquence du récepteur.

L'enregistrement du signal BF issu de la sortie paramètre des discriminateurs de mesure et représentant par son amplitude la valeur du paramètre mesure, peut se faire soit par superposition avec un signal de polarisation HF (c'est ce qu'on appelle « l'enregistrement direct »), soit par création d'une nouvelle sous-porteuse modulée en fréquence avec une excursion généralement plus grande. Cette seconde solution est, à notre connaissance, la seule qui ait été proposée en télémesure.

Toute perturbation dans la vitesse de défilement d'un enregistreur a pour effet d'introduire, à la lecture, une distorsion de l'échelle des temps. Dans le cas d'un enregistrement par sous-porteuse modulée en fréquence, cette distorsion de temps se traduit, d'une part par une erreur sur la datation des phénomènes, d'autre part par une modification apparente de la fréquence des sous-porteuses et donc de l'amplitude apparente des paramètres que cette fréquence représente.

L'erreur introduite sur la datation des phénomènes est généralement peu gênante avec les enregistreurs actuels. Celle qui est introduite sur leur amplitude dépend de l'excursion relative de fréquence des sous-porteuses, correspondant à l'étendue de mesure de la grandeur mesurée. Elle est d'autant plus grande que cette excursion est faible. Dans le cas où on enregistre les signaux sortant des discriminateurs par création d'une nouvelle sous-porteuse à grande excursion de fréquence, l'erreur d'amplitude peut être considérée comme négligeable. Elle cesse de l'être lorsque l'on désire enregistrer les sous-porteuses de télémesure telles qu'elles sont recueillies à la sortie du récepteur UHF.

Dans le cas de l'enregistrement d'une fréquence intermédiaire, on peut remarquer que la distorsion de

fréquence obtenue peut être assimilée à l'apparition d'une ou de plusieurs sous-porteuses supplémentaires. Il suffit que ces sous-porteuses parasites soient convenablement éliminées par les filtres de séparation de voie pour qu'elles n'apportent aucune distorsion d'amplitude sur la reproduction finale des paramètres.

On voit que le cas dans lequel le pleurage des enregistreurs a le plus d'influence sur la fidélité des restitutions est celui dans lequel on enregistre une sous-porteuse ou un mélange de sous-porteuses. Cette utilisation est la plus fréquemment envisagée à l'heure actuelle.

Afin de chiffrer dans ce cas l'utilité exacte d'une compensation de pleurage, supposons par exemple, une modification de 1 % dans la vitesse de défilement. Cette modification produit une perturbation de 1 % sur la fréquence de la sous-porteuse restituée. En appelant B l'excursion de fréquence de cette sous-porteuse correspondant à l'étendue de mesure du paramètre et F_0 la valeur initiale de cette sous-porteuse, la perturbation obtenue sur l'amplitude du paramètre sera de $1\% \times \frac{F_0}{B}$ soit $1\% \times \frac{100}{2 \times 7,5} = 6,6\%$ dans le cas d'une voie à $\pm 7,5\%$ du standard IRIG.

Les enregistreurs destinés aux ensembles de réception au sol ont généralement un pleurage d'environ 0,3 % de crête à crête ce qui entraînerait, sans compensation une distorsion d'environ 2 % de crête à crête sur la restitution finale des paramètres. Les enregistreurs de bord ont des pleurages dont l'amplitude peut atteindre 1 à 2 % dans les conditions d'emploi les plus sévères. On arrive alors sans compensation, à des distorsions de 6 à 13 % de crête à crête sur la restitution des paramètres. La compensation de pleurage, qui pourrait presque être évitée grâce à l'emploi de certains enregistreurs de très bonne qualité apparaissant maintenant sur le marché, reste de toutes façons indispensable dans le cas des enregistreurs de bord ou dans le cas où on recherche des performances élevées avec des enregistreurs au sol de qualité moyenne.

3. Principe de la compensation de pleurage

3.1. EMPLOI D'UN SIGNAL DE RÉFÉRENCE

Nous avons vu que les fluctuations parasites de la vitesse de défilement ont pour effet d'affecter l'échelle des temps d'une certaine distorsion. Cette distorsion n'est pas exactement la même pour toutes pistes de l'enregistreur, mais elle est par contre la même pour une piste donnée, quelle que soit la fréquence du signal enregistré. Il en résulte que si on superpose au moment de l'enregistrement un signal de référence, dont la fréquence est parfaitement connue, au signal constitué par une ou plusieurs sous-porteuses additionnées, la restitution de ce signal de référence sera affectée des mêmes fluctuations relatives de fréquence instantanée que les dites sous-porteuses. La comparaison de la fréquence du signal de référence tel qu'il se présente à la restitution avec celle qu'il avait au moment de l'enregistrement permet de connaître la distorsion commune affectant toutes les sous-

porteuses et d'en déduire les éléments nécessaires à la correction des signaux reproduits.

La mise en œuvre d'une compensation de pleurage consistera donc, après avoir superposé un signal de référence à l'ensemble des sous-porteuses, à envoyer ce signal de référence, après restitution magnétique, dans un discriminateur appelé « discriminateur de référence » et à faire agir le signal délivré par ce discriminateur dans un dispositif de contre-distorsion inclus dans les autres discriminateurs. Ces dispositifs ayant pour but de compenser un phénomène variable dans le temps, on voit immédiatement que leur mise en œuvre sera soumise, en plus des impératifs d'amplitude, à des impératifs très sévères de simultanéité qui exigeront un équilibrage soigné des temps de transmission à travers les différents circuits.

3.2. ACTION SUR LA SENSIBILITÉ ET SUR LE CENTRAGE

Avant d'examiner de quelle façon sont réalisés les différents circuits de compensation, on peut remarquer que deux actions correctrices devront être exercées sur les discriminateurs. Ces deux actions découlent des faits suivants :

Soit F la fréquence d'une sous-porteuse enregistrée à la vitesse V_E . Si, au moment de la lecture, la vitesse de défilement de la bande est V_L différente de V_E la fréquence de la sous-porteuse obtenue à la lecture sera $F_1 = F \frac{V_L}{V_E}$. Le discriminateur chargé de mesurer cette fréquence donne généralement une tension obéissant à la relation :

$$U_s = K(F - F_0)$$

Ce qui donnera :

$$U_{s1} = K \left(\frac{V_L}{V_E} F - F_0 \right) = K \frac{V_L}{V_E} \left(F - F_0 \frac{V_E}{V_L} \right)$$

Cette tension est identique à celle qui aurait été obtenue avec un discriminateur dont on aurait multiplié la sensibilité K par le rapport $\frac{V_L}{V_E}$ et la fréquence

centrale F_E par le rapport $\frac{V_E}{V_L}$.

La compensation des variations de vitesse devra se traduire par une modification en sens inverse de ces deux quantités.

On peut remarquer par ailleurs que l'action simultanée sur la sensibilité et le centrage correspondent à un basculement de la courbe de réponse du discriminateur autour du point de fréquence nulle, défini par la relation :

$$(U_{s1} - K F_0) = K \frac{V_L}{V_E} F$$

$\frac{V_L}{V_E}$ définissant le rapport des pentes avant et après compensation.

Méthode d'action sur les discriminateurs

Cette action simultanée est généralement obtenue de la façon suivante :

1. Cas d'un discriminateur du type « compteur »

Dans ce discriminateur on élabore des impulsions de durée constante à une fréquence égale à la fréquence du signal à recevoir, et on intègre. La tension obtenue est proportionnelle à la fréquence et à la largeur des impulsions. On décale ensuite le zéro du discriminateur par une contre tension.

Pour faire pivoter la courbe de réponse du discriminateur autour du point correspondant à la fréquence zéro, il suffit de faire varier la largeur des impulsions. La tension de sortie étant proportionnelle à la largeur des impulsions et étant évidemment indépendante de la largeur des impulsions lorsque celles-ci ont une fréquence nulle, on voit que la courbe pivote bien autour de $F = 0$.

Il reste à doser convenablement cette action.

Pour cela il faut que l'on ait à tout moment :

$$\frac{F'_0}{F_0} = \frac{V_L}{V_E}$$

Dans le cas où les impulsions sont élaborées par un multivibrateur monostable, la durée de ces dernières est déterminée par le temps T de remontée d'un potentiel de grille. (Voir figure 1). Cette remontée se fait selon une loi exponentielle vers une polarisation U . En agissant sur cette tension U on peut faire varier la durée T selon une loi très proche d'une loi des inverses :

$$T = K \frac{1}{U}$$

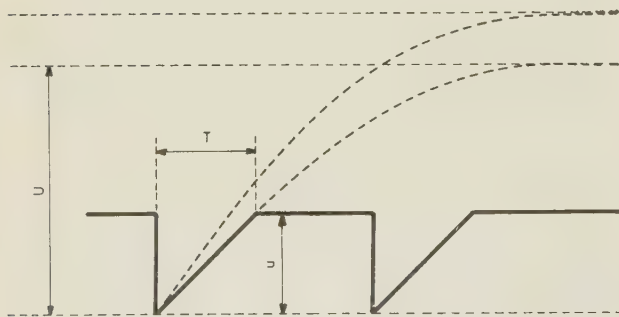


FIG. 1.

La tension délivrée par le monostable étant proportionnelle à T et à F on voit que remplacer T par T' revient, pour une même tension de sortie, à remplacer F_0 par F'_0 de telle sorte que :

$$\frac{F'_0}{F_0} = \frac{T}{T'} = \frac{U'}{U}$$

d'où finalement :

$$\frac{U'}{U} = \frac{V_L}{V_E}$$

On pourrait agir non pas sur la tension U mais la tension u . Dans ce cas, on obtiendrait une relation inverse :

$$\frac{u'}{u} = \frac{V_E}{V_L}$$

Le discriminateur de référence devrait alors fournir une tension proportionnelle à l'inverse de la vitesse de défilement, donc à l'inverse de la fréquence qu'il reçoit. Il semble que ce soit généralement la première solution qui est adoptée.

2. Cas d'un discriminateur du type « phase-lock »

La loi fréquence-tension de sortie d'un discriminateur du type « phase-lock » est, à une constante près, celle de l'oscillateur asservi qui le compose. Cet oscillateur asservi est généralement du type « multivibrateur ». Sa fréquence est déterminée par un temps de remontée de grille « T » comme dans le cas du discriminateur compteur. La tension d'asservissement du multivibrateur est généralement superposée à la tension U , et donne une loi telle que :

$$F = K \frac{1}{T} = KU$$

La modification de K en fonction de la vitesse de défilement de la bande est obtenue en agissant sur la tension u . On obtient comme dans le cas précédent une loi inverse entre u et V_L . Le discriminateur de référence doit donc fournir une tension proportionnelle à l'inverse de la fréquence. Une telle loi peut être obtenue très facilement si le discriminateur de référence est lui-même du type « phase-lock », en maintenant fixe la tension U et en refermant la boucle d'asservissement non plus par U mais par « u » qui devient la tension de sortie du discriminateur.

3. Cas d'un discriminateur du type « à circuits décalés »

Dans ce cas, on ne peut faire pivoter la courbe de réponse statique autour du point de fréquence nulle qu'en agissant sur la sensibilité et sur le centrage du discriminateur en des endroits différents. On opère, par exemple, de la façon suivante :

En ce qui concerne la sensibilité on emploie le signal de compensation pour modifier la polarisation du limiteur précédant immédiatement les circuits décalés, ce qui a pour effet de faire varier le niveau d'attaque de ces derniers et donc le niveau de sortie qu'ils délivrent pour un décalage donné de la fréquence par rapport à la fréquence centrale. En ce qui concerne le centrage on peut, soit agir sur l'accord des circuits au moyen de dispositifs à réactance variable, soit plus simplement faire agir le signal compensateur

en contre-tension sur le signal de sortie. Cette méthode est moins rigoureuse, mais d'une mise en œuvre beaucoup plus simple. Elle peut être mise en lumière par les relations suivantes, en partant de l'expression du signal de sortie perturbé :

$$U_{s1} = K \frac{V_L}{V_E} \left[F - F_0 \frac{V_E}{V_L} \right]$$

On écrit que ce signal est égal au signal obtenu sans perturbation $U_s = K(F - F_0)$ en remplaçant K par un coefficient K' et en ajoutant une contre-tension Δu :

$$\text{soit } U_{s1} = K' \frac{V_L}{V_E} \left(F - F_0 \frac{V_E}{V_L} \right) + \Delta u = U_s = K(F - F_0)$$

$$\text{d'où } K' = K \frac{V_E}{V_L} \quad \text{et} \quad -K'F_0 + \Delta u = -KF_0$$

Ce qui donne :

$$\Delta u = -(K - K')F_0 = -K \left(1 - \frac{V_E}{V_L} \right) F_0 = -K \frac{V_L - V_E}{V_L} F_0$$

$$\text{soit} \quad \Delta u = -K \left(\frac{\Delta V}{V_E + \Delta V} \right) F_0$$

en appelant ΔV la variation de vitesse ($V_L - V_E$).

On voit que Δu n'est pas une fonction linéaire de ΔV , donc de la fréquence lue par le discriminateur de référence. On admet toutefois, dans le cas des discriminateurs SAT, que cette condition peut être considérée comme remplie pour les valeurs habituelles de $\frac{\Delta V}{V_E}$.

Equilibrage des temps de transmission

Un taux de compression correct ne peut être obtenu que si l'intervention du signal de compensation se fait au moment précis où la perturbation intervient dans l'organe sur lequel la compensation s'opère.

Appelons τ_0 l'intervalle de temps qui s'écoule entre l'apparition d'une variation de fréquence à l'entrée du discriminateur de référence « DR » et l'apparition du signal correspondant à la sortie de ce discriminateur. (figure 2).

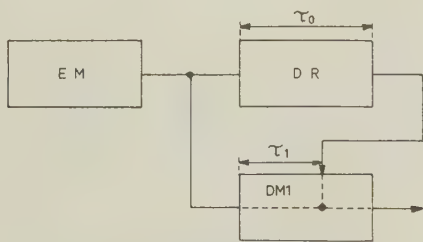


FIG. 2.

Appelons d'autre part « τ_1 » l'intervalle de temps qui s'écoule entre l'apparition d'une variation de fréquence à l'entrée du discriminateur de mesure DM 1 et l'apparition du signal correspondant dans l'organe même où s'opère la compensation. Il faut, si on admet qu'une fluctuation de vitesse de l'enregistreur produit simultanément les mêmes variations relatives de fréquence des signaux entrant dans les 2 discriminateurs, que les temps τ_0 et τ_1 soient égaux. Cela n'est généralement pas possible pour diverses raisons en particulier parce qu'un même discriminateur [de référence doit être utilisé conjointement avec plusieurs discriminateurs de mesures ayant des temps de retard différents. La solution adoptée est définie par la figure 3 : On insère en série avec le discriminateur de référence des lignes dont les temps de retard sont égaux aux temps de retard des discriminateurs à compenser et en série avec les discriminateurs DM 1, DM 2, ... DM n une ligne dont le temps de retard est égal au temps de retard τ_0 des discriminateurs de référence DR. On voit que le temps de transmission d'une information entre le point A et un point tel que Bn est égal à $\tau_0 + \tau_n$ quel que soit le chemin envisagé.

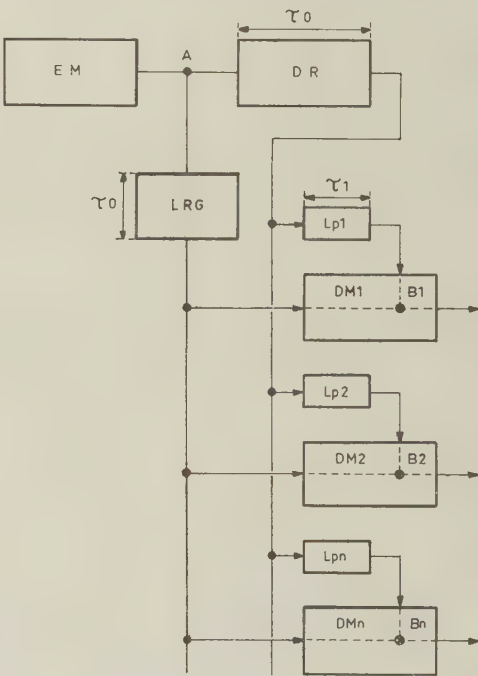


FIG. 3.

Cette disposition a pour avantage de permettre l'égalisation des temps de transmission indépendamment des valeurs de τ_0 . En particulier τ_0 peut être indifféremment plus grand ou plus petit que le temps de retard τ_n des discriminateurs à compenser, ce qui est indispensable si on veut que le discriminateur DR puisse être utilisé avec des discriminateurs de fréquence basse ($\tau_n > \tau_0$) ou de fréquence voisine de la fréquence de référence ($\tau_n < \tau_0$ à cause du filtre de sortie du discriminateur DR).

Un autre avantage de cette disposition est que le changement éventuel de la fréquence du signal de

référence (donc du temps de retard τ_0) n'entraîne pas de modification des lignes à retard $L_{p1}, L_{p2}, \dots, L_{pn}$ puisque celles-ci ne dépendent que des discriminateurs DM 1, DM 2 ... DM n qui leur correspondent. Seuls la ligne à retard LRG et le discriminateur DR dépendent de la fréquence du signal de référence.

4. Condition de linéarité

Les conditions d'amplitude et de phase citées précédemment peuvent être obtenues par un réglage manuel pour une valeur particulière de la fréquence de sous-porteuse enregistrée et pour une fréquence bien définie des fluctuations de vitesse de l'enregistreur. Pour que le système soit exploitable il faut que ces conditions restent également satisfaites sans nouvelle intervention de l'opérateur lorsque la fréquence de la sous-porteuse enregistrée varie à l'intérieur de la bande passante prévue par la voie correspondante ou lorsque la fréquence des fluctuations de vitesse parasites varie à l'intérieur du domaine défini par le filtre passe-bas de sortie du discriminateur de mesure sur lequel est appliquée la compensation. (Les fréquences de fluctuations supérieures n'ont pas besoin d'être compensées puisqu'elles ne produisent pas de signaux perceptibles à la sortie du filtre passe-bas).

Pour que les réglages d'amplitude et de phase restent valables à l'intérieur des domaines définis ci-dessus, il faut que les différents circuits satisfassent à certaines conditions de linéarité d'amplitude et de phase.

a) Linéarité d'amplitude

L'amplitude du signal de compensation ne dépendant pas de la fréquence de la sous-porteuse enregistrée, son action sur la courbe de réponse du discriminateur de mesure doit être constante en valeur relative quelle que soit la valeur de cette fréquence. Autrement dit, une même variation de 1 V à l'entrée compensation du discriminateur doit toujours être équivalente à une même variation de X % sur la fréquence quelle que soit la valeur de cette dernière.

Dans le cas d'un discriminateur du type « compteur » on voit que cette condition est automatiquement réalisée parce que la tension de sortie est déterminée par le produit $F \times T$ (T étant la largeur des impulsions). Si on agit sur T , une variation de X % sur T aura toujours la même influence qu'une variation de X % sur F quelle que soit la valeur de cette dernière.

Dans le cas d'un discriminateur du type « phase-lock » on cherche à obtenir une relation de la forme :

$$F = f(U) \times K \frac{1}{u} \quad \text{(Voir fig. 4).}$$

Le fait de rechercher un coefficient K qui ne dépende pas de F n'implique aucune condition particulière à la fonction $f(U)$ qui peut être quelconque. On remarque tou-

tefois que cette condition qui peut s'écrire $\frac{T_1}{T_1'} = \frac{T_2}{T_2'} = \frac{u}{u'}$

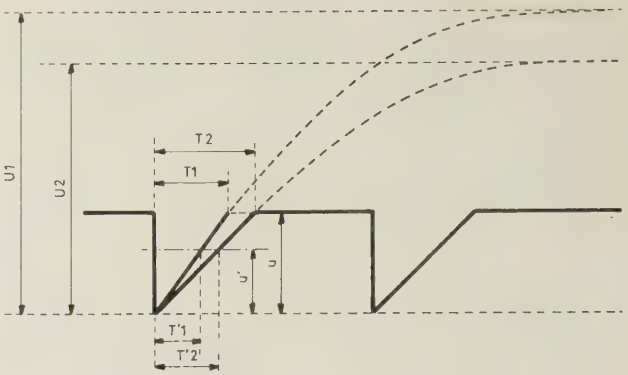


FIG. 4.

conduit à choisir une tension u suffisamment faible devant U pour que la fraction d'exponentielle parcourue pendant la période T puisse être assimilée à une droite. Cette condition coïncide avec celle nécessaire pour l'obtention d'une courbe $f(U)$ pratiquement linéaire.

Dans le cas d'un discriminateur du type « à circuits décalés » la compensation de centrage s'opère généralement par simple addition du signal compensateur au signal délivré par les circuits décalés. On a vu que dans ce cas la relation déterminant la valeur de la tension de compensation Δu à superposer s'écrit :

$$\Delta u = -K \frac{\Delta V}{V_E + \Delta V} F_0 \# -K \frac{\Delta V}{V_E} F_0$$

Δu dépend du coefficient K dans les conditions d'emploi, c'est-à-dire autour de la fréquence considérée. Il faut donc que ce coefficient K soit aussi constant que possible lorsque la fréquence varie, d'où une très bonne linéarité. A titre d'exemple, une variation de 2 % sur le coefficient K (pente de la courbe de réponse du discriminateur) donne une erreur de 1/50 sur Δu et interdit donc un taux de compression supérieur à 50. Or, si on assimile par exemple la courbe à un arc de cercle, une variation de 2 % sur la pente correspond à une non-linéarité de l'ordre de 0,25 % ($\pm 0,12$ %).

Pour tous les discriminateurs, d'autre part, le coefficient K doit être également indépendant de l'amplitude du signal à compenser, ce qui est obligatoirement le cas pour le discriminateur de mesure si celui-ci a une pente constante à l'intérieur de sa gamme de fréquence.

b) Linéarité de phase

L'indépendance du réglage de phase vis-à-vis des modifications de la fréquence de sous-porteuse à l'intérieur de sa gamme d'une part, et de la fréquence des fluctuations de vitesse de la bande magnétique d'autre part, ne peut être obtenue que si les courbes de phase des filtres et lignes à retard intervenant dans la détermination des temps τ_0 et τ_n sont parfaitement linéaires.

L'élément dont la non-linéarité de phase a le plus d'influence et pour lequel cette non-linéarité est la

plus difficile à réduire est le filtre de séparation de voie situé à l'entrée des discriminateurs. Considérons la pente de la courbe de phase d'un tel filtre en deux points A et B correspondant à des valeurs F_1 et F_2 de la fréquence de sous-porteuse. On sait que le temps de transmission d'une information à travers le filtre, pour chacune de ces valeurs de la fréquence, est égal à la pente de la courbe de phase en chacun de ces deux points. S'il existe une différence $\Delta\tau$ entre ces deux temps de transmission, cette différence $\Delta\tau$ correspondra, dans le cas d'une information sinusoïdale, à une différence de déphasage :

$$\Delta\phi = 2\pi f \Delta\tau$$

f étant la fréquence de cette information.

Si le temps de transmission des différents circuits a été réglé de telle sorte que la phase du signal de compensation soit en opposition avec celle du signal de modulation correspondant à la variation de vitesse à compenser lorsque la fréquence est égale à F_1 , par exemple, il en résultera, lorsque la fréquence de la sous-porteuse prendra la valeur F_2 , une erreur de phase $\Delta\phi$ dont l'effet sera de compromettre l'annulation du signal de modulation par le signal compensateur.

En appelant « ε » l'amplitude du signal résiduel subsistant du fait de l'erreur de phase $\Delta\phi$ et « u » le signal qui serait obtenu en l'absence de compensation, on peut écrire :

$$\frac{\varepsilon}{u} = \operatorname{tg} \phi \approx \Delta\phi = 2\pi f \Delta\tau$$

Il se trouve que les conditions d'amplitude imposées pour la réalisation de ces filtres conduisent à des temps de retard égaux à environ 4 fois la période de la sous-porteuse dans le cas des discriminateurs du type « compteur » ou « phase-lock » et à environ 7 fois la période de la sous-porteuse dans le cas des discriminateurs du type « circuits décalés ».

Prenons par exemple le cas d'un discriminateur à circuits décalés, et supposons une erreur de linéarité telle que :

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{\Delta\left(\frac{d\phi}{d\omega}\right)}{\frac{d\phi}{d\omega}} = 2\%$$

On obtiendra un signal résiduel tel que :

$$\frac{\varepsilon}{u} = 2\pi f \times \frac{2}{100} \times \tau = 2\pi f \times \frac{2}{100} \times \frac{7}{F}$$

soit, dans le cas d'une voie à $\pm 7,5\%$ du standard IRIG et pour une fluctuation de vitesse dont la fréquence correspond à la valeur maximale de la bande de modulation généralement admise :

$$\frac{\varepsilon}{u} = 2\pi \times \frac{F}{66} \times \frac{2}{100} \times \frac{7}{F} \approx 1,4\%$$

Cette cause d'erreur est une des plus difficiles à réduire.

RÉALISATION DES FILTRES D'ENTRÉE

Un filtre passe-bande classique dont la réponse en amplitude est constante à l'intérieur de la bande, présente généralement une courbe de phase dont l'allure n'est pas linéaire.

La correction d'une telle courbe de phase pourrait être obtenue sans préjudice pour la courbe d'amplitude en faisant suivre le filtre d'une ou plusieurs cellules correctrices agissant comme des déphaseurs purs.

D'autres solutions ont été proposées faisant appel à des changements de fréquences multiples.

En fait, de telles solutions s'avéreraient relativement compliquées et d'un réglage délicat. On se contente généralement d'utiliser des filtres classiques dont les éléments sont déterminés en vue d'obtenir directement une linéarité de phase convenable, quitte à admettre une certaine variation d'amplitude à l'intérieur de la bande. Les filtres de séparation de voies réalisées à la S.A.T. comme ceux utilisés dans les appareils étrangers que nous connaissons sont du type « à circuits décalés ». Leur calcul consiste à écrire la fonction de transfert d'une cascade de n circuits oscillants comprenant chacun deux paramètres (fréquence et amortissement) et à écrire les équations correspondant à l'annulation des 2^e, 3^e ... (2n)^e premières dérivées de la variation de la phase en fonction de la fréquence. Des formules pratiques issues de ces calculs ont été largement diffusées dans la littérature. Elles conduisent à la réalisation de filtres dont la réponse en amplitude est arrondie.

RÉALISATION DES LIGNES A RETARD

a) Ligne à retard générale

Dans le cas de discriminateurs à « circuits décalés », le retard τ_0 qui doit être apporté par cette ligne représente environ 10 fois la période de la fréquence maximale de sous-porteuse qui doit être transmise sans distorsion de temps de propagation.

La ligne à retard réalisée dans le matériel SAT comprend 45 cellules du type « dérivé en m » par utilisation de mutuelles inductances. Elle présente une courbe de phase pratiquement linéaire pour les fréquences inférieures au 2/3 de sa fréquence de coupure.

b) Lignes à retard particulières

Ces lignes n'apportent qu'un temps de retard relativement faible vis-à-vis de la fréquence maximale qu'elles sont appelées à transmettre. Elles ne posent par conséquent aucun problème spécial si ce n'est parce qu'elles doivent être, de préférence réglables.

Certains constructeurs utilisent des circuits actifs du type représenté sur la figure 5.

Dans le cas des discriminateurs SAT à circuits décalés, la solution adoptée a consisté à réaliser des filtres passifs et à additionner les signaux prélevés à la

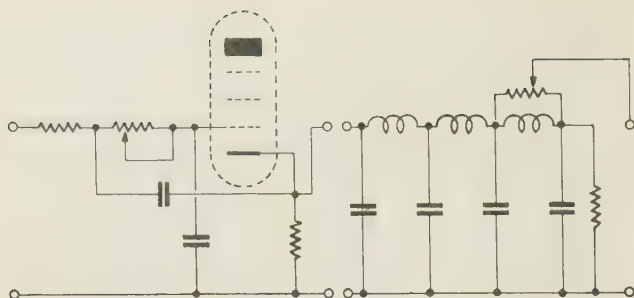


FIG. 5.

FIG. 6.

sortie de deux dernières cellules comme indiqué sur la figure n° 6.

MESURE DU TAUX DE COMPRESSION

La mesure du taux de compression est une opération difficile du fait de la qualité des enregistreurs généralement utilisés. En effet, même dans le cas des enregistreurs de bord, le pleurage constaté en laboratoire et sans excitation mécanique spéciale est suffisamment faible pour que le signal parasite n'atteigne pas 7 ou 8 fois le bruit dû aux amplificateurs ou aux imperfections de la bande (bruits non réduits par la compensation du pleurage).

Des essais consistant à exciter un enregistreur de bord sur une table vibrante ont été effectués au C.E.V. Ces essais n'ont pas encore pu fournir de résultats significatifs, probablement à cause de phénomènes secondaires tels que décollements éventuels de la bande ou, peut-être, inductions magnétiques dans les têtes de lecture par les bobines excitatrices du pot vibrant...

Les seuls essais qui ont permis jusqu'à présent d'obtenir des résultats valables sont d'une part ceux consistant à apporter un excentrement mécanique volontaire sur un des galets d'entraînement de l'enregistreur, d'autre part ceux consistant à contrôler séparément l'efficacité des compensations de sensibilité et de centrage au moyen de générateur modulés en fréquence. Dans le premier cas les résultats sont assez spectaculaires, mais très incomplets par suite du nombre limité de fréquences de pleurage réalisable. Dans le second cas une étude assez complète peut être effectuée, mais elle a l'inconvénient d'être beaucoup moins convaincante pour l'utilisateur que pour le constructeur du matériel.

La meilleure solution consisterait à réaliser des bandes enregistrées avec des pleurages artificiels de grande amplitude et de fréquence variable. Malheureusement nous ne connaissons pas encore de moyen simple et satisfaisant pour réaliser de telles bandes.

PERFORMANCES OBTENUES

Certains constructeurs annoncent des taux de compression de l'ordre de 35 dB. En fait, ces taux n'ont été vérifiés, à notre connaissance que dans les cas de pleurages lents ou lorsque la fréquence de la sous-porteuse reste au centre de la gamme, ou bien encore avec des fréquences différentes mais des excursions maximales de fréquence plus faibles.

Il ne nous est pas possible de dire actuellement de façon certaine si les taux annoncés sont effectivement tenus avec les excursions maximales et dans tout le domaine de fréquence prévu.

En ce qui concerne le matériel SAT et avec des excursions de fréquence de l'ordre de $\pm 2\%$, le taux de compression reste supérieur à 20 dB quelle que soit la valeur de la fréquence de la sous-porteuse et quelle que soit la fréquence des fluctuations de vitesse (26 sur la majorité des appareils).

En se reportant aux chiffres cités précédemment, on voit que l'amplitude maximale des erreurs dues au pleurage reste inférieure à 0,1 % de l'étendue de mesure dans le cas des enregistreurs au sol et à 0,7 % dans le cas des enregistreurs de bord. En fait ces chiffres ne sont obtenus que dans les conditions les plus défavorables, tant en ce qui concerne la fréquence de la sous-porteuse, donc de la valeur instantanée du paramètre mesuré, qu'en ce qui concerne la fréquence des fluctuations de vitesse.

D'autre part, les performances sont encore améliorées par le fait que les fluctuations de vitesse constituant le pleurage de l'enregistreur ont souvent une forme riche en harmoniques dont un seul correspond à la plus mauvaise valeur du taux de compression.

Il en résulte que la fidélité des restitutions reste toujours largement satisfaisante compte tenu de la précision généralement attendue en télémesure.

Conclusion

On peut dire en conclusion, que la compensation de pleurage est un procédé qui est maintenant au point, dont nous avons pu constater l'efficacité, et qui, tel qu'il est utilisé à l'étranger comme à la S.A.T., permet de réduire à un niveau négligeable l'influence de l'un des principaux défauts résiduels attachés aux enregistreurs magnétiques. Il permet de parfaire la bonne adaptation des enregistreurs français aux télémesures basées sur le standard IRIG et il en étend les possibilités dans le cas où les conditions d'ambiance sont particulièrement sévères.

BILAN D'ÉNERGIE DANS LES TRANSMISSIONS SPATIALES

PAR

M. PARROT

Sud-Aviation

Introduction

Nous allons examiner les phénomènes qui contribuent à limiter la portée d'une liaison radio étant donné une puissance d'émission P_e , un gain d'aérien d'émission G_e et un gain d'aérien de réception G_r .

Inversement connaissant la portée à réaliser nous serons à même d'obtenir la puissance minimum d'émission P_e qui donne un rapport signal/bruit convenable à la réception, lorsque l'émetteur est placé dans l'engin ou le satellite. Dans ce cas il est en effet intéressant de rechercher la consommation minimale, donc une puissance émise minimale.

Nous aborderons également les techniques de diversité qui permettent une amélioration notable du rapport signal/bruit.

1. Pertes dans la liaison radio

1.1. ATTÉNUATION DUE A LA PROPAGATION

Nous citerons sans la démontrer, puisqu'elle se trouve dans tous les manuels, l'équation dite des télécommunications :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{g_e \cdot g_r \cdot \lambda^2}{16\pi^2 \cdot d^2}$$

P_r est la puissance maximum disponible à la sortie de l'aérien de réception.

P_e est la puissance rayonnée par l'aérien d'émission
 λ est la longueur d'onde en mètres

d est la distance en mètres entre l'aérien d'émission et de réception.

Si nous prenons 10 fois le logarithme des deux membres il vient :

$$10 \log \frac{P_r}{P_e} = 10 \log g_e + 10 \log g_r + 20 \log \lambda - 20 \log 4\pi d.$$

L'aérien d'émission est dans le cas de satellites non stabilisés ou d'engins, pratiquement omnidirectionnel.

En fait comme son diagramme n'est pas parfait, il peut présenter des trous d'environ 10 dB et si l'on veut maintenir la liaison pendant toute la rotation de l'engin ou du satellite sur lui-même on doit tenir compte de cette perte :

$$10 \log g_e = -10 \text{ dB.}$$

Le gain de l'aérien de réception pourra être de l'ordre de 20, 30 et même dans certains cas 50 dB. Mais il ne faut pas perdre de vue que plus le gain est grand, plus est grande la directivité ce qui peut amener à asservir la direction de l'antenne pour suivre l'engin. Rappelons que la largeur du lobe privilégié est :

$$\theta \cong \sqrt{\frac{18\,000}{g_r}} \text{ pour un rendement } \eta = 0,5$$

1.2. PERTES DUES A L'ABSORPTION ATMOSPHÉRIQUE : P_a

En plus de l'atténuation due à la distance, nous avons à tenir compte de pertes supplémentaires. Nous allons parler tout d'abord des pertes dans la troposphère qui sont dues presque entièrement à l'absorption moléculaire par l'oxygène et la vapeur d'eau non condensée.

L'absorption décroît assez rapidement avec l'augmentation de l'angle de site ou d'élévation de l'antenne. Ceci est dû à la diminution du trajet de l'onde. Au-dessous de 15 kmHz l'absorption est pratiquement constante et négligeable pour les angles de site supérieurs à 10°.

Nous trouvons des pointes de résonance d'absorption à 22,4 et à 60 kmHz. La 1^{re} pointe est due à la vapeur d'eau non condensée, la 2^e à l'oxygène moléculaire.

Pour un angle de site de 30° l'absorption est de 0,2 dB environ vers 15 kmHz.

La 1^{re} résonance à 22 kHz monte à 1,5 dB et la 2^e à plus de 100 dB.

Le phénomène de précipitation ou autrement dit de pluie est accompagné de pertes d'absorption supplémentaires qui peuvent être négligeables jusqu'à 8 kHz.

Toutes ces pertes d'absorption conjuguées font de 15 kHz la limite supérieure approximative de la fréquence pour les communications spatiales.

1.3. PERTES DUES A L'IONOSPHERE : P_i

L'ionosphère a pour effet de réfléchir totalement les fréquences au-dessous d'une fréquence limite f_c :

$$f_c = \left[\frac{N_e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 \cdot m} \right]^{1/2}$$

- N_e : densité en électrons par m³
- ϵ_0 : perméabilité de l'espace libre en farads par mètre
- m : masse de l'électron en kg
- f_c : fréquence en Hz.

Donnons un tableau de ces pertes

fréquences en MHz	30	50	100
pertes en dB	2,5	1	0,3

Ces pertes sont sujettes aux variations saisonnières, diurnes et sporadiques entre 5 et 80 MHz, ce qui incite à prendre 80 MHz comme limite inférieure de fréquence des liaisons spatiales.

En outre les axes de polarisation des ondes polarisées linéairement tournent continuellement (rotation de Faraday) au passage à travers cette région.

La polarisation linéaire se transforme donc en polarisation circulaire. Mais cet effet n'est pas sensible car l'antenne sol est en général à polarisation circulaire.

1.4. PERTE DUE A LA POLARISATION DES AÉRIENS : P_p

Si l'aérien engin ou satellite est à polarisation linéaire et l'aérien sol à polarisation circulaire il faut ajouter une perte de 3 dB dans l'équation des télécommunications.

1.5. PERTE DUE AU FADING : P_f

Cette perte est surtout sensible lorsque le satellite est à l'horizon. Elle est due à l'interférence entre le rayon incident et le rayon réfléchi capté par l'antenne qui peuvent arriver en opposition de phase.

Cette perte sera d'autant plus faible que la directivité de l'aérien sera plus grande et que les lobes secondaires de l'antenne seront plus faibles.

Dans certains cas elle peut être estimée à 20 dB.

Pour combattre ce défaut nous devons faire de la diversité de fréquence ou d'espace.

1.6. PERTE DUE AU MOUVEMENT DE L'ENGIN : P_c

Lorsque l'aérien du satellite ou de l'engin est à polarisation linéaire la polarisation émise lors des mouvements propres de l'engin ou du satellite est en fait bien souvent quelconque et dans certains cas circulaire d'un sens alors que la réception s'effectue avec une antenne polarisée circulairement dans l'autre sens. Ce phénomène se traduit par des pertes importantes dans la liaison qui peuvent se monter à plus de 20 dB.

Pour combattre ce défaut on est conduit à recevoir au sol simultanément les deux polarisations gauche et droite et à faire de la diversité de polarisation.

1.7. PERTES DUES AUX LIAISONS COAXIALES : P_Σ

Nous devons également prendre en compte les pertes dans les câbles coaxiaux ainsi que les pertes d'insertion introduites par les filtres, les duplexeurs, les circulateurs ou les isolateurs qui se trouvent entre l'antenne de réception et le préamplificateur.

Toutes ces sources de perte doivent être examinées de près lors de l'établissement du bilan de la liaison.

La perte en décibels par mètre dans un câble coaxial est donnée par l'expression :

$$10 \log P_a = 0,0026 \sqrt{\epsilon f} \cdot \frac{\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}}{\log \frac{d_2}{d_1}} + 0,091 \sqrt{\epsilon} \cdot \text{tg} \delta \cdot f \text{ en dB/m}$$

- f = fréquence en MHz
- ϵ = Cte diélectrique de l'isolant
- d_1 = diamètre de l'âme
- d_2 = diamètre du diélectrique
- $\text{tg} \delta$ = tangente de l'angle de perte du diélectrique

Ainsi un câble au polytène plein de diamètre extérieur 5 mm a une perte à 200 MHz de 0,26 dB/m.

Le même câble de diamètre extérieur 10 mm a une perte à 200 MHz de 0,13 dB/m.

Donc si le récepteur est trop éloigné de l'antenne on aura intérêt à placer un préamplificateur au pied de l'antenne.

1.8. EQUATION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS CORRIGÉE

Pour tenir compte de toutes les pertes précédemment décrites, l'équation des télécommunications devient :

$$10 \log \frac{P_r}{P_c} = 10 \log g_e + 10 \log g_r + 20 \log \lambda$$

$- 20 \log 4\pi d - 10 \log P_a - 10 \log P_i$

$$10 \log P_p - 10 \log P_f - 10 \log P_c - 10 \log P_\Sigma$$

Nous n'avons pas mentionné l'absorption due au plasma qui entoure les engins lors de leur réentrée dans l'atmosphère, car ce plasma constitue pratiquement un court-circuit pour les ondes radioélectriques au-dessous de quelques dizaines de gigahertz.

En outre il peut également y avoir une absorption due au gaz d'échappement des fusées à carburant solide dont la poudre contient certaines additions de métaux tels que l'aluminium.

2. Sources de bruit

2.1. BRUIT A L'ENTRÉE DU RÉCEPTEUR

Le bruit à l'entrée du récepteur est constitué d'une part par des bruits externes (parasites, atmosphériques, bruits cosmiques, bruits solaires) et par des bruits d'origine interne c'est-à-dire se produisant à l'intérieur du dispositif d'amplification du signal. Mais ces bruits en dehors des parasites atmosphériques ont une origine commune qui est thermique. Tout corps à une température T rayonne une énergie de bruit. L'absorption radioélectrique qui transforme l'énergie radioélectrique en chaleur est donc génératrice de bruit.

La puissance maximum de bruit disponible à la sortie d'une source de signal, d'un aérien par exemple, dans la bande de fréquence B est donnée par la formule bien connue :

$$P_B = KTB$$

K est la constante de Boltzmann égale à $1,38 \cdot 10^{-23}$ joules/°K.

B est en hertz

T est la température de l'aérien en degrés Kelvin.

Parfois on donne la valeur quadratique de la tension erratique de bruit qui est

$$\bar{e}_B = 4 K \cdot R_s \cdot T \cdot B$$

R_s est la résistance interne de la source.

Le rapport signal/bruit d'une source de signal est donc

$$\frac{e_s^2}{\bar{e}_B^2} = \frac{e_s^2}{4KR_sTB}$$

ou

$$\frac{P}{P_B} = \frac{P}{KTB}$$

Revenons à notre aérien directif. En même temps que la puissance utile de signal P_r , il capte le bruit émis par les corps célestes qui se trouvent dans son faisceau.

L'émission spontanée de bruit galactique nous amène à attribuer à la résistance de rayonnement (qui est aussi la résistance interne de la source équi-

valente) une température $T = T_A$ telle que l'expression

$$P_B = KT_A B$$

représente la puissance maximum de bruit disponible à la sortie de l'aérien. T_A doit être considérée comme une température radioélectrique.

Contribuent à la puissance de bruit P_B :

a) le bruit galactique,

b) le bruit dû à l'absorption atmosphérique (toute absorption étant génératrice de bruit est assimilable à un corps noir),

c) les radiations thermiques du sol terrestre à la température T_0 captées par les lobes secondaires de l'antenne.

T_A dépend beaucoup de la région du ciel vers laquelle est dirigé l'aérien et de la fréquence.

T_A n'est pas égale à la température des corps se trouvant dans le faisceau de l'aérien car elle dépend de la section obstruée par ces corps.

En outre le rayonnement radioélectrique peut s'éloigner beaucoup de la loi de Planck. Des courbes de T_A ont été établies par les radioastronomes. Par exemple à la fréquence de 1 000 MHz elle est d'environ 10 °K pour un ciel calme et de 800 °K pour un ciel bruyant. Les courbes ont la forme de la fig. 1 :

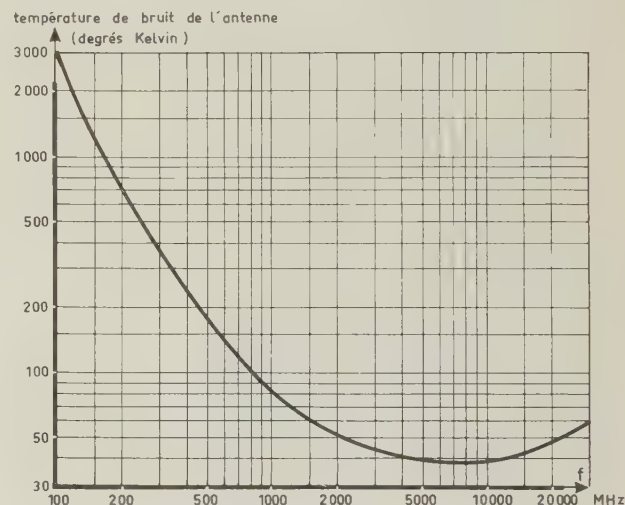


FIG. 1. — Exemple de courbe de température d'antenne

Nous voyons que T_A commence à diminuer avec la fréquence pour ensuite remonter. Le minimum se trouve vers 8-10 000 MHz.

2.2. BRUIT DE FOND DU RÉCEPTEUR

Voyons maintenant le bruit qui prend naissance dans le récepteur.

Soit P_r et KTB les puissances maximales de signal et de bruit disponibles à l'entrée du préamplificateur, A son gain, P_s et P_B les puissances de signal et de bruit

en sortie. Le rapport de la puissance de signal à la puissance de bruit à la sortie est inférieur au rapport de la puissance de signal à la puissance de bruit à l'entrée. On appellera facteur de bruit $\mathcal{F}$ le rapport :

$$\mathcal{F} = \frac{\frac{P_r}{KTB}}{\frac{P_s}{P_B}}$$

$\mathcal{F}$ est défini pour une température $T = T_0 = 290^\circ\text{K}$

Le facteur de bruit $\mathcal{F}$ à une température quelconque est donné en fonction du facteur de bruit $\mathcal{F}$ à la température T_0 par l'expression :

$$\mathcal{F} = \frac{T_0}{T}(\mathcal{F} - 1) + 1$$

Exprimons les puissances de signal et de bruit en sortie en fonction des valeurs d'entrée :

$$P_s = A \cdot P_r$$

$$P_B = A(KT_0B + P_{ib})$$

P_{ib} est la puissance de bruit qui prend naissance dans le préamplificateur, d'où la valeur de $\mathcal{F}$:

$$\mathcal{F} = \frac{P_r}{KTB} \times \frac{A(KT_0B + P_{ib})}{A \cdot P_r}$$

$$\mathcal{F} = 1 + \frac{P_{ib}}{KT_0B}$$

Si nous tirons P_{ib} de l'expression de $\mathcal{F}$ il vient

$$P_{ib} = (\mathcal{F} - 1)KT_0B$$

$\mathcal{F}$ varie avec le type de préamplificateur utilisé, à tubes, à transistors, à diode tunnel, paramétrique ou maser. A l'heure actuelle chaque type d'amplificateur est utilisé dans une certaine bande de fréquence. Ainsi les amplificateurs à diodes tunnel ne descendent guère au-dessous de 200 MHz car ils font en général appel à des circulateurs ou isolateurs du type ferrite par exemple et ceux-ci occupent un volume important aux basses fréquences.

On peut écrire :

$$P_{ib} = KT_RB \text{ en faisant } T_R = (\mathcal{F} - 1)T_0$$

T_R s'appelle la température de bruit du préamplificateur. Elle caractérise la qualité du préamplificateur aussi bien que $\mathcal{F}$. Pour un préamplificateur parfait $T_R = 0$ et $\mathcal{F} = 1$. Cette notion a l'avantage de prendre comme référence le zéro absolu alors que $\mathcal{F}$ est référé

à la température $T_0 = 290^\circ\text{K}$ qui correspond en moyenne à l'ambiante terrestre.

En remplaçant P_{ib} par sa valeur dans l'expression qui donne le bruit à la sortie du préamplificateur

$$P_B = A(KTB + P_{ib})$$

il vient :

$$P_B = A[KTB + (\mathcal{F} - 1)KT_0B]$$

Si T_A est la température de bruit de l'aérien et T_R la température de bruit du récepteur la puissance de bruit s'écrit :

$$\begin{aligned} P_B &= A(KT_AB + KT_RB) \\ &= AK(T_A + T_R)B \end{aligned}$$

L'amplificateur paramétrique a un facteur de bruit de l'ordre de 2 dB à 2 000 MHz, l'amplificateur à diode tunnel de 2,5 à 4 dB dans la bande de 200 MHz à 2 000 MHz.

Pour $10 \log \mathcal{F} = 2$ dB, la température de bruit T_R est :

$$T_R = (\mathcal{F} - 1)T_0 \approx (\mathcal{F} - 1)290 \approx 170^\circ\text{K}$$

La température de bruit d'un maser peut être de l'ordre de 20°K ce qui correspond à des valeurs de $\mathcal{F}$ voisines de l'unité.

2.3. PUISSANCE DE BRUIT ENGENDRÉE PAR LES PERTES

Les pertes de toutes sortes qui interviennent entre l'aérien et le préamplificateur et qui sont dues aux câbles coaxiaux, aux filtres, aux circulateurs, etc. sont le résultat de la transformation de l'énergie électromagnétique en chaleur et par suite sont génératrices de bruit.

Supposons un affaiblissement a

$$a = \frac{P'}{P}$$

P est la puissance à l'entrée de l'affaiblisseur, P' la puissance en sortie.

La puissance transformée en chaleur est :

$$P - P' = P \left(1 - \frac{1}{a} \right)$$

et le bruit envoyé par les pertes vers le préamplificateur sera :

$$KT_0B \left(1 - \frac{1}{a} \right)$$

A la sortie de l'affaiblisseur nous aurons donc deux bruits qui s'ajoutent en puissance :

— le bruit de l'aérien affecté du coefficient $\frac{1}{a}$:

$$KT_A B \cdot \frac{1}{a}$$

— le bruit dû aux pertes :

$$KT_0 B \left(1 - \frac{1}{a}\right)$$

La puissance de bruit totale se dirigeant vers le préamplificateur sera :

$$P'_B = K \left[\frac{T_A}{a} + \left(1 - \frac{1}{a}\right) T_0 \right] B$$

On peut alors définir une nouvelle température de bruit T'_A

$$T'_A = \frac{T_A}{a} + \left(1 - \frac{1}{a}\right) T_0$$

Pour des pertes importantes la température T'_A peut tendre vers T_0 . Ceci est désastreux lorsque la température moyenne du ciel est faible.

Par exemple si $T_A + T_R = 50^\circ\text{K}$ et si les pertes sont de 1 dB on double le bruit total.

Les pertes sont doublement néfastes, et par l'affaiblissement du signal, et par le bruit engendré.

Pertes	Accroissement de la température de bruit
$10 \log a$	$T_0 \left(1 - \frac{1}{a}\right)$ pour $T_0 = 290^\circ\text{K}$
0,1 dB	6 °K
0,5 dB	31 °K
1 dB	58 °K

Le rapport signal/bruit s'écrira :

$$\frac{P_s}{P_B} = \frac{P_r}{aK(T'_A + T_R)B}$$

3. Seuil de détection en modulation de fréquence ou de phase

Il existe un seuil de détection de porteuse et de sous-porteuses en modulation FM PM et FM FM.

Au-dessous de ce seuil le rapport signal à bruit décroît très rapidement.

Le seuil de porteuse est donné par l'expression :

$$S_p = 2 k_1 B^{1/2}$$

La constante k_1 fait intervenir la contribution de toutes les puissances de bruit qui s'ajoutent algébriquement.

$$k_1^2 = k_1'^2 + k_1''^2$$

k_1' représente la contribution du bruit thermique du récepteur.

k_1'' représente la contribution du bruit amené par l'antenne.

B est la bande passante du récepteur avant démodulation.

Le seuil de sous-porteuse a pour expression :

$$S_{si} = \frac{2,83 k_1 B_i^{1/2}}{m_i}$$

B_i est la bande passante du filtre de voie i .

m_i est l'indice de modulation correspondant.

C'est généralement le seuil de porteuse qui est déterminant et qui donnera le signal minimal du récepteur.

Prenons un cas concret :

$$k_1' = 0,25 \cdot 10^{-8} ; \quad k_1'' = 0,13 \cdot 10^{-8}$$

$$B = 500 \text{ kHz}$$

$$k_1 = 10^{-8} \sqrt{0,25^2 + 0,13^2} = 0,28 \cdot 10^{-8}$$

Il vient donc :

$$S_p = 4 \mu\text{V}$$

La puissance minimale du signal que nous pouvons recevoir dans de bonnes conditions est donc :

$$P_{r \min} = \frac{1,6 \cdot 10^{-12}}{10^{12} \cdot 50} = \frac{[3,2]}{10^{13}}$$

Cela nous donne en décibels :

$$10 \log P_{r \min} = 125 \text{ dB au-dessous du watt.}$$

Connaissant cette puissance minimale en nous reportant à l'équation des télécommunications nous déterminons soit la portée soit la puissance minimale nécessaire pour la réaliser.

4. Détection phaselock

Pour reculer le seuil de détection en modulation de fréquence, il existe un procédé dit détection phase-lock ou détection cohérente. Il consiste à comparer les phases du signal MF et d'un oscillateur asservi par l'intermédiaire d'un discriminateur de phase. On interpose un filtre dans la boucle d'asservissement et le signal démodulé est pris à la sortie de ce filtre.

On peut ainsi gagner de l'ordre de 7 à 10 dB sur le seuil de détection.

Le phaselock peut être partiel ou intégral suivant que l'on a un simple détecteur phaselock ou que la boucle d'asservissement remonte jusqu'aux oscillateurs locaux (fig. 4.1. et 4.2.).

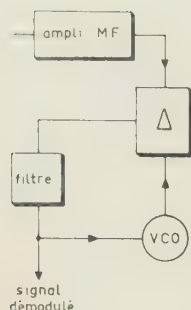


FIG. 4-1. — Boucle de phaselock partiel.

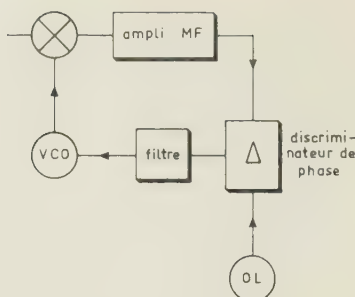


FIG. 4-2. — Boucle de phaselock intégral.

La boucle de phaselock intégral a l'avantage supplémentaire comme d'ailleurs le contrôle automatique de fréquence de ramener la fréquence moyenne du signal au milieu de la bande moyenne fréquence combattant ainsi la dérive de fréquence des oscillateurs locaux, de l'émetteur et l'effet Doppler.

Après avoir relevé le seuil de détection de la porteuse il est nécessaire de relever le seuil de détection des sous-porteuses donc d'employer la technique de démodulation phaselock aussi bien pour le discriminateur de porteuse que pour les discriminateurs de sous-porteuses.

5. Diversité

5.1. DÉFINITION

Nous avons vu que le signal HF au cours de sa propagation vers l'antenne peut être affecté de fading ou bien encore qu'avec un aérien de bord à polarisation linéaire, la polarisation reçue par l'antenne sol peut passer de la circulaire droite à la circulaire gauche pendant le mouvement du satellite. Il s'ensuit des variations importantes du signal.

Ces phénomènes gênants ne peuvent être combattus qu'en disposant deux stations de réception à des endroits différents dans le cas du fading ou qu'en recevant sur la même antenne les deux polarisations sur des récepteurs différents dans le cas des variations de polarisation. Ensuite nous pourrions soit commuter le signal le plus fort soit additionner simplement les signaux ou mieux encore les combiner linéairement.

C'est ce que nous appellerons faire de la diversité.

Cette combinaison linéaire ou cette commutation peut avoir lieu soit avant détection dans le récepteur (on combinera ou commutera alors les signaux moyenne fréquence) soit après détection (on combinera ou commutera alors les signaux video des deux récepteurs).

En modulation de fréquence ou de phase la combinaison avant démodulation permettra de reculer le seuil de détection et sera donc plus avantageuse que la combinaison après démodulation.

5.2. DIFFÉRENTS MODES DE DIVERSITÉS

5.2.1. Diversité d'espace

La réception en diversité d'espace peut être employée pour réduire les effets d'un fading rapide par exemple dans les liaisons troposphériques. Cette technique est basée sur le fait que lorsque le signal a été fortement affecté par le fading sur une antenne, il est hautement probable qu'un signal plus fort sera reçu sur une autre antenne située à une distance suffisante.

Il a été démontré expérimentalement que pour réaliser une réception en diversité d'espace satisfaisante les antennes devaient être séparées par une distance d'au moins 25λ . (En pratique on prend 100λ .)

Ces antennes doivent être alignées perpendiculairement au trajet de l'onde.

5.2.2. Diversité de fréquence et de temps

Les signaux reçus sur des fréquences nettement différentes ou à des instants différents sont également affectés différemment par le fading. On peut donc faire de la diversité de fréquence ou de temps. L'inconvénient de la diversité de fréquence est l'augmentation du spectre de fréquences utilisé par ce type de liaison. Quant à la diversité de temps elle introduit des retards dans les signaux de par son principe même, ce qui est fort gênant.

5.2.3. Diversité de polarisation

On pourrait également penser à une diversité de polarisation. Mais les signaux de polarisation gauche et droite sont pratiquement affectés de la même façon par le fading. On ne peut donc pas combattre ce dernier avec la diversité de polarisation.

Par contre cette technique peut être intéressante dans les transmissions spatiales où les mouvements de l'engin engendrent les 2 types de polarisation.

5.3. DIFFÉRENTES TECHNIQUES DE DIVERSITÉ

5.3.1. Diversité par sélection

Cette technique consiste à choisir le canal qui a le plus fort rapport signal/bruit en commutant soit les antennes sur un récepteur unique, soit la sortie des récepteurs sur un enregistreur unique par exemple.

La sélection peut aussi se réaliser en utilisant un détecteur commun aux deux récepteurs. Le signal le moins fort est ainsi éliminé par le signal le plus fort.

5.3.2. Diversité à gains égaux

Le deuxième type de diversité plus évolué consiste à additionner linéairement les signaux de plusieurs récepteurs. Pour ce faire, préalablement à l'addition il faudra mettre les signaux en phase s'ils n'y sont pas. Si la combinaison a lieu avant détection, c'est-à-dire en moyenne fréquence, nous comparerons la phase de chaque signal moyenne fréquence à la phase d'un même oscillateur local de référence et grâce à une boucle d'asservissement qui attaquera les différents oscillateurs locaux à fréquence contrôlée nous rendrons minimale le déphasage de chaque canal par rapport à l'oscillateur de référence.

La condition la plus importante pour effectuer l'addition des signaux est l'égalité du gain de chaque canal de réception.

La commande de C.A.G. peut être commune à toutes les voies et obtenue à partir du signal combiné.

En pratique la combinaison à gains égaux approche les performances de la combinaison optimale tout en étant de réalisation plus simple. Pour deux canaux la différence de performance est d'environ 0,5 dB. Pour trois canaux elle est de 0,67 dB, et pour 10 de 1 dB.

5.3.3. Diversité à combinaison optimale

Ce type de diversité donne les meilleures performances au détriment toutefois de la simplicité.

Pour avoir le rapport signal combiné à bruit maximal, on doit affecter à chaque voie élémentaire un gain en tension proportionnel à la valeur efficace de la tension du signal et inversement proportionnel au carré de la tension efficace de bruit dans la voie, la constante de proportionnalité étant naturellement la même pour chaque voie.

Dans ces conditions le rapport signal/bruit dans la voie combinée est égal à la somme des rapports signaux/bruit dans les voies élémentaires.

$$\frac{P_s}{P_B} = \frac{P_{s1}}{P_{B1}} + \frac{P_{s2}}{P_{B2}} + \dots + \frac{P_{sm}}{P_{Bm}}$$

Si nous effectuons la combinaison en moyenne fréquence, il faudra également asservir en phase les signaux moyenne fréquence des différents canaux.

Donnons un tableau des performances de la combinaison optimale par rapport à la combinaison à gains égaux et à la combinaison par sélection.

Nombre de canaux	Nombre de dB d'amélioration donnés par la combinaison optimale		
	Combinaison à gains égaux	Combinaison par sélection	un canal
2	0,49	1,25	3
3	0,67	2,14	4,77
4	0,76	2,83	6,02
6	0,85	3,89	7,78
8	0,9	4,69	9,03

6. Conclusion

Les problèmes abordés par les liaisons radioélectriques sont assez vastes et il nous était difficile d'entrer dans les détails. Toutefois nous avons essayé de donner un aperçu général de l'établissement du bilan de liaison et des solutions qui permettent de reculer le seuil de détection ou d'augmenter le rapport signal/bruit et donc d'accroître la portée de la liaison ou bien encore de réduire la puissance d'émission.

BIBLIOGRAPHIE

MAGNE Ph. — Les transmissions spatiales à très grande distance. Journées d'information astronautique de Mai-Juin 1960 organisées par la Société Française d'Astronautique à l'Ecole Nationale supérieure d'Aéronautique. Vol. II, Chapitre 6.1. Edition S.F.A.

JAFFE R.M. — Design and Performance of Phase-lock circuits capable of near-optimum performance over a wide range of input signal and noise levels. I.R.E. transactions Information Theory, n° 1 March 1955.

MUELIER G.E. — An Inter planetary communication system I.R.E. convention Record. Part 5, August 18/21, 1959.

GRIVET, BLAQUIERE A. — Le bruit de fond. Cours d'électronique publié sous la direction du Pr. GRIVET. Ed. Masson et Cie.

BRENNAN D.G. — On the maximum signal to noise ratio realizable from several noisy signals. P.I.R.E. October 1955.

HAROLD J. PRATT. — Propagation, noise, and general systems considerations in Earth space communications. I.R.E. transactions on communications systems, vol. CS 8, n° 4, December 1960.

CHAINES DE MESURES POUR MISSILES

APPLICATION AUX ENGIN S.E.R.E.B.

PAR

A. BUET

Ingénieur Civil de l'Aéronautique

Introduction

Il est inutile de démontrer maintenant l'importance primordiale de l'installation de mesures sur un missile expérimental, que le but final du programme soit « militaire » ou « spatial ».

C'est un fait d'expérience, qu'un essai en vol jugé globalement correct — du fait par exemple que la trajectoire est approximativement celle prévue — puisse être finalement inutile et doive être reproduit, si, l'ensemble des mesures ayant mal fonctionné, l'exploitation fine des réactions de l'engin et de ses équipements « fonctionnels » n'est pas possible.

Par contre, un essai qui serait en apparence un échec quasi-complet, peut être transformé, grâce au bon fonctionnement des moyens de mesure, en un succès dans le déroulement de l'étude du missile, si on peut en tirer une connaissance précise de caractéristiques jusque là mal connues, et, en conséquence, déterminer les modifications ou les réglages assurant la réussite de la phase suivante d'expérimentation.

L'exposé qui suit a pour but de faire le point d'une solution à ce problème des chaînes de mesures : celle appliquée par le GROUPE TECHNIQUE DE CANNES de SUD-AVIATION (G.T.C.) sur les missiles expérimentaux du programme SEREB.

Cette solution consistant essentiellement dans le choix de matériels d'origines diverses, et de méthodes de travail, cet exposé ne fera allusion à aucun problème de recherche fondamentale ou de technique d'avant-garde, mais évoquera seulement l'expérience d'un groupe de techniciens à qui l'on demande de mesurer en vol des paramètres aussi classiques que des tensions, des pressions, des accélérations ou des températures.

1. EXPÉRIENCE DU G.T.C. AVANT LE PROGRAMME SEREB (PÉRIODE 1952-1960)

Consacrant depuis 1949 son activité à des programmes de missiles, le G.T.C. a, dès cette époque, éprouvé la nécessité de « mesures de bord » et recherché les méthodes les plus sûres de recueil d'informations au cours des tirs.

Le procédé le plus couramment et le plus facilement employé fut *l'enregistrement photographique* (A 22, A 23... en boîtes blindées permettant la récupération des bandes).

1.1. Mais dès les premières années d'expérimentation, le besoin s'est fait sentir de méthodes de mesure n'exigeant pas la récupération d'une partie du missile après son vol : de 1952 à 1954, plusieurs systèmes de *télémessure* (SFENA, TURCK...) ont été essayés et leurs résultats furent comparés systématiquement à ceux des enregistreurs « internes » et des procédés « externes » (trajectographie et sondages météorologiques pour les altitudes et vitesses par exemple).

1.2. De 1954 à 1957, la télémessure prend une importance primordiale puisque toute *l'expérimentation d'un nouveau missile* (sol-air supersonique à stato-réacteur) est basée sur la télémessure TURCK FM/AM 6 voies. Les principaux problèmes traités pendant cette période furent essentiellement :

— l'amélioration de la fidélité et de la tenue aux accélérations des capteurs à capacité variable ;

— l'augmentation de la rapidité des systèmes d'inscription graphique ;

— l'expérimentation d'une première voie de bande passante « élargie » permettant la télémessure de vibrations mécaniques.

Le nombre de problèmes soulevés au cours de cette première phase d'exploitation a montré qu'un grand pas restait à faire pour augmenter avec profit la portée, la capacité et la « fiabilité » du système.

1.3. De 1957 à 1960, les rôles sont échangés : le missile précédemment expérimenté au moyen de la télémesure sert de *banc d'essais* au matériel réalisé par différents fournisseurs (TURCK/SAT et SFIM en particulier). Au cours d'un vol libre, l'équipement de bord de cet engin est soumis en effet à des conditions spécialement dures (accélération au départ : 12 à 15 g ; vitesse maximale : $M = 3,5$ à $3,7$; altitude maximale 70 à 80 km ; fort niveau de vibrations au moment de l'extinction du statoréacteur). L'ensemble de cette opération était effectué sous le contrôle du Service Méthodes du Centre d'Essais en Vol.

1.4 Introduction des problèmes d'engins balistiques

Les problèmes à résoudre pour l'expérimentation de futurs missiles se sont précisés en 1958-1959 à l'occasion de la préparation d'un premier programme d'engins balistiques et l'étude des buts à atteindre fut l'objet d'un marché d'études générales STAé/CEV. Ces études, conjuguées avec l'expérimentation sur « missiles bancs d'essai », mirent en évidence :

- la nécessité de mesurer un grand nombre de paramètres (120 demandés en octobre 1959) et d'utiliser plusieurs moyens de transmission et de stockage ;
- l'importance des « facteurs d'influence » rencontrés par les équipements dans « l'ambiance missile » (chocs, vibrations, température, dépression...);
- l'intérêt théorique du standard TURCK/6 voies dont la capacité d'information était sans commune mesure avec la capacité précédemment utilisée (nous rappelons les fréquences sous-porteuses de ce standard et la bande passante d'information de chacune d'elles :

sous-porteuse : 185 kHz bande pass. retenue :	2 500 Hz
« 110 kHz	« 1 400 Hz
« 85 kHz	« 1 100 Hz
« 65 kHz	« 850 Hz
« 50 kHz	« 650 Hz
« 40 kHz	« 600 Hz

Soit au total une bande passante de 7 000 Hz par émetteur).

C'est dans cette période enfin que furent lancées toutes les études qui aboutirent au matériel actuellement utilisé, et franchies les étapes suivantes :

— augmentation de la capacité d'information par remplacement des anciens discriminateurs « asservis » par des discriminateurs « fixes » à sortie « tension » ; utilisation du standard sous la forme PAM/FM/AM, les commutations des paramètres à mesurer permettant d'augmenter progressivement le nombre de voies « utiles » de la télémesure (12 pour 2 émetteurs jusqu'à janvier 59, 20 en juin 59, 49 en mai 60) ;

— augmentation de la portée par accroissement de la puissance des émetteurs et de la sensibilité des récepteurs ;

— détermination des conditions d'ambiance type « missile balistique » et étude de la tenue du matériel à ces conditions ;

— mise au point des chaînes particulières (tensions « haut et bas niveau », températures, contraintes, vibrations...) et des premiers commutateurs électro-niques G.T.C.

2. MESURES SUR « VÉHICULES D'ESSAIS » SEREB

2.1. Résumé des programmes réalisés à ce jour

L'ensemble des véhicules d'essais SEREB a pour but la mise au point préliminaire sur des missiles « simplifiés » de tous les sous-ensembles qui seront utilisés ultérieurement sur l'engin opérationnel, but final du programme. La mise au point de tous les sous-ensembles fonctionnels n'étant possible qu'en recueillant le nombre maximal d'informations en cours de vol, la première phase V.E. a eu essentiellement pour but l'étude de la validité des chaînes de mesure nécessaires à cette expérimentation.

PRINCIPAUX RÉSULTATS OBTENUS

— En capacité d'information par émetteur : par utilisation généralisée des commutations de paramètres, 1 800 point/seconde transmis en mars 1961 ;

sur ss-porteuse 185 kHz :	800 p/s	
110 kHz :	400 «	} 4 commutateurs électroniques « haut niveau » G.T.C.
85 kHz :	200 «	
65 kHz :	200 «	
50 kHz :	110 «	} 2 commutateurs ACB/C 5 100
40 kHz :	110 «	

— En nombre de voies de mesures mises en œuvre :

140 en mars 1961
220 en mars 1962

2.2. Moyens employés. Définition des chaînes de mesure utilisées actuellement

2.2.1. ROLES RESPECTIFS DES DIFFÉRENTS MOYENS RETENUS

a) *Télémesure*. — La télémesure est devenue le moyen de mesure principal sur engin. Plus des 3/4 des paramètres à mesurer pendant le vol ont une bande passante utile < 5 Hz et sont justiciables de commutations à une cadence de 25 par seconde ; la plupart des voies sont donc utilisées en PAM/FM/AM.

Une à deux sous-porteuses au maximum peuvent être réservées à des paramètres dont la transmission « en continu » paraît indispensable au cours d'un début d'expérimentation, devant l'ignorance où l'on se trouve alors de leur bande passante « utile » ; exemples :

— vibration caractéristique de l'ambiance interne d'un compartiment d'équipements fonctionnels importants (pilotage ou guidage) ;

— paramètres caractérisant les évolutions de l'engin piloté (braquages de gouvernes, sorties d'ordres du bloc de pilotage...).

b) *Enregistreur magnétique*. — Il est caractérisé par des bandes passantes disponibles très larges ; par exemple une seule piste d'un enregistreur déroulant à 38 cm/s permet le passage de 20 à 25 kHz, soit 3 fois plus qu'un émetteur de télémesure FM/AM 6 voies.

Le système d'enregistrement « direct » permettra donc des mesures de large bande et de précision relativement faible ; exemple : étude du spectre de vibrations mécaniques et acoustiques aux points « vitaux » du missile échelonnés depuis la tuyère jusqu'à la pointe avant.

La précision peut être notablement augmentée par l'enregistrement FM, soit en bande large (excursion $\pm 40\%$), soit en bande étroite (excursion $\pm 7,5\%$ de sous-porteuses au standard IRIG) ; on peut de cette façon stocker des paramètres continus complétant ou doublant ceux transmis par télémesure.

c) *Enregistreur photographique*. — La simplicité et la sécurité de fonctionnement des chaînes correspondantes permettent l'enregistrement des paramètres de surveillance des équipements principaux (tensions et débits d'alimentation des batteries primaires, contrôles automatiques de gain des répondeurs radars ou des récepteurs de télécommande, topages des systèmes de récupération et des distributeurs chronométriques d'ordres...).

2.2.2. PRINCIPAUX TYPES DE CHAINES - MATÉRIEL EMPLOYÉ

a) *Télémesure*. — En attente du matériel AJAX, le matériel SAT au standard TURCK/6 voies a été retenu pour les véhicules tirés de 1961 à 1963 ; ce choix était fait :

— en accord avec les services officiels, qui, depuis plusieurs années recommandaient l'utilisation du standard TURCK sur les missiles ;

— compte tenu des études lancées précédemment, qui avaient pour but d'étendre notablement les possibilités pratiques de cette télémesure ;

— compte tenu également de ses possibilités théoriques, puisque si ce standard est défavorisé aux grandes portées par rapport à un système à porteuse FM, sa capacité d'information est du même ordre que celle du standard IRIG et peut être pleinement utilisée pour les « véhicules d'essai » de portée relativement faible ;

— compte tenu enfin de l'expérience propre du G.T.C., rappelée plus haut. L'émetteur SAT de 15 W, son convertisseur statique SFIM et les traducteurs SAT de 6 voies sont installés à l'intérieur d'un container à double paroi permettant une suspension intermédiaire et une ventilation au cours des essais prolongés au sol. Ces précautions nous permettent d'utiliser du matériel à tubes, conçu en 1958, dans des conditions quelquefois sévères, avec une sécurité suffisante pour l'expérimentation de missiles nouveaux, en attendant le matériel AJAX plus robuste.

La figure 1 (partie supérieure) montre un container de télémesure.

Conclusions actuelles sur ce matériel :

— émetteurs : fonctionnement correct à condition de surveiller le taux de distorsion de modulation pour éliminer les risques de diaphonies gênantes entre sous-porteuses et de leur faire subir un essai préalable de vibrations à 10 g crête — sans suspension — pour éliminer tous défauts technologiques (éléments faibles, soudures sèches...) ;

— traducteurs :

D 3620 et D 3630 : tension « haut niveau » (2 V) fonctionnement correct.

D 3640 : tension « bas niveau » (20 mV) difficultés liées au parasitage des voies sensibles et à la fidélité moindre de ces traducteurs.

D 3650 : vibrations ; entrée 35 mV efficaces à grande impédance ; grâce à une suspension interne, excellents résultats dans l'ensemble ;

— oscillateurs pour capteurs à self SFIM et SAT : parfaite robustesse due à leur technologie « transistorisée » ; classe 5 % dans les conditions extrêmes d'ambiance.

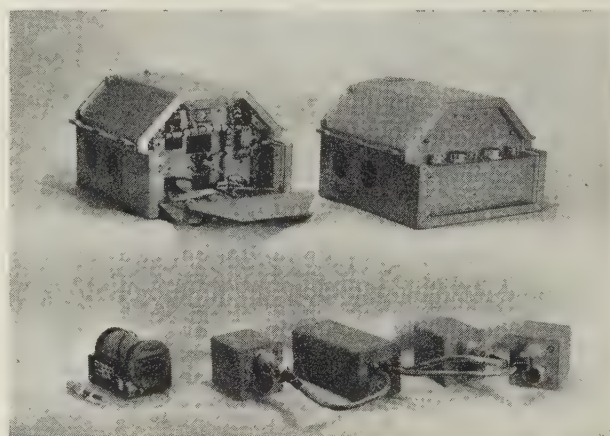


FIG. 1. — En haut, le container d'émission G.T.C.-S.A.T. ; en bas, à gauche le commutateur SFIM-C. 3 200 ; à droite un commutateur électronique G.T.C. composé de 1 boîtier de commande C. 7 100, 3 boîtiers de portes C 7 101.

Citons de plus l'utilisation provisoire d'une *télémesure monovoie ONERA* à porteuse FM dans la bande 80 à 100 kHz destinée à transmettre dans une bande de 15 à 20 kHz les vibrations acoustiques mesurées au voisinage des propulseurs et à l'intérieur des cases d'équipements.

b) *Enregistreurs magnétiques*

En l'absence de matériel français adapté au fonctionnement sur missiles, nous nous sommes orientés au début 1960 vers du matériel U.S. LEACH ; MTR 800 et MTR 1 200 avaient équipé certains missiles américains (Subroc, Polaris,...) ; les modules — transistorisés — constituant l'« électronique » des enregis-

teurs, sont installés dans une boîte dont une face supporte l'enregistreur et dont l'autre permet l'accessibilité directe des réglages de gain et de sensibilité de chacun des modules (fig. 2 et 3).

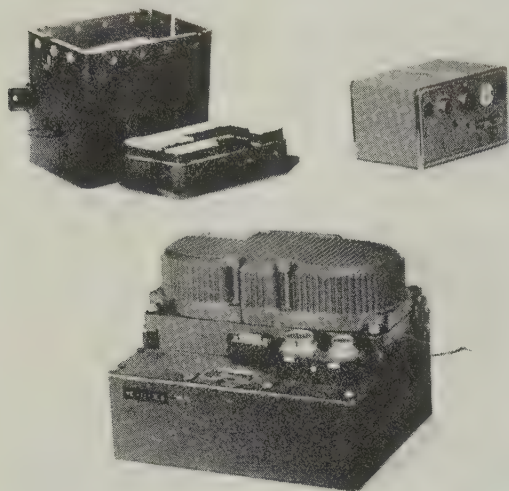


FIG. 2. — En haut, l'enregistreur photographique SFIM A 22 et sa boîte blindée ; en bas, l'enregistreur magnétique LEACH monté sur la boîte à modules G.T.C.

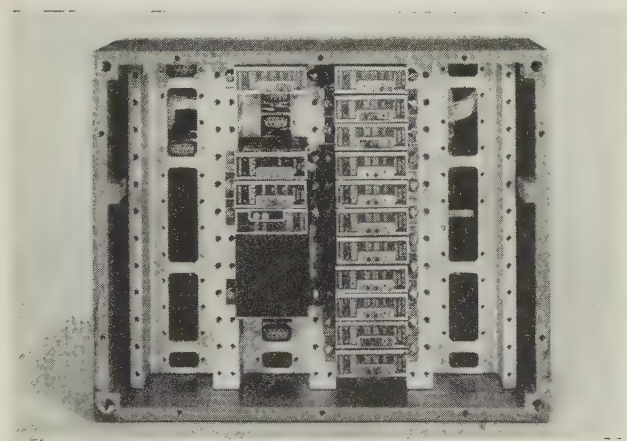


FIG. 3. — Vue de la face inférieure de la boîte à modules LEACH.

Conclusions actuelles sur ce matériel :

— cinématique : demande des réglages fréquents et minutieux des embrayages à frottement sec pour obtenir un pleurage (lent et rapide) restant dans des limites admissibles dans les conditions d'ambiance extrêmes ;

— électronique : fonctionnement correct.

L'expérimentation du système d'enregistrement par « effacement de porteuse », recommandé par la Société LEACH pour la simplicité de la chaîne correspondante, a montré qu'on ne pouvait en exiger une précision meilleure que 5 à 10 %, mais que son principe est à retenir pour certains cas particuliers où une erreur sur l'amplitude du signal est admissible (topages par ex.).

c) Enregistreurs photographiques

Le même type d'enregistreur (SFIM A 22 ou A 23) est toujours utilisé, équipé d'inscripteurs A.C.B. E 611 et installé dans une boîte blindée avec une suspension constituée par une épaisseur de 4 à 5 mm de Klégocell comprimé (fig. 2, au-dessus de l'enregistreur LEACH).

d) Définition type des équipements principaux de mesure d'un véhicule d'essai.

Les containers de télémessure et les enregistreurs sont placés dans la « tête » de l'engin constituée de 2 parties récupérables, l'« ogive » et la « case d'équipements ». En moyenne, on utilise :

- 2 containers d'émission de télémessure 6 voies ;
- 1 enregistreur magnétique LEACH 14 pistes ;
- 2 ou 3 enregistreurs A 22 équipés de 7 à 8 inscripteurs.

(La figure 4 montre l'installation de 2 containers et d'un enregistreur LEACH.)

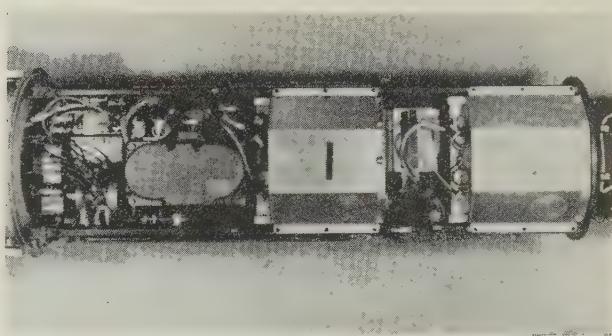


FIG. 4. — Vue d'une installation type comprenant 2 containers de télémessure et 1 enregistreur LEACH.

2.2.3. CAPTEURS ET ADAPTATEURS - MATÉRIEL EMPLOYÉ

a) Pressions et accélérations

Capteurs à self SFIM/ONERA. — G 55, H 55 et J 25 ; ils ont été retenus par suite :

— de l'absence de capteurs à potentiomètre de faible volume et de classe de précision correcte en « ambiance missile » ;

— de la simplicité des chaînes correspondantes, la liaison directe capteur-oscillateur n'excluant pas la possibilité de commutation intermédiaire ;

— de leur faible volume, permettant d'en multiplier le nombre, et d'autre part, de protéger par une suspension simple, les capteurs de pression sensibles aux vibrations (G 55 - 1 300 mb par exemple).

Leur classe de précision est de l'ordre de 5 %, sauf pour les capteurs de faibles étendues de mesure, plus difficiles à protéger et une correction de l'erreur de linéarité est indispensable.

Capteurs à self SAT. — Les capteurs de pressions 14 222 PL ont été utilisés avec succès sur des propulseurs à poudre de durées de fonctionnement 4 s, puis de 20, puis de 40 s — gammes 20 à 120 bars —

classe 3 %. Leur expérimentation est en cours sur un propulseur biliquide de durée de 100 s.

Les capteurs d'accélération 14 222 VP ont été choisis pour les cas de mesures de vibrations dans la bande 0 à 200 Hz, leur amortissement par laminage d'air étant moins susceptible de variation en température qu'un système à laminage d'huile. De plus une protection — étudiée en 1959 — au choc thermique 250°/5 mn permet d'utiliser ces capteurs sans précaution spéciale dans des zones protégées des missiles (voisinage des tuyères par exemple).

Capteurs à jauges C.E.C. et Sud-Aviation G 41. — Ces capteurs ont été retenus à cause de leur sortie en « tension » qui permet plus de souplesse dans la répartition sur les voies de mesure ; leur classe de précision est maintenant comparable (3 à 5 %). Ils sont spécialement utilisés pour les mesures de pression des réseaux hydrauliques de pilotage et de propulsion (gamme 15 à 250 bars).

(La figure 5 montre l'installation de capteurs à self SFIM et SAT.)

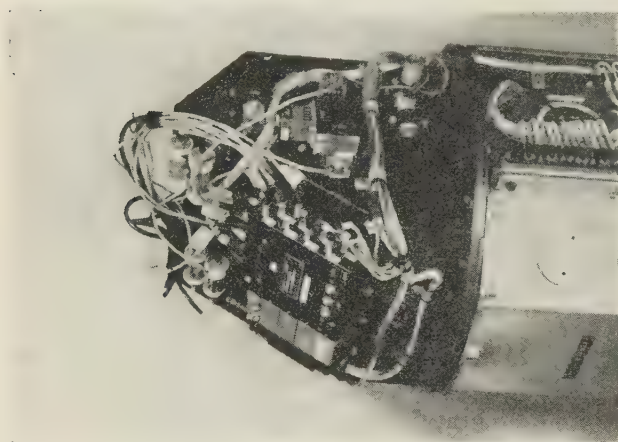


FIG. 5. — Vue d'une pointe avant équipée de capteurs de pression et d'accélération à self.

b) Températures

— Pour les températures de 0 à 200 °C : thermistances Carbone-Lorraine LC 2 avec signaux de sortie des ponts sous forme de tensions haut-niveau ; thermistances « ventilées » à faible temps de réponse pour la mesure des températures internes de case d'équipements.

— Pour les températures de 300 à 1 200 °C : — thermocouples fer constantan et chromel alumel avec correcteurs thermiques Delord ; signaux de sortie « bas niveau ».

— Pour les températures de parois de 0 à 200 °C : jauges collées « Baldwin-Stikon » ; signal de sortie « haut-niveau ».

c) *Contraintes.* — L'utilisation systématique de jauges de compensation étant spécialement mal adaptée sur missile, nous avons préféré dès 1959 l'emploi de jauges autocompensées en température ; les jauges U.S. BUDD dites « à froid » compensées jusqu'à

100 °C et les jauges à chaud type 600 compensées jusqu'à 350 °C, couvrent nos besoins actuels, à condition de prendre les précautions nécessaires concernant la nature des fils de liaison (constantan ou nickel chrome selon le type) et les opérations de cuisson des jauges à chaud. Les ponts de résistances et d'équilibrage sont reportés dans une zone moins sujette aux variations de température, et sont constitués de résistances non seulement très stables, mais spécialement appariées.

Une expérimentation particulière, comprenant des essais conjugués de traction-compression et température, est en cours dans les laboratoires de SUD-AVIATION-COURBEVOIE sur les nouvelles jauges BUDD à support type 604 avec plusieurs types de colles et ciments en vue d'éviter la cuisson à une température au moins égale à la température d'utilisation.

d) Vibrations

Vibrations mécaniques. — Pour les mesures concernant l'ambiance « missile » nécessitant une grande bande passante, les capteurs piézoélectriques (Bruel et Kjaer et A.C.B. des séries J 8 000 et J 8 100) sont utilisés :

— pour la liaison aux chaînes classiques d'enregistrement magnétique ou de transmission, des adaptateurs-amplificateurs dérivés des traducteurs de vibrations cités plus haut sont fournis par la S.A.T. ;

— pour les mesures relatives aux basses fréquences (recherches des modes de vibrations de structures), les capteurs SAT J 27 à self sont d'usage courant.

Vibrations acoustiques. — Micros piézoélectriques 20 H 44 seulement pour les forts niveaux (de l'ordre de 160 dB).

— Micros capacitifs pour les niveaux inférieurs, couramment rencontrés dans les cases d'équipements (120 à 150 dB) : micros ONERA 20 H 93 et Bruel et Kjaer 4133 « 1/2 pouce » avec cathodynes ONERA - Sud-Aviation.

— Nous nous devons de citer un procédé qui permet une économie considérable de bande passante dans le stockage ou la transmission d'informations concernant les vibrations : l'analyse de bord ; les analyseurs « en peigne » SAT type Y 22 constitués de 10 filtres passe-bande de largeur 1 octave fournissent les densités spectrales à l'intérieur de 10 bandes contiguës s'échelonnant de 20 à 10 000 Hz ; les tensions de sortie, fonction de ces densités, peuvent être transmises par prélèvements, au même titre que les autres signaux de mesure de « haut-niveau » ; dans une phase ultérieure d'expérimentation, on pourra, connaissant le spectre en un point particulier, se contenter de surveiller le niveau d'énergie dans une bande donnée à l'aide d'un des éléments extraits de l'analyseur.

e) *Attitudes.* — En l'absence sur le marché français d'instruments de mesure d'attitudes et de vitesses angulaires ayant une bande passante et une classe de précision suffisantes, la solution la plus commode consistait à extraire des éléments des chaînes de pilotage et à les adapter aux chaînes de mesure.

— gyromètres SAGEM/GSM 24 avec alimentation et démodulateur G.T.C.

— centrale gyroscopique SFENA avec convertisseur AUXILEC et boîte d'adaptation G.T.C.

Seul un matériel U.S. adapté aux missiles a été utilisé, le gyroscope de mesure IRON-FIREMAN (alimentation AUXILEC et sortie par synchro ou potentiomètre).

f) *Tensions fonctionnelles et de surveillance.* — Un nombre important de « paramètres » est constitué par des tensions prélevées en des points importants des équipements dits « fonctionnels » du missile (sous-ensembles de pilotage ou de guidage) ; d'autres sont simplement destinés à vérifier que les conditions de fonctionnement correct sont remplies (tensions et débits d'alimentation, A.V.C., niveaux de champs émis ou reçu, ...).

Dans tous les cas, on doit rechercher des impédances de source faibles ($< 500 \Omega$, pour plusieurs raisons :

— éviter les corrections dues à l'erreur de « finesse » introduite par l'impédance d'entrée de la chaîne de mesure (souvent inférieure à $50\,000 \Omega$).

— permettre une séparation et ainsi une protection — au moins par un pont diviseur de grand rapport — de la chaîne fonctionnelle « testée ».

— éviter les erreurs dues aux courants de retour renvoyés sur la source par les amplis ou « portes » électroniques qui suivent.

D'autre part, pour éliminer tous transitoires des commutations (mécaniques ou électroniques), le potentiel de ces « sources » par rapport à la masse doit être fixé à la valeur la plus faible possible.

2.2.4. COMMUTATEURS

a) le premier commutateur utilisé au G.T.C. fut le LEDEX rotatif pas-à-pas à 6 galettes coaxiales de 12 plots ; un avantage certain est présenté par l'arrêt sur chaque plot ; un inconvénient est sa vitesse de rotation limitée à 4 tours-seconde. Son rôle est maintenant limité aux recalages périodiques des voies continues (voir plus loin).

b) Ensuite fut monté le commutateur A.C.B. C.5.100 (11 plots ; 10 à 12 tours-seconde) ; fonctionnement correct, même pour des tensions bas-niveau ; mais cadence trop limitée pour les tensions haut niveau prélevées sur les chaînes fonctionnelles, et absence de la « synchronisation de canal » permettant la décommutation automatique.

c) le premier commutateur utilisable au standard IRIG/PAM fut le SFIM-ONERA C.3.200 (18 plots ; 10 tours/seconde) ; son principal rôle sur les véhicules d'essai concerne les capteurs à self et les tensions bas-niveau. Les dispersions actuelles sur les caractéristiques des moteurs exigent une alimentation régulée ; une version nouvelle, à régulation de vitesse, est en cours de mise au point (voir figure 1 en bas à gauche).

d) la mesure d'un nombre important de paramètres « bas-niveau » (thermocouples, contraintes, capteurs à jauges...) étant en général demandée avec une faible

cadence de prélèvement il fallait trouver un commutateur lent, à grand nombre de voies et au standard IRIG. Le catalogue de la Société anglaise VACTRIC présentait toutes les possibilités de « mécano » d'un commutateur déjà utilisé sur missiles ; le modèle retenu comporte, entraînées par 2 axes opposés, d'une part 4 galettes de 24 plots (et 24 interplots) tournant à 10 tours/seconde, d'autre part 2 galettes de 48 plots (et 48 interplots) tournant à 5 tours-seconde. L'utilisation habituelle en est la commutation de tensions « haut » et « bas-niveau » et de sorties d'oscillateurs de télémétrie. Le comportement dans les conditions d'ambiance « missiles » est excellent, mais de nombreuses difficultés apparaissent, dues aux plages neutres (ou entreplots) qui séparent les plages de contact des balais et laissent « flottantes » les entrées des chaînes de transmission pendant un court instant entre deux mesures consécutives. Une version améliorée à « entreplots » spécialement réduits, est en cours de réalisation chez VACTRIC.

La figure 6 montre un commutateur câblé et équipé de son dispositif régulateur de tension.

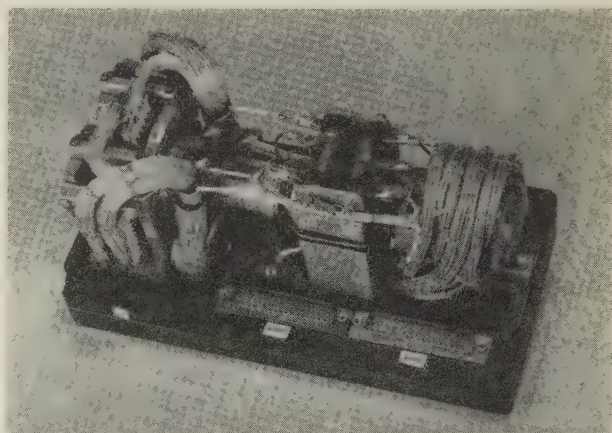


FIG. 6. — Montage et câblage G.T.C. d'un commutateur VACTRIC.

e) Commutateurs électroniques

Les études correspondantes ont été lancées au G.T.C. dès 1959 dans le but :

— d'augmenter à volonté les cadences de prélèvement et en particulier de se rapprocher de l'utilisation optimale du standard TURCK rappelée au § 2.1.

— de supprimer les « entreplots », évitant ainsi les transitoires gênants et réalisant une meilleure utilisation des bandes passantes disponibles.

— d'améliorer le fonctionnement en ambiance « missile » grâce à une technologie compacte et à la transistorisation.

La version « standard » choisie pour toute la première partie du programme des véhicules d'essais comprend un bloc de commande unique (horloge + logique) permettant de commander 1 à 4 blocs de 16 « Portes » bipolaires à des cadences égales ou sous-multiples, telles que 800, 400, 200 points/seconde, utilisables sur les différentes sous-porteuses d'un

même émetteur. Cette première version, non spécialement miniaturisée, occupe un volume, de 65 à 80 cm³ par voie, selon le nombre de boîtiers de portes utilisés (figures 1 (inf.), 7, et 8).

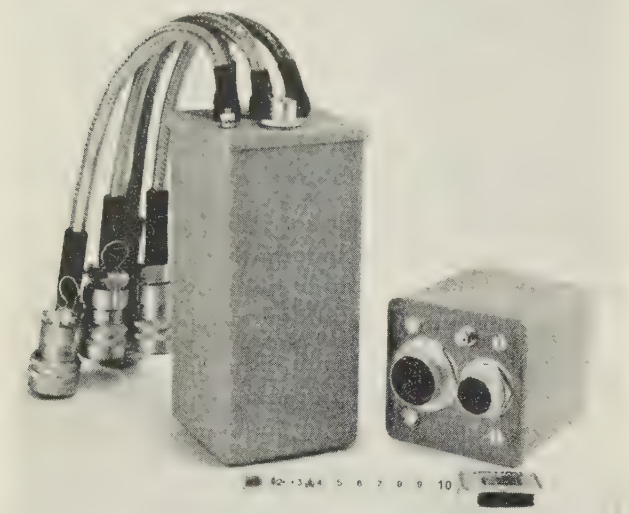


FIG. 7. — Commutateur électronique G.T.C. : à gauche boîtier de commande C 7 100 ; à droite boîtiers de portes C 7 101.

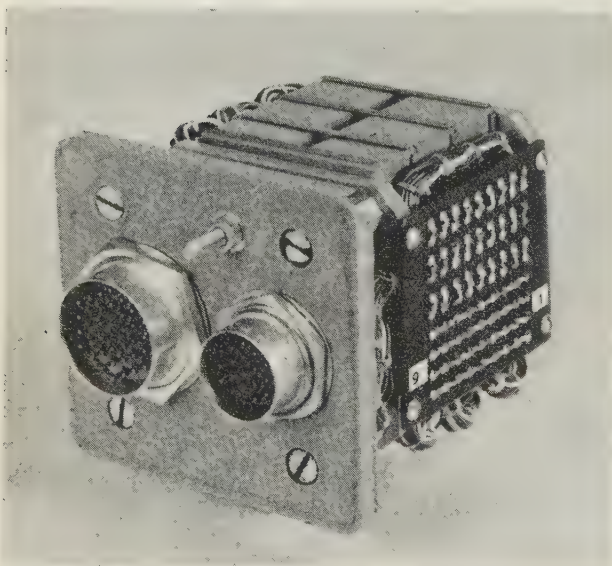


FIG. 8. — Boîtier de portes — empilage des modules et plaquette de répartition.

La version « miniature » est élaborée pour la 2^e partie du programme V.E. et la cohabitation avec le matériel AJAX ; les cadences de commutation demandées étant beaucoup plus nombreuses, les nouveaux commutateurs sont monoblocs : chaque boîtier contient son horloge (dont la cadence est facilement modifiable par échange d'un module), sa logique de commande, son convertisseur d'alimentation et ses portes. Différentes versions sont définies pour les

commutations « haut » et « bas niveau » de 16, 24, 32, 48 et 64 voies ; le volume unitaire tombe pour les boîtiers eux-mêmes à 15 à 22 cm³ par voie (les prises de sortie — des Cannon miniatures — ont un encombrement qui devient très notable par rapport à ces boîtiers, et on doit tenir compte pour l'aménagement, d'un volume légèrement supérieur) (fig. 9, 10, 11 et 12).



FIG. 9. — Commutateur électronique bas-niveau (32 voies) miniature G.T.C.



FIG. 10. — Commutateur électronique haut niveau (48 voies) miniature G.T.C.

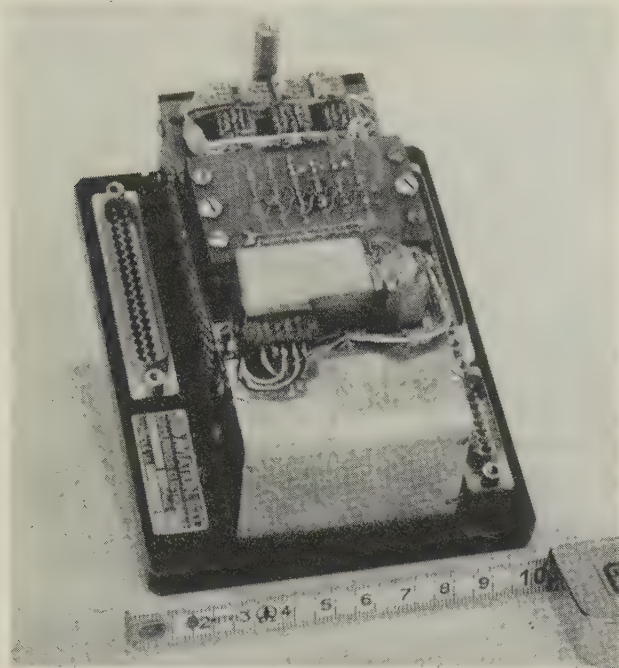


FIG. 11. — Commutateur 32 voies B.N. miniature sans couvercle.



FIG. 12. — Eléments modulaires des commutateurs miniatures.

2.2.5. ALIMENTATION ET CABLAGES

a) *Batteries* : la source d'énergie principale est constituée par des batteries SAFT au cadmium-nickel à électrolyte liquide (VO 15), choisies pour leur faible rapport poids/capacité.

Les batteries annexes, à faible capacité, sont des éléments « bouton » à électrolyte solide.

b) *Convertisseurs* : à partir de la source primaire de 27 volts, les diverses tensions nécessaires sont obtenues à partir de convertisseurs statiques, dont le comportement et le rendement restent corrects dans des conditions d'ambiance sévères (SFIM pour le matériel de télémesure, LEACH pour l'enregistrement magnétique, AUXILEC pour les mesures d'attitude...).

c) *Câblages et connexions* : Tous les câbles des circuits de mesure sont blindés ; dans certains cas de transport de signaux alternatifs, on utilise des câbles coaxiaux miniatures pour leur faible capacité.

Pour les connecteurs, le *sertissage* a été retenu de préférence à la soudure à cause de sa rapidité d'exécution, sa plus grande sécurité (l'outil « à sertir » ne pouvant se rouvrir qu'après fin de course) et sa meilleure tenue dans des conditions d'ambiance vibrations-températures conjuguées. En attente de prises françaises comparables, la prise DEUTSCH a été choisie pour sa grande capacité en nombre de broches et la sécurité de son verrouillage.

d) *Principes généraux adoptés pour les circuits d'alimentation* : Le nombre d'informations demandées exige un câblage complexe ; la précision recherchée conduit à de multiples interventions sur le matériel et ses connexions : réglages, ajustages, étalonnages, démontages... d'où une probabilité relativement importante d'incidents de câblage, de coupures, de masses accidentelles... accrue par la nécessité d'utiliser des câbles fins et des prises miniatures à grand nombre de broches. On cherche donc à ce qu'une panne du câblage « mesures », n'ait que des conséquences limitées ; la plupart des parties terminales des chaînes (émetteurs, enregistreurs magnétiques...) ayant un point à la masse, on alimente chacune d'elles par un convertisseur statique séparateur assurant en cas de panne la protection de la batterie primaire. Les circuits de distribution de 27 volts restent ainsi isolés de la masse, exigeant 2 pannes simultanées sur les 2 polarités pour causer une panne générale ; la probabilité en est notablement diminuée.

Quelques mots sur la nécessité des batteries « annexes » : les mesures « bas-niveau » sont très délicates, en raison de leur sensibilité aux parasites. Dans le cas de mesures par jauges le bruit de fond des alimentations (résiduelles des convertisseurs statiques) se retrouve sur le signal. Les débits exigés étant relativement faibles et les potentiels des signaux devant être fixés par rapport à la masse, nous avons préféré utiliser des batteries indépendantes de faible capacité, aussi bien pour les alimentations des ponts que pour celles des tensions de référence des commutateurs.

2.2.6. ANTENNES : les antennes de télémesure doivent être disposées entre le corps de l'engin et l'enveloppe diélectrique constituée par la protection thermique de l'ogive, dans un espace de 25 mm environ. Un nouveau modèle d'antenne « type R », a été retenu ; ce système est constitué en principe par une ligne résonnante dont un élément est le corps de l'engin lui-même. Les coefficients de surtension réalisés permettent une couverture de rayonnement quasi sphérique. Les principales difficultés rencontrées résidaient dans la nécessité de réduire à l'extrême les résistances de pertes, dans l'importance des effets des supports d'antenne et des éléments proches de la structure sur les réglages des aériens ainsi que dans la nécessité de réaliser des montages suffisamment rigides pour ne subir aucune modification dans les conditions d'ambiance de vol.

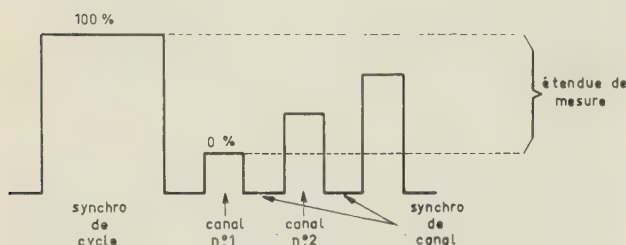
2.3. Qualité des résultats obtenus — Evaluation de la précision « a posteriori »

Cette évaluation pose des problèmes très délicats d'interprétation et les résultats ne peuvent en être fournis que sous toute réserve.

En règle générale, on aboutit à une opinion plus sûre sur la valeur d'un matériel de mesure en exploitant les résultats statistiques des essais de laboratoire simulant en particulier toutes les conditions d'ambiance « missiles » ; les « grandeurs de référence » servant aux étalonnages sont en effet plus précises que les recoupements divers dont on dispose pour l'évaluation de la précision a posteriori.

Dans la majorité des chaînes actuellement utilisées, il semble maintenant que les capteurs sont les plus imprécis (classes courantes 3 à 5 %).

Par contre, les chaînes de télémesure commutées, grâce aux corrections permanentes de dérive et de sensibilité opérées par l'intermédiaire des tensions de référence 0 et 100 %, peuvent donner des erreurs ne dépassant pas 1 % pour les tensions « haut-niveau ».



Les chaînes bas-niveau commutées, plus sujettes aux parasitages, sont de la classe 2 à 3 % (cas actuel VACTRIC + traducteur SAT bas-niveau).

Le *calibrage périodique en vol* ou *auto-étalonnage* est une nécessité dans le cas de la plupart des chaînes si l'on veut atteindre un degré de précision correct (1 % de l'étendue de mesure par exemple) ; il s'effectue :

— pour les voies commutées : en réservant certains plots de chaque cycle à la transmission de références bien connues générées à l'intérieur du missile ; le dépouillement automatique interpole entre les deux références extrêmes la mesure de l'amplitude d'un canal de mesure quelconque ; toute la précision dépend alors seulement de la qualité des tensions de référence et de la linéarité de la chaîne.

— pour les voies continues : en coupant périodiquement la mesure pour la remplacer par trois échelons successifs de référence ; cette opération peut s'effectuer par un simple commutateur LEDEX, ou bien dans le cas où le volume disponible est spécialement limité, par un élément de commutateur transistorisé. La légère perte d'information qui résulte de ce procédé est largement compensée par la surveillance étroite qu'elle permet sur la qualité de la mesure.

3. CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN PROGRAMME DE MESURES SUR MISSILES

L'expérience déjà longue, décrite ci-dessus, a permis au G.T.C. de dégager un ensemble de principes directeurs qui constitue une sorte de « philosophie » des mesures sur missile.

L'idée de base est la recherche de la « fiabilité » maximale du réseau de mesures : la qualité des informations fournies se répercutera en effet sur la valeur du jugement qui sera finalement porté sur les équipements dits « fonctionnels » du missile.

Nous nous proposons d'examiner les phases successives de l'étude et de la réalisation d'un programme de mesures.

3.1. Détermination des paramètres à mesurer

La *liste des paramètres à mesurer* groupe les demandes des différents Services qui ont participé à l'élaboration du projet, à savoir :

- les Bureaux d'études spécialisés (aérodynamique, propulsion, mécanique du vol, structures, pilotage, guidage...).
- les sous-traitants responsables des équipements principaux « fonctionnels ».
- les spécialistes des « conditions d'ambiance ».

A ces demandes, il faut ajouter celles des spécialistes « Mesures » eux-mêmes qui désirent surveiller le fonctionnement de leurs équipements.

Ces listes partielles sont établies par chaque demandeur, d'après l'étude :

- des pannes possibles du sous-ensemble dont ils sont responsables et de leurs possibilités d'interprétation.
- des recoupements possibles pour confirmer cette interprétation.
- du programme particulier de l'essai envisagé et des critères permettant de vérifier que les performances attendues sont réalisées.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, le rôle du spécialiste « Mesures » au cours de cette première phase est déjà très important : il est en effet indispensable qu'il tire d'une discussion directe avec chacun des Services Demandeurs tous les renseignements qui lui permettront d'utiliser avec le meilleur rendement les chaînes de transmission et de stockage dont il dispose. Cette discussion doit aller jusqu'au fond du problème : le but recherché, la méthode d'exploitation envisagée doivent être parfaitement connus à ce stade pour dégager et limiter les *caractéristiques utiles* de chaque paramètre telles que : bande passante, étendue de mesure, précision, phase d'intérêt.

Il faut de plus faire connaître aux Services d'Etudes les *problèmes particuliers aux mesures*, problèmes qui peuvent ne pas leur être familiers :

— notion de bande passante et coût de cette bande passante à l'intérieur d'un cadre limité à quelques équipements de mesure.

— compromis nécessaire entre précision et bande passante.

— chaînes de mesure « continues » et chaînes de mesure « alternatives ».

— notion de « précision » rapportée à l'étendue de mesure...

De cette discussion sortiront des renseignements complémentaires, permettant un *classement ultérieur* plus facile :

— importance relative des paramètres, déterminée d'après les possibilités de recoupements et selon leur rôle dans l'exploitation d'un programme d'essai particulier ; ces indications permettront le choix entre le « stockage » et la « transmission » d'une part, et, d'autre part — pour le cas où le nombre de paramètres demandé dépassera la capacité des systèmes retenus — une estimation des priorités respectives.

— listes des paramètres susceptibles d'être conservés et de ceux qui seront supprimés dans une phase ultérieure d'expérimentation.

— listes des paramètres dont les caractéristiques sont les plus difficilement prévisibles et qui nécessiteront — par sécurité — au début de l'expérimentation, une bande passante et une étendue de mesure plus larges que celles indiquées précédemment comme les plus probables.

— listes des paramètres devant impérativement être suivis d'une manière *continue*, ou pouvant être restitués à partir de *prélèvements*. Dans le 1^{er} cas, une voie « continue », donc coûteuse en bande passante — sera nécessaire ; dans le 2^e cas, on pourra utiliser une voie « commutée », qui donnera une précision excellente à condition que la cadence de prélèvement soit correctement choisie et qu'un filtrage sérieux — éliminant les composantes spectrales parasites sans détériorer l'information utile — soit assuré. (Une voie de bande passante 0 à 1 000 Hz peut être utilisée, soit pour un paramètre de bande 1 000 Hz, soit pour 12 paramètres de bande 5 Hz).

Dans ce même cadre, le spécialiste des questions « *d'ambiance* » fournira des renseignements précieux sur les conditions régnant dans chaque partie du missile au cours de chaque phase importante du vol ; ces indications non seulement permettront le calibrage des chaînes de mesure d'ambiance, mais détermineront souvent le choix du type de capteur des autres chaînes, compte tenu de leur comportement en présence des divers facteurs d'influence évoqués.

3.2. Classement des paramètres — Répartition des chaînes

On se trouve donc en présence :

— d'une part, d'une liste de paramètres avec leurs caractéristiques principales.

— d'autre part :

— d'une liste de voies de transmission et d'enregistrement correspondant à un nombre en général très limité d'émetteurs et d'enregistreurs. (Ce nombre est fixé souvent a priori, d'après les programmes précédemment réalisés et compte tenu du volume disponible pour le matériel de mesure).

— du catalogue des capteurs disponibles et de leur classe de précision connue ou estimée dans des conditions d'ambiance « missile ».

De la bande passante, de l'étendue de mesure et de la précision demandée au paramètre découle en général le choix du capteur ; la forme de son signal, de sortie étant alors déterminée, on peut alors choisir le type de chaîne, d'après les renseignements complémentaires recueillis précédemment : voie continue ou commutée, de transmission ou de stockage...

La répartition des paramètres entre les voies disponibles de même type se fait selon la capacité propre de celles-ci.

Le responsable « mesures » établit alors un document de synthèse fixant la répartition des paramètres et la définition des chaînes ; ce document est soumis ensuite à l'approbation des Services d'Etudes et de Coordination, puis à celle de la Société « Maître d'œuvre ».

3.3. Approvisionnement du matériel

A partir du document de synthèse des chaînes de mesure, une liste détaillée des équipements est établie, les commandes sont passées sans tarder, car les délais habituels de livraison sont longs (en moyenne 8 mois, mais ils peuvent s'échelonner de 5 mois à 1 an). Dans des cas particuliers, une commande d'étude est lancée.

Des conditions de réception sont jointes aux commandes, précisant non seulement les programmes d'essais sur table, mais ceux des essais simulant les conditions d'ambiance de vol. Cette question sera examinée en détail plus loin (§ 3.5).

Notons que la réaction des fournisseurs devant les clauses « missiles » a heureusement évolué ces dernières années ; si, au début, ils refusaient de prendre en considération les conditions d'essai du matériel dépassant leurs propres moyens, ils font maintenant preuve d'un esprit coopératif très marqué.

3.4. Etudes d'installation des chaînes sur missiles

L'expérience des problèmes posés par cette installation amène rapidement à fixer certaines règles impératives dans chaque catégorie de travaux ; nous citerons quelques uns des points qui nécessitent un examen particulièrement attentif :

a) Problèmes de *mise en place*

— groupement des enregistreurs et des éléments les plus coûteux des chaînes (émetteurs, modulateurs...) dans les compartiments récupérables ; étanchéisation de ces compartiments.

— coupure des chaînes traversant plusieurs étages ou compartiments différents en des points particuliers facilitant :

- les contrôles partiels
- les étalonnages partiels
- l'interchangeabilité.

(par exemple, un capteur et son adaptateur, une jauge et son pont d'équilibrage, un capteur à self et son oscilateur ne doivent pas être séparés).

— installation des équipements nécessitant des « barrières » pendant le vol (suspensions, protections thermiques, containers étanches...) ou un « régime » spécial pendant les essais prolongés au sol (climatisation, ventilation...).

— recherche de l'accessibilité sans démontage de tous les éléments d'ajustage et de tests (réglage des taux de modulation de sous porteuses, gains et zéros des amplificateurs et modulateurs, équilibrages des ponts de jauges...) ; nécessité d'un accès facile aux enregistreurs pour recharge avant tir.

— dans la création des éléments nécessaires aux adaptations et aux interconnexions, recherche de la souplesse maximale par modularisation des éléments ayant une fonction bien définie (ponts de Wheatstone, ponts diviseurs divers...).

— aux sujétions bien connues des bureaux de dessin concernant la résistance des matériaux, le centrage et les divers équilibrages statiques et dynamiques, il faut ajouter maintenant celles de la rigidité des supports d'équipements ; aux essais « statiques » de structures doivent succéder les épreuves sur pot vibrant de chaque ensemble, ou compartiment, ou étage, équipé de maquettes lestées et « truffé » de capteurs piézoélectriques ; les enregistrements faits au cours de ces essais permettent de repérer les résonances ou couplage susceptibles de provoquer des détériorations en vol (dans la mesure du possible les dessinateurs devraient d'ailleurs assister à ces essais : l'observation d'une résonance par stroboscopie a une « vertu convaincante » certaine).

b) Problèmes d'installation électrique

— les faibles courants transportés dans les circuits de mesure nécessitent l'utilisation de blindages sur tous les conducteurs.

Or, les fils blindés ou coaxiaux en grand nombre forment des nappes importantes qu'il faut loger autour des équipements, brancher sur des prises fixes souvent difficilement accessibles ; ce problème est insoluble par le seul dessin mais accessible par maquette.

— aussitôt après le stade du schéma de principe, réalisé à partir du document de définition des chaînes de mesure, on doit passer à l'étude préliminaire des « contrôles » qui seront effectués, d'abord sur chaque étage, puis sur l'engin complet après assemblage ; cette étude mettra en évidence :

— les points tests à ramener sur des prises de contrôle accessibles sans démontage des équipements, puis sans démontage des sous ensembles équipés.

— les points tests à ramener sur les prises « ombilicales » par lesquelles se feront les derniers contrôles avant tir.

— les commandes de mises en marche séparées des différents équipements aux différents stades de contrôle (alimentations des modulateurs, chauffage des émetteurs, hautes-tensions, alimentation des commutateurs mécaniques et des commutateurs électroniques...).

— la nécessité de prises accessibles pour le fonctionnement sur batteries extérieures et la recharge des batteries internes.

— Dès cette première phase, les avant-projets des baies de contrôle doivent être établis, en correspondance avec les câblages de l'engin ; on distingue les « baies de contrôle » affectées à chaque étage de l'engin, et les « baies de simulation », souvent nécessaires pour assurer un contrôle rationnel des chaînes complètes en remplaçant un étage voisin, géographiquement éloigné au moment du contrôle.

— *Connexions entre sources de mesure et utilisation* : on doit rechercher la *souplesse maximale* ; en effet, des incidents imprévus peuvent se produire en cours de mise au point et exiger la surveillance de nouveaux paramètres, ou le changement des moyens utilisés pour cette surveillance ; il faut donc faciliter la réalisation des modifications — jugées impératives — du réseau de mesures ; l'application des règles suivantes le permettra :

— ne réaliser aucune liaison directe source — traducteur, mais raccorder les 2 fils venant des 2 extrémités de la chaîne sur une barrette de connecteurs facilement accessibles et identifiables (voir figure 13 un ensemble de connecteurs).

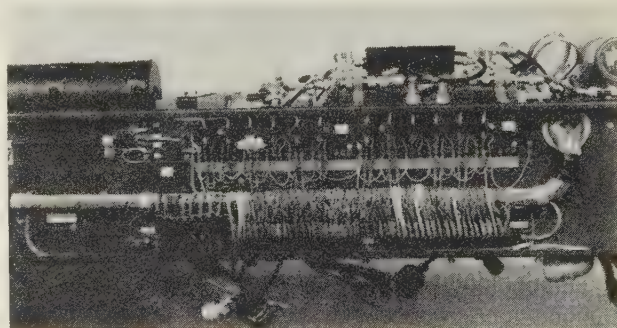


FIG. 13

— couper systématiquement dans chaque étage du missile les fils de liaison allant de l'extrémité arrière vers l'ogive ; raccorder chacune de ces coupures sur la barrette de connecteurs « mesures » de l'étage correspondant.

— câbler extérieurement tous les appareils d'enregistrement ou de transmission selon leurs capacités respectives maximales, les fils non utilisés restant en attente sur une barrette de connecteurs.

— prévoir systématiquement quelques fils de liaison supplémentaires entre étages, leurs 2 extrémités restant en attente d'un raccordement éventuel ultérieur.

c) Problèmes d'antennes : l'importance de la qualité de la transmission est d'autant plus grande que l'engin a un comportement anormal et prend des attitudes imprévues. Il est donc indispensable de disposer d'aériens ayant un diagramme de rayonnement quasi-isotropique ; la mise au point doit donc commencer très tôt : dès que la forme du missile est connue, une maquette à échelle réduite en est lancée pour permettre de « dégrossir » le problème. Ensuite une structure, « échelle grandeur » est affectée aux spécialistes des antennes ; les premiers relevés de diagrammes, effectués dans des chambres anéchoïdes de plusieurs mètres de côté, sont ensuite confirmés aux cours d'essais en vol (maquettes suspendues sous hélicoptère par exemple...)

d) Problèmes d'interférences radioélectriques : ces problèmes sont soulevés par la cohabitation dans un volume restreint d'équipements différents rayonnant ou sensibles à des fréquences HF, VHF ou UHF (télémessure, télécommande, répondeurs radars...) ; quelques rares problèmes peuvent être traités « a priori » (filtres de bandes étroites séparant des fréquences voisines), la plupart doivent être examinés sur le missile complètement câblé, équipé et en fonctionnement. Il faut donc absolument réserver avant les essais en vol d'un nouveau type d'installation une phase d'essais de « cohabitation radio électrique », après laquelle des améliorations de blindage ou de filtrage peuvent être exigées.

e) Problèmes de mise au point de chaînes ou de capteurs nouveaux en laboratoire.

Certains problèmes soulevés soit par un élément de chaîne nouveau, soit par une utilisation nouvelle d'une chaîne déjà connue, peuvent être facilement examinés en laboratoire. Le principal problème réside dans l'approvisionnement du matériel correspondant : il doit être lancé aussi tôt que possible, dès que le besoin d'une chaîne nouvelle apparaît au cours de l'établissement du programme de mesures ; deux ou trois exemplaires sont commandés avec le délai le plus court.

En général, les problèmes de mise au point se partagent d'une manière analogue à la structure de la chaîne elle-même :

— mise au point de l'ensemble capteur + adaptateur

— mise au point de la partie traduction + transmission (ou stockage).

— mise au point de la partie « exploitation des résultats » (dans sa première phase : réception, enregistrement et lecture des signaux collectés).

Les mises au point des éléments séparés ont essentiellement pour but la détermination de la « classe de précision » dans les conditions d'utilisation prévues, y compris les conditions d'ambiance (voir § 3.5).

Les essais sur « chaînes séparées » permettent :

— de vérifier les adaptations « optimales » des éléments « maillons » qui se succèdent dans la chaîne.

— d'étudier comment se combinent les erreurs de ces éléments successifs, de comparer le signal de sortie

au signal d'entrée, et de vérifier l'exploitabilité du signal de sortie.

— d'étudier les déformations maximales des signaux de sortie dans les cas les plus défavorables de fonctionnement de la chaîne (seuil de transmission en télémessure ou pleurage maximal en enregistrement magnétique).

Les essais simultanés des chaînes d'un même équipement principal mettent en évidence les interactions (ou diaphonies) éventuelles entre chaînes.

Quant aux essais simultanés des différents types de chaînes, ils entrent dans le cadre des essais de « cohabitation » signalés plus haut.

3.5. Réception des équipements

Il s'agit d'une phase essentielle du programme : le matériel de mesure devant être le plus fiable de tout le matériel de bord, il faut d'abord l'éprouver dans les conditions d'utilisation les plus sévères qu'il soit susceptible de rencontrer.

On procède donc à un essai de « qualification » sur 2 exemplaires de chaque équipement, qui sont commandés spécialement dans ce but, aussitôt que le programme de mesures a été défini.

Les équipements nouveaux subiront les essais de toutes catégories.

Les équipements déjà utilisés subiront les essais correspondant aux conditions nouvelles d'utilisation.

On peut être amené dans ce but à conduire les essais jusqu'à destruction ; en tout cas, le matériel ayant subi tous les essais de qualification ne sera pas monté sur engin.

La nature et l'intensité des essais sont déterminés à partir d'un document établi par les spécialistes des conditions d'ambiance ; ce document indique les conditions que subiront réellement tous les équipements, en fonction de leur localisation dans le missile, et de la phase de vol ; il indique par ailleurs les conditions d'essais à appliquer pour obtenir un fonctionnement correct avec différents degrés de sécurité s'échelonnant de 95 % à 99,9 %.

On peut distinguer 3 périodes pour l'emploi d'un matériel au cours d'un programme de tir :

— une période d'attente pendant laquelle il ne doit pas être détérioré (transport, exposition aux intempéries...) ; d'où une première catégorie d'essais, les essais de tenue ;

— une période d'utilisation pendant laquelle il doit présenter ses caractéristiques nominales ; d'où les essais dits de « fonctionnement » ;

— une période passive pendant laquelle il doit rester inerte et ne provoquer aucune anomalie de fonctionnement du matériel avec lequel il cohabite ; d'où les essais de « sécurité ».

Une autre classification correspond, non plus aux buts à atteindre, mais aux moyens à utiliser ; on distingue :

— *les essais mécaniques :*

- les vibrations linéaires sinusoïdales ;
- les vibrations linéaires en bruit blanc ;
- les vibrations acoustiques ;
- les accélérations linéaires continues ;
- les accélérations linéaires en échelon unité ;
- les chocs mécaniques.

— *les essais physiques :*

- température chaude stabilisée ;
- température froide stabilisée ;
- choc thermique ;
- surpression stabilisée ;
- vide stabilisé ;
- choc barométrique.

— *les essais climatiques :*

- humidité ;
- sécheresse ;
- pluie ;
- vent de sable.

— Notons que les résultats des essais d'homologation permettent de connaître les limites du matériel, mais non de refuser le matériel livré par le fournisseur ; il faut au contraire rechercher une collaboration étroite avec le fournisseur, qui assistera autant que possible à ces essais ; en conclusion il sera décidé, d'un commun accord, si des améliorations peuvent être apportées à l'équipement sans remettre en cause toute sa conception, ou si des « barrières d'ambiance » devront le protéger à bord du missile.

— Le matériel de série, destiné à l'équipement des missiles, subira seulement les essais dits « de recette ». Ces essais sont choisis par examen des résultats détaillés des essais de « qualification », dans le but d'éliminer les éléments sujets à des « pannes de jeunesse » et de surveiller les « points faibles » mis précédemment en évidence.

Ils comprennent essentiellement des essais dits « de fonctionnement », correspondant à la phase où le matériel doit remplir sa mission ; on « simule » le vol en appliquant seulement à l'équipement les conditions d'ambiance auxquelles il est le plus sensible.

Les équipements de mesure de série subissent, avant d'être affectés à un engin de vol, *tous ces essais, sans exception aucune.*

Pratiquement, on effectue sur le matériel :

— d'abord une vérification de toutes les caractéristiques sur table (conformité, isolement, sensibilité, linéarité, bande passante...) ;

— puis des essais en température chaude et froide (les valeurs habituelles les moins dures étant 0 et 60 °C) ;

— puis des essais en vibrations complexes (au moins 15 g efficaces dans la bande 20 à 2 000 Hz) ; notons

que les essais en bruit blanc ont été retenus pour plusieurs raisons de préférence aux essais en excursion sinusoïdale :

— excitant simultanément toutes les fréquences de la bande, ils donnent autant de renseignements sur les résonances en un temps moindre ;

chaque fréquence est excitée à un niveau très faible moins susceptible de fatiguer le matériel ;

ce type d'essai peut mettre en évidence des résonances simultanées, donc des couplages qui n'apparaîtraient pas en sinusoïdal.

Un résultat met en évidence l'importance de ces essais de recette dans les programmes actuels du G.T.C. : 25 % des pièces livrées y sont refusées.

3.6. Etalonnage des chaînes

On cherche en général, pour en faciliter l'organisation, à réaliser les étalonnages par éléments :

- entrée/sortie émetteurs ;
- entrée/sortie modulateurs ;
- entrée/sortie capteurs ;

— ensembles capteurs + adaptateurs dans les cas où ils sont souvent difficilement dissociables (par exemple oscillateurs + capteurs à self ; capteurs piézoélectriques + adaptateurs...).

Un soin particulier doit être apporté aux montages d'essais et aux appareils de mesure de laboratoire utilisés dans chaque cas ; de plus, les données digitales apparaissent comme les plus facilement exploitables par les systèmes de dépouillement automatique.

3.7. Contrôles après fabrication

3.7.1. — La première épreuve subie en sortie d'atelier est le contrôle classique de « fabrication », consistant dans la vérification de la conformité aux plans d'une part, et de la continuité et de l'isolement des câblages d'autre part.

3.7.2. — Le missile est ensuite livré à l'équipe d'essais qui l'accompagnera ultérieurement sur le champ de tir.

Les contrôles des chaînes de mesure sont effectués par une équipe spécialisée dont les travaux *en atelier* s'échelonnent en général dans l'ordre suivant :

a) vérification des alimentations (batteries, convertisseurs, régulateurs...).

b) contrôle des chaînes voie par voie :

— vérification par 3 points du calibrage des modulateurs ;

— vérification des chaînes complètes en un point au moins convenablement choisi, qui sera repris sur le champ de tir. (Notons que toutes les opérations effectuées sont cochées sur les check-lists et les résultats de mesures soigneusement notés sur les « cahiers de contrôle ».)

c) fonctionnement global de chaque sous-ensemble pour vérification des diaphonies.

d) fonctionnement simultané de tous les équipements avec enregistrement des signaux fournis par les chaînes complètes, sur les enregistreurs internes d'une part, et sur enregistreur magnétique de laboratoire en sortie de récepteur de télémessure d'autre part.

3.7.3. Essais d'ambiance des étages équipés

C'est encore une phase importante du programme que celle constituée par les essais d'ambiance appliqués aux « compartiments » ou « étages » complètement équipés ; ces essais demandent des moyens de grande capacité (pot vibrant de 25 000 livres d'effort de manœuvre, caissons climatiques de 20 m³...), mais sont indispensables pour :

- éprouver les interconnexions et les boîtes d'adaptation qui relient les équipements principaux des chaînes ;
- confirmer la tenue des supports éprouvés précédemment avec des maquettes, ou l'efficacité des suspensions antivibratoires ;
- mettre en évidence des interactions imprévues entre sous-ensembles. En général, on se limite aux essais en vibrations complexes et en température stabilisée.

Les essais doivent être soigneusement préparés, d'autant plus qu'ils se produisent dans une phase où le temps disponible a toujours tendance à se réduire (proximité de la date du tir) ; les programmes correspondants doivent permettre de :

- vérifier le fonctionnement global des chaînes avant, pendant et après l'application de « l'ambiance » ;
- vérifier le fonctionnement de certains capteurs ou la fidélité des autres ;
- prévoir les incidents possibles ;
- limiter au minimum les temps de fonctionnement pour éviter la fatigue du matériel. Là encore, les enregistrements « témoin », qui seront examinés soigneusement après l'essai, en constituent le moyen le plus commode.

Ces essais ont d'ailleurs un intérêt complémentaire, celui de constituer d'excellentes répétitions de fonctionnement global de l'engin dans des conditions de coordination des activités de l'équipe d'essai identique à celle de la préparation du tir réel.

3.8. Contrôles sur le champ de tir

a) Contrôles dans le hall de montage

Les contrôles sur le champ de tir renouvellent en les accélérant et les simplifiant les contrôles effectués précédemment en atelier « usine » par l'équipe d'essai :

- contrôle des alimentations ;
- reprise d'un point test d'étalonnage par voie ;
- enregistrements en chaîne complète, dont l'examen ultérieur évite un fonctionnement prolongé des équipements de bord.

Tous les résultats sont notés sur les cahiers de contrôle utilisés en usine, et comparés aux réglages de départ ; lorsque les écarts dépassent certaines tolérances fixées auparavant (en moyenne 5 % au moins des étendues de mesure) des réglages sont effectués sur les éléments ajustables ; en cas d'anomalie grave, les équipements de rechange sont utilisés (notons que ces équipements ont subi des essais de recette identiques à ceux des équipements initialement affectés à l'engin).

b) Contrôles sur rampe

Ces essais ont essentiellement pour but de vérifier la continuité de toutes les chaînes après montage du missile dans sa position de départ.

Ils permettent en même temps de vérifier la bonne qualité des liaisons avec les diverses installations du champ de tir (station de réception de télémessure, stations de radars, poste central de tir...).

Un enregistrement témoin est effectué à la station de réception de télémessure, tandis qu'une baie de contrôle, reliée au missile par une prise « ombilicale » permet de vérifier le comportement des sources d'énergie internes (batteries et convertisseurs pour le réseau de mesures).

Après examen satisfaisant des enregistrements effectués, la décision de tir peut être prise.

c) Décompte final

Au cours de la minute précédant la mise à feu du propulseur, et succédant à la mise sur « haute tension » des équipements de mesure de bord, le spécialiste examine à l'oscilloscope les enregistrements magnétiques de toutes les voies transmises, par comparaison avec des « images-types » précédemment établies.

Il est évident que cette opération est délicate et nécessite une attention concentrée, des études en cours actuellement visent à son automatisation.

3.9. Dépouillement et exploitation

Après le tir, les bandes magnétiques sont recopiées et distribuées sur les divers centres de dépouillement.

On pourrait penser que le rôle du spécialiste « mesures » est terminé. En fait, il est de son devoir de suivre le signal transmis jusqu'à son interprétation finale.

Sans nous étendre davantage, notons que c'est dans la première phase, de *dépouillement* qu'apparaissent les principales anomalies qui ont pu se produire pendant le tir ; leur identification rapide permet de reprendre des essais en laboratoire sur les équipements récupérés et facilite l'application de modifications éventuelles de montages ou de réglages sur les engins suivants du programme.

De même, c'est dans la 2^e phase, d'*exploitation* des résultats de dépouillement par les Services d'Etudes spécialisés, que peuvent être effectués les recoupements permettant l'évaluation « a posteriori » de la précision des moyens de mesure utilisés.

C'est seulement à ce stade que se reboucle la chaîne ouverte au § 3.1 et qu'un bilan peut être fait.

4. ÉVOLUTION ENVISAGÉE POUR L'AVENIR

Reprenant dans l'ordre les principales phases de réalisation d'un programme de mesures, nous examinerons rapidement le sens d'évolution probable des activités décrites plus haut.

4.1. Paramètres

Au cours d'une phase déterminée d'expérimentation d'un missile, le nombre de paramètres à surveiller est pratiquement constant ; en effet, il est lié à la capacité d'information du réseau de mesures adopté au départ, capacité dont on recherche toujours l'utilisation maximale ; aussi, lorsque le choix des paramètres a été mûrement réfléchi, les modifications en cours de programme ne peuvent être que mineures. De plus, un fonctionnement d'ensemble satisfaisant dès les premiers tirs n'autorise jamais la suppression des contrôles jugés initialement comme fondamentaux. Seul peut être limité le volume d'exploitation des résultats.

Par contre, l'évolution générale des programmes de missiles est caractérisée par l'augmentation du volume, du prix et de la complexité dans tous les domaines de l'expérimentation. Le nombre des paramètres à surveiller pour assurer la fiabilité des équipements « fonctionnels » de plus en plus « précieux » ne peut donc que croître.

Par voie de conséquence, croîtront également les volumes de contrôles des chaînes ainsi que de dépouillement et d'exploitation des résultats ; ces activités nécessitent de puissants moyens qui doivent être mis en place sans le moindre retard par rapport aux programmes d'essais en vol.

4.2. Choix des chaînes et des capteurs

La précision exigée augmentant sans cesse elle aussi, l'amélioration du matériel de mesure doit être poursuivie sans relâche.

a) *Télémessure* : c'est bien dans ce but qu'ont été lancées en France les études AJAX, cristallisées sur la réalisation de matériel transistorisé, marquant ainsi une étape nette dans l'évolution technologique des équipements de télémessure de bord. Ces études aboutissent maintenant, et les premiers essais de laboratoire ayant eu lieu au cours du dernier trimestre 1962, des essais en vol sur missile ont été effectués au début d'avril 1963, à Hammaguir au cours d'une campagne de tir CEV/GTC. Le programme de mesures réalisé à cette occasion était comparable en complexité à celui des missiles SEREB et a permis de mettre en évidence un progrès très net de « fiabilité » par rapport au matériel précédent. Dans quelques mois, du matériel AJAX de série équipera les engins du programme SEREB.

En vue de l'évolution ultérieure des programmes de mesure, il est souhaitable de ne pas relâcher l'effort d'« étude » entrepris et de commencer sans tarder la réalisation d'un ensemble de bord de grande capacité, grande portée et grande précision du type P.C.M.

b) *Enregistreurs* : l'enregistreur magnétique du type « stockage » doit être amélioré : il s'agit — répétons-le — d'un instrument de grande capacité d'information qui complète heureusement les télémessures et dont la précision pourra être rendue comparable moyennant un effort supplémentaire concernant le fonctionnement dans les conditions d'ambiance extrême.

L'étude d'un problème particulier d'enregistrement magnétique a été lancée en France par le CEV pour les besoins du programme SEREB : l'enregistreur de « rentrée » permettra une réémission retardée du multiplex de télémessure après les coupures de transmission se produisant au retour dans l'atmosphère d'un missile balistique de grande portée ; notons que le principe de la réémission a été expérimenté récemment en vol à l'occasion des premiers essais de la télémessure AJAX.

L'enregistreur photographique est toujours séduisant par sa simplicité et son rôle n'est pas terminé : on doit seulement l'adapter aux conditions « missile ». Des essais effectués en collaboration GTC/CEV ont montré la voie des améliorations possibles : fixation des inscripteurs par souricière plutôt que par perchoirs, utilisation de lampes sans filament...

c) *Capteurs* : le problème des capteurs de précision reste à traiter ; une classe meilleure que 5 % en ambiance missile « classique » (températures extrêmes — 20 °C ; + 60 °C et vibrations de 15 g efficaces) ne se rencontre que très rarement.

Certains capteurs manquent dans les catalogues français :

- manomètres d'étendue de mesure < 300 mb ;
- détecteurs d'attitude, de vitesse angulaire, ou d'accélération angulaire ayant une classe comparable à celle des détecteurs utilisés dans les centrales de pilotage ;
- capteurs de haute définition à potentiomètre à couche.

L'utilisation de techniques récentes permettrait — semble-t-il — des améliorations très nettes de certains capteurs :

- l'utilisation de jauges à semiconducteurs pour la mesure des accélérations, pressions, contraintes et des températures donnerait des signaux de sortie « haut-niveau », plus faciles à transmettre. L'existence de résistances miniatures à très faible coefficient de température ($< 5.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) augmenterait simultanément la précision des ponts ;
- les capteurs à effet Hall sont à envisager également ;
- les capteurs à sortie digitale (disques codés) doivent apparaître avec la transmission codée.

Enfin, un large domaine est ouvert à la recherche pour la mise au point des capteurs destinés à l'expérimentation « spatiale ».

Nous insistons donc sur l'effort à faire dans ce domaine des capteurs car la situation nous paraît maintenant paradoxale : la partie « centrale » des chaînes se trouve — avec le matériel AJAX — améliorée

dans des proportions très nettes et peut donner des résultats excellents grâce aux auto-étalonnages, par contre, les capteurs, qu'il est en général très difficile ou impossible de « surveiller » pendant le vol, n'ont subi que des améliorations minimales au cours des dix dernières années. L'évolution vers des techniques de transmission plus précises telles que P.C.M. est normale, mais l'amélioration restera illusoire, si l'effort n'est pas porté simultanément sur les capteurs.

d) *Commutateurs* : il est maintenant certain que dans la majorité des applications, le commutateur électronique fournit la solution la plus « fiable ». L'évolution des performances des semiconducteurs de série peut faire espérer une diminution rapide des volumes et des prix, tandis que les « portes » électroniques se rapprocheront de plus en plus d'interrupteurs parfaits. Là aussi, le « pas » suivant, dont le franchissement est en cours, consiste dans la digitalisation des paramètres prélevés à une cadence de plus en plus grande.

Il n'en reste pas moins qu'on ne doit pas négliger l'amélioration des commutateurs mécaniques actuels ; plutôt que dans le sens d'une augmentation de vitesse — où la compétition avec les commutateurs électroniques serait spécialement difficile — cette amélioration devrait porter — à notre avis — sur des versions à grand nombre de voies (40 à 60 par exemple) dont on rechercherait la perfection des qualités de base telles que : régulation de vitesse, perfection des contacts, diminution des entreplots isolants, durée de vie...

4.3. Approvisionnement et réception

L'évolution souhaitable doit se porter sur 2 objectifs principaux :

— *diminution des délais* de livraison facilitant la réalisation des programmes ;

— *liaisons étroites* entre clients et fournisseurs, amenant une meilleure compréhension, de laquelle doit résulter un matériel remplissant plus parfaitement le rôle demandé.

Il est en particulier essentiel que tous les fournisseurs d'appareils de bord prennent conscience du problème des conditions d'emploi sur missile et

considèrent les caissons climatiques et les « pots » vibrants comme des instruments indispensables aux laboratoires de mise au point.

On conçoit facilement que jusqu'à 1960, le faible volume des équipements de mesure pour missiles n'ait pas permis aux constructeurs de courir le risque d'études ou d'investissements d'amortissement incertain. Mais actuellement, les problèmes deviennent communs aux avions et aux missiles, les systèmes de transmission sont standardisés sur le matériel de la classe « AJAX », le marché s'est étendu : cette évolution exige un nouvel examen.

4.4. Installation des chaînes sur missiles. Etalonnages et contrôles

Les tendances actuelles de miniaturisation et de modularisation doivent se confirmer. De plus, l'accroissement de la fiabilité du matériel doit permettre de se limiter aux essais particuliers de recette sur chaque équipement et de ne prévoir ensuite que des contrôles globaux d'ensembles — ou d'étages — complètement équipés.

De là, à chercher à systématiser ces contrôles et à les rendre « automatiques », il n'y a qu'un pas, qui se prépare actuellement. La nature et le nombre des contrôles retenus doivent se stabiliser : ils sont nécessaires si l'on veut que le réseau de mesures joue son rôle ; on cherchera donc par tous les moyens à les accélérer, par exemple, par digitalisation, et enregistrement automatique des résultats et par l'adaptation des contrôleurs automatiques aux vérifications des chaînes complètes, en particulier pendant la séquence de mise à feu.

En résumé, l'accroissement de la complexité des « systèmes » de mesure est inéluctable.

Mais l'importance des moyens qui devront être mis en œuvre, l'automatisation progressive d'opérations précédemment plus facilement accessibles à notre regard, ne doivent pas empêcher que chaque phase de la réalisation du programme reste sous notre vigilance attentive.

Chaque opération successive doit contribuer à sauvegarder la qualité de l'information recueillie.

ENREGISTREMENT EN PRÉDÉTECTION

W. FLETCHER

*Ingénieur Consultant en Europe
de Data Control Systems*

Introduction

Lorsqu'un grand nombre de mesures doivent être transmises, il est souvent essentiel d'avoir un système d'enregistrement central qui soit capable de recevoir l'information sous différentes formes et de l'enregistrer pour un usage futur. Souvent sur les grands champs de tir, de nombreux types de techniques de codage sont utilisés et il est récemment devenu évident que les moyens d'enregistrement doivent être capables d'accepter toutes les formes d'informations que les engins transmettent. Cependant, ceci peut être très onéreux des points de vue installation et exploitation.

Les techniques d'enregistrement en prédétection ont beaucoup d'avantages sur les méthodes habituelles ce sont les suivantes :

1° Théoriquement le traitement de démodulation implique nécessairement d'imaginer une estimation des informations originales transmises. L'usage d'un récepteur démodulateur classique pour faire cette estimation peut ne pas procurer la meilleure précision pour l'ensemble des informations (Fig. 1a).

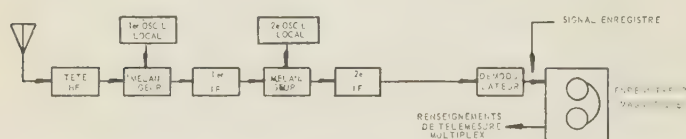


FIG. 1 a.

2° La qualité du démodulateur est de seconde importance comparée à l'avantage obtenu par le fait que tous les types de modulation peuvent être enregistrés sans connaissance préalable de la modulation de l'information, c'est-à-dire celle-ci peut être PCM, PAM, PAM/FM ou d'autres types tels que : modula-

tion de durée d'impulsion, modulation de position d'impulsion ou système de modulation orthogonale récemment proposé. Puisque la démodulation n'a pas été faite, le système peut absorber tous les formats d'information en fonction des possibilités de sa bande passante et de sa partie dynamique (Fig. 1b).

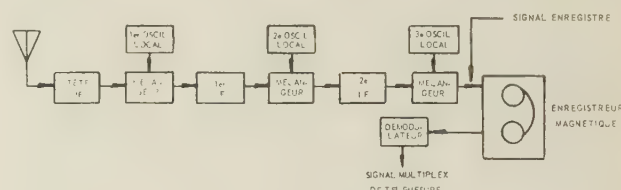


FIG. 1 b.

3° Le système permet à des signaux de très basse fréquence, voire en continu, d'être conservés pour un usage futur. Cet avantage est considérable, car normalement un enregistreur magnétique enregistrant des signaux à composante continue ou intermittents accuse un glissement de la ligne de référence. Ce glissement est proportionnel à la fréquence normale de l'information. Cet effet agissant sur l'équipement de décommutation peut induire de la diaphonie dans l'information. Puisqu'avec le système d'enregistrement en prédétection l'information est exempte de distorsion de basse fréquence la diaphonie est effectivement éliminée.

4° On a trouvé qu'un système d'enregistrement en prédétection bien conçu et bien exploité procure des précisions d'information égales ou supérieures à celles obtenues par un système en post détection classique et, en plus, beaucoup de formats d'information qui ne pourraient pas être manipulés d'une manière précise par les méthodes classiques telles que PAM/FM et PACM/FM sont traitées sans difficulté en utilisant la méthode d'enregistrement en prédétection.

A. Facteurs agissant sur les performances du système

Toutes les conditions imposées aux récepteurs de télémetrie telles que niveau de bruit, sensibilité, bande d'accord, etc. doivent être remplies par un récepteur utilisé dans les applications de la prédétection et, en plus, plusieurs conditions nouvelles doivent être remplies pour assurer d'une façon satisfaisante le fonctionnement du système. Par exemple, aucune condition n'est, en général, imposée à la précision avec laquelle la fréquence centrale moyenne est maintenue puisque le démodulateur récepteur peut accepter un assez grand écart de fréquence d'entrée. Cependant, si un bon usage est fait de la bande passante disponible de l'enregistreur (opération à basses vitesses pour obtenir un temps plus long d'enregistrement) un glissement léger de la fréquence centrale moyenne peut conduire les extrémités de la déviation au-delà de la bande passante de l'enregistreur causant des pertes irréparables d'information.

De plus, avec l'utilisation croissante des transmissions d'information par PAM/PM et celle possible dans le futur du système de transmission PACM/FM, des signaux ayant des composants à très basse fréquence doivent être manipulés. L'usage d'un récepteur à contrôle automatique de fréquence d'un type faisant la moyenne doit être écarté puisque ce circuit supprime les fréquences de faible modulation. Une solution au système de contrôle automatique de fréquence faisant la moyenne est celle de n'avoir aucune réponse aux excursions de la porteuse dans la bande latérale nominale mais une réponse très nette aux passages de celle-là au delà des limites de la bande nominale.

Puisque ces excursions ont lieu à une faible cadence, une mémoire, par exemple une capacité commandée par une diode polarisée, doit être utilisée pour fournir une source régulière de tension du contrôle automatique de fréquence à l'oscillateur local de réception.

En outre, il y a plusieurs caractéristiques de récepteurs qui, bien que non significatives dans les systèmes d'enregistrement classique prennent une importance considérable dans les applications d'enregistrement en prédétection. La première parmi ces caractéristiques est la précision avec laquelle la porteuse moyenne fréquence doit être contrainte dans sa gamme nominale. Beaucoup de démodulateurs de réception ont une portée linéaire qui dépasse de beaucoup la variation de la moyenne fréquence attendue, et, par conséquent, des erreurs raisonnables dans la fréquence moyenne porteuse dues au glissement de l'émetteur ou de la fréquence locale n'ont aucune influence sur l'information de sortie et le glissement dû au courant continu apparaissant lentement peut être négligé dans les applications normales. Naturellement, si la variation de la porteuse franchit la bande latérale de l'amplificateur M.F., il en résultera une perte définitive d'information. Les systèmes d'enregistrement en prédétection ou post détection ne diffèrent pas à ce sujet. La différence entre les systèmes repose sur le fait que dans un système d'enregistrement en prédétection fonctionnant bien, (c'est-à-dire qui utilise la plus petite vitesse possible de déroulement pour la bande passante d'enregistrement demandée), il y a

très peu de bande passante d'enregistreur inutilisée et, par conséquent, des erreurs jusqu'ici raisonnables peuvent amener la porteuse enregistrée au-delà des possibilités de la bande passante de l'enregistreur. Le contrôle automatique de fréquence classique servira à contrôler la fréquence moyenne plutôt que les déviations extrêmes et aussi à supprimer les composantes de modulation basse fréquence.

Ainsi, nous avons un ensemble de besoins en conflit ; dans le premier cas nous aimerions obtenir toutes les réponses à très basses fréquences voire en continu et dans le second cas nous aimerions empêcher complètement toutes les excursions de fréquence au delà de la bande passante disponible de l'enregistreur. La solution à ce problème est de faire sortir du contrôle automatique de fréquence une réponse nulle tant que la porteuse reste dans les limites normales de la déviation mais un écart important quand des excursions en dehors de la région permise sont rencontrées.

Puisque de telles excursions doivent vraisemblablement arriver à faible cadence, un mécanisme de stockage doit être fourni pour « mémoriser » la tension du contrôle automatique de fréquence entre deux pics. En pratique opérationnelle, le système de contrôle automatique de fréquence consiste en diodes polarisées connectées à la sortie démodulée, en circuit seulement quand la déviation de la porteuse dépasse ses limites fixées. La sortie écrêtée du contrôle automatique de fréquence provenant des diodes charge alors une capacité qui emmagasine le signal correcteur lu par un transistor à effet de champ ou une « cathode follower » envoyant les composantes de la tension dans l'oscillateur local.

B. Caractéristiques de l'enregistreur

Le facteur de limitation de la gamme dynamique d'un système d'enregistrement en prédétection est le taux signal/bruit d'un enregistreur à bande qui dans les machines linéaires s'étend de 25 à 30 dB. Si les niveaux des signaux d'entrée sont trop élevés, il y a distorsion du signal enregistré, abaissant ainsi la précision du système ; par contre, pour des bas niveaux de signaux d'entrée, le coefficient de bruit est trop important à la sortie. De ce fait, afin d'obtenir les meilleures performances possibles, un contrôle minutieux du niveau d'enregistrement est indispensable. Ce contrôle doit être effectué sur les niveaux des signaux d'entrée à l'intérieur d'une très large bande de fréquence radio en déterminant l'écrêtage avant enregistrement.

Même lorsque l'on utilise des servo-commandes afin de maintenir une vitesse constante du ruban, des erreurs de vitesse sont inévitables et doivent être compensées pour obtenir des performances satisfaisantes, ceci particulièrement lorsque l'on utilise des indices de modulation élevés et que l'on désire améliorer le rapport signal-bruit du système. Quoique le système de compensation de vitesse du ruban appliqué pour la prédétection soit similaire à ceux employés dans les systèmes classiques de discriminateurs de sous-porteuses, des difficultés dues à l'intermodu-

lation entre la vitesse du ruban de porteuse de référence et le signal enregistré peuvent être rencontrées si les niveaux du signal de référence et du signal enregistré ne sont pas convenablement réglés.

L'atténuation du signal dû à l'espace qui sépare le ruban de la tête d'enregistrement est approximativement de 55 dB de la longueur d'onde enregistrée et dans l'enregistrement à bande large sur les machines linéaires, des longueurs d'ondes aussi courtes que 0,025 mm peuvent être enregistrées. Bien que les enregistreurs perfectionnés permettent un contact étroit entre le ruban et la tête, des variations considérables d'amplitude se produisent sur le signal de sortie même dans les meilleures conditions. Ces variations dans les enregistreurs nécessitent l'emploi d'une méthode de prédétection pour enregistrer les signaux à modulation d'amplitude (AM) lorsque l'on désire exploiter l'information avec grande précision et qu'une fois ces signaux enregistrés, l'on doit réaliser leur conversion en modulation de fréquence.

C. Démodulation d'enregistrement en prédétection

Le démodulateur dans un système d'enregistrement à prédétection doit être apte à reproduire avec fidélité des fréquences partant du continu jusqu'à des centaines de kilohertz avec une très grande stabilité, et ceci, malgré de sérieuses variations d'amplitude à l'entrée. L'emploi de limiteurs large bande pour permettre une grande portée dynamique réduira considérablement les erreurs introduites par les variations du niveau d'entrée, tandis qu'un montage à large bande basé sur les montages employés dans les discriminateurs de précision des sous-porteuses, permettra la démodulation avec une précision efficace.

Dans les systèmes FM/FM et PAM/FM, il est nécessaire de prévoir une compensation statique et dynamique des variations de vitesse du ruban, bien que ceci ne soit pas obligatoirement nécessaire pour les systèmes PCM utilisant des déviations raisonnables de porteuse (environ 2 % ou plus sur le ruban) sur des enregistreurs ayant des caractéristiques de pleurage admissibles (moins de 0,2 %). Durant la démodulation des signaux FM/FM, la compensation du démodulateur de prédétection réduit les signaux qui se trouvent dans la zone spectrale contenant les bandes inférieures de la sous-porteuse et la compensation des discriminateurs de sous-porteuses réduit les composantes du pleurage. Supposons un multiplex FM/FM enregistré par la méthode de prédétection et perturbé par un pleurage de 1 kHz de faible amplitude. La réponse du premier détecteur (qui produit en sortie le multiplex) au pleurage consiste à superposer 1 kHz sur le multiplex et à moduler la fréquence de chaque sous-porteuse à un taux de 1 kHz. Le signal superposé de 1 kHz qui brouille la bande IRIG n° 4 est effectivement éliminé par la compensation de vitesse du ruban du démodulateur de prédétection, mais chaque sous-porteuse est encore modulée à un taux de 1 kHz, et le signal de compensation doit également être appliqué aux discriminateurs de sous-porteuses en relation de phase et d'amplitude convenables de façon à réduire cette erreur à un niveau acceptable.

D. Equipement de conversion

Le montage qui accepte le signal moyenne fréquence et le fait osciller en fonction d'un oscillateur de référence pour produire une porteuse acceptable pour l'enregistrement doit être linéaire pour respecter les amplitudes d'entrée et éviter la création de distorsions à la sortie et de plus doit filtrer les signaux d'entrée pour éviter l'intermodulation avec la fréquence de polarisation de l'enregistreur. En général, cette opération s'effectue à l'aide de filtres de phase linéaires évitant la distorsion des informations due aux variations à fréquence modulée du retard.

Lorsque la déviation de la porteuse enregistrée n'est pas supérieure à 40 % et que sa fréquence inférieure est au moins le double de la fréquence de coupure du filtre passe-bas (le triple pour les signaux PAM/FM et PACM/FM) l'on peut effectuer la démodulation de la porteuse et il n'est pas nécessaire d'en effectuer la conversion avant la reproduction.

Toutefois, si des déviations appréciables dépassant 40 % sont enregistrées, ou si une bande passante excessive est nécessaire à la sortie du démodulateur, une translation de la fréquence enregistrée vers une plus haute fréquence est nécessaire avant la démodulation.

Les tolérances exigées sur le « translateur » de fréquence et le filtre utilisés pour la conversion en une fréquence plus élevée sont bien plus sévères que celles exigées sur le « translateur » de conversion, vers une fréquence plus basse, puisque la porteuse et l'entrée de la référence de translation doivent être maintenues à un niveau très bas (environ 50 dB au-dessous de la bande latérale désirée) et que le filtrage de la bande latérale sans introduction excessive de phase non linéaire dans le signal désiré, implique l'emploi d'un montage de filtrage assez complexe.

Comportement des systèmes d'enregistrement en prédétection

Les systèmes d'enregistrement en prédétection ont été conçus pour s'accommoder de signaux PCM/FM, FM/FM, et PAM/FM avec des indices de modulation aussi bas que 0,5 et une bande de fréquence enregistrée allant de 200 kilohertz à 1 mégahertz. Les performances de ces systèmes ont en général donné des résultats similaires aux systèmes en post détection, si ce n'est que la réponse de fréquence au courant continu est possible avec l'enregistrement en prédétection.

Puisque l'emploi sur le terrain des systèmes de prédétection est assez récent, des caractéristiques d'un haut niveau de précision ne sont pas encore possibles, mais puisque tout l'équipement électronique est compact à l'exception du récepteur et de l'enregistreur la précision de cet équipement peut être comparable aux montages classiques récepteur-enregistreur.

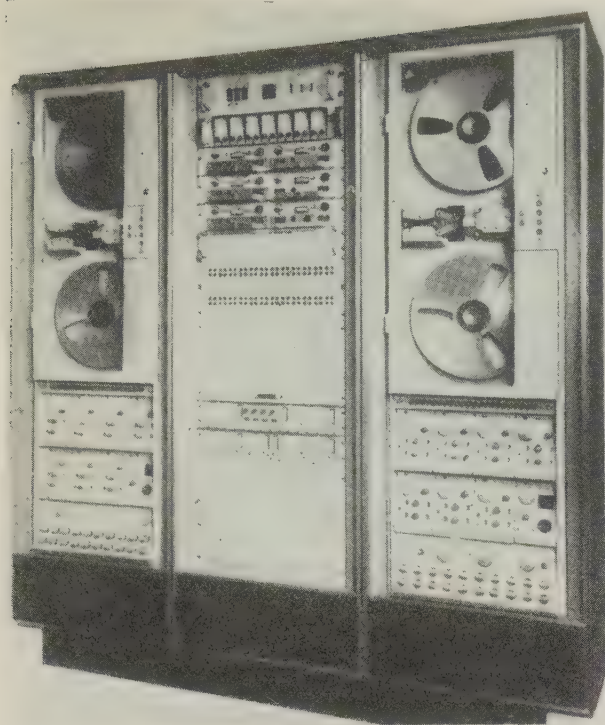


FIG. 2. — Système d'enregistrement en prédétection à quatre canaux

On trouvera figure 2 une vue du système d'enregistrement en prédétection à 4 canaux livré à la division « espace » de Lockheed Missile. Ce système utilise des récepteurs télécommandés et permet l'enregistrement de la voix, des signaux de temps, la commande et la compensation de vitesse du ruban. L'enregistrement et la démodulation s'effectuent avec une fréquence de 700 kilohertz (figures 3 et 4).

Système de modulation de fréquence à bande passante constante

Introduction

Les caractéristiques du standard IRIG sont bien connues de l'Industrie. Brièvement, ce système comprend 18 sous-porteuses dont les fréquences peuvent être déviée de 7,5 % et elles sont séparées par des bandes de garde dont la largeur varie de 0,62 à 0,95 % de la bande passante (figure 5).

Ce système connaît un grand succès et une des raisons de ce succès se trouve dans les bonnes caractéristiques inhérentes au système à pourcentage de déviation constant. D'après les besoins des utilisateurs, ce système offre un choix de voies dont les fréquences varient de 6 Hz à 2 100 Hz. Du point de vue du constructeur, le système à pourcentage constant a également des avantages. Le fait d'avoir une bande passante proportionnelle à la valeur de la fréquence quelle que soit celle-ci, facilite la normalisation des oscillateurs et autres circuits dont les caractéristiques sont liées à la fréquence.

En résumé, la standardisation des circuits permet au constructeur de fabriquer des oscillateurs ou des discriminateurs standards.

Il est incertain que l'art de la télémétrie en modulation de fréquence eût obtenu un tel développement si la standardisation, laquelle est inhérente au système à pourcentage constant de déviation, n'avait pas été adoptée. Cependant, les premières difficultés surgissent car chaque voie a une bande passante propre ainsi qu'un temps de réponse particulier. Cette limitation est restrictive pour les besoins présents. Il y a des problèmes où il est nécessaire de télémétrer les sorties de plusieurs capteurs identiques ayant une

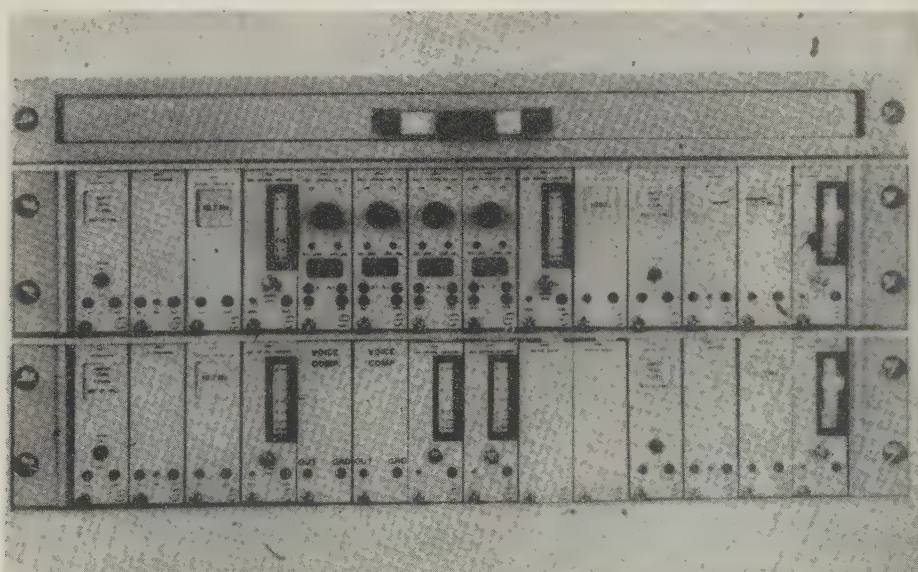


FIG. 3. — Ensemble de modules pour effectuer l'enregistrement à prédétection

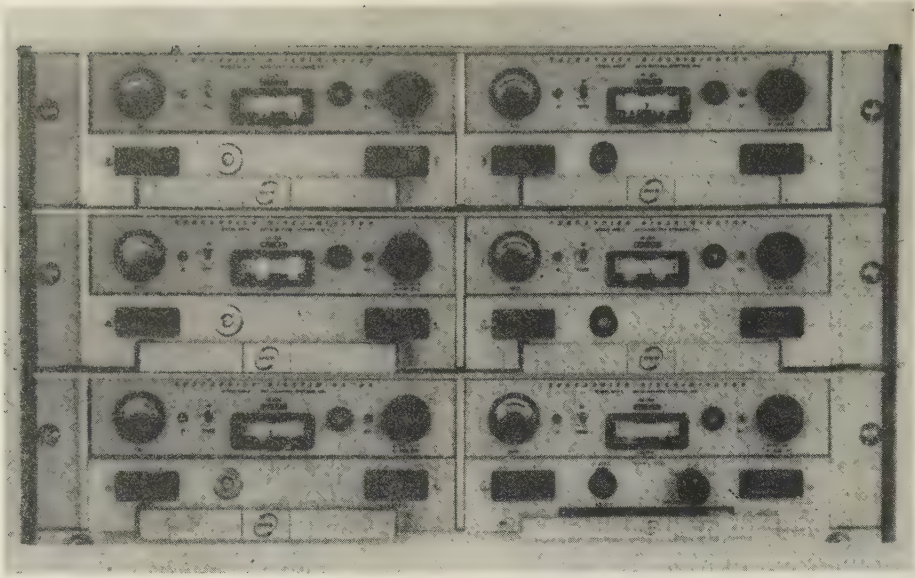


FIG. 4. — Système de démodulation des signaux ayant été enregistré par prédétection.

corrélation de temps entre eux. On les résout plus facilement avec un système de bande passante constante qu'avec un système à pourcentage constant de bande passante. Dans les systèmes à bande passante constante, le pourcentage de déviation varie d'une façon inversement proportionnelle à la fréquence de la voie. La plage admissible de pourcentage de déviation est limitée par les caractéristiques des oscillateurs et des discriminateurs de sous-porteuses. Comme la bande passante d'une voie devient progressivement un plus petit pourcentage de déviation de la fréquence sous-porteuse, le glissement et le bruit des oscillateurs et des discriminateurs deviennent progressivement un plus grand pourcentage de la bande passante de la voie.

Quand l'excursion devient supérieure au pourcentage de la sous-porteuse, il s'avère plus difficile de maintenir la linéarité des modulateurs et démodulateurs ainsi que le filtrage des informations de la sous-porteuse à la sortie du discriminateur. Les limites du pourcentage d'excursion sont arbitraires, mais à présent les équipements D.C.S. permettent une plage allant de 1,5 % à 40 %. Ces limites peuvent être dépassées au risque de rencontrer d'autres difficultés telles que le glissement, la non linéarité à la sortie. Quand une large bande passante pour des informations analogiques est disponible telle que celle d'un enregistreur moderne qui fonctionne au delà d'un megahertz et que l'on a besoin de nombreuses voies à bandes passantes identiques et à corrélation de temps, il est évident que ni le système à pourcentage de bande passante constant ni celui à bande passante constante ne suffisent. Le premier parce que les voies ont une bande passante différente et le deuxième parce qu'il se heurte aux limites du modulateur ou du démodulateur.

Pour illustrer ce problème, considérons un besoin aussi grand que possible de voies identiques d'information de 1 kHz de bande passante toutes à corrélation de temps et toutes transmises dans la bande de 250 kHz. Supposons qu'il soit nécessaire de choisir 2 comme indice de modulation pour chaque voie afin d'éviter les bruits d'interférence. Cette condition oblige à une déviation de porteuse maximale de 2 kHz. En se rappelant que la plage du pourcentage de déviation permis par les modulateurs va de 4,5 % à 40 % alors le minimum 4,5 % définira la voie la plus élevée en fréquence soit 45 kHz $\pm$ 2 kHz tandis que le maximum 40 % donnera la plus basse soit 5 kHz $\pm$ 2 kHz. De ceci, nous voyons que le spectre de 45 kHz à 250 kHz est interdit par la déviation minimale permise.

Pour surmonter cette difficulté, la technique des translations de fréquence a été utilisée avec succès. Dans celle-ci, les groupes de voies à bande constante

Bande	Fréquence Centrale	IRIG LBE	HBE	Fréquences M1 = 5
1	400	370	430	6
2	560	518	602	8,4
3	730	675	785	11
4	960	888	1032	14
5	1300	1202	1398	20
6	1700	1572	1828	25
7	2300	2127	2473	35
8	3000	2775	3225	45
9	3900	3607	4193	59
10	5400	4995	5805	81
11	7350	6799	7901	110
12	10500	9712	11288	160
13	14500	13412	15588	220
14	22000	20350	33650	330
15	30000	27750	32250	450
16	40000	37000	43000	600
17	52500	48562	56438	790
18	70000	64750	75250	1050
A	22000	18700	25300	660
B	30000	25500	34500	900
C	40000	34000	46000	1200
D	52500	44625	60375	1600
E	70000	59500	80500	2100

FIG. 5

sont modulées avec une porteuse de référence de façon à placer les voies comme bande latérale de la porteuse. Par exemple, dans l'hypothèse étudiée les voies s'étendent de 5 kHz à 45 kHz. Ce spectre peut subir un glissement sans une trop grande détérioration en le modulant avec une porteuse de référence soit 100 kHz. La sortie d'une telle modulation contiendra le spectre de 5 kHz à 45 kHz dans les bandes latérales de la fréquence 100 kHz $\pm$ (5 à 45 kHz). Puisque tous les signaux des voies utilisées sont contenus dans l'une ou l'autre des bandes latérales une seule a besoin d'être transmise ou enregistrée.

Après cette translation l'information est localisée dans le spectre comme un très petit pourcentage de déviation mais avant d'être démodulée par un démodulateur de sous-porteuse elle est remise à sa place primitive dans le spectre. Par cette technique de translation vers une haute fréquence puis vers le bas, les limites des oscillateurs et des discriminateurs ont été esquivées.

Dix voies à bande passante constante — Systèmes à corrélation de temps

Nous avons déjà insisté sur le cas de la standardisation de conception possible lorsque la bande passante de chaque voie d'un système est un certain pourcentage de la porteuse. Il a déjà également été fait mention du fait que dans un système à bande passante constante, il n'existe pas de normalisation. Cependant, il ne faut pas perdre de vue qu'un examen précis du système général amène à l'envisager.

Les chiffres montrés sur la figure 6 sont ceux des systèmes à bande passante constante du standard DCS. Chaque système semblable contient dix voies à bande passante constante plus une voie de référence. Cependant, chaque système a une déviation maximale différente depuis 250 Hz, et en augmentant par octave jusqu'à 16 kHz. Les systèmes se composent de deux ensembles de 5 voies qui ont arbitrairement été désignés A, B, C, D, E par DCS (ne pas confondre avec les voies IRIG à 15 % d'excursion de fréquence). Il faut noter que l'excursion de fréquence varie de 4,7 % à 16 %. Cette variation d'excursion a donné quelques problèmes de développement. Cependant, on peut remarquer que le passage d'un système à l'autre consiste simplement en un changement d'échelle. Ce degré de standardisation est très important car, dans le cas de problèmes où l'on doit utiliser une gamme de fréquences ne figurant pas dans la table, l'ajustement entre les voies A et E ne présente pas de grosses difficultés. Un système demandant un changement d'échelle représente un petit problème comparé aux études nécessaires à celui qui entraînerait l'utilisation de voies à pourcentage d'excursion hors du domaine des voies A et E. Ce dernier serait de peu d'intérêt pour l'utilisateur et le fabricant.

Pour décrire l'ensemble du système à 10 voies, considérons le système à 100 kHz de bande passante et 2 kHz de déviation. On s'aperçoit que la fréquence de la voie normale la plus basse est de 12,5 kHz et que les fréquences des 4 suivantes sont espacées de 7,5 kHz. Puisque la déviation maximale est de

LARGEUR DE BANDE ET RÉFÉRENCE	DÉVIATION MAX	5 CANAUX					5 CANAUX				
		A	B	C	D	E	E'	D'	C'	B'	A'
12,5	0,250	1,56	2,5	3,44	4,67	5,3					
25	0,500	3,12	5	6,87	8,75	10,6	7,18	8,12	9,06	10	10,9
50	1,0	6,25	10	13,7	17,5	21,2	14,37	16,2	18,12	20	21,8
100	2,0	12,5	20	27,5	35	42,5	28,7	32,5	36,2	40	43,7
200	4,0	25	40	55	70	85	57,5	65	72,5	80	87,5
400	8,0	50	80	110	140	170	115	130	145	160	175
800	16,0	100	160	220	280	340	230	260	290	320	350
							460	520	580	640	700

TOUS LES CHIFFRES EN kHz



FIG. 6

2 kHz, la garde entre bandes est de 3,5 kHz, ce qui représente 7/8 de la largeur de la bande. Il faut noter que dans la translation, la voie la plus haute est obtenue en retranchant 12,5 kHz de 100 kHz. Si la fréquence de la voie inférieure est plus basse que 12,5 kHz, celle de la voie plus haute après translation sera alors plus proche de 100 kHz. Ce point important sera discuté plus loin lorsque l'on considérera le problème de la reproduction de la référence. La sous-porteuse normale la plus haute est 42,5 kHz $\pm$ 2 kHz. C'est une voie à 4,7 % d'excursion qui avoisine le minimum de pourcentage d'excursion admissible.

Considérons maintenant l'ensemble des voies ayant subi une translation. Comme le montre la figure 6, les 5 oscillateurs de sous-porteuses sont mélangés pour former un multiplex ; le signal complexe subit alors une translation jusqu'à la bande latérale inférieure d'une porteuse de référence. Pour localiser les voies A à E après translation, il faut soustraire la fréquence de la porteuse. A noter que l'espacement entre la plus basse fréquence après translation et la fréquence normale la plus haute est le double de celui entre les autres voies.

Pour récupérer les informations après transmission ou enregistrement, l'ensemble le plus élevé doit être ramené à sa position dans le spectre, avant démodulation, et ceci pour deux raisons : la dérive et le bruit d'un discriminateur sont d'autant plus grands que le pourcentage d'excursion de fréquence est plus faible, mais dans le cas d'un enregistreur les considérations de pleurage sont même plus importantes.

Le pleurage d'un enregistreur est équivalent à une variation de vitesse de déroulement qui a pour effet de faire varier toutes les fréquences enregistrées du pourcentage de variation de la vitesse. Quand la bande passante est un faible pourcentage de la porteuse, le pleurage peut alors devenir un fort pourcentage de la largeur totale de la voie.

A titre d'illustration, prenons une fréquence de référence de 100 kHz et considérons les deux voies à 12,5 kHz à $\pm$ 2 kHz, l'une ayant subi une translation, l'autre pas. Enregistrons ces deux voies sur un appareil ayant 1 % de pleurage. La fréquence de 12,5 kHz variera de 0,125 kHz ce qui représente 3,1 % de la bande passante. Cependant, la fréquence après translation de 12,5 kHz à 87,5 kHz variera de 0,875 kHz, ce qui représente 22 % de la largeur de bande. Si l'on veut un système de 1 %, il est évident qu'il faut prendre grand soin de la compensation de pleurage. Si la voie après une translation est modulée avec une référence fixe, le pleurage, sur cette voie, reste au

chiffre inacceptable de 22 %. Si, cependant, la nouvelle translation est faite avec une référence tenant compte de l'enregistreur, le problème du pleurage est alors réduit à des proportions raisonnables. Ceci devient évident avec l'exemple simple suivant :

- voie normale : 12,5 kHz
- voie après translation : $100 - 12,5 = 87,5$ kHz
- référence : 100 kHz

Introduisons les variations de pleurage

- voie normale : $12,5 (1 + a)$
- voie après translation : $(100 - 12,5) (1 + a)$
- référence : $100 (1 + a)$

Modulons la voie qui a subi une translation par la référence affectée du pleurage :

$$\text{voie remodulée } 100 (1 + a) - (100 - 12,5) (1 + a) = 12,5 (1 + a)$$

Puisque cette expression est identique à celle de la voie 12,5 kHz normale enregistrée avec pleurage, il est possible d'utiliser la compensation de pleurage classique à partir d'un discriminateur de référence pour en déduire les effets.

Les caractéristiques d'un système à 10 voies

Le principal problème dans le multiplex à modulation de fréquences d'un système linéaire réside dans l'interférence des voies adjacentes. Pour s'assurer qu'un nouveau système de sous-porteuse a des gardes de bandes adéquates, on peut faire trois choses :

- comparer la structure des gardes de bande à celle d'un système connu tel que le standard IRIG
- calculer l'interférence en se donnant les ondes sinusoïdales qui modulent la voie adjacente et en connaissant les caractéristiques du filtre
- utiliser une voie et mesurer le bruit d'interférence dans plusieurs régions de la bande.

En comparant la garde de bande d'un système à 10 voies avec le standard IRIG, on trouve que celle du système à 10 voies est de 0,875 fois la bande passante alors que la plus basse pour l'IRIG varie de 0,6 à 1.

Corrélation de temps entre voies

Les systèmes composés de voies à bande passantes identiques sont par définition des systèmes à corrélation de temps. Au premier coup d'œil ce fait n'apparaît pas comme évident, mais en réfléchissant sur la définition du retard et des caractéristiques des filtres

à phase linéaire, cela devient plus apparent. En supposant que tout le système utilise ce type de filtres et que le nombre total de filtres par voie est le même, et puisqu'il existe un glissement de phase spécifique à la coupure du filtre, il s'ensuit que le glissement de phase pour chaque bande passante sera le même pour toutes les voies. Le problème de la corrélation de temps se ramène alors à spécifier les tolérances pour les différents filtres d'un système. La tolérance de corrélation entre voies est la somme des tolérances accumulées des filtres de chaque voie. D'après notre expérience de fabrications et de conception, il apparaît que, lorsque l'on utilise des composants à 1 %, l'atténuation à la coupure nominale de filtres passifs 3 pôles et 5 pôles peut avoir une tolérance de $\pm 1/4$ dB dans une production de série. Ceci représente une variation de ± 5 % dans la coupure vraie, ce qui représente une tolérance de ± 5 % sur le glissement de phase à la coupure nominale. Les principales causes de variation du retard résident dans le filtre de bande de sortie du modulateur et dans le filtre passe-bas de sortie du discriminateur. Les autres filtres du système sont soit à large bande, avec un faible retard, soit actifs avec une tolérance serrée, tels que les filtres de bande d'entrée du discriminateur.

A partir de ces informations, on peut établir des tolérances de glissement de phase à la coupure de la voie pour une production de série : ce glissement est de ± 12 % avec un indice de modulation de 1, ± 7 % pour un indice de modulation de 2 et ± 5 % pour un indice de modulation de 4. En d'autres termes, pour un système constitué de voies avec coupures à 1 kHz, la tolérance approximative sur la corrélation de temps entre voie serait :

± 25	microsecondes	pour un indice de modulation de 4
± 35	»	» » » » » » » 2
± 60	»	» » » » » » » 1

Ce calcul type est basé sur un glissement de phase de 140° à la coupure pour un filtre passe-bas à phase linéaire à 5 poles. Cela représente un retard de $\frac{140}{360} \times \frac{FC}{1}$ soit environ une demi-période de la fréquence de coupure. A une fréquence de coupure de 1 kHz la période est de 1 000 microsecondes $\frac{1}{2} \times 5$ % de 1 000 microsecondes, soit 25 microsecondes.

Une table de tolérance de corrélation de temps pourrait être établie pour n'importe quelle autre bande passante. Ces tolérances peuvent être obtenues en série ; si les tolérances plus serrées sont demandées, un effort supplémentaire peut être fait pour égaliser les voies. Les charges d'études, essais et production croissent d'une façon exponentielle lorsque les tolérances se resserrent.

UNE TÉLÉMESURE PAM-FM A SORTIE NUMÉRIQUE POUR APPLICATION A UN PROBLÈME PÉTROLIER

PAR

M. GUILLOUD et J. RINGOT

Société de Prospection Électrique Schlumberger

1. Problème de la prospection de fond

Depuis longtemps, les pétroliers ont pris l'habitude pour l'exploration du sous-sol, d'utiliser des mesures électriques plus commodes à mettre en œuvre que les procédés mécaniques de carottage. De jour en jour les différentes études de structures pétrolières demandent davantage de renseignements et de précision. Cette tendance se traduit en pratique par l'apparition d'instruments de plus en plus complexes dont les capacités de transmission sont sans cesse accrues.

Les problèmes technologiques deviennent de plus en plus difficiles. Ils sont dus, en partie, à la miniaturisation du matériel que nécessite une complexité croissante et surtout à l'accroissement de la température rencontrée dans les puits au fur et à mesure que l'on fore plus profondément. Vers 4 500 m de profondeur, la température de la boue de forage atteint 160 °C.

La télémessure présentée ici peut donner une idée des problèmes rencontrés et des solutions qui peuvent être choisies. Dans l'ensemble, les mesures en fond de trou se font au moyen d'un outil de fond comprenant les capteurs et une électronique d'acquisition et de transformation des données.

Cet équipement, au cours de sa descente au fond ou de sa remontée au jour, envoie des informations à un équipement de surface disposé dans un camion laboratoire.

Les liaisons mécaniques et électriques entre les deux équipements sont assurées par un câble armé multiconducteur enroulé sur un treuil porté par le camion laboratoire.

L'équipement de fond se déplace dans un milieu liquide appelé boue de forage qui joue un rôle très important, à la fois dans l'acquisition des données et dans les échanges thermiques existant entre l'outil et les formations à étudier.

2. La mesure du pendage par corrélations

2.1. PRINCIPE DE LA MESURE

L'étude d'une structure pétrolifère impose la connaissance détaillée non seulement de la nature des formations rencontrées, mais aussi de leur inclinaison par rapport à l'horizontale (angle de pendage) et de la direction vers laquelle elles plongent (azimut du pendage).

La connaissance de ces résultats ne résulte pas d'une mesure brutale mais d'un calcul portant sur plusieurs mesures de paramètres physiques directement accessibles à l'expérimentation.

La méthode décrite ici s'appuie sur des mesures de conductibilité électriques des roches, mesure fondamentale dans ce domaine.

Elle consiste à enregistrer simultanément, le long de 4 génératrices régulièrement espacées autour du trou, les conductibilités des formations rencontrées.

L'inclinaison des couches se traduit sur les courbes enregistrées par des accidents qui se produisent à des profondeurs différentes pour chacune des génératrices explorées (voir figure 1). De la connaissance de ces décalages en profondeur et du diamètre du trou on peut déduire les deux inconnues intéressantes.

En réalité, ces résultats sont donnés dans un système de référence lié à l'outil. Pour se ramener à un système utilisable (verticale du lieu et Nord géographique) il faut disposer des coordonnées du premier système (déviations du trou, azimut de l'axe repère de l'outil) et effectuer les corrections nécessaires.

La mesure des décalages en profondeur se fait en corrélant un tronçon de chaque courbe avec des tronçons équivalents des autres courbes.

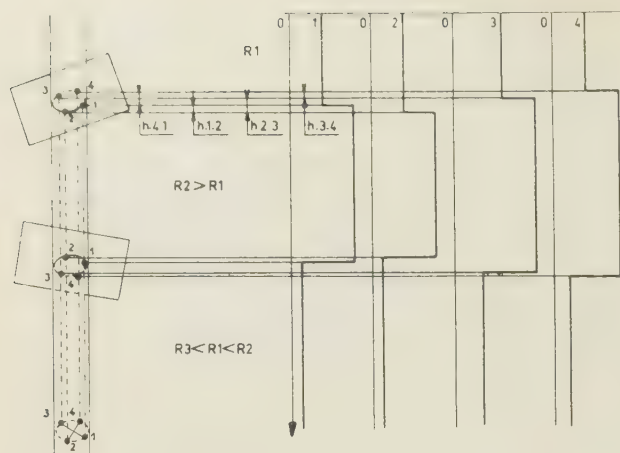


FIG. 1

2.2. CARACTÉRISTIQUES INFORMATIONNELLES

De cette analyse succincte, il résulte que nous aurons à manipuler deux types d'informations :

1) des informations à spectre très étroit correspondant à des paramètres variant très lentement (rotation de l'outil de fond, diamètre et inclinaison du trou par exemple) ;

2) des informations à spectre large qui correspondent essentiellement aux mesures de conductibilité. Leur spectre peut varier d'une façon considérable suivant que les informations sont, ou très finement lithées ou, au contraire, homogènes sur de grandes épaisseurs.

Compte tenu de certaines exigences d'instrumentation et de contrôle, la télémesure présentée permet la mesure de 15 paramètres distincts.

Cette télémesure transmet ces informations d'une façon séquentielle à la cadence de 720 mesures par seconde pour une fréquence de réseau de 60 Hz.

Les cadences d'échantillonnages propres à chaque paramètre ne sont pas toutes égales.

Les paramètres à grande bande passante (au nombre de 5) sont échantillonnés chacun à raison de 120 échantillons par seconde (bande passante théorique 60 Hz).

Les autres paramètres sont échantillonnés chacun 7,5 fois par seconde. La précision finale des résultats est égale à 1 % et leur résolution, c'est-à-dire la plus petite différence détectable est égale à 0,25 %.

Les éléments du pendage sont déduits d'une série de calculs qui mettent en jeu un grand nombre de données.

Dans l'état actuel des choses il nous est apparu que les ordinateurs de grande puissance (type IBM 7090) sont les instruments les mieux adaptés à ce genre de traitement de l'information. La télémesure a donc été conçue pour fournir, sous forme numérique, les informations à un enregistreur magnétique. Celui-ci délivre des rubans directement assimilables par un ordinateur IBM 7090.

3. Caractéristique générale de la transmission utilisée (Voir figure 2.)

La télémesure est du type séquentiel. Fondamentalement elle mesure des impédances de transfert.

L'étude de cette télémesure peut se faire en deux parties portant sur :

3.1. L'outil de fond.

3.2. L'équipement de surface.

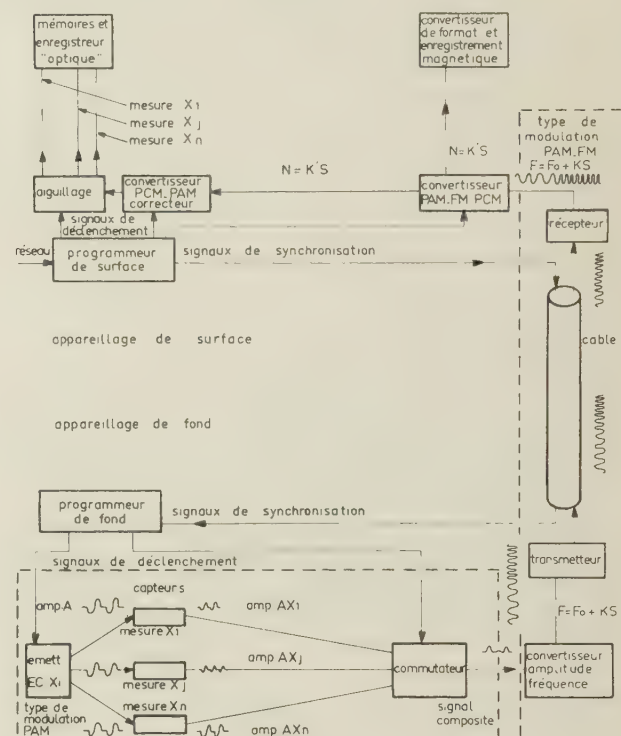


FIG. 2

3.1. L'OUTIL DE FOND

Il comprend :

- un générateur,
- les capteurs d'information,
- un commutateur électronique,
- un convertisseur amplitude-fréquence,
- un amplificateur de puissance,
- un « programmeur de fond ».

Les différents capteurs sont tous excités simultanément par un signal provenant d'un « émetteur d'excitation ». Celui-ci délivre tous les $1/720^{\circ}$ de seconde un signal pulsé constitué par 1 période complète de sinusoïde. Ce signal a une durée de 520 μ s. Entre chaque signal existe donc un temps mort de 850 μ s.

La forme de ce signal est imposée par des considérations électrochimiques touchant la polarisation des électrodes. La puissance crête maximale utilisable est de l'ordre de 300 watts.

Si A est l'amplitude du signal d'excitation, x_j la valeur du paramètre à mesurer, x_{jm} la valeur maximale de ce paramètre, le capteur d'indice j délivre un signal

de même forme que le signal d'excitation et d'amplitude

$$A_j = A \frac{x_j}{x_{jm}}$$

Ces signaux sont fournis simultanément à un commutateur de fond. Celui-ci définit l'ordre dans lequel les informations sont transmises en surface. Le signal de sortie du commutateur se compose des premières alternances des signaux fournis par les capteurs, alternances placées dans un ordre défini. Le temps mort séparant 2 signaux élémentaires est égal à 1 120 μ s.

A la sortie du commutateur on a donc une séquence de signaux transmis en PAM.

Ce signal composite S alimente un convertisseur amplitude-fréquence. Le signal sortie de ce convertisseur est un signal d'amplitude fixe et de fréquence instantanée égale à :

$$F = F_0 + KS.$$

La fréquence F_0 correspond aux temps morts du signal d'entrée et est égale à 100 kHz.

La fréquence instantanée maximale est égale à 250 kHz.

Ce signal est ensuite amplifié et transmis à l'équipement de surface par l'intermédiaire du câble.

L'ensemble des opérations est orchestré par le programmeur de fond synchronisé par des signaux provenant de la surface.

3.2. L'ÉQUIPEMENT DE SURFACE

Les signaux provenant du câble sont, tout d'abord amplifiés dans un récepteur qui leur redonne leur forme originelle.

Ils sont ensuite traités par un multiplicateur à blocage en phase. Ce dispositif décrit plus loin, délivre un signal dont la fréquence instantanée est exactement égale à la fréquence instantanée du signal incident. Ce dispositif permet d'atteindre une meilleure résolution finale.

La fréquence instantanée du signal de sortie varie entre 1,6 et 4 MHz. Elle reste toujours de la forme $F_0 + KS$.

L'étape suivante consiste à numériser l'information. Elle est effectuée dans un compteur bidirectionnel. Le principe de cette opération est décrit plus loin. A la sortie de ce numériseur les informations sont données sous forme de nombre à 8 bits.

L'ensemble des informations est alors envoyé sous forme séquentielle :

1) d'une part à un convertisseur de format et enregistreur magnétique digital qui donne un ruban magnétique compatible avec les exigences des calculateurs IBM ;

2) d'autre part à un convertisseur numérique-analogique. A la sortie de ce convertisseur, l'information est donnée par l'amplitude des signaux et se présente toujours sous forme séquentielle.

Le dernier maillon de la chaîne se compose d'un aiguillage qui sépare les différentes informations, les garde en mémoire entre deux échantillonnages successifs des paramètres et alimente un enregistreur analogique optique.

Ce traitement des informations exige de nombreux signaux de déclenchement. Ceux-ci sont fournis par le programmeur de surface sous la forme et aux instants requis.

Ce programmeur remplit en outre deux autres fonctions :

— d'une part fournir les signaux de synchronisation au programmeur de fond et s'assurer par un signal spécial de début de séquence que les opérations se déroulent d'une façon synchrone au fond et en surface ;

— d'autre part fournir les signaux élémentaires qui règlent la cadence de tout l'équipement. Pour des raisons de densité d'inscription sur ruban magnétique il faut que la cadence de la télémessure soit liée à la fréquence du réseau, fréquence qui peut varier entre 45 et 65 Hz.

3.3. CORRECTIONS ET SÉCURITÉS

Telle qu'elle est décrite ici, cette télémessure peut n'être pas fidèle. Toute différence d'amplitude du signal d'excitation ou toute variation de caractéristique du convertisseur amplitude-fréquence entraîne une erreur de mesure. Pour corriger celle-ci on se sert d'une « voie de référence ». Cela revient à prendre une fraction exactement connue du signal d'excitation et à transmettre cette information de la même façon que tous les autres paramètres. Cette information doit correspondre, en numérique à un nombre connu et en analogique à une tension fixe.

Il suffit de comparer les valeurs obtenues aux valeurs théoriques pour définir un coefficient multiplicatif de correction à appliquer à toutes les mesures. Cette correction est faite par l'ordinateur IBM en ce qui concerne la sortie numérique, par un dispositif inclus dans l'équipement en ce qui concerne la sortie analogique. Le bon fonctionnement de cette correction est vérifié en mesurant une autre fraction connue de la tension de générateur d'excitation. Une fois la correction faite, la valeur mesurée doit rester constante quelles que puissent être les variations caractéristiques de transmission.

Un système de voyants rouge-vert contrôle d'une part l'accord entre les synchronisations de fond et de surface et, d'autre part, la bonne marche du système de correction.

4. L'équipement de fond

Ce paragraphe étudie d'une façon un peu plus détaillée l'équipement de fond et, plus spécialement :

- 1) le commutateur à bas niveau ;
- 2) le convertisseur amplitude-fréquence.

4.1. LE COMMUTATEUR DE FOND (fig. 3)

Il doit essentiellement organiser la séquence.

Les signaux présents à l'entrée se groupent en deux catégories :

- Les signaux provenant de potentiomètres.* Leur niveau d'entrée est fort et leur commutation ne nécessite aucune précaution très spéciale.
- Les signaux provenant des capteurs « conductivité ».*

Les mesures faites sont, en réalité, des mesures de courants ne dépassant pas 100 μA .

D'autre part, l'impédance d'entrée du dispositif de mesure ne doit pas dépasser 10 Ω .

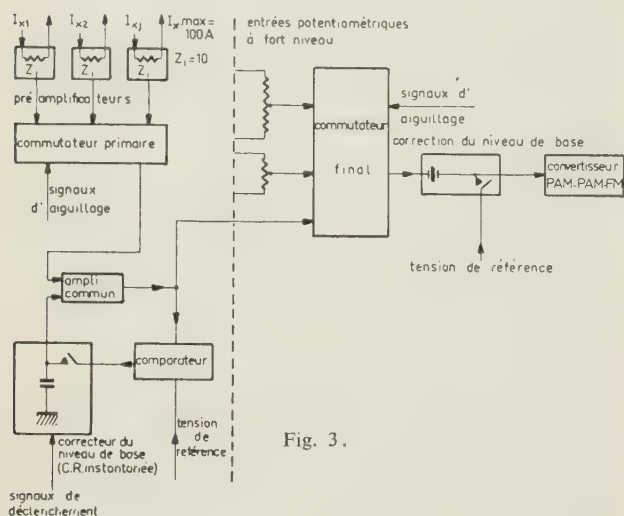


Fig. 3.

À l'entrée on trouve donc des préamplificateurs distincts, constitués par des transistors de très grand gain attaqués en « base masse ». La sortie de ces préamplificateurs attaque un « commutateur primaire », puis le signal composite ainsi créé est amplifié dans un amplificateur commun à grand gain.

Les diodes du commutateur primaire ont des seuils qui sont variables d'une diode à l'autre. Il en résulterait des différences de niveau de sortie si un système de contre-réaction instantanée ne venait rétablir la valeur réelle des signaux.

Pendant les temps morts on mesure le signal parasite correspondant à ces différences de seuil et on corrige le signal d'entrée de la quantité correspondante. La mesure du signal parasite est faite grâce à une tension de référence et à un comparateur. Les signaux de conductibilité une fois amplifiés entrent dans le commutateur final où ils sont traités de la même façon que les signaux provenant des potentiomètres.

En sortie du commutateur final un dispositif fixe le potentiel correspondant aux temps morts pour obtenir la fréquence F_0 voulue.

4.2. LE CONVERTISSEUR AMPLITUDE-FRÉQUENCE

Ce convertisseur fournit un signal dont la fréquence est proportionnelle à l'amplitude du courant d'attaque.

Pour ce faire, on utilise un oscillateur à relaxation type « blocking » qui délivre une impulsion très brève. La période de relaxation est définie par le temps nécessaire à charger une capacité par un courant proportionnel au signal d'entrée.

La caractéristique principale exigée de ce dispositif est sa linéarité. Tel qu'il est, la linéarité est meilleure que 0,5 %. Le bruit introduit par ce convertisseur est inférieur à 2,5 ‰ du signal maximal. Le taux de conversion décroît de 2 % quand la température passe de 25 à 160 °C. Cette erreur est automatiquement corrigée par le jeu de la voie de référence.

4.3. CARACTÉRISTIQUES TECHNOLOGIQUES

Toute l'électronique de fond est transistorisée. Le matériel doit répondre aux conditions suivantes :

- être d'un encombrement aussi réduit que possible ;
- être capable de fonctionner normalement et longtemps à une température ambiante de 160 °C ;
- avoir une probabilité de panne faible qui permette une exploitation sûre et prolongée.

Cet ensemble d'exigences rend le travail d'étude difficile et la technologie joue un rôle important dans nos réalisations. En particulier, un soin spécial doit être apporté au choix des différentes pièces détachées.

Pour accroître la facilité de dépannage sur le terrain, le matériel électronique a été groupé en modules vissés sur un châssis principal (fig. 4). À l'intérieur de ces modules, les différentes pièces détachées ont été noyées dans une couche d'araldite suffisamment mince pour laisser les différentes bornes ou fils de sortie libres. L'araldite solidifiée, on dispose ainsi de deux plans parallèles pour câbler le module.

Après essais, un revêtement élastique est coulé sur le module et assure la protection du câblage.

Les différents modules sont interconnectés au moyen de broches noyées dans la couche d'araldite, broches où sont soudées les différentes connexions nécessaires.

La partie électronique comporte une centaine de transistors et forme un sous-ensemble de 400 mm de long et 60 mm de diamètre.

5. L'équipement de surface

Cet équipement de surface est nettement plus complexe que l'équipement de fond.

Le cœur de cet équipement est sans contredit la conversion de PAM-FM en PCM.

5.1. CONVERTISSEUR DE PAM-FM EN PCM (fig. 5)

Ce convertisseur comporte deux parties principales :

- un ensemble à « blocage en phase » ;
- un compteur bidirectionnel.

a) Ensemble à « blocage en phase »

Les informations arrivant à la surface sous forme de modulation PAM-FM passent tout d'abord dans un amplificateur qui permet de restituer le niveau d'origine.

Les informations doivent être inscrites sous forme de « mots » à 8 bits, ce qui exige une définition supérieure à la capacité de transmission du câble.

Pour ce faire, on utilise un système à blocage en phase qui donne à tout instant un signal de fréquence

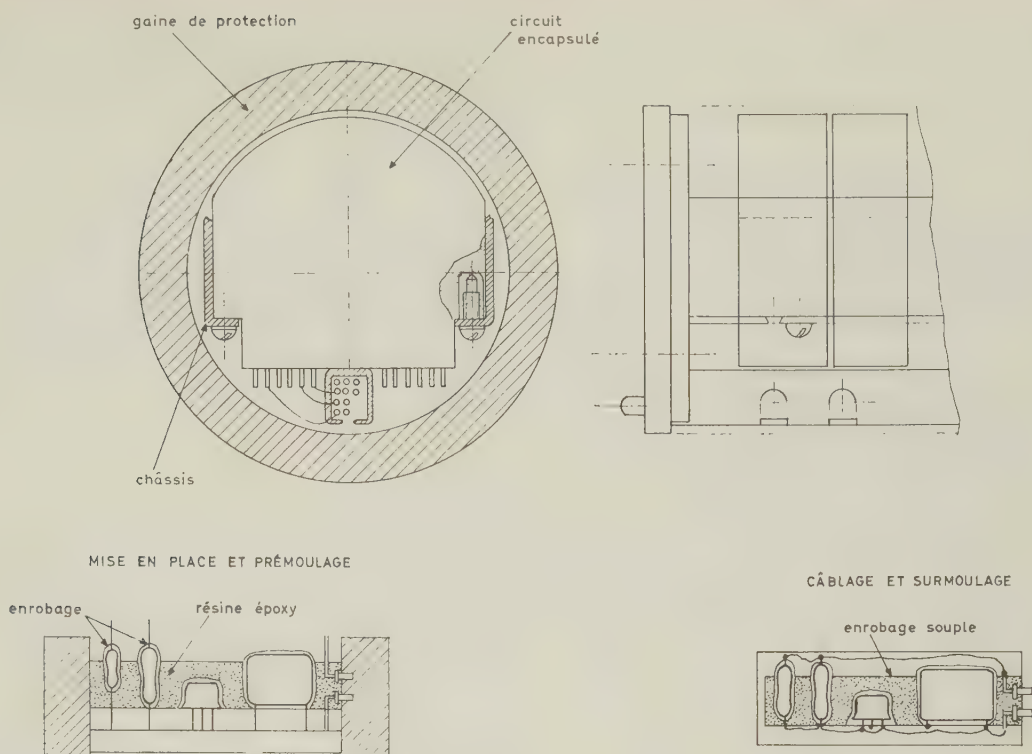


FIG. 4

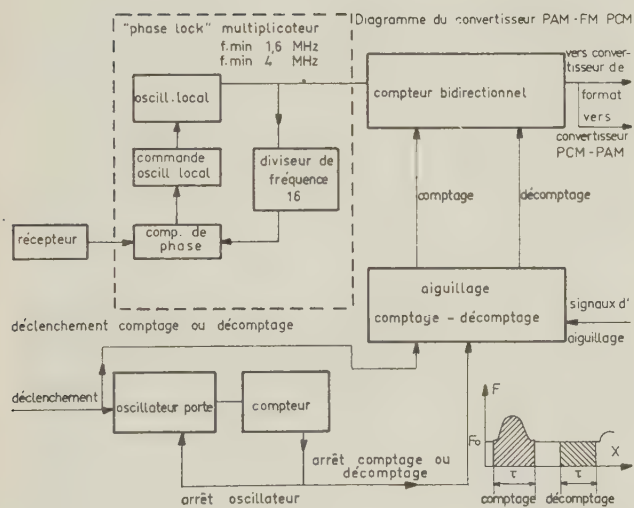


FIG. 5

instantanée proportionnelle à la fréquence instantanée du signal incident. Le système comporte un oscillateur commandé dont la fréquence peut varier de 1,6 à 4 mégahertz suivant la valeur du courant de commande. Le signal de sortie alimente un compteur binaire à quatre étages. La phase du signal de sortie est comparée à celle du signal incident dans un comparateur de phase qui fournit un courant continu variant avec le déphasage des deux signaux.

Ce comparateur consiste fondamentalement en une bascule attaquée par les deux signaux. Il suffit d'intégrer les signaux de sortie de la bascule pour avoir un

courant dont la valeur moyenne représente le déphasage des deux ondes.

Ce courant agissant sur l'oscillateur assure le verrouillage en phase de l'onde locale sur l'onde incidente.

Il suffit de prendre le signal de sortie directement au niveau de l'oscillateur local pour avoir le résultat cherché.

Tel qu'il est réalisé, le système assure un blocage en phase de 10° dans une gamme variant de 80 à 300 kHz.

b) Le compteur bidirectionnel

Le principe de numérisation est très simple. Il consiste, quand le signal à quantifier est présent, à compter le nombre d'impulsions fournies par l'oscillateur local et cela pendant un temps τ rigoureusement déterminé.

On obtient dans un compteur un nombre N proportionnel à :

$$\int_{\tau} (F_0 + KS) dt$$

On inverse ensuite le sens de comptage du compteur bidirectionnel et on décompte pendant la même durée τ , les impulsions de fréquence F_0 correspondant à un « temps mort ».

A la fin de l'opération on obtient donc un nombre :

$$N = \int_{\tau} (F_0 + KS) dt - \int_{\tau} F_0 dt$$

Ce nombre est proportionnel à l'intégrale du signal utile. La forme de ce signal étant fixe, le nombre N se trouve être proportionnel à la quantité $A \frac{x_j}{x_{jm}}$, information recherchée.

Le compteur bidirectionnel proprement dit est capable de fonctionner correctement avec une fréquence d'entrée égale à 10 MHz.

Le gros problème réside dans la constance du temps de comptage et décomptage.

Ce problème a été résolu au moyen d'un oscillateur stable. Cet oscillateur démarre au début de chaque opération de comptage ou décomptage. Il attaque un compteur binaire. L'impulsion de sortie du compteur commande simultanément l'arrêt de l'oscillateur et la fin de l'opération comptage ou décomptage.

Le temps de comptage est égal à 500 μ s. La durée du signal utile étant de 260 μ s en fin de comptage, la fréquence du signal incident est revenue à sa valeur initiale. Cela permet d'éviter les erreurs dues aux caractéristiques phase-fréquence des circuits.

Un dispositif spécial permet enfin de réduire l'erreur de comptage à 1 bit.

Les signaux d'aiguillage « comptage ou décomptage » sont fournis par le programmeur.

5.2. L'AIGUILLAGE ANALOGIQUE

Les informations numériques sont transférées à une mémoire et de là au convertisseur de format, puis enregistrées sur ruban magnétique.

Simultanément elles sont fournies à un convertisseur numérique-analogique qui est décrit ci-dessous.

Ce convertisseur crée tout d'abord un signal dont la durée est proportionnelle aux informations numériques à convertir.

Pendant cette durée on crée une fonction « rampe ». A la fin des opérations, l'amplitude atteinte par cette fonction est proportionnelle au nombre à convertir. Il suffit ensuite de transférer cette valeur en mémoire puis, par un aiguillage convenable de l'orienter sur le canal voulu.

Ces opérations brièvement décrites sont réalisées de la façon suivante :

Les informations numériques subissent un transfert parallèle dans un compteur. Après transfert, un oscillateur stable démarre sous l'influence d'un top fourni extérieurement. Le signal de sortie vide progressivement le compteur. Au moment précis où le compteur est vidé, il fournit un top qui arrête l'oscillateur. Pendant le temps écoulé entre le top de démarrage et le top d'arrêt, on charge une capacité mémoire à courant constant.

L'amplitude de ce courant est fonction de la différence entre la valeur trouvée pour le signal de référence et la valeur escomptée. On a donc un moyen simple de s'affranchir des variations du signal d'excitation et des variations des caractéristiques de transmission.

Quand l'information est stockée dans la capacité mémoire on la transfère au moyen de transistors bilatéraux dans des capacités mémoires auxiliaires. Les signaux d'aiguillage sont fournis par le programmeur de surface.

Après transfert des informations, un signal de « reset » vide la capacité mémoire principale et le processus recommence.

La taille des capacités mémoires est choisie de telle sorte que, compte tenu des impédances d'entrée de l'enregistreur analogique et des courants de fuite des transistors bilatéraux, le signal analogique final semble continu.

5.3. PRÉSENTATION TECHNOLOGIQUE

Contrairement à l'équipement de fond, le matériel de surface est présenté sous une forme plus classique. Les circuits sont réalisés sous la forme de cartes imprimées. Certains circuits fréquemment rencontrés sont présentés sous la forme de circuits encapsulés soudés sur les cartes.

En général, pour des raisons économiques, les transistors employés (400 environ) sont des transistors au germanium. Toutefois, les circuits ont été calculés de façon telle qu'un fonctionnement sûr est obtenu entre les températures ambiantes extrêmes de — 10 °C et 60 °C.

Les cartes sont maintenues verticalement par des voiles métalliques rainurés et viennent s'enficher sur des connecteurs assurant l'interconnexion des cartes entre elles.

Conclusion

Pour conclure cet exposé nous voudrions mettre en lumière l'apparente contradiction entre la complexité des opérations effectuées et la sécurité de fonctionnement obtenue. Ceci est dû au caractère numérique de la télémessure.

L'équipement de fond est relativement simple. Cela n'est nullement fortuit. Il est évident qu'il y a un avantage certain à réunir en surface les circuits les plus complexes.

On aurait pu songer à transformer directement les informations en grandeurs numériques. L'équipement de fond s'en serait trouvé considérablement alourdi.

L'originalité de cette télémessure réside, à notre avis, d'une part dans le mode de transmission des informations (d'abord en PAM, puis en PAM-FM, puis en PCM) et, d'autre part, dans le mode de numérisation utilisé.

Il est certain que moyennant certaines modifications relativement mineures ce procédé pourrait être appliqué à de nombreux problèmes en gardant la même fiabilité.

PARALLÈLE ENTRE LES ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES D'ENGINS SPÉCIAUX ET DE SATELLITES

PAR

D. REVERDIN

Directeur des Etudes Electroniques
Précision Mécanique Labinal

Nous nous efforçons de tirer ici un parallèle entre les équipements électroniques des engins mus par des fusées et ceux des engins qui, après avoir été lancés, se déplacent librement dans l'espace.

Dans la première catégorie d'engins se trouve la grande variété d'engins militaires : les engins sol-sol, sol-air, air-sol, air-air, ainsi que les fusées-sondes, les fusées porte-satellites, etc. Dans la deuxième catégorie se trouvent évidemment les satellites et les engins interplanétaires.

Les engins « spéciaux » diffèrent des satellites, ou des engins « spatiaux », par le type de mission qui leur est confiée. Un engin militaire, par exemple, volera peu de temps et les équipements électroniques qui nous intéressent n'auront à fonctionner que pendant un temps court, dans des conditions très sévères il est vrai. Par contre, les satellites subiront tout d'abord au cours du lancement, comme nous allons le voir, des conditions relativement sévères, analogues à celles des engins militaires, puis les équipements devront fonctionner très longtemps dans des conditions beaucoup moins sévères.

C'est l'ensemble de ces conditions technologiques que nous détaillerons un peu plus, et qui ont été regroupées sur le Tableau 1.

Mis à part l'aspect purement électronique des équipements de ces engins, l'aspect technologique ne doit pas être négligé, et fait l'objet de cet exposé.

Il est naturellement assez malaisé de traiter ce problème sur un plan détaillé. C'est pourquoi il a été nécessaire de négliger un certain nombre de cas particuliers afin de pouvoir faire des comparaisons entre les deux grandes classes d'engins, et de discuter les similitudes ou différences technologiques.

Les équipements électroniques, aussi bien pour engins spéciaux que pour satellites, remplissent fréquemment les mêmes fonctions : émetteurs de télé-

TABLEAU 1

		Engins spéciaux	Satellites (engins « spatiaux »)
Conditions climatiques	Température ambiante de fonctionnement	— 40 °C à + 85 °C	20 °C ± 30 °C
	Environnement gazeux	air sec air humide, 95 % h. r. air salin, etc.	air sec gaz inerte
	Pression gazeuse	760 mmHg à quelques mmHg	760 mmHg à 10 ⁻⁹ mmHg 760 mmHg à quelques cmHg
Sollicitations mécaniques	Radiations nucléaires	nulles	importantes
	Vibrations entre 10 Hz et 2 000 Hz (5 000 Hz)	5 à 20 g	5 à 40 g pendant lancement
	Chocs et accélérations continues	10 à 50 g	10 à 50 g pendant lancement
Performances générales	Fiabilité	moyenne à très grande	très grande
	Durée de fonctionnement	quelques secondes à quelques heures	quelques années
	Poids	faible	très faible
	Volume	faible à très faible	faible à très faible
	Consommation	faible	très faible

mesure avec divers capteurs, récepteurs de télécommande, répondeurs, asservissements, alimentations. Dans les engins spéciaux, on trouve également des appareils d'autoguidage, fusée de proximité, etc. alors que dans les satellites, on pourra trouver en outre des instruments de physique et des circuits de mémoire. Nous n'entrerons pas dans les détails de cette énumération.

La conception technologique du matériel doit tenir compte des trois grands impératifs principaux, propres à ce type de matériel :

- conditions climatiques
- sollicitations mécaniques
- performances générales.

C'est donc dans cet ordre que nous analyserons la technologie des équipements électroniques.

Conditions climatiques

En se référant au Tableau 1, on constate des différences assez importantes dans la rubrique « conditions climatiques » suivant qu'il s'agit d'engins spéciaux ou de satellites.

La température ambiante de fonctionnement varie déjà beaucoup plus dans un engin spécial que dans un satellite, car le satellite subit des variations de température telles que les équipements électroniques doivent être contenus dans des enceintes thermostatées, ou tout au moins dans des blocs dont la température ne varie que légèrement autour d'une valeur qui peut être choisie par exemple à 20 °C.

Cela n'est pas possible pour les éléments extérieurs tels que les cellules photoélectriques que nous excluons de la discussion. La température propre des composants pourra naturellement être plus élevée que la température ambiante prescrite dans chaque cas. La conception du matériel devra être telle que la température extrême de chaque composant ne dépasse jamais la limite supérieure tolérée qui se situera généralement à + 125 °C.

La régulation en température cause, semble-t-il, de sérieux soucis aux ingénieurs, car les commandes de régulation sont généralement mécaniques, et sont situées dans le vide, où se posent des problèmes de grippage complexes.

Les équipements des engins doivent en outre fonctionner dans des environnements gazeux très variés, et à des pressions très changeantes, alors que les équipements des satellites sont généralement situés dans des enceintes étanches, gonflées à pression constante avec du gaz inerte.

Lorsque des enceintes étanches et pressurisées ne peuvent être installées, le problème du fonctionnement de circuits électroniques à basse pression et sous vide poussé est une source sérieuse de difficultés. Les problèmes d'effluage et de dissipation posent de nouveaux problèmes technologiques. Afin de supprimer les « points chauds » et d'éviter l'ionisation dans les conditions de pression et de densité de composants correspondant à un minimum de la courbe de Paschen, les circuits électroniques doivent être soigneusement moulés et enrobés avec des matériaux plastiques idoine.

Des enceintes étanches sont parfois également utilisées dans des engins spéciaux. On élimine alors le problème très délicat de la présence de vapeur d'eau et de la condensation d'eau, particulièrement pour les engins qui doivent monter rapidement en altitude, en passant du chaud humide au froid. En l'absence d'enceinte étanche, le matériel doit être enrobé très soigneusement avec des matériaux de protection, faute de quoi les performances électriques ne sont pas conservées.

Nous trouvons finalement, parmi les conditions climatiques, le rayonnement nucléaire qui n'intervient évidemment que pour des engins évoluant hors de l'atmosphère terrestre et à des altitudes inférieures à environ 20 000 km. Ces radiations proviennent de la ceinture de Van Allen et affectent surtout les semiconducteurs. Il s'agit du bombardement d'électrons d'environ 1 Mev et de protons d'environ 100 Mev d'énergie. L'effet de ce bombardement est cumulatif et provoque une dégradation lente des performances des transistors, des diodes et des cellules photoélectriques. Il y a donc lieu de prévoir pour les satellites des semiconducteurs blindés ou peu sensibles à ce bombardement, ou bien des équipements entièrement blindés.

Sollicitations mécaniques

Durant la phase de lancement, un satellite est d'abord transporté par une fusée porteuse. Cette fusée transmet donc au satellite des sollicitations mécaniques, chocs et vibrations, du type engin. Il est donc normal de trouver dans la rubrique « sollicitations mécaniques » des valeurs semblables pour les engins spéciaux et les satellites.

D'une façon générale, on s'efforce toujours de réduire les sollicitations mécaniques en disposant des amortisseurs entre les points d'attache et le matériel fragile.

Les performances mécaniques exigées d'un matériel électronique ne sont pas à négliger, et requièrent une attention particulière dès la mise en maquette du matériel. Des solutions technologiques nouvelles doivent souvent être adoptées ou mises au point lorsque des difficultés surgissent. Il est nécessaire d'éliminer soigneusement toutes les résonances mécaniques car le spectre de fréquence de vibration d'une fusée est souvent très étendu et, sous l'effet de la fatigue, une résonance dans le matériel susciterait irrémédiablement des ruptures et des pannes.

En tant que constructeurs de matériel radio-électrique pour engins, nous sommes d'avis qu'il est indispensable de faire défiler un à un tous les éléments du matériel électronique sur une table vibrante en explorant la fréquence de vibration à accélération constante, afin de déceler non seulement les résonances, mais également les points faibles (mauvais éléments, mauvais contacts, etc.). Ce contrôle doit être fait, sinon dans les conditions climatiques extrêmes, tout au moins avec le matériel en marche afin de s'assurer du bon fonctionnement d'un équipement au cours des sollicitations mécaniques simulées par la table vibrante.

D'une façon générale, les problèmes mécaniques

et leurs solutions sont semblables pour les engins spéciaux et les satellites. Si toutes les précautions sont prises avant le lancement, le matériel résistera également lors du vol propulsé réel sans subir d'altération. Cette constatation est importante pour les satellites pour lesquels la mission principale suit la sollicitation mécanique de lancement.

Performances générales

Dans la rubrique « performances générales », figurent quelques exigences de base telles que durée de fonctionnement, poids, volume et consommation. Ces exigences se ressemblent pour les deux types de matériel que nous analysons.

Le poids devra dans tous les cas être faible. L'économie de poids devra être particulièrement poussée pour les satellites puisque chaque gramme de charge utile coûte très cher à libérer de l'attraction terrestre.

Pour le volume, les engins ne sont pas plus généreux que les satellites. On est obligé dans certains cas d'avoir recours à la miniaturisation, voire même à la micro-miniaturisation. Il faut dire ici que les techniques de la micro-miniaturisation réduisent non seulement le poids et le volume des équipements, mais améliorent également la sécurité de fonctionnement et la tenue mécanique.

Il est inutile de rappeler le problème de la consommation, l'économie en puissance électrique consommée étant particulièrement vitale pour les satellites.

La caractéristique la plus importante est toutefois la FIABILITÉ. Il est évident que cette fiabilité, ou la probabilité de fonctionnement sans panne au cours d'une mission, devra être voisine de 1 pour des missions uniques telles que le lancement d'un satellite ou le lancement par fusée d'une ogive nucléaire. Par contre, elle pourra être moindre pour un engin militaire tiré comme munition, sans économie particulière.

La probabilité de fonctionnement sans panne P dans le temps t peut être exprimée par :

$$P = \frac{1}{e^{\left[\frac{t}{10^9} \sum_1^m (n_m f_m) \right]}}$$

où f_m = nombre moyen de pannes en 10^9 heures de fonctionnement du composant du type m .

n_m = nombre de composants du type m .

t = temps de fonctionnement de l'équipement en heures.

Pour illustrer l'importance de cette formule, prenons le cas où l'on aurait un équipement électronique comportant 1 000 composants électroniques ayant chacun en moyenne une valeur de f_m égale à 100. On obtiendrait, pour un temps de fonctionnement de 1 000 heures, une probabilité de panne de $P = 0,9$, ce qui est acceptable. Si par contre la durée de fonctionnement désirée était portée à 10 000 heures (ou encore si n ou f_m était 10 fois plus grand), la

probabilité de panne tomberait à $P = 0,4$, ce qui n'est évidemment pas acceptable pour une mission satellite.

Des valeurs typiques pour f_m sont :

tubes à vide ordinaires	10^5
tubes à vide grande durée de vie	10^4
relais	50
transistors	20
diodes	15
capacités	10
résistances	5

Ces valeurs montrent que les tubes à vide sont pratiquement à exclure pour les missions de grande durée des satellites, sauf peut-être le tube amplificateur de sortie hyperfréquence utilisé dans les satellites de télécommunication. Les valeurs de f_m doivent être les plus faibles possible, si on recherche une probabilité élevée de fonctionnement sans panne pendant un temps t long. Il est évident que les valeurs f_m indiquées ne sont obtenues qu'après un tri sévère des composants.

Les temps moyens entre pannes pour les équipements d'engins et pour les équipements de satellites sont totalement dissemblables. Cela ne facilite qu'en apparence l'obtention d'une probabilité de fonctionnement sans panne élevée pour un équipement d'engin. On doit tenir compte des conditions climatiques et mécaniques particulières. Si l'on voulait utiliser la même formule pour les engins spéciaux, on devrait utiliser d'autres valeurs f_m tenant compte du fonctionnement avec cycles climatiques extrêmes et répétés et en présence de fatigue mécanique. Dans ces conditions, certaines valeurs f_m seraient plusieurs ordres de grandeurs plus élevées et des probabilités élevées de fonctionnement sans panne même pour des temps t courts deviendraient difficiles à obtenir.

Pour obtenir des temps moyens élevés entre pannes pour l'ensemble d'un matériel, il est nécessaire que le matériel soit le plus simple possible et satisfasse avec une marge de sécurité suffisante aux exigences climatiques et mécaniques données. Dans certains cas, on laisse vieillir le matériel tout entier ou tout au moins certains composants comme les transistors.

Lorsqu'on recherche une fiabilité très grande, mais que le matériel est très complexe et jugé délicat, on peut faire appel à la redondance du matériel en question. En doublant un équipement et en donnant la possibilité d'utiliser lors d'une panne l'équipement de secours, on augmente très sérieusement le temps moyen entre pannes de l'ensemble de l'engin. Ce procédé est utilisé lorsqu'il est nécessaire d'assurer la transmission d'ordres vitaux. Telstar était, à titre d'exemple, muni de deux récepteurs de télécommande complets.

Conclusions

Cet exposé montre que les équipes d'ingénieurs doivent penser dès la conception d'un matériel non seulement aux problèmes purement électroniques, mais à un grand nombre de paramètres technologiques. Les composants électroniques doivent être

choisis et contrôlés avec d'autant plus de soin que leur fiabilité doit être élevée. Le matériel, défini et construit, doit subir tous les essais spéciaux qui correspondent aux conditions extrêmes que le matériel pourra rencontrer.

C'est la raison pour laquelle dans nos usines d'équipements électroniques pour engins, par exemple, on trouve tant de moyens permettant d'effectuer systématiquement ces essais spéciaux. On constate également que ces essais pèsent lourdement sur le

prix final de ces équipements. Les moyens cités : caissons climatiques avec chaud, froid, humidité et dépression, tables vibrantes, tables à secousses, etc. sont indispensables pour la fabrication des accessoires électroniques aussi bien pour engins que pour satellites.

On peut donc conclure en soulignant que des préoccupations technologiques semblables doivent présider à la conception et à la réalisation des deux catégories de matériel.

SYSTÈMES DE TÉLÉMESURES SPATIALES POUR LES STATIONS TERRESTRES DE POURSUITE

PAR

M. SPERRY et M. AEBLI

Bendix Corporation

Fonction

Le système de réception décrit dans ce document est utilisé pour la réception de signaux de télémétrie venant de satellites ou de véhicules spatiaux, en corrélation avec divers projets de la N.A.S.A. Le spectre de fréquence principal couvert par ce récepteur est une bande de 1 MHz s'étendant de 136 à 137 MHz. Ultérieurement, un équipement additionnel pourra être ajouté au récepteur pour lui permettre de fonctionner à d'autres fréquences. Les cinq bandes passantes prédétection de 10 kHz à 1 MHz permettent une adaptation correcte à la bande latérale dans les différentes expériences, en vue d'éviter une détérioration excessive du rapport signal/bruit de sortie.

Ce récepteur a une grande sensibilité, il est à accord stable et facile à régler, et dispose de sorties avant détection AM, FM et PM ; sa construction lui confère de grandes qualités de commodité d'accès et de souplesse d'emploi.

Les composants principaux du système sont

1 - Antennes

- a. de réception ;
- b. de télécommande ;
- c. d'étalonnage.

2 - Filtres de fréquence de télécommande HF

3 - Préamplificateur de 136 MHz

4 - Combinateur de polarisation et étage déphaseur

5 - Récepteurs

6 - Commande d'enregistrement de C.A.G.

7 - Combinateur après détection

8 - Filtre de poursuite

9 - Pupitre de commande

1. Antennes (Figures 1 et 2)

a) RÉCEPTION

Le système d'antennes de réception est composé de 16 antennes « Yagi » assemblées sur un montage Site-Azimet. La photographie du système d'antennes montre la manière dont sont montées les 16 antennes. Chaque antenne Yagi est constituée par deux dipôles repliés montés perpendiculairement, et de plusieurs directeurs et réflecteurs à 90°. Ce système, qui permet de monter deux antennes complètes sur un pylône,

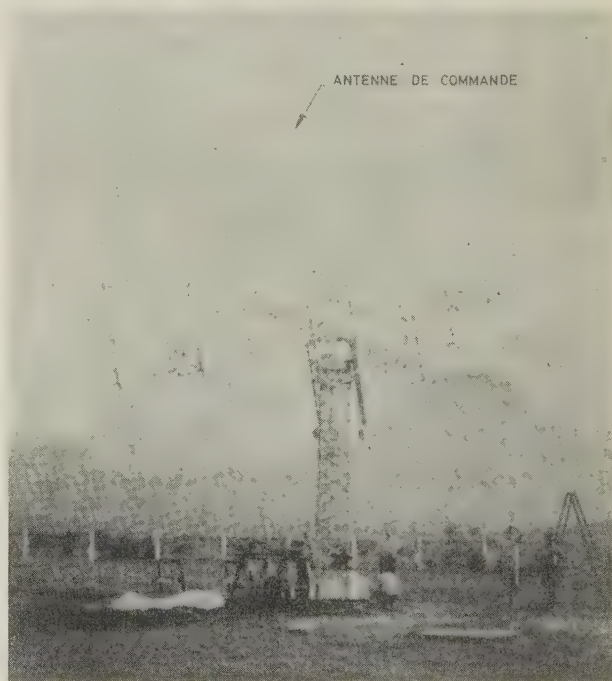


FIG. 1

est capable de recevoir des signaux polarisés verticalement ou horizontalement. Chaque antenne a approximativement un gain de 10 dB sur une antenne isotropique. Des transformateurs d'adaptation sont utilisés pour connecter en parallèle les 16 antennes polarisées verticalement et les 16 antennes polarisées horizontalement. Cela donne deux signaux de sortie, l'un polarisé verticalement et l'autre horizontalement, chacun ayant une impédance interne de 50 Ω . Avec une adaptation correcte des 16 différentes antennes, chaque polarisation donnera un gain d'environ 22 dB sur une antenne isotropique.

Le support d'antenne est mû par deux moteurs réversibles qui sont commandés à distance à partir du pupitre de contrôle situé dans le bâtiment. Deux synchros transmetteurs sont montés sur le support d'antennes afin de transmettre la mesure de la rotation de l'axe du support qui sera affichée sur le pupitre de commande se trouvant dans le bâtiment, comme informations azimut et site, mesurées en degrés.

Le pointage de l'antenne est manuel et requiert donc un contrôle permanent.

b) TÉLÉCOMMANDE

Les antennes de télécommande sur 123 MHz et 148 MHz peuvent être montées, soit sur le châssis portant les antennes de réception, soit sur des montages Site-Azimut séparés. La possibilité de commande de n'importe quel satellite à n'importe quel moment nécessitera des montages séparés, mais si les fonctions réception et télécommande ont seulement trait au même satellite, la plate-forme peut être commune.

L'antenne de télécommande peut être similaire à une des antennes de réception, on peut avoir une autre configuration. Les impératifs mécaniques aussi bien qu'électriques décideront du type à employer. Sur la photographie, l'antenne de télécommande sur 148 MHz a été montée au centre de la plate-forme ; c'est le même type d'antenne que celle utilisée à la réception, mais modifiée pour fonctionner à 148 MHz. Les quatre coins de la plate-forme peuvent être utilisés pour monter des antennes de télécommande.

c) ETALONNAGE

Cette antenne consiste en un dipôle standard, calculé pour 136 MHz. Elle est montée sur un système rotatif fixé au sommet d'un mât de 30 pieds situé à 100 pieds du piédestal de l'antenne de réception. L'antenne dipôle pointée vers le bas est dirigée vers l'antenne de réception de sorte que dans au moins une direction, les deux se trouvent sur le même axe. Le système rotatif commandé à distance est alors utilisé pour faire tourner le dipôle étalonné et l'amener à une position quelconque autour de son axe, de façon que le gain, le diagramme de rayonnement et la polarisation de l'antenne de réception puissent être mesurés en manœuvrant l'antenne d'étalonnage alimentée avec une puissance connue à 136 MHz.

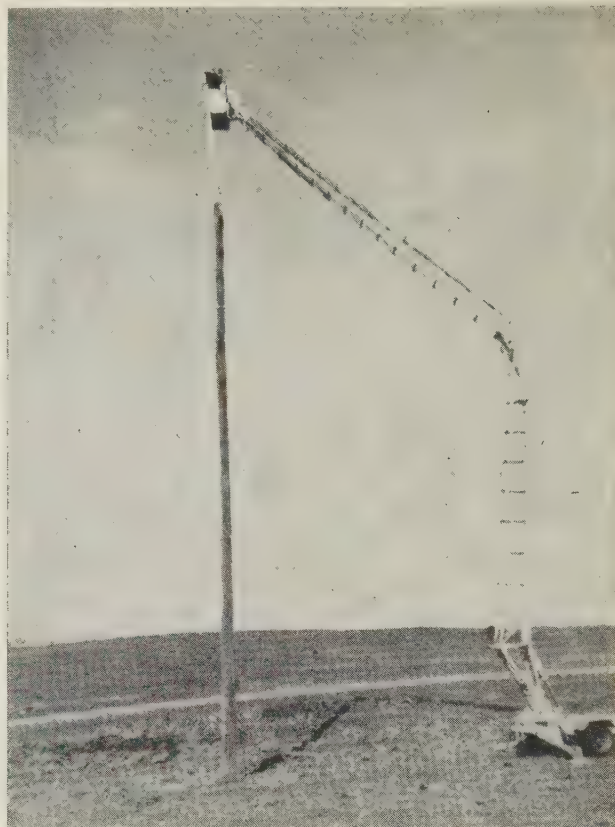


FIG. 2

2. Filtre HF de fréquence de télécommande

Les sorties d'impédance 50 Ω des antennes horizontales et verticales sont connectées au filtre de réjection de la fréquence de télécommande. Ce filtre est employé pour réduire ou éviter l'interférence des signaux de commande, dans le fonctionnement du récepteur de télémessure. Les filtres sont montés sur le support d'antenne ou situés de façon à n'utiliser que la plus courte longueur possible de câble coaxial vers l'antenne. La perte d'insertion du filtre est de 0,3 dB avec une réjection de 40 dB sur la fréquence de télécommande. Les sorties des filtres sont connectées aux préamplificateurs 136 MHz.

3. Préamplificateur 136 MHz

Les deux préamplificateurs à 136 MHz sont contenus dans des enveloppes d'acier inoxydable de dimensions extérieures 28 x 16 x 16 cm. Cette enveloppe contient également l'alimentation fournissant la tension continue plaque et la tension alternative filament, à partir d'une source extérieure. Toutes les transitions coaxiales, prises électriques et le capot d'ensemble sont scellées, de façon que l'ensemble puisse être pressurisé à l'azote afin d'obtenir une atmosphère contrôlée de l'alimentation et des deux préamplis. Les deux préamplificateurs 136 MHz des signaux de polarisation verticale et horizontale sont des ensembles identiques. Chaque préamplificateur comprend trois tubes 7 707, dont deux sont montés en cascade, suivis d'un amplificateur grille à la masse comme étage de sortie. Le

gain de chaque unité a une dynamique de réglage d'au moins 35 dB. La bande passante est de 3,75 MHz $\pm$ 0,5 avec la fréquence centrale à 136,5 MHz. Le préamplificateur est monté avec le filtre de fréquence de télécommande sur ou près du support d'antenne. Les signaux de sorties des polarisations horizontales et verticales des préamplificateurs sont envoyés au pupitre de commande dans le bâtiment principal au moyen de câbles coaxiaux de 50 Ω à faible perte.

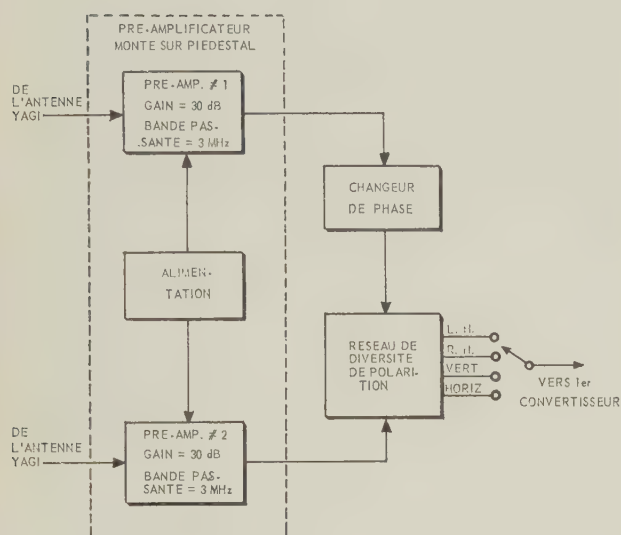


FIG. 3. — Schéma du préamplificateur.

4. Combinateur de polarisation et étage déphaseur

Le signal polarisation verticale du préamplificateur alimente le combinateur de polarisation à travers un étage déphaseur, de façon que la phase de l'entrée polarisation verticale puisse être rendue égale à celle de l'entrée polarisation horizontale.

Un étage déphaseur n'est pas nécessaire pour le signal d'entrée polarisation horizontale, car seule importe l'égalité des phases des deux signaux, aussi cette ligne est-elle reliée directement au combinateur. Quatre sorties polarisées sont disponibles sur le combinateur de polarisation : ce sont les sorties polarisation verticale, horizontale, circulaire droite et circulaire gauche. Les signaux d'entrée voulus pour les récepteurs de télémessure sont sélectionnés en reliant les câbles d'entrée aux sorties appropriées du combinateur de polarisation.

5. Récepteur

Deux récepteurs identiques sont nécessaires l'un pour l'entrée verticale, l'autre pour l'entrée horizontale. Une description complète des récepteurs avec le fonctionnement par étage est donnée ci-après :

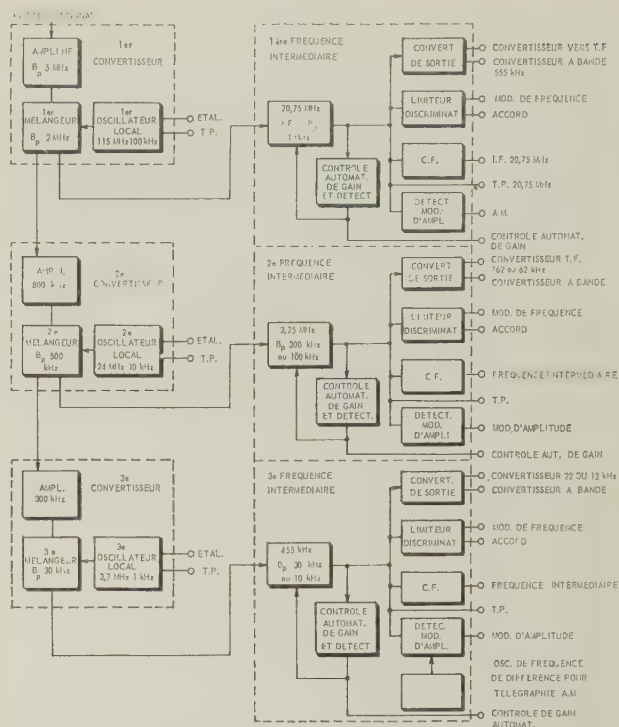


FIG. 4. — Schéma de la télémessure (modification n° 1).

PREMIER ÉTAGE DE CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

La fonction de cet étage est d'amplifier le signal reçu du pré-amplificateur (136 MHz) et de le convertir en signal première moyenne fréquence (20,75 MHz). Cet ensemble a deux sorties informations : une au premier étage amplificateur de moyenne fréquence, l'autre sur le deuxième étage de changement de fréquence. En outre, il y a aussi deux sorties oscillateurs : une sur l'étalonneur et une sur un point de test dans un but de contrôle de fréquence.

Cet ensemble contient un amplificateur à faible bruit dont les circuits sont similaires à ceux du pré-amplificateur. Des circuits à double accord sont utilisés pour obtenir une meilleure réjection de la fréquence image. Le changement de fréquence se fait dans un étage mélangeur à pentode, avec le filtrage nécessaire en sortie.

Le premier oscillateur local est un oscillateur piloté par quartz fonctionnant sur une quelconque des dix fréquences disponibles, commutable à distance grâce à un barillet à quartz à enceinte thermostatée contenant 10 quartz. Les fréquences des quartz sont espacées de 50 kHz de 57,650 MHz à 58,100 MHz. La fréquence de sortie de l'oscillateur est doublée, donnant les fréquences désirées pour le premier oscillateur local, espacées de 100 kHz de 115,300 MHz à 116,200 MHz. Les sorties oscillateur sur le système d'étalonnage et sur le point de test sont disponibles après la multiplication de fréquence par deux.

PREMIER AMPLIFICATEUR MOYENNE FRÉQUENCE

La fonction de cet ensemble est d'amplifier, à 20,75 MHz le signal reçu du premier étage changeur de fréquence pour l'amener à un niveau approprié pour la détection et pour donner la bande passante de 1 MHz avant détection. Cet ensemble permet aussi la détection AM et FM, une sortie moyenne fréquence, un point de test pour la moyenne fréquence, et deux sorties après conversion (moyenne fréquence convertie en basse fréquence). Les étages de fréquence amplifient le signal et ont des circuits à double accord pour obtenir la bande passante de 1 MHz avant détection. Le C.A.G. pour les étages de fréquence intermédiaire est obtenu à partir d'un détecteur à diode séparé à la sortie.

La détection AM est obtenue à partir d'une diode simple, avec un filtre après détection pour éliminer la porteuse. La détection FM utilise des limiteurs et un discriminateur du type Foster-Seeley.

La sortie moyenne fréquence et le point de test moyenne fréquence sont deux sorties basse impédance séparées sur la chaîne moyenne fréquence.

Les deux sorties après conversion sont obtenues par un étage changeur de fréquence comprenant un tube mélangeur et un oscillateur local stabilisé par quartz à 555 kHz au-dessus de la première moyenne fréquence. L'oscillateur est situé sur un châssis séparé de l'amplificateur de la première moyenne fréquence, facilitant ainsi son échange ultérieur avec un autre oscillateur si on le désire.

DEUXIÈME ÉTAGE CONVERTISSEUR

La fonction de cet étage est de convertir la fréquence du signal obtenu dans le premier changeur de fréquence (20,75 MHz) en deuxième moyenne fréquence (8,25 MHz). Cet ensemble fournit la réduction de bande passante nécessaire à la réjection de la fréquence image et un gain suffisant pour équilibrer les pertes ; il fournit deux sorties information et deux sorties oscillateur : les signaux de sortie « information » vont vers l'amplificateur de la seconde moyenne fréquence et vers le troisième changeur de fréquence ; les signaux des sorties oscillateur vont vers le système d'étalonnage et vers le point de test.

Cet ensemble contient un amplificateur avec circuit à double accord pour obtenir la réjection de la fréquence image, un étage mélangeur à double grille de commande et les filtres de sortie nécessaires.

L'oscillateur local de cet ensemble délivre une fréquence commandée à distance parmi les dix fréquences disponibles dans le standard de fréquence contenant dix quartz. Ces fréquences sont espacées de 10 kHz de 23,955 MHz à 24,045 MHz.

AMPLIFICATEUR DEUXIÈME MOYENNE FRÉQUENCE

La fonction de cet étage est d'amplifier à 8,25 MHz le signal obtenu du deuxième convertisseur pour l'amener à un niveau suffisant pour la détection, et d'établir, à l'aide d'une commande à distance, une

largeur de bande pré-détection de 300 kHz ou de 100 kHz.

Comme l'amplificateur de la première moyenne fréquence, cet ensemble fournit une détection AM et FM, une sortie moyenne fréquence, un point de test de moyenne fréquence et deux sorties après conversion (moyenne fréquence convertie en basse fréquence).

La chaîne moyenne fréquence amplifie le signal en utilisant des circuits à double accord pour la bande passante de 300 kHz et des circuits à accord triple pour la bande passante de 100 kHz. Montées en parallèle, des pentodes à double grille de commande sont utilisées comme commutateurs électroniques pour sélectionner le circuit limiteur de bande passante désiré. Le C.A.G. pour la chaîne moyenne fréquence est obtenu à partir d'une détection diode séparée à la sortie.

Les détections AM et FM, la sortie moyenne fréquence sont obtenues d'une manière similaire à celle utilisée dans l'amplificateur de la première moyenne fréquence.

Les deux sorties après conversion sont obtenues grâce à un étage convertisseur consistant en un tube mélangeur et un oscillateur local stabilisé par quartz. La fréquence de l'oscillateur local est à 162 kHz au-dessus de la seconde moyenne fréquence quand on utilise la bande passante de 300 kHz et à 82 kHz pour la bande passante de 100 kHz.

Cet oscillateur est logé sur un châssis séparé de la chaîne d'amplification de seconde moyenne fréquence ce qui rend aisé, si on le désire, sa substitution ultérieure par un autre oscillateur.

TROISIÈME ÉTAGE CONVERTISSEUR

La fonction de cet étage est de convertir le signal produit dans le second convertisseur (8,25 MHz) en une troisième moyenne fréquence (455 kHz). Cet ensemble fournit les limitations de largeur de bande nécessaire à la réjection de la fréquence image et un gain suffisant pour compenser les pertes. Il donne une sortie information vers l'amplificateur troisième moyenne fréquence et deux sorties oscillateurs, l'une vers l'étalonneur et l'autre vers le point de test.

Cet ensemble contient un amplificateur avec des circuits à triple accord pour obtenir la réjection de la fréquence image, un étage mélangeur à double grille de commande et les filtres de sorties appropriés. L'oscillateur local de cet ensemble fournit l'une quelconque des dix fréquences sélectionnables à distance dans un barillet à quartz à dix positions contenant dix quartz. Ces fréquences sont espacées de 1 kHz entre 3,701 MHz et 3,710 MHz.

AMPLIFICATEUR DE TROISIÈME MOYENNE FRÉQUENCE

La fonction de cet ensemble est d'amplifier, à 455 kHz, le signal obtenu à partir du troisième convertisseur, pour l'amener à un niveau suffisant pour la détection et d'établir, par un contrôle à distance, une largeur de bande prédétection de 30 kHz ou de 10 kHz. Comme les amplificateurs des première et

seconde moyenne fréquences, cet ensemble fournit une détection AM et FM, une sortie moyenne fréquence, un point de test de moyenne fréquence et deux sorties après conversion (fréquence intermédiaire convertie en basse fréquence).

La chaîne d'amplification de moyenne fréquence amplifie le signal, utilisant des circuits à double et triple accord, d'une manière similaire à celle utilisée dans la chaîne d'amplification de seconde moyenne fréquence. Le C.A.G. est obtenu à la sortie, comme dans les deux autres amplificateurs, à partir d'un détecteur à diode séparé.

Les détections AM et FM, la sortie moyenne fréquence, le point de test moyenne fréquence sont obtenus comme dans les deux autres amplificateurs. Les deux sorties après conversion sont obtenues par un convertisseur de sortie comme dans le cas de l'amplificateur deuxième moyenne fréquence. La fréquence de l'oscillateur est 22 kHz au-dessus de la troisième fréquence quand la bande passante est de 30 kHz et 12 kHz pour la bande passante de 10 kHz. Les trois oscillateurs des convertisseurs de sortie sont situés sur le même châssis, séparés de l'amplificateur de moyenne fréquence.

ETALONNAGE

La fonction de cet ensemble est double : 1) génération d'un signal sans bruit pour l'étalonnage du récepteur et 2) synthèse du signal d'entrée pour en extraire l'effet Doppler.

a) Signal d'étalonnage

Un oscillateur 455 kHz, stabilisé par quartz a son signal mélangé avec ceux des trois oscillateurs locaux pour produire la fréquence exacte sur laquelle est accordé le récepteur. Cette fréquence est injectée pour tests au panneau de raccordement et à travers un atténuateur variable à l'entrée du récepteur pour étalonnage : le niveau de sortie est à la fois réglable et contrôlable depuis le pupitre de commande.

b) Fonctionnement Doppler

1° Démodulateur de phase. — La sortie du démodulateur de phase est un signal sans bruit, asservi en phase à la sortie de l'amplificateur de deuxième moyenne fréquence. Ce signal est mélangé dans le système d'étalonnage avec les signaux des premier et second oscillateurs locaux, pour produire à la sortie étalonnage la fréquence reçue exacte.

2° Filtre de poursuite. — Le filtre de poursuite est aussi du type à phase asservie, mais comme son entrée est limitée à $60\text{ kHz} \pm 60\text{ kHz}$, une conversion additionnelle vers les fréquences plus basses et par suite aussi une conversion vers les fréquences plus hautes doit être utilisée pour synthétiser la fréquence exacte à l'entrée du récepteur. Cela est réalisé par la conversion vers les fréquences basses des seconde (100 kHz de bande passante) et troisième moyennes fréquences, au moyen d'un oscillateur de conversion stabilisé par quartz à une fréquence comprise dans la gamme d'entrée du filtre de poursuite. Alors, par une série de mélangeurs (sommes et différences) dans les châssis Doppler et étalonnage, la moyenne fréquence exacte est synthétisée et mélangée avec le signal de l'oscillateur local pour produire la fréquence d'entrée exacte du récepteur, aux bornes de sortie du système d'étalonnage.

6. Commande de l'enregistrement du C.A.G.

Deux châssis commande d'enregistrement C.A.G. sont montés sur le pupitre de commande. Deux entrées sont disponibles, une pour le signal C.A.G. du filtre de poursuite et l'autre pour l'un quelconque des trois signaux C.A.G. des moyennes fréquences. Les entrées tension C.A.G. sont choisies sur le panneau d'interconnexion.

Le châssis commande d'enregistrement a trois sorties, commutables par un commutateur du pupitre ; ce sont les tensions de sortie C.A.G. des moyennes fréquences et la tension C.A.G. du filtre de poursuite quand il est utilisé et les tensions combinées C.A.G. des C.A.G. des moyennes fréquences et du filtre de poursuite. La tension de C.A.G. des châssis de moyennes fréquences indiquera le niveau du signal jusqu'à environ -110 à -120 dBm , mais, combinée avec le signal C.A.G. du filtre de poursuite, elle permet un enregistrement continu des indications jusqu'à -150 dBm .

Le châssis commande d'enregistrement établit aussi le niveau de référence courant continu pour les conditions du niveau zéro et fournit une source à basse impédance pour l'alimentation d'un enregistreur direct tel le modèle SANBORN 354-5 480.

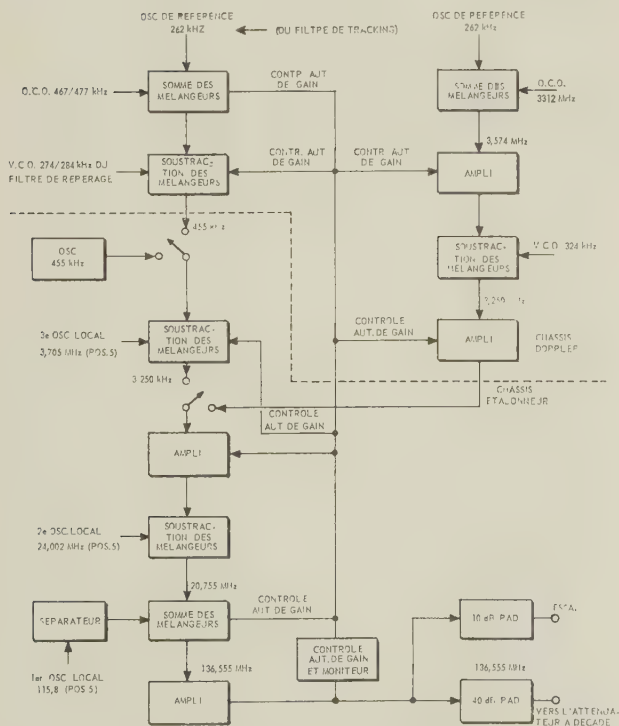


FIG. 5. — Schéma de l'appareil d'étalonnage

7. Combinateur après détection

Le combineur après détection est situé dans un des racks de réserve du pupitre de commande. L'une ou l'autre des sorties AM ou FM des 1^{re}, 2^e ou 3^e moyenne fréquence du récepteur en polarisation verticale peut être combinée avec, respectivement, les sorties des 1^{re}, 2^e ou 3^e moyenne fréquence du récepteur en polarisation horizontale. La combinaison se fait par les méthodes du carré du rapport optimal qui permet une amélioration maximale de 3 dB du rapport signal/bruit.

8. Filtre de poursuite

Le filtre de poursuite, comme le combineur après détection, est monté dans l'un des racks de réserve du pupitre de commande. Le filtre de poursuite est essentiellement un système à phase asservie à bande passante étroite utilisé pour récupérer une modulation AM ou FM dans un signal HF bruyant. Les largeurs de bande de la boucle peuvent être choisies sur six valeurs allant de 100 Hz à 2,5 Hz. Toutes les gammes de fréquences pour le filtre de poursuite, comme il est montré dans le schéma du récepteur en polarisation verticale, sont pour être utilisées sur la sortie de la seconde moyenne fréquence, le commutateur de bande étant placé sur la position 100 kHz. La moyenne fréquence du convertisseur de sortie est dans ce cas fixée à 62 kHz. L'information récupérée par le filtre de poursuite est injectée au panneau d'interconnexion, et de là, envoyée sur un enregistreur magnétique du genre Ampex FR 100 ou FR 300. Les bandes enregistrées sont alors envoyées à un centre de calcul pour exploitation.

9. Pupitre de commande

Tous les indicateurs, commutateurs, galvanomètres et affichages nécessaires pour la sélection du mode de fonctionnement sont montés sur le pupitre de commande de télémessure. L'accord des récepteurs et le

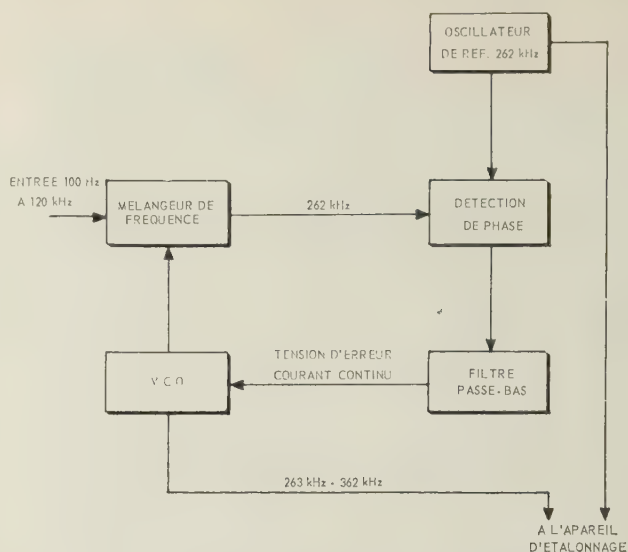


FIG. 6. — Schéma simplifié du filtre de poursuite.

choix du mode de fonctionnement est entièrement fait à partir de ce pupitre. Les modes opératoires disponibles sont :

1^o *Réception*. — Position de fonctionnement normal pour la réception des signaux de l'antenne (AM, FM, PM, CW).

2^o *Etalonnage*. — Un signal synthétisé est injecté dans le premier étage convertisseur (l'antenne et le système de pré-amplification sont déconnectés).

3^o *Doppler seconde moyenne fréquence*. — Pour la réception des signaux Doppler avec le filtre de poursuite utilisé, la sortie conversion de la seconde moyenne fréquence étant sur la position bande passante 100 kHz.

4^o *Doppler troisième fréquence*. — Pour le fonctionnement Doppler avec le filtre de poursuite utilisé sur la sortie conversion de la troisième moyenne fréquence.

NOTES SUR L'UTILISATION DES CIRCUITS INTÉGRÉS DANS LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE P.C.M.

PAR

R. VANROYEN

Société Intertechnique

Les cahiers des charges des équipements de télémessure P.C.M. qui doivent être montés à bord des avions, des engins, et surtout des satellites comportent évidemment des limitations très sévères sur le poids et le volume des équipements.

On est donc conduit à rechercher une miniaturisation très poussée qui, dans les appareils actuellement réalisés, est obtenue soit par le tassement des composants sur des circuits imprimés double face, soit dans le cas des satellites par l'utilisation de modules soudés électriquement où les composants sont en général disposés en « fagot ».

Les recherches sont en cours pour passer au stade ultérieur des micro ou pico-composants séparés puis à celui de l'utilisation des circuits intégrés.

Nous avons cherché à préciser dans quelle mesure il est actuellement possible d'envisager l'utilisation des circuits intégrés dans un équipement P.C.M. Pour cela nous n'avons considéré que les types de circuits qui sont à ce jour, ou dans un avenir proche, susceptibles d'un emploi opérationnel, en évitant toute hypothèse optimiste sur l'avenir.

Ainsi, nous avons éliminé l'utilisation des circuits intégrés dans toute la partie analogique des équipements, commutateurs analogiques d'entrée, amplificateurs différentiels, et convertisseur analogique-numérique. Ces circuits font appel à des composants spéciaux, hautement sélectionnés et souvent appairés qui ne seront certainement pas disponibles avant longtemps sous la forme de circuits intégrés.

Nous n'avons pas non plus considéré leur utilisation dans les circuits d'alimentation, la puissance nécessaire l'interdit a priori et le gain serait faible compte tenu du poids des transformateurs, ni dans l'oscillateur à quartz où le cas est assez particulier et de peu d'importance.

Par contre l'ensemble des circuits logiques se prête particulièrement à l'utilisation des circuits intégrés, avec toutefois une restriction dans le cas des liaisons

de la logique interne avec l'extérieur, où des précautions sont à prendre pour protéger les circuits, et où il faudra sans doute prévoir un étage de puissance, en composants normaux sur la sortie vers l'émetteur.

1. Exemple d'utilisation possible

Afin de préciser les résultats que l'on pourrait attendre de l'utilisation des circuits intégrés nous avons étudié le cas particulier suivant :

L'équipement P.C.M. envisagé comprendrait :

- 6 entrées numériques de 8 bits chacune, pour lesquelles il faut donc prévoir 48 portes numériques ;
- 16 entrées destinées à détecter la présence ou l'absence d'une tension pouvant atteindre 30 V ;
- 250 entrées analogiques pour mémoire.

Le message de sortie du P.C.M. serait composé de cycles longs comprenant chacun 32 cycles de 64 mots. Chaque mot comprendrait 11 bits dont un bit de parité et 2 bits de synchronisation. Ce message serait codé NRZ-M. Pour assurer le fonctionnement interne de l'équipement, la fréquence d'horloge a été choisie égale à huit fois la fréquence des bits (environ 60 kHz).

Les circuits intégrés qui ont servi de base à l'étude sont ceux de la série 51 fabriqués par TEXAS INSTRUMENTS. Il est certain que d'autres types de circuits intégrés sont également envisageables, et ceux que nous avons cités n'ont été choisis qu'à titre d'exemple.

Rappelons le diagramme type d'un équipement P.C.M. :

Seules les parties hachurées ont été considérées, pour le programmeur toutefois nous n'avons pas étudié les circuits d'aiguillage des ordres pour lesquels nous manquons de précisions.

Les types de circuits rencontrés sont les suivants :

- registre parallèle servant de mémoire tampon. Un tel registre utilise un circuit intégré par bit ;

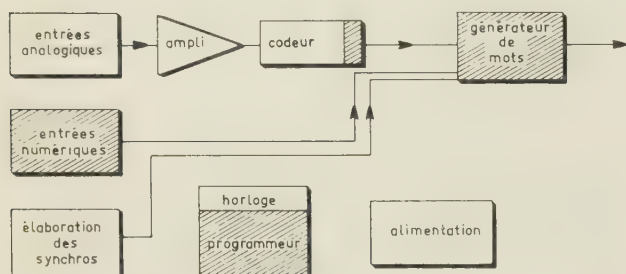
— registre à décalage à positionnement parallèle. Il s'agit du registre à 10 bits du générateur de mots qui peut être réalisé avec 25 éléments.

— Mise en forme NRZ et parité. Trois circuits intégrés réalisent la fonction.

— Portes numériques. Il faut un circuit intégré pour deux portes. Il sera nécessaire de prévoir un dispositif d'écrtage sur les entrées où la tension peut atteindre 30 V.

— Compteurs binaires et circuits de décodage. Il y en a quatre au total qui assurent la division par 8, 11, 64 et 32. Ils utilisent 125 circuits intégrés.

— Elaboration des synchronisations. Ce cas est analogue à celui des entrées numériques.



2. Résultats obtenus

Les circuits décrits ci-dessus comprennent normalement les composants suivants :

- 120 transistors,
- 950 diodes,
- 650 résistances et capacités.

Cet ensemble peut être remplacé par 225 circuits intégrés auxquels il faut ajouter 16 diodes et 16 résistances.

Le poids et le volume dans le cas de composants classiques seraient d'environ 3 600 g et 4 300 cm³ en utilisant un montage sur circuits imprimés et de 1 900 g et de 2 500 cm³ en utilisant des modules.

L'estimation du poids et du volume obtenus en utilisant des circuits intégrés est plus délicate et dépend beaucoup du packaging utilisé. On peut toutefois penser que les chiffres seraient inférieurs à 500 g et 400 cm³.

Les gains obtenus seraient donc de l'ordre de 3 kg et 4 dm³ dans un cas, de 1,5 kg et de 2 dm³ dans le second cas.

Ces chiffres sont évidemment à comparer aux poids et volume de l'équipement complet, circuits analogiques compris, qui sont de l'ordre de 20 kg et 20 dm³ dans un cas et environ la moitié dans l'autre.

Le gain relatif n'est donc pas considérable, il serait néanmoins très intéressant dans les applications spatiales, vu le prix du kilogramme satellisé, puisque le poids est réduit de 15 % par rapport à la meilleure solution utilisant des composants classiques.

3. Remarques générales

— La gamme des circuits intégrés actuellement disponibles suffit à la réalisation de la partie logique des équipements P.C.M.

— Bien que l'avantage n'ait pas été chiffré, il est certain que l'on gagnera également en consommation, et donc sur le poids d'ensemble.

— Une collaboration avec le constructeur des circuits permettrait certainement de mettre au point des composants encore plus adaptés aux fonctions demandées (par exemple 4 portes indépendantes par circuit). Il faudrait toutefois que le marché soit suffisant, ce qui est peu probable.

— Les études de circuits deviennent très simplifiées et se limitent en fait à la mise au point du schéma logique. Cela est un facteur assez important puisque les frais d'étude entrent toujours pour une part considérable dans le prix de revient des équipements P.C.M. qui ne sont que rarement produits en série.

— Le problème essentiel dans l'étude du système sera certainement le packaging des circuits surtout dans la mesure où l'on recherchera la possibilité de dépannage.

— La fiabilité espérée est actuellement difficile à estimer du fait que l'on ne dispose pas d'une expérience permettant son évaluation statistique. Il est toutefois probable que le gain sera appréciable, ne serait-ce que par la diminution du nombre de soudures.

— Le prix est actuellement nettement plus élevé que l'équivalent en composants classiques. On peut toutefois prévoir qu'il sera compétitif, compte tenu de la réduction des frais d'étude, vers la fin 1963 et qu'il deviendra nettement inférieur aux autres solutions d'ici deux ans, époque à laquelle on peut actuellement envisager l'emploi opérationnel des circuits intégrés.

— Un dernier point enfin qui est de nature à faire hésiter tout fabricant d'équipements, le choix du fournisseur des circuits impose par la même occasion le choix d'un type de logique et du conditionnement des composants. Le fabricant dépend de ce fait entièrement de son fournisseur. Cela est d'autant plus grave qu'actuellement pour nous, le fournisseur ne peut qu'être étranger. C'est en partie pour la première raison citée ci-dessus que certains constructeurs américains se mettent à fabriquer eux-mêmes des circuits intégrés, afin d'avoir une position plus forte vis-à-vis de leurs fournisseurs.

CORRESPONDANCE

SUR QUELQUES PROBLÈMES POSÉS PAR LA DÉMODULATION
D'UNE ONDE LUMINEUSE

PAR

NGUYEN NGOC CHAU

Centre National d'Etudes des Télécommunications
3, Avenue de la République, Issy-les-Moulineaux (Seine).

Le problème de la modulation de la lumière par les ondes hyperfréquences est actuel et celui de la démodulation aussi. Plusieurs systèmes de détection [1] ont été proposés et utilisés avec succès : cellules photoélectriques, diodes photovoltaïques, photo TOP...

Les jonctions semiconductrices photovoltaïques sont parmi les plus simples. On peut utiliser un montage coaxial [2] pour avoir une large bande passante ; on peut également utiliser des montages possédant un meilleur blindage ou une meilleure surtension : l'élément non linéaire est placé dans un guide ou dans une cavité [3].

Nous allons examiner le cas particulier d'une diode polarisée en inverse placée dans un guide rectangulaire (figure 1).

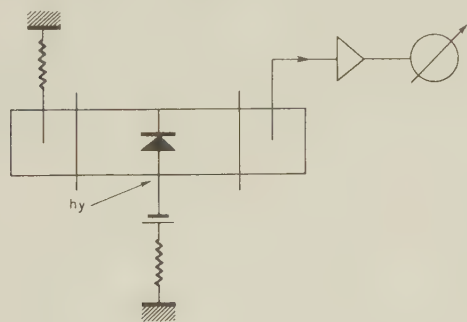


FIG. 1.

Une onde lumineuse modulée en amplitude est focalisée sur la diode qui détecte l'énergie reçue en rayonnant les composantes hyperfréquences vers les deux antennes placées en bout du guide. L'antenne à gauche débite sur une charge adaptée et celle à droite est raccordée à un préamplificateur (TOP à faible bruit) suivi d'un indicateur (détecteur + oscilloscope).

La situation de cette diode de détection est exactement celle d'un dipôle rayonnant placé dans un guide rectangulaire de longueur infinie. Plusieurs auteurs [4] ont déjà analysé ce cas et il est facile de montrer que la situation la plus favorable est celle d'un dipôle rayonnant de longueur égale au petit côté b du guide, dipôle placé au milieu du grand côté a du guide.

La puissance rayonnée à droite est alors :

$$P_r^{(1)} = \frac{1}{4} \frac{b}{a} I^2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - (\pi/ka)^2}}$$

I étant le courant hyperfréquence dans le dipôle.

μ, ϵ caractérisant le milieu diélectrique remplissant le guide.

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ dans l'espace libre.

Si l'on remplace la charge adaptée par un court-circuit placé à une longueur z du dipôle rayonnant (figure 2), la puissance rayonnée à droite sera alors :

$$P_r^{(2)} = \frac{b}{a} I^2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\sin^2 [k \sqrt{1 - (\pi/ka)^2} Z]}{\sqrt{1 - (\pi/ka)^2}}$$

Z étant l'impédance du guide.

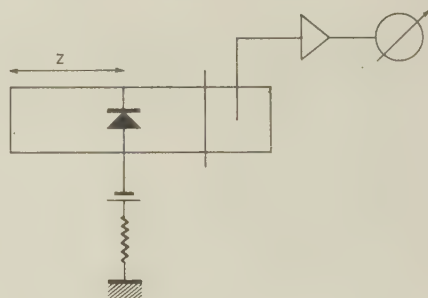


FIG. 2.

La situation est plus compliquée si la photodiode est soumise à l'action d'un autre champ hyperfréquence, soit que l'on cherche à réaliser une détection superhétérodyne de l'onde hyperfréquence rayonnée par la diode, soit que l'on cherche à l'amplifier par une méthode paramétrique.

Par exemple, si l'on injecte par l'antenne placée à gauche du guide une puissance locale P_1 (figure 3) à la puissance $P_r^{(1)}$ rayonnée directement par le dipôle vers le récepteur, s'ajoute la fraction de P_1 qui est modulée en amplitude par la photodiode, agissant comme une diode à réactance variable. Cette modulation de P_1 , qui est fonction du courant total traversant la diode, reproduit l'enveloppe basse fréquence de la puissance lumineuse reçue. Lorsque P_1 est beaucoup plus forte que $P_r^{(1)}$, cet effet parasite peut masquer le signal provenant de la démodulation de l'onde lumineuse.

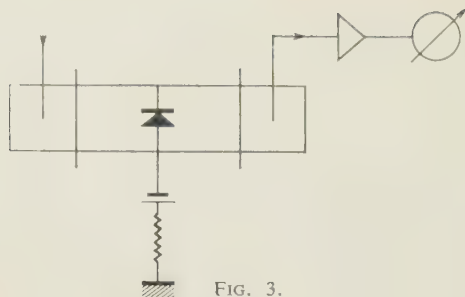


FIG. 3.

Ainsi lorsqu'on utilise comme source lumineuse un laser à rubis, les composantes hyperfréquences provenant des battements entre modes d'ordre n et $n + m$ (avec $m \geq 1$) sont détectées d'une façon sûre par les deux premiers montages des figures 1 et 2 (fig. 4), alors qu'avec le montage de la figure 3, la modulation directe de l'onde hyperfréquence locale par les pointes basse-fréquence (spikes de laser) fait sortir un signal bien plus important (fig. 5).

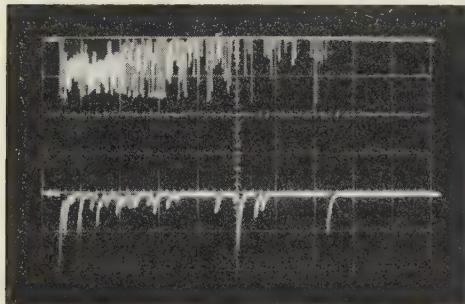


FIG. 4. — en haut : courant total dans la diode ; sensibilité 10 mA/cm
en bas : signal détecté, amplifié par un TOP (gain 32 dB) ; sensibilité 0,5 V/cm ; vitesse de balayage : 100 μ s/cm.

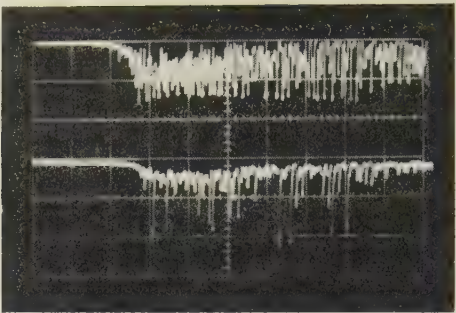


FIG. 5. — en haut : courant total dans la diode ; sensibilité 10 mA/cm
en bas : signal détecté directement (sans amplification du TOP) ; sensibilité 0,1 V/cm ; $P_t = 1$ mW ; vitesse de balayage : 100 μ s/cm.

Il faut donc s'assurer qu'on recueille réellement de l'énergie hyperfréquence provenant de la modulation de la lumière et non simplement le signal basse-fréquence qui a modulé l'onde lumineuse.

Cette note fait état de résultats obtenus dans le cadre de la Convention de Recherches n° 62-FR-149 de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique, Commission « Electronique Quantique et Plasmas ».

BIBLIOGRAPHIE

[1] FORRESTER et al. — Phys. Rev. 72 1947 (728) ; JOSA 51 1961 (253).
Mc MURTRY et al. — Applied Optics 1 1962 (51).
[2] RIESZ. — Rev. Sci. Instr. 33 1962 (994).
[3] DI DOMENICO. — App. Phys. Lett. 1 1962 (77) ;
SAITO et al. — PIRE 50 1962 (2369).
[4] SYNGE et al. — Radiation from a source inside a perfectly conducting wave guide of rectangular section.
Univ. Toronto Radiation theory report Nov. 1941.
WATSON. — The physical principles of wave guide transmission and antenna systems. Clarendon Press Oxford 1947.
SLATER. — Microwave transmission. Dover Publ. NY 1959 (chapitre VII).

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron du C.N.E.T. en 10^{-10}

Moyennes journalières pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h T.U.

Août 1963	GBR 16 kHz	NBA 18 kHz	NAA 18,6 kHz	NSS 22,3 kHz	NLK 24 kHz
1	— 128,0	— 127,9	—	— 128,8	— 128,8
2	— 127,4	— 128,4	—	— 128,5	— 126,9
3	— 129,5	— 128,5	—	—	— 128,9
4	— 129,1	— 128,3	—	—	— 128,0
5	— 127,9	— 127,9	—	—	— 128,5
6	— 126,8	— 127,2	—	—	— 129,2
7	— 126,6	— 127,3	—	— 127,2	—
8	— 126,7	— 126,7	—	— 126,6	—
9	— 125,7	— 127,3	—	— 126,8	— 128,1
10	— 127,7	— 127,8	—	— 128,1	— 126,9
11	— 128,2	— 128,1	—	—	— 128,3
12	— 125,7	— 127,7	—	—	— 127,8
13	— 127,6	— 127,2	—	— 127,7	— 128,2
14	— 127,8	— 127,5	—	— 127,6	— 127,7
15	— 128,1	— 128,1	—	— 128,7	— 127,1
16	— 127,9	— 128,1	—	—	— 125,8
17	— 127,1	— 127,8	—	—	— 128,9
18	— 127,2	— 128,3	—	—	— 128,2
19	— 127,1	— 128,9	—	—	— 128,4
20	— 127,0	— 129,2	— 128,4	—	— 128,7
21	— 127,8	— 128,1	— 129,8	—	— 128,8
22	—	—	—	—	—
23	—	—	—	—	—
24	—	—	—	—	—
25	—	—	—	—	—
26	—	—	—	—	—
27	— 130,2	— 129,1	— 127,8	—	— 129,5
28	— 130,0	— 129,5	— 129,5	—	— 129,5
29	— 128,4	— 129,0	— 127,6	—	— 128,5
30	— 128,0	— 128,4	— 127,9	—	— 129,5
31	— 128,7	— 128,7	— 129,2	—	— 127,4

Septembre 1963	NAA 14,7 kHz	GBR 16 kHz	NBA 18 kHz	NLK 24 kHz
1	— 128,7	— 127,1	— 128,2	— 128,1
2	— 129,1	— 127,7	— 128,2	— 127,4
3	— 128,0	— 128,7	— 128,3	— 127,3
4	— 127,9	— 128,7	— 128,5	— 127,3
5	— 128,4	— 130,2	— 128,1	— 128,1
6	— 128,6	— 130,9	— 128,2	— 129,5
7	—	— 129,4	— 128,2	— 129,0
8	—	— 129,6	— 127,8	— 128,4
9	—	— 129,1	— 127,6	— 128,9
10	— 128,5	— 127,0	— 127,3	— 128,6
11	— 127,5	— 126,0	— 128,0	— 129,9
12	— 128,8	— 127,3	— 128,0	— 128,2
13	—	— 128,7	— 128,4	—
14	—	— 128,5	— 128,1	— 129,2
15	—	— 126,8	— 127,8	— 126,9
16	—	—	—	— 126,9
17	—	—	—	— 128,0
18	—	— 129,7	— 128,7	— 129,0
19	—	— 129,2	— 129,0	— 129,1
20	—	— 128,4	— 128,7	— 128,6
21	— 127,3	— 127,8	— 128,2	— 126,7
22	— 127,2	— 128,9	— 128,1	— 128,7
23	— 126,8	— 127,5	— 128,3	— 128,7
24	— 129,1	— 128,0	— 127,7	— 129,1
25	— 129,2	— 127,8	— 128,4	—
26	— 127,7	— 130,7	— 127,5	—
27	— 128,5	— 123,7	— 128,1	—
28	— 127,7	— 127,5	— 128,2	—
29	— 127,4	— 128,1	— 127,9	—
30	— 127,6	— 127,9	— 127,9	—

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf Onde Electrique, novembre 1960 p. 853 et janvier 1961 p. 81.

TRANSMISSIONS DE DONNÉES NUMÉRIQUES : UN ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR 5 000 BAUDS.

Pour les besoins du Service Technique des Transmissions de l'Air (système STRIDA), la S.A.C.M. a été amenée à étudier un émetteur-récepteur destiné à la transmission soit sur ligne téléphonique non chargée, soit sur sous-groupe à courants porteurs, d'informations binaires à la vitesse de 5 000 impulsions par seconde.

Le principe utilisé dans ce système de transmission est celui de la modulation par déviation de fréquence : les « 0 » et les « 1 » du message sont représentés chacun par plusieurs alternances de signaux sinusoïdaux, de fréquence f_1 pour les « 0 » et de fréquence f_2 pour les « 1 » (f_1 étant toujours inférieure à f_2). Toutefois, pour réduire à son minimum la bande de fréquences, le passage de « 0 » à « 1 » ou de « 1 » à « 0 » doit s'effectuer sans disconti-

nuité. Pour cela, on choisit les fréquences f_1 et f_2 de manière telle que :

$$\begin{aligned} f_1 &= nF \\ f_2 &= pF \\ f_1 - f_2 &= 2 kF \end{aligned}$$

F étant la fréquence télégraphique de transmission (moitié du nombre de bauds) n , p et k des entiers positifs.

Dans le cas d'une transmission par ligne bifilaire non chargée, compte tenu de la bande passante du câble, les fréquences choisies sont 15 et 25 kHz ; dans le cas d'une transmission sur sous-groupe de courants porteurs, elles sont de 10 et 15 kHz.

L'appareil est évidemment entièrement transistorisé et est réalisé à partir de sept cartes imprimées enfichables, le dépannage s'avère donc extrêmement rapide puisqu'il se réduit au remplacement d'une carte par une autre.

L'émetteur (fig. 1)

Les impulsions de synchronisation déclenchent deux oscillateurs amortis, l'un centré sur la fréquence f_1 , l'autre sur la fréquence f_2 . Chacun de ces oscillateurs est suivi d'un filtre passe-bande ne laissant passer que la fondamentale.

En sortie des filtres, deux potentiomètres permettent de régler séparément niveau continu et niveau alternatif.

Chaque sortie de filtre attaque, par l'intermédiaire d'un sépareur, un circuit « ET » qui reçoit sur sa seconde entrée le signal « 0 » ou « 1 ». La valeur alternative instantanée est toujours comprise entre 0 et -4 volts qui sont les tensions extrêmes de « 0 » et du « 1 ». L'existence, à un instant donné, d'un zéro message se traduit sur l'entrée « 0 » par une tension de -4 V qui permet, à travers le circuit « ET₁ », le passage de la fréquence f_1 ; pendant ce temps, la tension de 0 V à l'entrée du circuit « ET₂ » bloque le passage de la fréquence f_2 .

Les potentiomètres de gain sont réglés de telle façon que les sorties des « ET » soient à un même niveau, aussi bien en continu qu'en alternatif.

Dans le cas d'arrêt-message, on a simultanément 0 V sur les deux entrées ; on inverse alors les tensions d'entrée et on obtient en sortie du circuit « ET_K » une tension continue ayant même niveau que la composante continue des circuits « ET₂ » ce qui permet d'éviter des discontinuités du signal de sortie.

Les sorties des trois circuits « ET » sont sommées dans un circuit OU : le signal de sortie est amplifié et attaque le transformateur de sortie. Une ligne d'affaiblissement permet de régler le niveau de sortie entre 0 et 3,1 nepers.

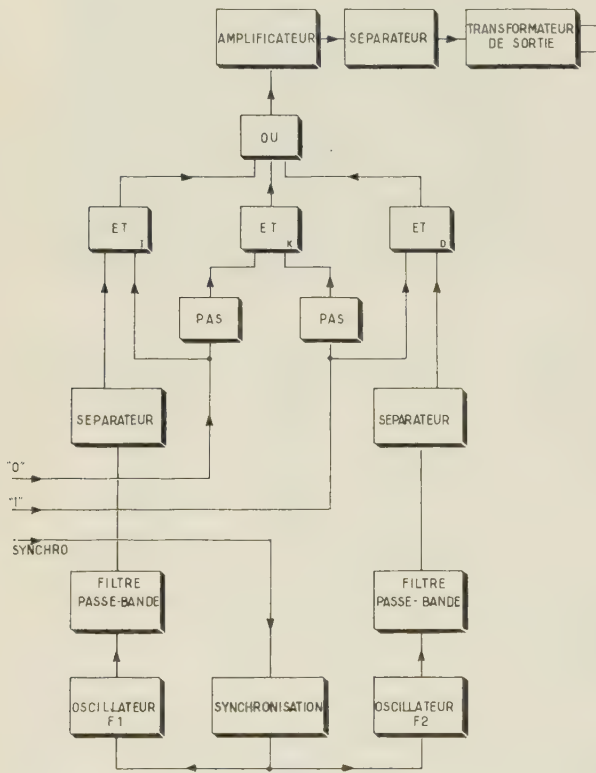


FIG. 1.

Le récepteur (fig. 2)

Le récepteur reçoit les signaux alternatifs représentant le message et restitue en sortie les « 0 » et les « 1 » du message d'une part, et d'autre part un signal de service « arrêt-marche » caractéristique des interruptions du message.

Le signal arrive sur un transformateur d'entrée suivi d'un égaliseur dont le but est de linéariser la courbe de transmission de la ligne. Le réglage du niveau d'entrée du premier amplificateur

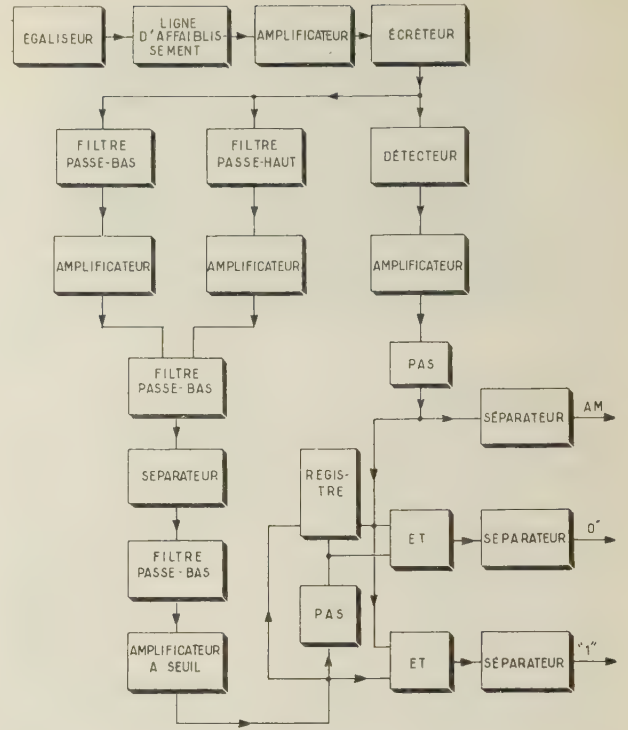


FIG. 2.

s'opère par une ligne d'affaiblissement (0-3,1 nepers). Un second amplificateur écrete le signal afin d'obtenir une meilleure protection contre le bruit. Le signal est ensuite aiguillé d'une part sur un discriminateur restituant les caractéristiques du message, d'autre part sur un détecteur d'arrêt-message.

Le discriminateur est constitué par un filtre passe-bas et un filtre passe-haut, chaque sortie attaquant une cellule de redressement ; les deux cellules sont montées en opposition. Elles alimentent, par l'intermédiaire d'un sépareur, un filtre passe-bas. Un réglage permet de choisir la tranche de signal à amplifier et donc d'annuler la distorsion télégraphique. Le signal de sortie de l'amplificateur sera donc, par construction, un signal à front raide définissant les « 1 » du message, les « 0 » étant déduits par un inverseur. Pendant les arrêts, le circuit de détection d'arrêt agit. Il est bloqué pendant la réception d'un message.

Applications

L'émetteur-récepteur 5 000 bauds de la S.A.C.M. prévu à l'origine pour des besoins militaires s'adapte cependant très bien à des applications civiles (télécalcul, téléajustage, téléindication et télécontrôle).

Il est particulièrement indiqué lorsqu'il y a à véhiculer un grand nombre d'informations avec une grande sécurité, puisque la transmission s'effectue en entier à un seul niveau.

Appareil de peu d'encombrement, il peut en outre rendre de grands services pour des liaisons provisoires en campagne, sur des champs de tir, etc. pour des distances pouvant atteindre 30 km.

SYSTÈME DE TRAITEMENT D'INFORMATIONS
CAE 510

Le 2 octobre dernier la CAE, Compagnie Européenne d'Automatisme Electronique filiale de la CSF et de la Société Inter-technique a présenté son nouveau système de traitement d'informations CAE 510 dans les salons de la maison de la chimie.

Ce nouveau calculateur est plus spécialement orienté vers les utilisations scientifiques aussi bien en temps réel qu'en temps différé, les spécifications propres à l'utilisation en temps réel des calculateurs étant, en ce qui concerne du moins les petites machines, très voisines de celles des calculateurs scientifiques : grande vitesse de calcul, capacité de mémoire moyenne, grande sécurité de fonctionnement.



Etant donné la conjoncture actuelle du marché du traitement de l'information, les buts visés lors de la conception du CAE 510 étaient les suivants :

- obtenir un rapport minimal entre prix et performances ;
- réaliser une machine assez peu coûteuse à large diffusion ;
- disposer d'une machine extensible par blocs successifs autour d'une unité de base ;
- utiliser un système de programmation rapide et efficace ce qui conduisait à l'utilisation généralisée de compilateurs.

Le système de traitement d'informations CAE 510 comprend essentiellement :

- a) Une unité centrale qui est le centre de tout système.

Cette unité centrale comprend :

- une unité de calcul. C'est un calculateur numérique universel, assurant toutes les fonctions de calcul et de décisions logiques ;
- une unité d'échange permettant à l'unité de calcul de communiquer avec l'extérieur.

b) Des unités périphériques constituées par des organes électromécaniques et des unités de mémoire auxiliaire. Le système de traitement d'informations CAE 510 comprend un système minimal standard d'organes périphériques indissociable de l'unité centrale.

c) Pour les applications en temps réel, l'unité d'échange permet de connecter l'unité centrale à un système d'entrées et de sorties numériques et analogiques qui permettent la connexion « en ligne » du système.

L'unité de calcul est un calculateur numérique universel à structure microprogrammée. Cela signifie que la machine peut être programmée à deux niveaux différents :

— au niveau du « langage machine ». Les instructions qu'utilise alors le programmeur sont exécutées par les circuits logiques de la machine.

— au niveau du « microprogramme ». Le programmeur travaille à partir d'une bibliothèque de microprogrammes et dispose ainsi d'une gamme d'instructions beaucoup plus étendue et beaucoup plus facile à utiliser que celle du langage machine.

La logique de la machine est spécialement conçue pour que l'enchaînement des microprogrammes entre eux soit réalisé sans perte de temps et de façon simple.

Dans l'Unité de Calcul les nombres sont représentés sous forme de « mots » de 18 positions binaires, ce qui correspond environ à 5 chiffres décimaux. Les nombres sont traités en parallèle.

L'Unité de Calcul comprend une mémoire à tores de ferrite extensible de 8 000 à 32 000 mots. Le cycle de base de lecture ou d'écriture de la mémoire est de 3 microsecondes. Les opérations élémentaires sont de :

- 12 microsecondes pour l'addition et la soustraction,
- 66 microsecondes pour la multiplication et la division.

En virgule flottante, quelques temps de calcul typiques sont les suivants :

- Addition : 708 microsecondes,
- Multiplication : 765 microsecondes,
- Racine carrée : 903 microsecondes.

Ces temps permettent l'inversion d'une matrice d'ordre 40 en 3 minutes environ.

Le système minimal comporte :

- un ensemble d'entrées-sorties comportant un lecteur de ruban perforé à 600 caractères/seconde, un perforateur de ruban à 60 caractères/seconde, une machine à écrire d'entrée-sortie à 15 caractères/seconde,
- un pupitre de l'opérateur.

Les extensions possibles sont les suivantes :

En mémoires auxiliaires

- 3 unités supplémentaires de 8 000 mots de mémoire à tores de ferrite,
- 8 unités de ruban magnétique à 42 000 caractères/seconde,
- 8 unités de tambour magnétique à 200 000 mots chacune (soit environ 4 millions de positions binaires).

Ces bandes et ces tambours peuvent être raccordés à l'Unité Centrale par une unité de décentralisation qui permet une simultanéité complète entre le calcul et le transfert calculateur-mémoires auxiliaires.

En unités d'entrées-sorties

- des lecteurs de cartes perforées à 200 et 600 cartes/minute,
- des perforateurs de cartes à 100 cartes/minute,
- des imprimantes diverses, notamment à 300 lignes/minute,
- des traceurs de courbes (X, Y).

Pour les problèmes de traitement de l'information en temps réel, le système CAE 510 peut être équipé de 8 canaux d'entrée-sortie simultanés et de 36 signaux d'interruption prioritaires. Ces canaux d'entrée-sortie et ces signaux d'interruption permettent de connecter un grand nombre de signaux externes, sous forme analogique ou numérique.

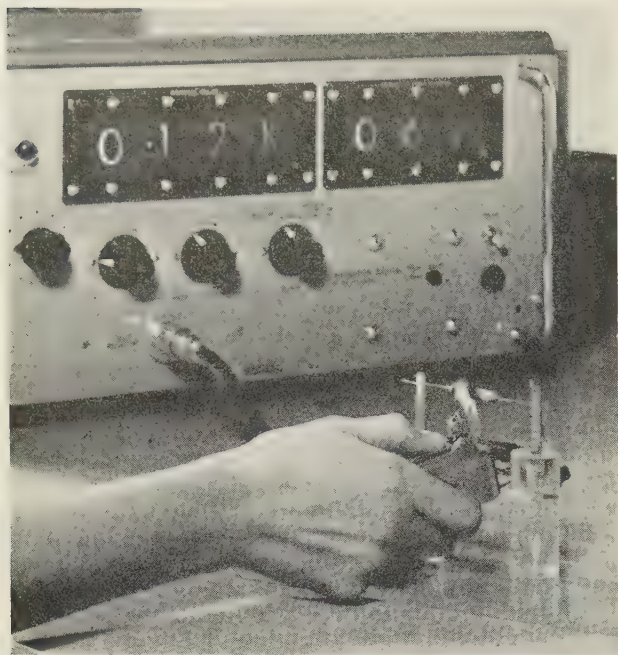
Le support programmation comprend outre le langage symbolique qui permet de s'affranchir du langage machine, les compilateurs ALGOL et FORTRAN II.

RÉSISTANCES A COUCHE DE CARBONE

Lors du salon des composants électroniques, la COGECO a fourni aux visiteurs l'occasion de constater la qualité de ses résistances à couche de carbone :

- stabilité,
- tenue de température élevée,
- résistance mécanique.

Une expérience démontrait que ces résistances chauffées à l'aide d'une flamme quelconque à une température d'environ 300 °C, reprennent très vite (2 mn environ) leur valeur à quelque 10% près. L'expérience répétée plusieurs fois de suite sur une résistance, démontrait la robustesse de sa construction et son excellente tenue mécanique en plus de son extraordinaire stabilité.



Il est donc permis de conclure que ces résistances supportent sans dommage les élévations de températures dues soit à la surcharge, soit à des soudures chaudes trop près du corps de la résistance.

Leur stabilité sera particulièrement appréciée en T.V. où les questions de température sont importantes et où les commutations répétées 625/819 lignes, lorsque nous disposerons de la deuxième chaîne, nécessiteront de retrouver sans aucune retouche, des réglages parfaits dans les deux définitions quelles que soient les conditions d'emploi.

Ces résistances à couche sont actuellement les seules à avoir obtenu la qualification FNIE. Leur tenue en impulsions est excellente et l'on peut, à ce sujet, consulter le document FNIE 022-2 certificats n° 07-08.

Ci-contre : *Essai en température* d'une résistance à couche de carbone COGECO afin de montrer sa bonne stabilité.

COMMUNIQUÉS

LE COMITÉ INTERUNION DE RADIOMÉTÉOROLOGIE (URSI ET UGGI) COMMUNIQUE :

Conférence Mondiale de Radiométéorologie (1964).

Durant la période du 14 au 18 septembre 1964, se tiendra à Boulder (Colorado - U.S.A.) un symposium couvrant tous les aspects de la Radiométéorologie et comprenant la 11^e Conférence « Weather Radar ».

L'attention principale sera portée sur la discussion et par celle-ci, sur l'établissement d'une grande communauté d'intérêts des différentes spécialités qui ont trait à l'interaction des ondes radioélectriques et de la troposphère.

Cette Conférence est organisée conjointement par le Comité Interunion de Radiométéorologie (de l'URSI et de l'UGGI) et par « American Meteorological Society » (organisateur des conférences régulières de « Weather Radar »), ainsi que par le « Central Radio Propagation Laboratories » du « National Bureau of Standards » qui recevra la conférence dans ses laboratoires de Boulder (Colorado, U.S.A.).

Le Comité d'organisation voudrait, dès maintenant, que se fassent connaître tous ceux qui envisagent de suivre et de participer à cette conférence. Ceux qui ont l'intention de présenter une contribution doivent en proposer les titres le plus rapidement possible. De plus, on recevra avec plaisir toutes suggestions relatives au déroulement de la réunion.

Tous ceux qui ont l'intention d'y assister, qu'ils soumettent ou non une contribution, doivent répondre à cette annonce car les informations ultérieures relatives à la conférence, leur seront exclusivement adressées.

Les sujets couverts par cette conférence incluront toutes les interactions de la radio et de la troposphère, en insistant sur leurs aspects météorologiques.

Cela comprend :

I) Les aspects scientifiques de la propagation des ondes ultra-courtes dans la troposphère, particulièrement : la propagation par diffusion, le guidage et la courbure, l'atténuation produite par les précipitations, les nuages, les vapeurs et les gaz.

II) Les observations par radar des précipitations, des nuages, des éclairs et des inhomogénéités diélectriques de l'air.

III) Les radiations émises par les éclairs. L'interaction de ces radiations et de l'ionosphère et le champ induit ne sont pas compris si ce n'est par leur rapport avec les autres points. Les variations du champ électrique produites par les orages sembleraient être un sujet acceptable.

IV) Radiométrie des ondes ultra-courtes en relation étroite avec l'atténuation du point (I).

V) Les processus météorologiques donnant naissance aux phénomènes dont l'observation est comprise dans les points précédents.

Les sujets sous cette rubrique seront jugés en fonction de leur intérêt pour les participants bien qu'un tel jugement ait des limites quelque peu floues.

VI) Les interactions signalées ci-dessus mais comprenant les ondes lumineuses, spécialement si la lumière engendrée est cohérente ou émise par impulsions de lumière cohérente.

VII) Les autres sujets supposés intéressants pour les différents spécialistes de radiométéorologie qui seront réunis.

Les contributions seront reproduites et distribuées un mois ou plus avant la conférence pour donner à tous les participants un temps de réflexion suffisant. De cette façon le Comité cherche à encourager la libre présentation d'idées et la communication effective de ces idées jusqu'à une discussion vraiment constructive. Il y aura un temps de discussion suffisamment grand pour

permettre de développer tous les points importants de toutes les communications. Il n'y aura pas de présentation orale des contributions. Quelques orateurs invités donneront une revue des sujets dans la mesure du besoin. D'autres introduiront les nouveaux développements représentés par les contributions. Ces présentations fourniront ainsi le départ des discussions à partir des différents points des contributions qui pourront être explicités. Ces sessions générales seront organisées pour être rendues intelligibles et appropriées à l'ensemble des participants. Les différents spécialistes ont assez de points communs pour que ce découpage des sessions les rende plus attrayantes pour les participants sans pour cela les dénaturer.

Les sessions spécialisées dureront des temps égaux et n'auront pas lieu simultanément.

Il est important que l'inscription soit faite le plus rapidement possible, même si elle n'est pas certaine puisque le succès de cette réunion dépendra dans une grande mesure d'une précoce distribution des documents à tous les participants.

La chronologie suivante sera observée :

Titres envisagés et suggestions : immédiatement.

Contributions (prêtes pour une reproduction photographique) juin 1964.

Distribution préalable des documents : 15 juillet 1964.

Conférence : 14-18 septembre 1964.

Adresser la correspondance à :

Mr J.W. HERBSTREIT

Comité des Programmes - Conférence Mondiale de Radiométéorologie de 1964.

Central Radio Propagation Laboratory

National Bureau of Standards

Boulder (Colorado)

U.S.A.

CONFÉRENCE SUR LES DIÉLECTRIQUES ET LES MATÉRIAUX ISOLANTS. LONDRES. 8-10 AVRIL 1964.

Organisée par l'« Institution of Electrical Engineers », une conférence sur les diélectriques et les matériaux isolants se tiendra à Londres, du 8 au 10 Avril 1964. Cette manifestation est déjà assurée d'un grand succès puisque plus de 700 personnes de toutes nationalités y prendront part et qu'environ 80 communications y seront présentées.

Les sujets abordés auront trait aussi bien aux matériaux solides que liquides et gazeux, à leur comportement dans des champs électriques faibles ou élevés, aux méthodes de test.

Une grande importance sera accordée aux discussions, le temps réservé à la présentation des communications étant particulièrement réduit.

Des renseignements complémentaires peuvent être obtenus en s'adressant au secrétariat de l'I.E.E.

Savoy Place, London, W.C. 2.

SYMPOSIUM DU POLYTECHNIC INSTITUTE OF BROOKLYN SUR « LA QUASI-OPTIQUE ». NEW-YORK. 8-10 JUIN 1964.

Dans la série des Symposiums internationaux du Polytechnic Institute of Brooklyn, se tiendra à New-York, du 8 au 10 juin 1964 (hôtel Statler-Hilton) un symposium sur « la Quasi-Optique ».

Il sera consacré à l'examen des phénomènes électromagnétiques ayant des longueurs d'onde très inférieures aux dimensions des systèmes dans lesquels ils se propagent. Ce vaste domaine comprend, par exemple, la propagation à basse fréquence et la diffraction dans le guide d'onde : terre, ionosphère aussi bien que la propagation en hyperfréquences, et particulièrement celle des ondes millimétriques et des rayonnements infrarouges, etc.

Les principaux sujets inscrits au programme sont : propagation et diffraction en milieux homogènes, inhomogènes, anisotropes ; radars et antennes ; transmission par ondes guidées ; composants et dispositifs ; lasers et cohérence ; nouvelles techniques de génération d'ondes millimétriques et submillimétriques.

Les points suivants, relevant du domaine d'application de la « Quasi-Optique », pourront également être examinés : propagation ionosphérique, whistlers, réflexions d'ondes radar sur les planètes et satellites artificiels, guides d'onde particulier, rayonnement Cerenkov, etc.

Ce symposium 1964 est organisé par le « Microwave Research Institute of the P.I.B. » en collaboration avec l'I.E.E. et avec le soutien de l'Air Force Office of Scientific Research », de l'« Office of Naval Research » et de l'« Army Research Office ».

A côté des communications invitées, d'autres communications pourront être présentées, qu'on devra envoyer avant le 31 Décembre 1963 au :

Symposium Committee

Polytechnic Institute of Brooklyn

55 Johnson Street, Brooklyn 1, New York

Jerome Fox, Symposium Secretary.

INAUGURATION DE L'USINE DE LA SOCIÉTÉ « LE MATÉRIEL MAGNÉTIQUE » A BREST.

Jusqu'alors l'économie brestoise a été à peu près intégralement dépendante de la Marine Nationale. Mais, sous l'impulsion de son dynamique député-maire, M^e LOMBARD, la zone industrielle de KERGONAN a été créée. Dans un plan très cohérent comportant en particulier l'implantation d'annexes des Facultés de Rennes, ce foyer de décentralisation industrielle favorisera le développement de BREST dans tous les domaines.

Le vendredi 14 Juin 1963 c'est la Société « LE MATÉRIEL MAGNÉTIQUE » qui inaugurerait, à KERGONAN, sa nouvelle usine ; construite sur un terrain en pente douce permettant de larges extensions, elle est composée de halls très clairs à un seul niveau, ramifiés sur une galerie de circulation. Par l'utilisation harmonieuse de couleurs vives, l'architecte a su, avec des moyens techniques sobres, créer un cadre de travail agréable.

A cette occasion Monsieur DE BENNETOT, Président de la Société indiqua comment celle-ci naquit avec le double parrainage de la « SOCIÉTÉ D'ELECTROCHIMIE, D'ELECTROMÉTALLURGIE ET DES ACIÉRIES ÉLECTRIQUES D'UGINE » et de « LA SOCIÉTÉ DES HAUTS FOURNAUX ET FORGES D'ALLEVARD », pour l'étude des applications du magnétisme et leur développement industriel.

Des exposés techniques qui suivirent retenons les orientations majeures retenues par LE MATÉRIEL MAGNÉTIQUE.

Il y a, à la base, l'étude des aimants, soit métalliques, soit en poudre de ferrite agglomérée, puis leurs applications. Parmi celles qui donnent lieu, d'ores et déjà à des développements industriels citons :

— Les accouplements magnétiques permettant à travers des parois (séparant par exemple des milieux à pressions très différentes) la transmission de couples pouvant atteindre des valeurs de 10 mkg. Ces accouplements sans continuité mécanique peuvent, jusqu'à 600 °C, atteindre des vitesses de rotation de 30 000 tr/mn.

— Les appareils de levage à aimantation contrôlée ayant une sécurité considérablement supérieure aux électro-aimants. L'association de tels aimants permet de constituer des « trousseaux de levage ». Retenons que 30 kg d'aimants procurent une force portante de 3 tonnes.

— Les appareils d'aimantation pour la formation des aimants. Le modèle CE 15 000 utilise la décharge, contrôlée par un ignitron d'un condensateur de 15 000 µF, chargé sous 500 V.

— Le ruban de caoutchouc aimanté pour la réalisation simple de fermeture magnétique assurant une étanchéité. Ce curieux gadget comporte 2 pôles longitudinaux réalisés en poudre de ferrite.

Les études en cours portent sur la généralisation des forces de liaisons magnétiques et sur une très prometteuse application, les réducteurs et multiplicateurs de vitesses de rotation, sans frottement : véritables engrenages magnétiques.

Cette inauguration a eu lieu en présence de nombreuses personnalités, de la municipalité, de la Marine Nationale, de l'Université, de l'Industrie.

Citons Maître LOMBARD député-maire de BREST, Monsieur le Préfet Maritime, Monsieur le Professeur TURPIN de l'Institut, Monsieur le Professeur WEILL, doyen de la Faculté de Grenoble,

Monsieur le Professeur GRIVET professeur à la Faculté des Sciences de Paris. Monsieur JOLIVET Directeur Général de « LA SOCIÉTÉ D'ELECTROCHIMIE, D'ELECTROMÉTALLURGIE et des ACIÉRIES D'UGINE », Monsieur PLANCHARD, Président de « LA SOCIÉTÉ DES HAUTS FOURNAUX ET FORGES D'ALLEVARD », ainsi que Monsieur G. LEHMANN, Directeur Scientifique de « LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ » et Président de la S.F.E.R. qui a annoncé la création de la section bretonne de notre Société, en souhaitant que les électroniciens brestois y apportent leur dynamique contribution.

De nombreuses autres personnalités avaient tenu à se faire représenter, en particulier Monsieur le GÉNÉRAL GUÉRIN, Président du « COMITÉ SCIENTIFIQUE DE LA DÉFENSE », Monsieur l'Ingénieur en Chef BILLON Directeur des « RECHERCHES TECHNIQUES A LA D.R.M.E. », Monsieur BRAILLARD, Secrétaire Géné-

ral de la « COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F. », Société dont le département « RADAR » doit très prochainement s'installer à BREST également. G.R.

CYCLES DE CONFÉRENCES DU CENTRE NATIONAL DE L'AUTOMATISATION.

Le Centre National d'Automatisation organise actuellement son troisième cycle de conférences après ceux du printemps 1962 et 1963.

Le bulletin d'information du C.N.A. a rassemblé en ce numéro spécial daté de juillet 63, les conférences de son premier cycle sur l'automatisation des fabrications par l'emploi de calculateurs électroniques, débats afférents inclus.

Se renseigner au C.N.A. 14 rue de Staël - Paris XV^e.

BIBLIOGRAPHIE

Aide-mémoire Dunod électronique et radioélectronique, par H. ABERDAM. Tome I : un vol. 10 × 15 cm, 270 pages, 91 figures, Tome II : un vol. 10 × 15 cm, 310 pages, 182 figures. 2^e édition 1963 (Dunod, Paris). Chaque volume relié : 8 F.

Cet aide-mémoire, destiné aux ingénieurs et aux étudiants, est consacré au domaine de la radioélectricité et plus généralement de l'électronique. Il s'agit d'une nouvelle édition en deux tomes, complétée en fonction de l'importance croissante des semiconducteurs et en fonction également du développement de certaines techniques comme la modulation de fréquence, par exemple.

On y trouve le rappel des différentes notions, définitions et théories relatives aux sujets traités, ainsi que les formules théoriques et pratiques correspondantes.

Le premier tome comprend :

— Les résultats relatifs à la propagation des ondes électromagnétiques dans différentes conditions atmosphériques et de milieux, en fonction de la fréquence de l'onde à transmettre.

— des données sur les éléments constituant les circuits (résistances, inductances, condensateurs, transformateurs).

— les lignes et leur adaptation, les circuits utilisés en hyperfréquences (en particulier les modes de propagation dans les guides d'onde), les circuits couplés (problèmes de sélectivité), les filtres (calcul des filtres à partir de cellules élémentaires).

Le deuxième tome comprend :

— le rayonnement des aériens (constantes des antennes, gain, surface effective, directivité, résistance de rayonnement) les divers types d'antennes et leurs caractéristiques (y compris les antennes pour hyperfréquences et les antennes diélectriques).

— la modulation de fréquence et la modulation de phase.

— la stabilisation des oscillateurs

— les mesures aux fréquences très élevées des tensions, intensités, puissances, résistances, réactances, et longueur d'onde.

— Un important chapitre sur les semiconducteurs et les amplificateurs à transistors, comprenant des rappels sur la théorie et les différentes technologies des transistors (y compris les transistors spéciaux).

— Deux petits chapitres enfin, l'un sur les thermistances, et l'autre sur la photoélectricité (différents types de cellules).

Il est encore à noter au début du premier tome un chapitre rassemblant les notations et symboles utilisés ainsi qu'un rappel sur les systèmes d'unités, et à la fin de chaque tome un petit formulaire général comprenant entre autres une table de logarithmes, une table trigonométrique, et un tableau des unités.

En conclusion, l'intérêt de son contenu, la présentation claire des données théoriques et pratiques, enfin la commodité de son format réduit, font de cet aide-mémoire un outil susceptible de rendre bien des services tant aux étudiants qu'aux ingénieurs, désireux de retrouver une formule ou un résultat ou même de revoir rapidement une question dans son ensemble.

J.C.M.

L'énergie thermonucléaire, par C. ETIEVANT. Un vol. 11 × 17,5 cm. 126 pages, 44 figures (collection : Que sais-je ? Presses universitaires de France 1962).

Voici un ouvrage consacré à l'examen des problèmes posés par les réactions de fusion thermonucléaire contrôlée, et dans lequel l'auteur fait le point sur l'état des recherches expérimentales entreprises dans ce domaine.

Un premier chapitre rappelle d'abord l'évolution croissante des besoins de l'humanité en énergie : devant l'accroissement de la consommation, les sources classiques ne pourront suffire longtemps encore. Il faut chercher d'autres sources : énergie solaire, énergie thermonucléaire de fission et de fusion contrôlée, cette dernière présentant d'incontestables avantages par rapport à l'énergie de fission. Ayant ainsi justifié l'importance du sujet traité, l'auteur décrit ce qu'on appelle une réaction de fusion thermonucléaire et énonce les conditions à satisfaire pour la réaliser. Et cela conduit naturellement à étudier dans un troisième chapitre l'état particulier de la matière qu'est l'état de

plasma. On passe alors en revue : les paramètres caractéristiques du plasma (température, collisions, longueurs caractéristiques), les phénomènes de rayonnement et de fuites.

Une partie est ensuite consacrée à l'étude des bilans d'une réaction de fusion (bilan des particules du plasma, de l'énergie du plasma, de l'énergie de l'ensemble de l'installation) et aux conditions à réaliser pour entretenir une telle réaction dans les deux cas : fonctionnement continu isotherme et fonctionnement pulsé isotherme. Après ces considérations théoriques, l'auteur réserve les trois derniers chapitres à l'étude de la production du chauffage et du confinement du plasma thermonucléaire. Des descriptions y sont faites des principaux dispositifs utilisés actuellement dans les laboratoires consacrés à ces problèmes.

Les éléments théoriques nécessaires à la compréhension de l'ensemble des problèmes posés par la fusion thermonucléaire sont clairement rappelés, ce qui met cet ouvrage à la portée d'un grand nombre de lecteurs : il ne demande en effet aucune connaissance particulière de la physique du noyau atomique ni de la physique des plasmas. L'auteur insiste beaucoup (et à juste titre) sur les dispositifs actuellement utilisés pour réaliser des plasmas à température élevée, de nombreuses figures simples permettant une facile compréhension des phénomènes.

On peut également regretter qu'il ne soit pas fait mention des procédés permettant de transformer l'énergie de fusion en énergie électrique ou mécanique. Il est vrai que cette transformation pose une autre catégorie de problèmes.

Pour conclure cet excellent ouvrage, une analyse comparée des dispositifs et des résultats obtenus ouvrent des perspectives sur ce que pourra être, dans l'avenir, l'énergie de fusion thermonucléaire.

M.C.

Electronique physique des semi-conducteurs, par A. PETITCLERC.

Un vol. 16 × 25 cm, 570 pages, 212 figures (Gauthier Villars et Cie, Editions du Tambourinaire, Paris 1962). Cartonnée : 89 F.

Il s'agit essentiellement d'un ouvrage d'enseignement destiné aussi bien aux étudiants qu'aux ingénieurs désireux de bien connaître les phénomènes physiques mis en jeu dans le fonctionnement des dispositifs à semiconducteurs.

Un premier chapitre traite des principes fondamentaux relatifs aux semiconducteurs : théorie des niveaux d'énergie, contaminations de type *P* et de type *N*, équation de la diffusion des porteurs, influence de la température.

Le chapitre suivant, fondamental pour la suite du développement, étudie en détail la jonction PN, les points de vue théorique et physique étant examinés parallèlement. Deux cas sont envisagés : jonction abrupte et jonction graduelle. Diverses notions apparaissent : région de transition et capacité statique de cette région, tension de Zener et tension d'avalanche, longueur de diffusion, charges emmagasinées, temps de recouvrement.

Les autres chapitres sont consacrés au transistor.

Après une étude physique simplifiée du transistor à base uniforme, une théorie mathématique détaillée du transistor allié permet d'aboutir aux principales caractéristiques électriques : résistance et capacité d'entrée, pente interne et externe, résistance et capacité de sortie, fréquences de coupure, etc., exprimées en fonction des constantes physiques et des caractéristiques du matériau utilisé.

L'analogie avec une ligne électrique conduit à plusieurs schémas équivalents du transistor. L'étude du transistor allié considéré comme quadripôle électrique aboutit à la définition des paramètres « *y* » et des paramètres « *h* » dans les trois montages : émetteur commun, base commune, collecteur commun.

Un chapitre est consacré à l'étude physique et mathématique du transistor drift et se termine par une comparaison entre les différentes technologies dérivées : MADT, MESA, PLANAR.

Deux chapitres traitent ensuite du fonctionnement non linéaire du transistor et de son comportement en commutation.

Le dernier chapitre enfin est relatif à la mesure des différents paramètres du transistor : paramètres « *h* », résistance répartie de base, fréquences de coupure, capacité du collecteur, pente, résistance thermique, constante de temps thermique, facteur de bruit.

Une abondante bibliographie suit chaque chapitre et il est agréable de trouver au début du livre un tableau récapitulatif des diverses notations utilisées tout au long de l'exposé.

Quelques applications numériques familiarisent le lecteur avec les ordres de grandeur des paramètres.

Mais la caractéristique essentielle de cet ouvrage reste le souci constant de l'auteur d'interpréter chaque résultat mathématique, à l'aide du phénomène physique qui lui est associé.

J.C.M.

Mesures électriques, continu et basse fréquence, par J. BAURAND.

Un vol. 16,5 × 24,5 cm, 306 pages, 328 figures (Masson et Cie, Paris 1962). Broché : 37 F, cartonné : 42 F.

Il s'agit du second tome du cours de Monsieur Jean BAURAND, professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité. Ce tome est consacré aux grandeurs magnétiques, aux appareils électroniques et aux mesures diverses. Les différents chapitres de l'ouvrage sont les suivants :

- I. Mesure des grandeurs magnétiques.
- II. Transformateurs de mesures.
- III. Mesure des composantes symétriques.
- IV. Mesure des hautes tensions.
- V. Diélectriques.
- VI. Diodes et triodes dans les mesures électriques.
- VII. Oscillations électriques.
- VIII. Oscillographie cathodique.
- IX. Télémessures.
- X. Galvanomètres et systèmes associés.

L'exposé est fait de façon didactique : l'auteur n'hésite pas à traiter d'abord des questions théoriques qui pourront faciliter la compréhension des méthodes de mesure. Par contre pour une mesure donnée, toutes les méthodes de mesure ne sont pas passées en revue dans le détail ; l'auteur se contente d'en étudier les principes et de donner quelques exemples de réalisation.

R.O.E.

Le signal du sourcier, par Y. ROCARD. Un vol. 14 × 22 cm, 148 pages, 38 figures (Dunod, Paris, 1962). Relié : 19 F

Le professeur ROCARD, Directeur du Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure tente dans cet intéressant ouvrage, de préciser les données de ce vieux problème qu'est l'utilisation de la furcelle du sourcier et d'en donner une interprétation scientifique, élaborée avec toute la rigueur qui s'attache aux travaux d'un Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Monsieur ROCARD constate d'abord que si aucune explication scientifique du signal du Sourcier n'a pu être donnée jusqu'à présent c'est que les moyens de mesure mis en œuvre n'étaient pas assez sensibles. L'utilisation d'appareils électroniques modernes lui a permis de mettre en évidence un potentiel d'électrofiltration entre deux zones d'un terrain dans lequel filtre de l'eau.

Partant de cette constatation l'auteur suppose que ce sont les variations du champ magnétique liées à l'existence de ce potentiel que le sourcier détecte à l'aide de sa furcelle par un mécanisme encore inconnu.

L'argumentation de l'auteur s'appuie sur de nombreuses références à des mesures faites sur le terrain dont les résultats sont fournis et interprétés.

La lecture de ce petit volume ne manquera pas d'intéresser tous les lecteurs curieux de nouveautés scientifiques qui auront plaisir à voir entrer dans la science un domaine qui lui échappait jusqu'ici.

A.P.

PETITES ANNONCES

637. —

IMPTE SOCIÉTÉ ÉLECTRONIQUE
PARIS-XV^e

recherche

INGÉNIEURS

POSITION
II et III

ayt plus. années d'expér.
industr. pr études nouvelles
sur. matér. radio-électrique
de type professionnel,
civil ou militaire

Ecr. av. C.V., référ. et présent. à n° 82 250
CONTESSE Publicité, 20, av. Opéra
PARIS-1^{er}, q. tr.

639. —

IMPTE ENT. ÉLECTRONIQUE
Professionnelle et Gd Public

recherche

Pr assurer les diverses sections
électroniques de ses laboratoires

INGÉNIEUR
Diplômé GRANDE-ÉCOLE

Ayt solide expér. personnelle
de circuits électroniques

Grande ville de l'ouest. Logement assuré
Ecr. N° 83 206 CONTESSE Publ., 20,
av. Opéra, Paris-1^{er} q. tr.

643. —

COMMISSARIAT
A L'ÉNERGIE ATOMIQUE

DEMANDE
pr Centre de SACLAY

INGÉNIEUR

Débutant ou ayt. qq. années
d'expérience professionnelle,
dégagé des obligat. milit.

SPÉCIALISTE DES
HYPERFRÉQUENCES
pr contribuer à l'étude
d'un projet d'accélération
linéaire à ondes progressives

STABILITÉ D'EMPLOI
AVANTAGES SOCIAUX

Ecr. av. Curr. vit. et présent. sous référ.
242/83/4 C.E.A. Bte Post. 307, Paris-VII^e

AT 3

minimum 1 an dans la fonction, connaissances transistors exigées.

Ne pas se présenter, écrire avec réf.
et prêt. CONTROLE BAILEY, 32 Bd
Henri-IV, Paris-IV^e.

642. — « Importante société de Télé-
communications recherche Ingénieur,
« Chef de service, 35 ans minimum ; pour
« direction de son laboratoire d'Etudes
« et Recherches. Sérieuse expérience exigée
« en électromécanique courants faibles
« et en électronique.

« Résidence ville universitaire région
« Est. Logement assuré.

« Adresser à revue, qui transmettra,
« curriculum vitæ manuscrit et détaillé ».

638. — Un poste de Maître-ASSISTANT est vacant à l'INSTITUT D'ÉTUDES SCIENTIFIQUES DE NICE. Annexe de la faculté des Sciences. Peut être candidat tout INGÉNIEUR ou DOCTEUR DE 3^e CYCLE ayant une solide formation en électricité et en électronique. Avantages offerts : Possibilité d'effectuer des recherches en vue d'une Thèse de Doctorat dans les domaines de la spectroscopie nucléaire, de l'électronique nucléaire, des détecteurs à semiconducteurs, de la physico-chimie des semiconducteurs. Possibilité de logement en Plan Courant 3 à 5 pièces bien situé (loyer mensuel 180 à 235 F). Traitement mensuel 1 250 F + prime de recherches + cours complémentaires. Prière d'adresser les candidatures à M. Ythier, Maîtres de Conférences, 16 rue Dante, Nice.

630. Rédaction Onde Électrique
recherche
SECRÉTAIRE DE RÉDACTION
Adjoint au Rédacteur en Chef
Emploi à mi-temps
Ecrire avec curriculum vitae à :
Rédaction de l'Onde Électrique
S. F. E. R.
10, Avenue Pierre-Larousse
Malakoff (Seine)



Revue affiliée au Syndicat
de la Presse Radioélectrique
Française - Paris

industriels
LA DOCUMENTATION
TECHNIQUE EST LE PLUS
PUISSANT FACTEUR
d'expansion



FORMAT
21 x 27

2 VOLUMES
1500 Pages

Couverture
cartonnée
4 couleurs

4 LANGUES



la 4^e édition
INTERNATIONALE

du **GUIDE**
TECHNIQUE
DE L'ÉLECTRONIQUE
PROFESSIONNELLE

1963
1964

sera entièrement
justifiée *



★ **LE SEUL
OUVRAGE**

présentant toute l'industrie
électronique française dans
son ensemble, dans le dé-
tail, dans les 120 pages
illustrées de sa rubrique
des «Grandes réalisations
de l'Electronique française»

* Office
de Contrôle
de la
Diffusion
des supports
divers de la
Publicité
C.S.D.
18, Rue
Clairaut
Paris (17*)

**TIRAGE ET DISTRIBUTION
EN FRANCE ET DANS LE MONDE...**

Les catalogues condensés bilingues, **partie
essentielle** de notre ouvrage, véritables cartes
de visite techniques de l'ENTREPRISE,
représentent l'élément **le plus efficace**
et **le moins cher** pour les premiers contacts
marché intérieur

et **MARCHÉ COMMUN**

• Sans engagement de votre part,
demandez la visite de nos représentants...

ÉDITION - ADMINISTRATION - VENTE

RÉGIE EXCLUSIVE DE LA PUBLICITÉ

VENTE EXCLUSIVE DE NOS GUIDES EN LIBRAIRIE : EDITIONS CHIRON - 40, RUE DE SEINE - PARIS (6*)

LES GUIDES TECHNIQUES INDUSTRIELS
MEMBRE DE LA CHAMBRE SYNDICALE DES ÉDITEURS D'ANNUAIRES
13, RUE CHARLES-LECOQ - PARIS 15°



AGENCE PUBLÉDITEC - DOMENACH
13, RUE CHARLES-LECOQ - PARIS 15° - BLO. 88-04 et 05.

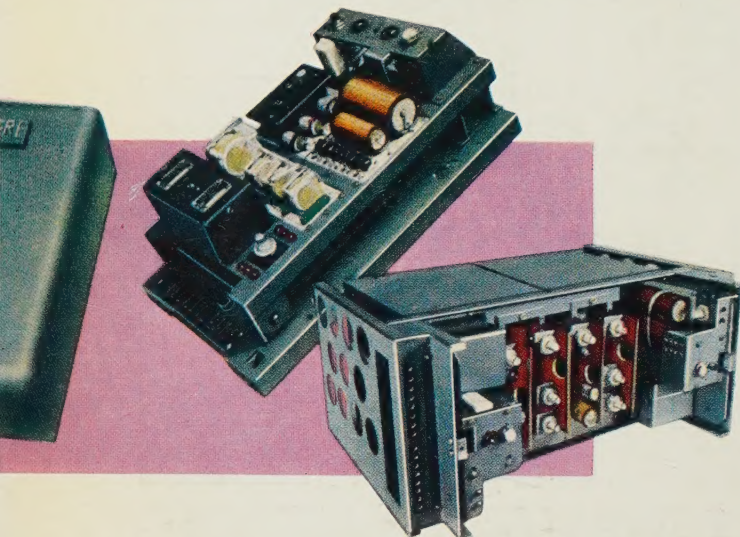
SECRE

TÉLÉMESURES

TELEMETERING SYSTEMS

Les théories de l'Information conduisent à utiliser des systèmes purement numériques pour la transmission des grandeurs physiques ou électriques. La gamme des télémesures S.E.C.R.E répond à ces besoins. Matériel à transistors étudié avec comme objectif principal : la sécurité.

Current information practices increasingly call on the use of exclusively Digital systems for the transmission of electrical or physical quantities. The range of SECRE telemetering systems adequately covers this demand. SECRE transistorized equipment serve a common primary purpose : Dependability.



ERICA

Cette Télémétre 1 voie repose sur le principe de la transmission d'informations par un système quantifié à impulsions. Précision 1,5 %. Le support de transmission peut être soit une ligne bifilaire, soit un équipement radio ou VHF. Le temps de réponse varie en fonction de la bande passante. (Ex. Télémétre EDF : 0,3 seconde de constante de temps de réponse pour 120 Hz de bande passante). Présentation en châssis ou en coffrets muraux.

Single-channel telemetering system operating on quantified pulse data-transmission basis. Accuracy $\pm 1.5\%$. Transmission medium can be either 2-wire or radiolink. Response time varies with bandwidth—e.g., for electric power distribution metering: 0.3 sec response—time constant when passband is 120 c/s. Rack or wall units.

TÉLÉMESURES MULTIPLEX

MULTIPLEX TELEMETERING SYSTEMS

Il en existe deux types principaux, chacun d'eux pouvant n'être équipé que partiellement suivant les besoins.

There are two basic types of equipment, each readily expandable to meet service requirements.

TÉLÉMESURE 60 Termes "QUANCICO"

60-TERM "QUANCICO" SYSTEM

Transmission cyclique codée de 60 termes. Codage à 6 digits transmis en parallèle pour chaque terme (Codage amplitude $\rightarrow$ Temps $\rightarrow$ Nombre binaire).

Cyclic coded 60-term transmission. Parallel transmission of 6-digit code for each term (amplitude $\rightarrow$ time $\rightarrow$ binary $\rightarrow$ number).

TÉLÉMESURE 15 Termes

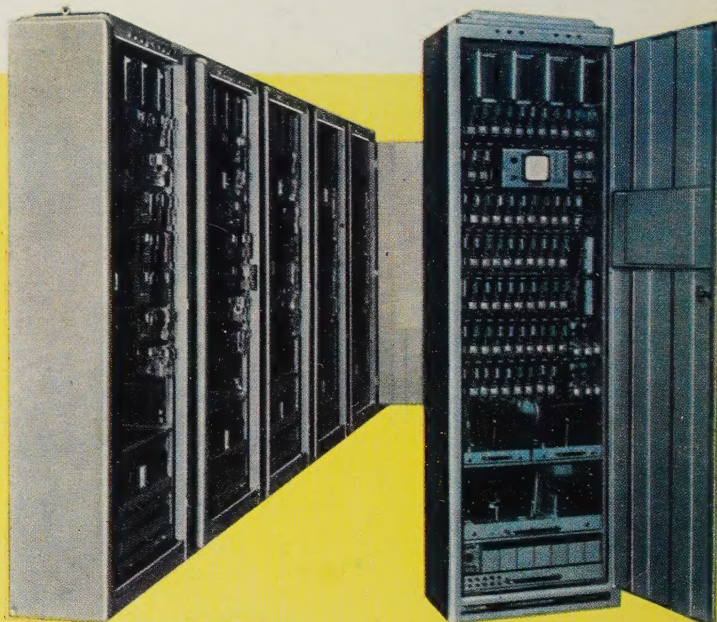
15-TERM SYSTEM

Transmission de 15 termes codés avec 7 digits. Transmission série des termes et des digits. Codage par pesée électronique.

Temps de réponse 3 secondes pour 1 canal de transmission de 120 Hz.

7-digit coded transmission of 15-term—series transmission of terms and digits—electronic scale encoding.

Typical response time 3 sec. for a 120 cps transmission channel.



TÉLÉSIGNALISATION

A SECURITE CONTROLEE
WITH SELF CONTROLLED SECURITY

Dans ce système de télésignalisation la transmission de l'information est effectuée par lignes téléphoniques et sous forme d'impulsions codées. La sécurité de ce système réside dans une comparaison entre l'information émise, et l'information reçue, cette comparaison déclenchant l'ordre d'exécution.

This telesignalling system is operating with coded pulses data transmission on telephone wires.

The safety of this system lies on a comparison between transmitted and received data, to trigger execution.

RÉFÉRENCES. Administrations : Ministère de la Guerre (SCMT - SEFT - STT) • Ministère de la Marine (STCAN - PORTS DE BREST, TOULON, LORIENT, etc.) • Ministère de l'Air (STTA - CEV STAé) • Ministère de la France O.M. : Départements civil et militaire • Ministère des P.T.T. (CNET - LSGD) • S.N.C.F. - CEN CEA (SACLAY - MARCOULE) R.A.T.P. • Institut Géographique National : Laboratoire central d'Armement - Compagnie Générale de Géophysique • E.D.F. : Centres régionaux de transports ALPES - PARIS - NORD - SUD-EST - EST - OUEST - SUD-OUEST - MASSIF-CENTRAL • Industrie : COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON (C.F.T.H.) • C.S.F. • SNECMA • ERICSSON • SNCASO • IBM • SNPA (LACQ) • CITROEN • PEUGEOT • DASSAULT • Aéroports de Paris • Companhia Nacional de Electricidade (Lisbonne) • Centrales Electrique de l'Entre Sambre-et-Meuse et de la région de MALMEDY (Belgique) • Edison (Milan) • Elecrobel

SECRE

214-216, RUE DU FAUBOURG SAINT-MARTIN
PARIS 10^e - TÉLÉPHONE COM. 53-53 +