

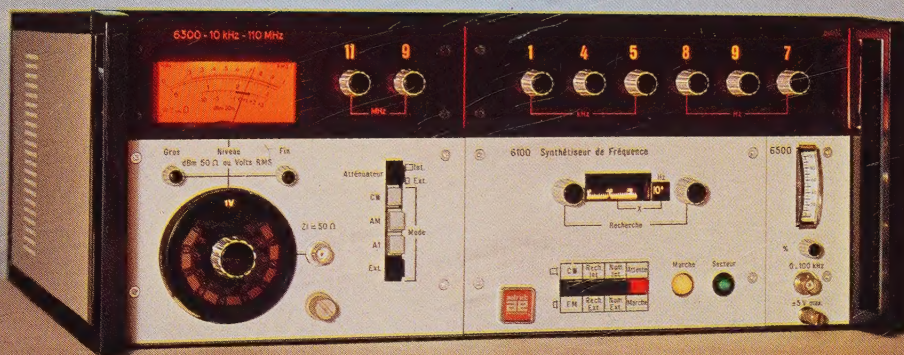
L'onde électrique

U. of ILL. LIBRARY

FEB 15 1973

CHICAGO CIRCLE

revue mensuelle
de la
société des électriciens
des électroniciens
et des radioélectriciens

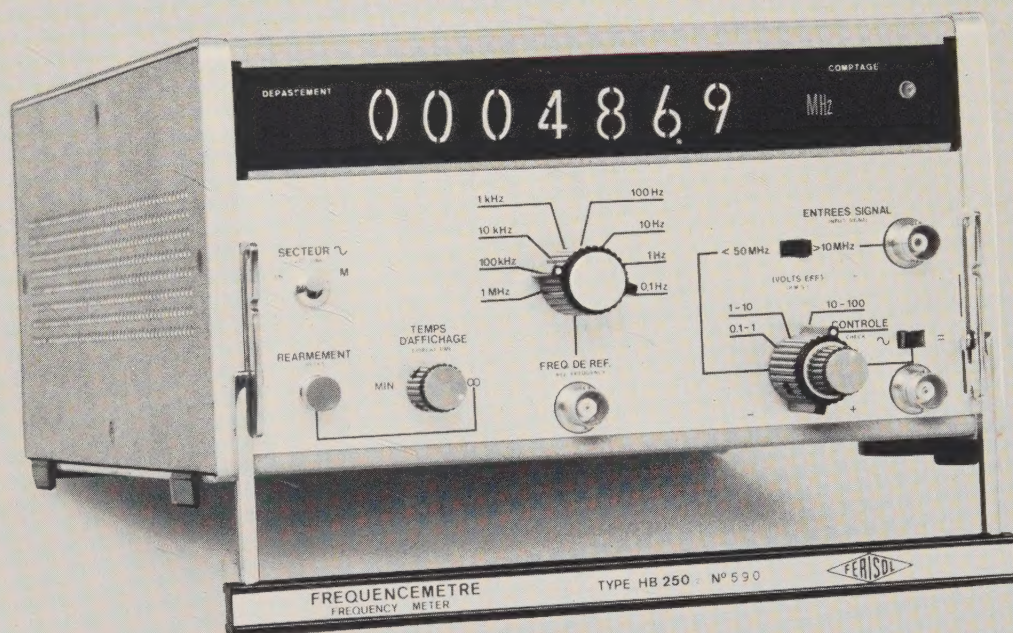


minifréquencemètre

HB 250

500 MHz en direct...

7 Chiffres



ENTRÉE "F < 50 MHz" :

Voie "—" de 0 à 50 MHz; 50 mV eff.
Voie "∼" de 1 Hz à 50 MHz; 100 mV eff.

ENTRÉE "F > 10 MHz" :

10 MHz à 500 MHz; 50 mV eff.

PILOTE INTERNE :

Quartz 5 MHz; $\pm 5 \cdot 10^{-7}$ /mois

OPTIONS :

Quartz 10 MHz; $\pm 5 \cdot 10^{-8}$ /mois

Sortie "Enregistreur", BCD 1-2-4-8

UTILISATION PARTICULIÈRE

mesure directe et instantanée

de la fréquence des marqueurs fonctionnels M_0 , M_1 , et M_2
sur le

BANC DE VOBULATION type GH0Z

(GÉNÉRATEUR VOBULATEUR type GH 400 + INDICATEUR CATHODIQUE type OZ 300)

...EXTENSION DES MESURES JUSQU'À 18 GHz AVEC L'OSCILLATEUR DE TRANSFERT HAS 100

ETS GEFROY & C^{IE}

18, av. P.-V.-Couturier, 78190 Trappes - FRANCE
Tél: 462.88.88 - Télex: 25 705 - Câble: Feritrappes



Délég. régionales : LYON - TOULOUSE - RENNES
Bureaux Techniques : FRANCFORT - MILAN

S. A. Cap. 13 153 000 F

L'onde électrique

revue mensuelle

de la Division Electronique, Radioélectricité et Télécommunications (D.E.R.T.)

de la Société des électriciens, des électroniciens et des radioélectriciens (S.E.E.)

sommaire

UEBERSFELD J. Les oscillateurs ultra-stables et leurs applications.	479	ÉDITORIAL
RUTMAN J. Instabilité de fréquence des oscillateurs.	480	OSCILLATEURS
GAGNEPAIN J.-J., BESSON R. Résonateurs et oscillateurs à quartz à fort niveau.	488	OSCILLATEURS
CHARBONNIER R. Propriétés et applications du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation.	493	OSCILLATEURS
CHABERT J.-L. Bruit des oscillateurs locaux des faisceaux hertziens à grande capacité.	499	OSCILLATEURS
MOREAU R. Application des oscillateurs ultra-stables au domaine aérospatial.	503	OSCILLATEURS
BLAMOUTIER M., BERGER J.-L., WOERN D. Les tubes et dispositifs de prise de vue à cible silicium	511	PRISE DE VUE TV
LOMBARD D. Les systèmes de télécommunications par satellite.	519	TÉLÉCOMMUNICATIONS NUMÉRIQUES
3 ^e chaîne TV - Télécommunications numériques par satellite - Electronica 72.	526	ACTUALITÉS
Bloc-note des expositions et congrès.	530	MANIFESTATIONS
Informations.	531	INFORMATIONS
Table des matières annuelle.	533	

notre couverture,

La nouvelle gamme de générateurs-synthétiseurs de fréquence voit le jour chez ADRET avec la série 6000. La conception à tiroirs de cette série d'instruments dont les fonctions sont programmables, ouvre un domaine d'utilisation exceptionnel puisqu'elle peut s'adapter à l'évolution des besoins de la technique tant en ce qui concerne les fréquences, qu'en type de modulation (AM, FM, PM, BLU).

ÉLECTRONIQUE - Avenue Vladimir Komarov - 78-TRAPPES - Tél. 462.83.50.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, 10, avenue Pierre-Larousse, 92-Malakoff - Tél. 253-04-16

Président du Comité de l'Onde Électrique : M. THUÉ, Ingénieur général des Télécommunications au C.N.E.T.

Vice-Président : L. GOUSSOT, Ingénieur général des Télécommunications à l'O.R.T.F.

Président du Comité de Lecture : G. LEFRANÇOIS, Directeur des Etudes à l'E.N.S.T.

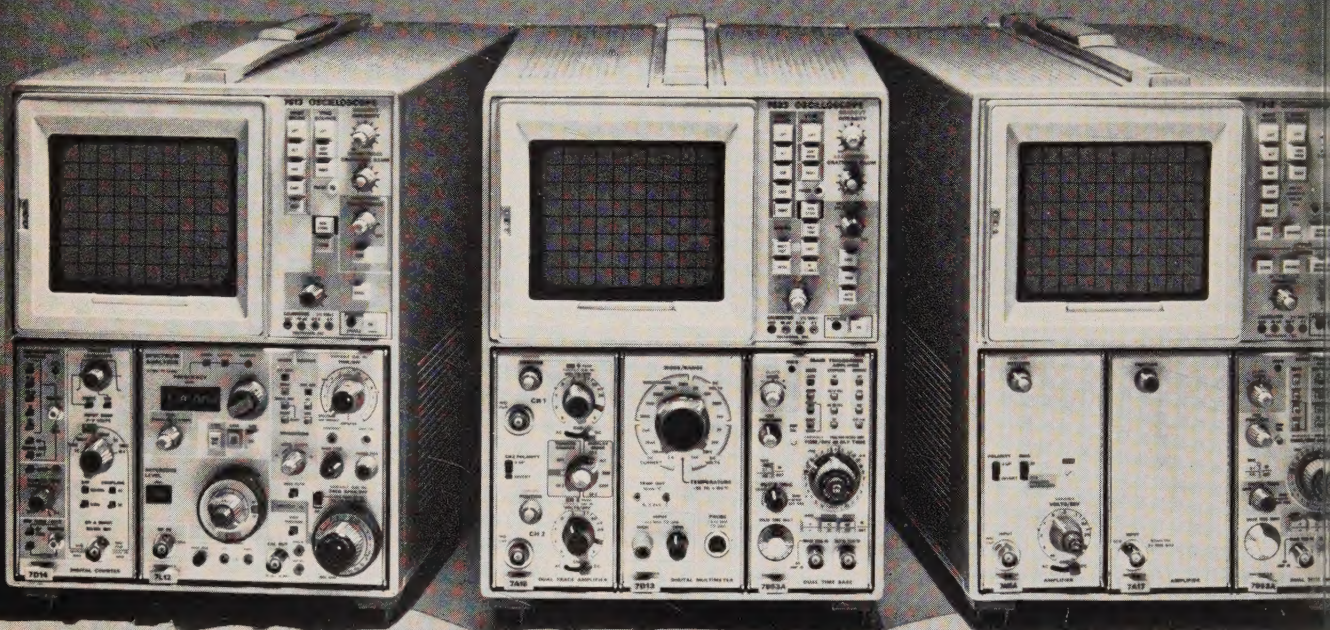
Rédacteur en chef : D. HALPERN

Editions Chiron S.A., 40, rue de Seine, 75-Paris 6^e - Tél. 633.18.93

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 100 F - Etranger 140 F - C.C.P Paris 53-35

Exclusivité de la publicité : Publéditec. Tél. 250.88.04

dans la série 7000



7613 100 MHz

7623 100 MHz

7313 25 MHz

trois variantes d'oscilloscopes A MEMOIRE

LEQUEL CHOISIR ?

Ces 3 appareils se distinguent par leur bande passante et par leur mode de fonctionnement en mémoire, lesquels déterminent leur domaine d'applications.

■ 7313 MEMOIRE BISTABLE

En mémoire sa vitesse d'écriture atteint 5 div/μs et le temps de conservation de l'image est de 4 h.

SES AVANTAGES

- Son écran divisible en 2 parties permet de mettre en mémoire un signal de référence pour comparaison.
- Par des mises en mémoire successives, on peut étudier l'évolution d'un phénomène.
- Dans le cas d'un spot très lent, la mémoire reconstitue la forme du signal.
- Par un système d'intégration, des phénomènes rapides à faible répétition deviennent visibles à l'œil nu.

■ 7613 MEMOIRE A PERSISTENCE VARIABLE

La vitesse d'écriture en mémoire atteint 5 div/μs.

SES AVANTAGES

- Un contraste élevé, comparable à celui d'un tube conventionnel, fournit une image parfaitement nette.
- La forme d'un signal récurrent, noyé dans le bruit, se dégage nettement sur l'écran.
- L'absence de scintillement facilite l'observation des phénomènes lents particulièrement en analyse spectrale.
- L'enregistrement en demi-teinte ajoute une troisième dimension à la représentation.

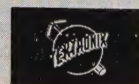
■ 7623 MEMOIRE BISTABLE RAPIDE ET NORMALE ET PERSISTENCE VARIABLE

En mode bistable, la vitesse d'écriture atteint 200 cm/μs et le temps de conservation de l'image est illimité.

SES AVANTAGES

- A ses propres possibilités s'ajoutent les avantages des deux autres appareils.
- La combinaison de ses différents modes de mémoire permet d'enregistrer successivement plusieurs phénomènes uniques à la vitesse d'inscription maximale et de les visualiser ensuite simultanément pendant tout le temps nécessaire.

Le tube à mémoire de chacun de ces appareils ne requiert aucune précaution spéciale contre d'éventuelles brûlures.



TEKTRONIX

Z. I. COURTABŒUF - B. P. 1
91401 ORSAY - TEL. 907.78.27

ur notre couverture :

Générateur Synthétiseur de fréquence ADRET-ÉLECTRONIQUE

La société ADRET ELECTRONIQUE, implantée à Trappes (78) depuis 1966, est spécialisée dans l'étude et la fabrication de générateurs synthétiseurs de fréquence.

Ces appareils, version moderne du générateur, possèdent les caractéristiques fondamentales :

1. La fréquence du signal délivré (sinusoïdal ou de forme complexe) est à tout moment, quelle que soit la valeur désirée, celle d'un étalon de fréquence (quartz incorporé ou pilote externe) dont elle conserve les qualités de précision et de stabilité.

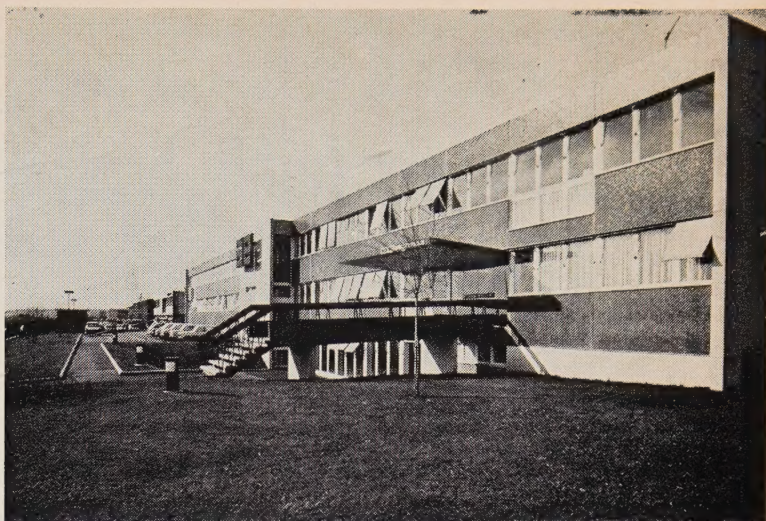
2. La fréquence du signal est présentée directement sous forme numérique.

3. La fréquence du signal délivrée est programmable en CB 1-2-4-8, et le temps de commutation est de l'ordre d'une fraction de milliseconde à quelques millisecondes.

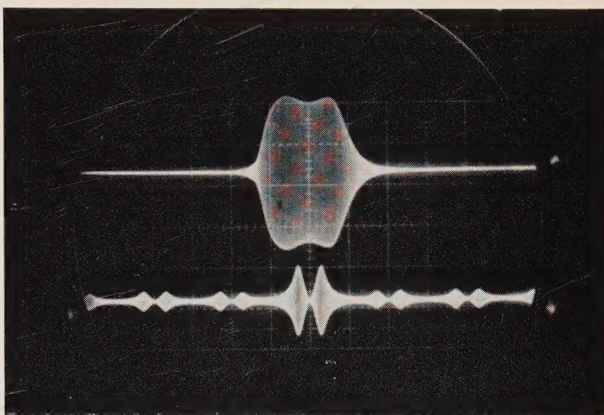
En plus de ses caractéristiques intrinsèques, le synthétiseur peut comporter toutes les fonctions usuelles des générateurs classiques, modulation AM, FM, PM, atténuation, modulation de fréquence, etc. De plus, les techniques employées par ADRET permettent d'étendre la prédétermination, le réglage ou la programmation à d'autres grandeurs électriques ou paramètre, tels que la phase et le niveau de sortie.

En particulier, le modèle représenté en première page de couverture est un générateur synthétiseur de fréquence à tiroirs entièrement programmable. Il ouvre un domaine d'utilisation exceptionnel puisqu'il peut s'adapter à l'évolution des besoins de la technique tant en gamme de fréquence qu'en type de modulation.

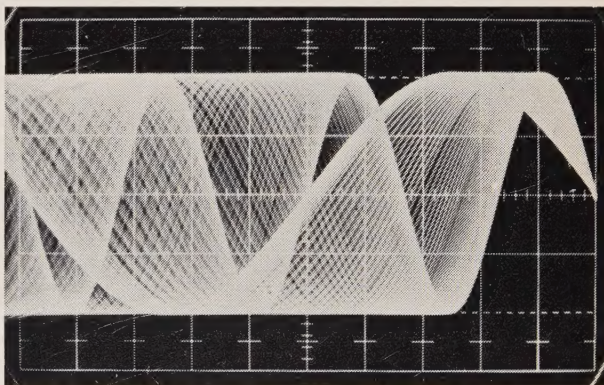
Sa conception modulaire permettra l'utilisation des techniques de synthèse de fréquence, jusqu'alors réservée à la génération, dans des domaines tels que la mesure et l'analyse des signaux.



Le Société ADRET Electronique à Trappes.



Modulation d'un filtre à quartz. F. centrale 250 kHz, Marqueur tous les 20 Hz, Balayage 0,05 Hz.

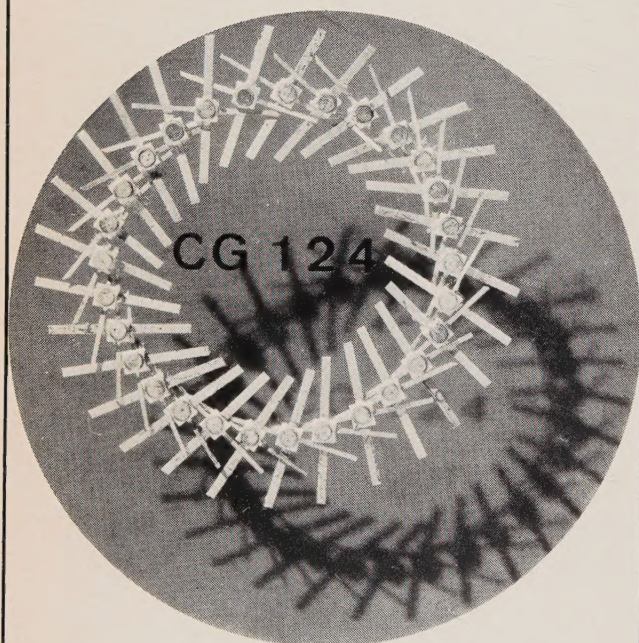


Modulation de fréquence. Porteuse 200 kHz, excursion ± 100 kHz (1 μ s/cm) fréquence modulante 400 Hz.

ADRET-ÉLECTRONIQUE, avenue Vladimir-Komarov, 78190 TRAPPES - Tél. (1) 462.83.50

transistors faible bruit de qualité spatiale

JUSQU'À 4 GHz



FACTEUR DE BRUIT A 2 GHz : 4 dB

GAIN EN PUISSANCE A 2 GHz : 12 dB

en cours d'homologation par le CNES



**LABORATOIRES de
MARCOUSSIS**

Centre de Recherches de la C.G.E.
Route de Nozay
91460 - MARCOUSSIS
TELEPHONE : 901.20.02

PEMA 2B 216



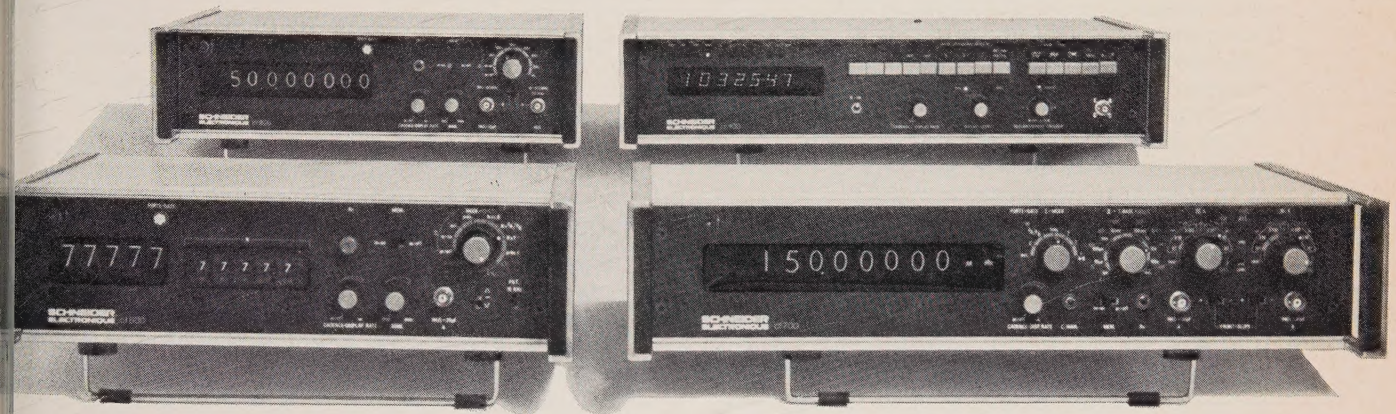
- ★ Pour vos applications de sécurité : alarmes, autorisation de manœuvres, serrures électriques, sécurité de tiroirs et racks, armoires de commande, etc.
- ★ Peut être fourni avec tous nos commutateurs rotatifs.
- ★ Toutes positions multiples de 30° - 45° - 90°
- ★ Permet le montage sur face avant, d'épaisseur jusqu'à 4 mm.

USINE JEANRENAUD

BOITE POSTALE 156 - 39104 DOLE
TÉL. : (82) 72.09.89 - Télég : 36.256 F

numériquement votre...

dans tous les domaines de la mesure, Schneider Electronique fait "éclater" la ligne de **compteurs-fréquence-mètres**. Après la sortie récente du fréquence-mètre-calculateur, destiné à la mesure rapide et précise des phénomènes transients, voici 3 nouveaux appareils dont 2 destinés à la mesure des phénomènes rapides jusqu'à 160 MHz et 512 MHz et le troisième effectuant les mesures les plus diverses qu'offre l'utilisation de la prédétermination tant en comptage et en durée d'ouverture de porte qu'en valeur de fréquence de la base de temps.



compteurs-fréquence-mètres

cf 250 - 0/20 MHz	Sélection automatique	3 450 F HT
cf 252 - 0/100 MHz	Sélection automatique	4 950 F HT
cf 315 - 5 Hz/12 MHz	Universel	3 450 F HT
cf 350 - 5 Hz/12 MHz	Universel	3 980 F HT
cr 400 - 0,01 Hz/20 MHz	Fréquence-mètre-tachymètre calculateur à sélection automatique	10 500 F HT
cf 500 - 5 Hz/32 MHz	Compteur à prédétermination. Durée ouverture de porte et fréquence base de temps variables	5 950 F HT
cf 700 - 0/160 MHz	Universel	9 800 F HT
cf 800 - 5 Hz/512 MHz	Fréquence-mètre-quotientmètre	9 950 F HT

* Dimensions : hauteur uniforme : 2 u
largeur : 4/8 (cf 250, 252), 6/8 (cf 315, 350, 500, 800),
8/8 (cr 400, cf 700).

ANTS ■ SUD-OUEST : BASCOUL ELECTRONIQUE, 35 rue Luchet, 31-TOULOUSE.
■ SUD-EST : ELIC 38 - 8-10 av. du Grand-Sablon, 38-LA TRONCHE (près Grenoble).
Tx 32 739 - LE BUREAU BARISIEN, 231 av. Jean-Jaurès, 69-LYON 7^e. Tél. 72.68.08 ■
ECT, 151-153 rue de Constantine, 76-ROUEN. Tél. 70.24.23. Tx 77 842 ■ NORD : F.R.T.,
la République, 59-MARCOQ-EN-BARCEUL par Lille. Tél. 72.44.65. Tx 12 834 ■ EST :
ELECTRONIQUE, 78 bd Thiers, 88-REMIREMONT. Tél. 62.11.89 ■ BRETAGNE :
es Guitais, 35-Chatillon/Seiche. Tél. 50.50.29 ■ AUVERGNE : AUVERLEC, Zone
63-COURNON - B.P. 49, 63002 CLERMONT-FERRAND CEDEX ■ MIDI : C.M.R., 12
gnan, 13-MARSEILLE 3^e. Tél. 50.26.31 Tx 42 579 ■ BELGIQUE-LUXEMBOURG : F.R.T.,
la République, 59-MARCOQ-EN-BARCEUL par Lille. Tél. 72.44.65. Tx 12 834.

SCHNEIDER ELECTRONIQUE
MESURE - CALCUL - VISUALISATION

27-33, rue d'Antony, 94150 Rungis, Tél. 686.76.10

Les circuits COS/MOS RCA-Tout un ensemble d'innovations dans les circuits intégrés digitaux

Les COS/MOS de RCA constituent une gamme de circuits intégrés digitaux sans égale. Le sigle COS/MOS correspond à des dispositifs à symétrie complémentaire issus de la technologie MOS réalisés sur un 'chip' monolithique.

Les circuits intégrés digitaux COS/MOS vous assurent une dissipation de puissance la plus réduite qui soit et une grande fiabilité de fonctionnement dans une plage étendue de tensions d'alimentation. C'est pourquoi ils n'exigent pas une alimentation de puissance élevée comportant un système de régulation coûteux.

Les dispositifs COS/MOS présentent des caractéristiques de transfert pratiquement idéales et il en résulte que les circuits jouissent d'une immunité élevée au bruit et que leur plage de température de service est étendue. En outre, leur stabilité en service est très élevée dans la plage de température admissible tout entière.

Considérant ces nombreux avantages ainsi que la production des circuits en grande série, vous ne devez pas envisager l'emploi des circuits intégrés sans examiner de près les circuits COS/MOS.

Caractéristiques des COS/MOS

Les circuits digitaux COS/MOS offrent simultanément tous les avantages de la symétrie complémentaires, des transistors MOS et de la technologie des circuits intégrés.

Dissipation de puissance

10 nW pour les portes

10 μ W pour les fonctions complexes

Tension d'alimentation en service

3 à 15V pour les produits standard

(pour les produits étudiés à la demande, la tension peut descendre à 1,1V)

Immunité au bruit

normalement 45% de tension d'alimentation

Gamme de température

-55°C à +125°C (encapsulation en céramique)

-40°C à +85°C (encapsulation en plastique)

Tenue en température

normalement, le décalage de la caractéristique de transfert ne dépasse pas $\pm 1,5\%$ dans toute la plage de température de service

Compatibilité logique

Les COS/MOS s'adaptent facilement aux technologies

TTL (logique transistor-transistor)

et DTL (logique diode-transistor)

Fréquence de fonctionnement

jusqu'à 10 MHz avec fonctionnement horloge monophasé

Sortance courant continu (fan out)

> 50

En outre, les circuits COS/MOS sont proposés sous des présentations variées (grand choix de boîtiers en option). L'une d'elles convient certainement à votre application particulière.

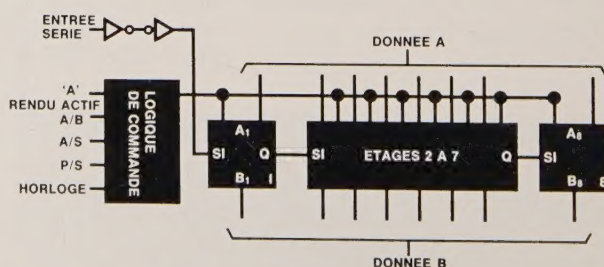
Etudes à la demande

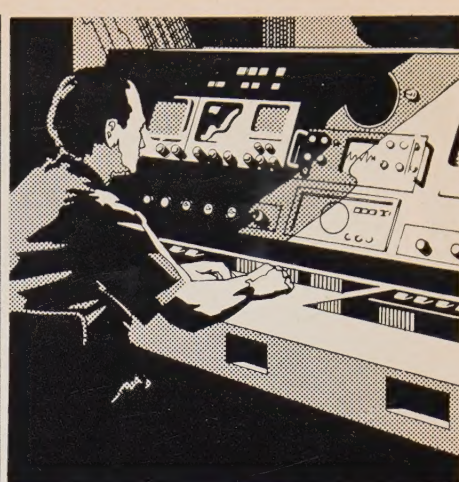
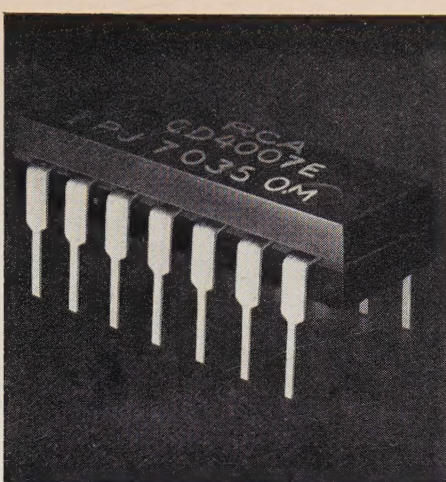
RCA offre à sa clientèle un service rapide pour l'étude et la production en série de circuits répondant aux spécifications des clients.

Les circuits étudiés à la demande permettent de tirer le meilleur parti des avantages qu'offre la logique des circuits intégrés COS/MOS. C'est ainsi, par exemple, que l'on peut réaliser des circuits spéciaux conçus pour fonctionner sous une tension d'alimentation pouvant descendre jusqu'à 1,1V.

Gamme étendue de circuits standard

Outre le service d'études et de fabrications à la demande qui présente une grande souplesse, on dispose d'une gamme de dispositifs digitaux standard qui ne cesse de s'accroître (elle comporte actuellement plus de 40 modèles) dont les circuits présentent le même niveau de qualité. On a appliqué les avantages de la technologie COS/MOS aux circuits les plus simples tels que portes, flip-flops et bascules bistables. On peut tirer parti de cette même technologie pour la réalisation de dispositifs extrêmement complexes tels que le nouveau registre à décalage CD 4034 à entrée-sortie en série-parallèle.





Réalisation de circuits de haute qualité

La fabrication des circuits COS/MOS RCA est soumise à un contrôle sévère afin de permettre la réalisation des dispositifs à symétrie complémentaire sur un même substrat. L'extrême précision des techniques de mise en œuvre permet de réduire les courants de fuite et de garantir la stabilité des dispositifs. Les entrées très sensibles des MOS sont protégées par un réseau résistances — diodes propre à RCA.

Applications

Les possibilités d'emploi de la technologie COS/MOS RCA sont considérables et couvrent des débouchés variés s'étendant des montres électroniques aux dispositifs utilisés dans l'automobile et à une foule d'applications relatives au contrôle industriel et à l'informatique.

Grâce aux circuits intégrés digitaux d'une grande complexité à consommation réduite qui présentent une insensibilité exceptionnelle aux conditions d'environnement, il vous est possible de réaliser n'importe quoi, pratiquement toujours de manière plus satisfaisante qu'auparavant.

Quelle que soit votre application, avant de décider de votre choix, demandez à RCA Solid State-Europe de vous fournir des renseignements complémentaires sur les circuits COS/MOS.

Le saviez-vous ?

La gamme des produits à semi-conducteurs RCA d'une très haute technicité comporte également :

- circuits intégrés linéaires
- thyristors et dispositifs à bascule
- transistors de puissance
- dispositifs H.F.
- hybrides de puissance.

Avez-vous accès à nos dernières documentations techniques, à nos exemples d'applications et à nos manuels ? Ou bien désirez-vous recevoir régulièrement les circulaires relatives aux nouveaux développements dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs RCA ?

RCA Solid State-Europe est à votre service

Comment fonctionne le système distributeur RCA

Les distributeurs mentionnés ci-dessous sont prêts à vous fournir sur stock tout composant RCA. Ils vous offrent un service documentation complet, et disposent de toutes les informations publiées par RCA, catalogues condensés, manuels et notes d'application.

Un nouveau système de documentation comprenant des diffusions régulières des toutes dernières informations est en place.

Pour plus amples détails contactez

Radio Equipements—Antares SA,

9 Rue Ernest Cognacq, 92 Levallois Perret, France.

Tel: (Paris) 737/54/80

Inelco (Belgique)

Avenue Val Duchesse 3, 1160 Bruxelles, Belgique.

Tel: Bruxelles 02/60.00.12

Grâce aux équipes de vente et d'engineering d'applications

RCA dispose, dans les principaux centres européens, d'équipes de vente et d'engineering, y compris un service complet d'engineering d'applications. Il existe, en outre, des installations complètes de laboratoire et de mise au point à Liège (Belgique) et à Sunbury (Angleterre).

Ces équipes, dirigées par des ingénieurs entièrement formés par RCA, sont à votre service pour des études approfondies de vos problèmes.

Contactez-nous par l'intermédiaire du bureau RCA à l'adresse ci-dessous ou par l'intermédiaire de votre distributeur.

Fabrication et stock Européen

RCA a construit une usine de Semiconducteurs à Liège, Belgique actuellement opérationnelle pour le marché européen. A Liège et à Sunbury, Angleterre, RCA Solid State-Europe possède des installations de magasinage destinées au stockage en quantités importantes d'une gamme complète de Semiconducteurs catalogués par RCA qui assure des livraisons immédiates aux utilisateurs importants.

RCA Solid State-Europe,
4400 Herstal, Liège, La Belgique.

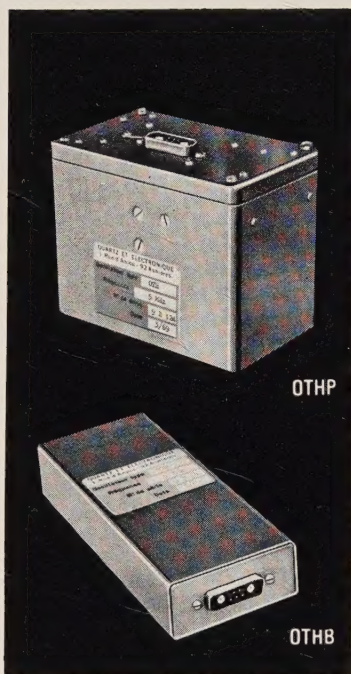
Tel: Liège 64 45 50

RCA Solid State-Europe

QE

votre garantie
de précision
et de stabilité.

oscillateurs thermostatés



OTHB : Stabilité $< 1.10^{-8}$ par 24 heures (5 MHz)
Régulation proportionnelle. Sortie Sinus.
Recalage de la fréquence accessible
1 à 30 MHz

OTHM : Stabilité $< 3.10^{-9}$ par 24 heures (5 MHz)
Régulation proportionnelle. Sortie Sinus.
Recalage de la fréquence accessible
1 à 30 MHz

OTHP : Stabilité $< 1.10^{-9}$ par 24 heures (5 MHz)
Régulation proportionnelle. Sortie Sinus.
Recalage de la fréquence accessible
1 à 30 MHz

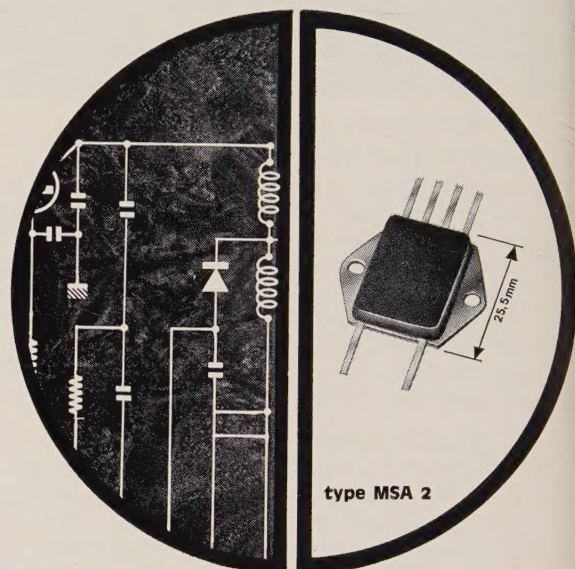
QUARTZ **QE** et ELECTRONIQUE

1, Rue d'Anjou - 92 Asnières - Tél. 793.47.10
telex 61954 Quartz

Il y a deux solutions au problème de télédistribution...

...utiliser des
composants discrets

ou faire confiance à
TRANCHANT-MS



MSC

Amplificateurs linéaires intégrés pour télédistribution

MSA 1 - bande passante de 3 à 300 MHz
niveau de sortie :
+ 48 db mV (intermodulation = - 57 db)
+ 43 db mV (intermodulation = - 67 db)
gain : 15 db, facteur de bruit : 9 db

MSA 2 - 2 ampli MSA 1 indépendants,
appariés en gain et en produits
d'intermodulation du second ordre

Documentation technique sur demande.

Tranchant Electronique, c'est :

- ☐ Une large gamme de produits sélectionnés et performants.
- ☐ Une équipe d'hommes qualifiés.
- ☐ Des moyens de contrôle élaborés.
- ☐ Un service téléphonique permanent d'informations et de conseils (S.I.C.)
- ☐ Une mise au courant régulière par voie de mailing de toutes nouveautés.

te
"Compétence et Service"

tranchant électronique

19-21, rue Madame-de-Sanzillon - 92-Clichy
Tél. 270.93.40, 270.26.10 et 270.22.55

Agences à : LYON (78) 48.48.30 - TOULOUSE (61) 48.86.49
RENNES (99) 50.44.28



Mademoiselle Flat-Pack tient en main une nouvelle jonction hybride quadrature d'un octave de bande passante, et conçue particulièrement pour des fréquences FI de 30 et 60 Mhz.

De construction robuste, blindées électriquement et hermétiquement encapsulées, ces jonctions hybrides 90° couvrent la fréquence de 20 à 80 Mhz en deux modèles :

JH-114 20-40 Mhz
JH-115 40-80 Mhz



Autres spécifications typiques : isolation 20 db (max.)
perte d'insertion 0,5 db (max.)
T.O.S. 1,20 : 1

déviations par rapport à la quadrature : 3°

Parmi les 121 types de jonctions 90° et 180°, de mélangeurs, coupleurs fonctionnant jusqu'à 12 GHz, on peut signaler entre autre :

	MD-123	MD 108	MD-112
fréquence RF	10-3000 Mhz	5-500 Mhz	10 Mhz - 12 Ghz
fréquence LO	10-3000 Mhz	5-500 Mhz	10 Mhz - 12 Ghz
fréquence FI	0-3000 Mhz	0-500 Mhz	10 Mhz - 12 Ghz

ANZAC vient de publier un catalogue de 158 pages décrivant toute sa production. Nous serions heureux de vous le faire parvenir sur simple demande de votre part.



35, Chemin des Roses, 92150 SURESNES
Tél. 772.15.18 - Telex 61 707 F

un grand petit vobulateur

Le vobulateur à accord par Y.I.G. de P. FONTAINE ELECTRONIQUE, est d'une technique très évoluée, il est programmable. Peu encombrant et d'un maniement simple, il coûte aussi moins cher.

- 2 sources au choix (de 1 à 15 GHz, en 5 gammes)
- Fonctions : CW-F1, F1-F2, F1-ΔF
- Programmation à distance des fréquences et du balayage
- Sorties pour transcription numérique des fréquences, et excursion de gamme.

Documentation H 8000 sur simple demande.



PVP 974

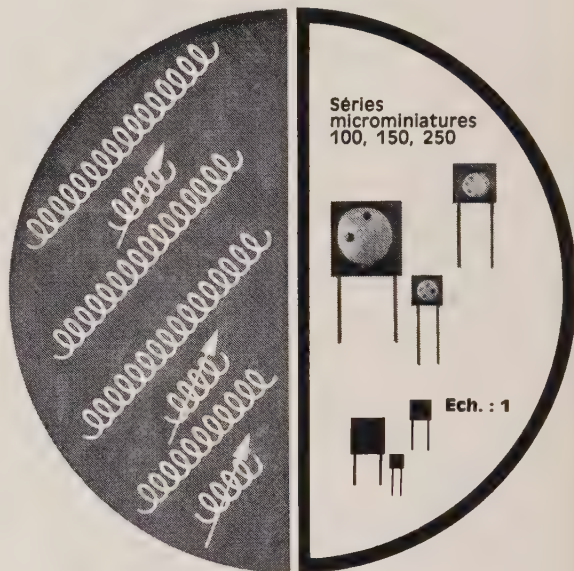


P. FONTAINE ELECTRONIQUE
20, Avenue Arago
91380 CHILLY MAZARIN
Tél. : 920-83-79

Il y a deux manières de choisir ses inductances...

...toutes les examiner

ou faire confiance à
tranchant
et delevan



DELEVAN



ELECTRONICS

Inductances microminiatures

- ☐ Série 100 de 0,015 μ H à 10 μ H
 - ☐ Série 150 de 12 μ H à 100 μ H
 - ☐ Série 250 de 120 μ H à 1000 μ H
- Conformes à la norme MIL-C-15305

Gamme Delevan 0,015 μ H à 150 mH

Documentation technique sur demande.

Tranchant Electronique, c'est :

- ☐ Une large gamme de produits sélectionnés et performants.
- ☐ Une équipe d'hommes qualifiés.
- ☐ Des moyens de contrôle élaborés.
- ☐ Un service téléphonique permanent d'informations et de conseils (S.I.C.)
- ☐ Une mise au courant régulière par voie de mailing de toutes nouveautés.



"Compétence et Service"

tranchant électronique

19-21, rue Madame-de-Sanzillon - 92-Clichy
Tél. 270.93.40, 270.26.10 et 270.22.55

Agences à : LYON (78) 48.48.30 - TOULOUSE (61) 48.86.49
RENNES (99) 50.44.28

PVP 952

J'ai demandé au Dr. Schwarz pour quelle raison Ampex s'était vu attribuer le contrat de fourniture du matériel enregistrement de télévision aux Olympiades de Munich.

Il m'a répondu: 'des raisons, il y en a 800 millions'.

"Cette année, a continué le Dr. Schwarz, Directeur Technique de la DOZ, l'organisme allemand chargé de la Radio et de la télévision aux Olympiades, "plus de 800 millions de gens regarderont les 20e Olympiades à Munich qu'aucun autre événement dans l'histoire."

"En fait, il y aura à cette occasion, dans le monde entier, environ 800 millions de spectateurs. Ceci illustre l'ampleur de l'opération".

"Notre responsabilité à l'égard de cette audience est énorme. C'est une des raisons pour lesquelles, pour la première fois dans l'histoire des Olympiades, le pays organisateur a décidé de créer des services d'émission centralisés, services qui seront utilisés par plus de cent pays".

"C'est une des raisons majeures pour lesquelles le matériel Ampex a été sélectionné. C'était avant tout une question de confiance. Les facteurs qui ont guidé notre choix étaient les suivants:

1. La possibilité pour Ampex de fournir pour plus de 40 millions de francs un matériel sûr et de technique avancée pour les enregistrements, le ralenti et le matériel de montage pour couvrir, chaque jour, les épreuves. Ces enregistrements, une fois montés pour mettre en valeur les exploits des athlètes d'un pays en particulier, seront relayés pour être projetés dans ces pays à des heures toutes convenables.

2. Une grande expérience des Olympiades (Ampex a joué un rôle majeur dans la couverture par la télévision des Olympiades de Tokyo, Rome et Mexico) ajoutée à la possibilité d'équiper les installations de toute qualité que la DOZ a mis au point pour cette opération à l'échelle mondiale.

3. Une équipe d'experts multinationaux qu'Ampex met à notre disposition pour installer, tester et entretenir l'équipement pendant toute la durée des Jeux".



Comme le Dr. Schwarz le précise, le rôle d'Ampex dans les coulisses est un rôle vital et fait partie intégrale de l'organisation des Olympiades.

Comment se fait-il qu'à chaque fois Ampex soit sélectionné?

En premier lieu, son leadership technologique—le programme Ampex de recherche et de développement—a régulièrement produit une gamme de matériel qui apportait virtuellement une solution à chaque besoin d'enregistrement magnétique et de stockage de données.

Ampex étant une société multinationale les pièces de rechange et les services techniques d'après-vente sont à l'échelle mondiale. Pour assurer des communications rapides et un service à chaque client, les équipes de vente et d'après-vente d'Ampex sont réparties stratégiquement dans le monde entier, en particulier à Stockholm, Utrecht, Reading, Paris, Francfort, Fribourg, Milan, Rome, Beyrouth, Monrovia, et Johannesburg.

Les services d'entretien et de formation qui sont fournis par chaque bureau Ampex sont soutenus par un Centre Technique Européen comprenant un service central de formation et un stock de pièces de rechange à Boeblingen en Allemagne.

Enfin, une usine moderne à Nivelles en Belgique fournit une part importante des besoins de matériel Ampex en Europe, dans le Moyen-Orient et en Afrique.

Que recouvre la gamme Ampex?

Des systèmes de télévision: télé-production, des magnétoscopes, des lecteurs immédiats après enregistrement, des systèmes d'image à ralenti, des unités compactes et portables, des véhicules d'enregistrement vidéo.

Equipement professionnel acoustique: enregistreurs multipistes pour mastering et production dans des studios de radio et d'enregistrement de disques, des systèmes de duplication et des enregistreurs portables.

Systèmes de circuit fermé de télévision: pour utilisation dans l'industrie, le commerce, la médecine, les sports, l'éducation, la science et les loisirs.

Enregistreurs d'instrumentation: qui peuvent stocker un grand nombre d'informations avec grande précision sur terre, sous l'eau et dans l'espace.

Traitement des données: mémoires à tores, mémoires à disques, dérouleurs de bandes pour le stockage d'informations dans les systèmes d'ordinateur.

Bande magnétique: pour chaque application majeure dans l'enregistrement du son, le stockage des informations, les magnétoscopes et les enregistreurs de mesures.

AMPEX

Ampex
17-rue du Dôme
92-Boulogne
Téléphone 603-4651

BOBINAGE de tores miniatures

Modes de bobinage et travaux suivants :
EXÉCUTÉS PAR UN ÉQUIPEMENT ULTRA-MODERNE

- Monocouche fil rangé, sur un secteur ou sur 360°
- Plusieurs couches, sur un secteur ou sur 360°
- Plusieurs couches progressivement décalées sur un secteur ou sur 360°
- Plusieurs circuits isolés
- Fil fin, fil bifilaire pour circuits symétriques, fil de litz
- Vernissage, imprégnation, enrubannage
- Surmoulage en résine époxy en diverses formes
- Réglage de la self-inductance, contrôle des caractéristiques

pour vos utilisations en

- Self pour filtre électrique ou circuit oscillant
- Transformateur de liaison, de puissance, d'impulsions de convertisseur statique
- Tore mémoire
- Transducteur



Dimensions les plus réduites obtenues à ce jour pour une self d'une aussi grande résistance mécanique et électrique. Diamètre 2,5 mm, longueur 6,4 mm. Haute tenue à la température et à l'humidité. Surmoulage à l'araldite. Valeurs étagées de 0,1 à 1.000 μ H, puissance 1/4 W, surtension 50.

MINIATURE BLINDÉE : La proximité des composants miniaturisés conduit à éviter leur mutuelle induction. Côte à côte nos selfs blindées ont une mutuelle induction réduite à 1 % de leur valeur. Valeurs étagées de 0,1 μ H à 0,1 H. Diamètre 3 mm, longueur 8 mm.

AUTRES FABRICATIONS SURMOULÉES : Séries 1 et 22, grands courants, grandes surtensions • Série Haute Température fonctionnement à 200° C • Série 32 à sorties radiales pour circuit imprimé • Série 20 à sorties radiales, self réglable.

CLO ÉLECTRONIQUE
31 BIS, RUE TRAVERSIÈRE
92 - BOULOGNE/SEINE • TÉL. 605-49-70



L'UTILISATION PRATIQUE DES TRANSISTORS

G. RAYMOND

avec la collaboration de M. HENRY

Application aux activités électroniques « Grand Public »
Télévision - Radio MA MF
Électrophones - Magnétophones

Un ouvrage 15×24 cm, 456 pages
280 figures et tableaux

Prix en librairie : 41,80 F. Franco : 44,45 F

Cet ouvrage traite exclusivement de l'utilisation pratique des transistors. La dénomination et la signification des paramètres et des caractéristiques des transistors sont d'abord exposées. Puis sont étudiés les circuits relatifs aux réalisations industrielles surtout dans le domaine « Grand Public » (radio et télévision), car elles offrent un très vaste champ d'applications, depuis le fonctionnement en niveau faible et à basse fréquence, jusqu'au fonctionnement en commutation à niveau fort, avec des contraintes particulièrement sévères de temps d'établissement.

Une large place a été réservée aux réglages et mesures rationnels, aspects déterminants de la mise au point. Pour souligner cette importance, le dernier chapitre est consacré à la discipline des mesures et à la signification statistique des résultats.

L'auteur a dédié cet ouvrage aux jeunes ingénieurs, aux étudiants et aux techniciens de laboratoire, de production ou d'après-vente, confrontés avec les problèmes pratiques de l'utilisation des transistors.

BULLETIN DE COMMANDE

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

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

L'UTILISATION PRATIQUE DES TRANSISTORS

Un ouvrage de 456 pages, 15×24 cm, 280 figures et tableaux, au prix unitaire de 44,45 F franco.

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

Date :

Signature :

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

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

quand il s'agit d'engineering la télec sait...



. vous faire bénéficier de son expérience confirmée.

C'est parce que les problèmes de nos clients sont tous des problèmes particuliers que notre équipe s'est hautement spécialisée.

Son idée fixe : lutter contre toutes les nuisances électromagnétiques.

L'engineering TELEC ?

Un outil de travail qui sait intervenir à tous moments aux stades de la conception et de la réalisation d'un équipement,

voire jusqu'à la remise « clefs en main » d'une installation complète.

Pour traiter un sujet précis et complexe sortant du cadre de vos activités habituelles, économisez votre temps et vos nerfs.

N'hésitez pas à nous consulter.

Nous définirons, ensemble, les moyens d'intervention les mieux adaptés à votre domaine.

NOS AUTRES ACTIVITES

PERTURBATIONS HF

Protection, mesure, engineering.

REGULATION DE TENSION

Alimentations stabilisées, régulation de tensions secteur.

TEMPERATURES

Sondes, thermocouples

MATERIELS AERONAUTIQUES

Déperditeurs de potentiel, clignoteurs de feux de position.

EXTENSOMETRIE

Matériels de mesures, prestations de service.



LA TECHNIQUE ELECTRONIQUE, 74, rue de la Fédération, Paris 15^e - Tél. 783.58.96 +

Renseignez-vous en retournant cette annonce ou en

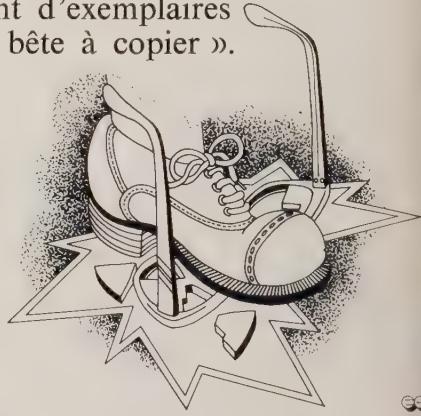
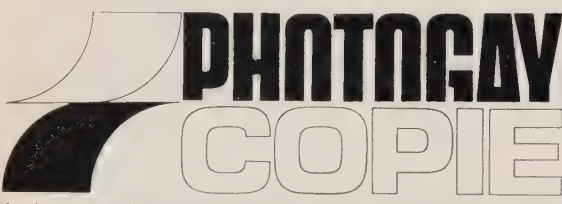
Au lieu de vous abîmer la vue à recopier des microfilms, déclenchez Microdoc.

Le microdoc de Photogay est le premier lecteur, agrandisseur, copieur de microfilms.

En quelques secondes, vous obtenez dans un format normalisé une copie sur papier de n'importe quel microfilm (16 ou 35 mm), microfiche, jacket, diapositive ou microfilm sous cartes perforées.

Une copie que vous pouvez diffuser à son tour en autant d'exemplaires qu'il est nécessaire puisque le microdoc est aussi une « bête à copier ».

Avec le microfilm l'information circule.
Avec le microdoc elle devient immédiatement utilisable.



téléphonant à PHOTOGAY, 154 rue Moncey 69 - LYON 3 Tél : (78) 84 45 81 OE

PILOTE A QUARTZ

TCXO type PCT U

fréquence 5 MHz (option de 5 à 10 MHz)

	Série C	Série B	Série A
Stabilité dans la gamme de température	C 16 ± 1.10 ⁻⁶ C 26 ± 2.10 ⁻⁶ C 36 ± 3.10 ⁻⁶ C 56 ± 5.10 ⁻⁶	B 57 ± 5.10 ⁻⁷ B 16 ± 1.10 ⁻⁶ B 26 ± 2.10 ⁻⁶	A 57 ± 5.10 ⁻⁷ A 16 ± 1.10 ⁻⁶
T° =	-40°+ 70 °C	-20°+ 70 °C	0° + 50 °C

Stabilité dans des conditions d'emploi stable	Sur 1 jour : ± 1.10 ⁻⁷ Sur 1 mois : ± 5.10 ⁻⁷ Sur 1 an : ± 2.10 ⁻⁸
---	---

Dimensions : long. 36 x larg. 26,5 x haut. 19 mm

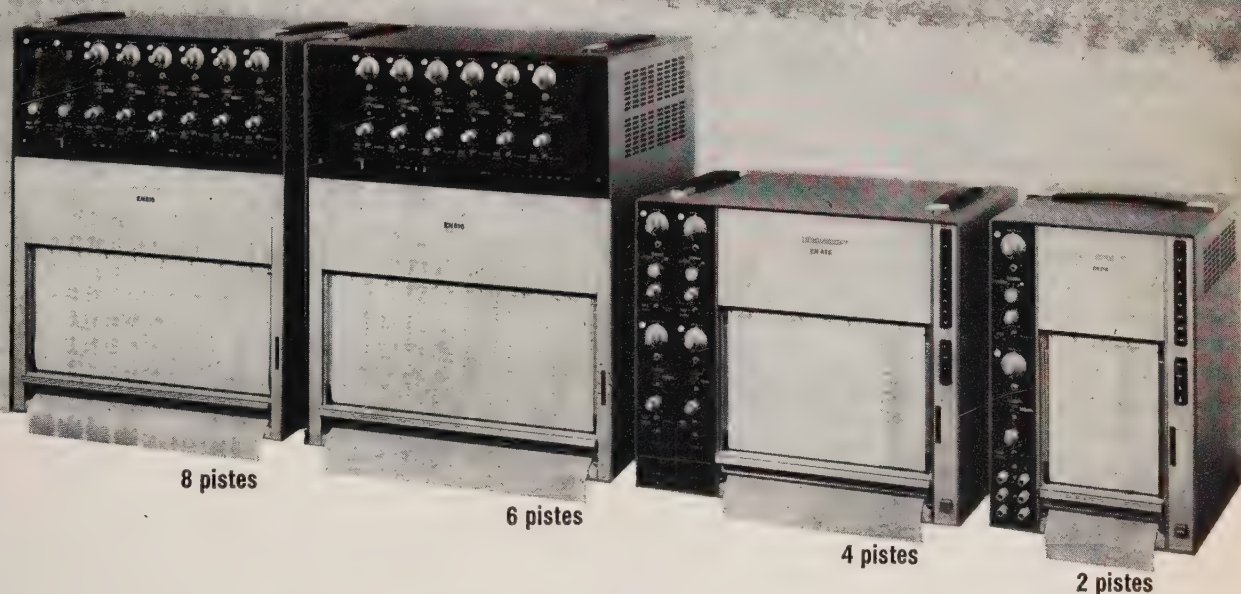
C.E.P.E.

COMPAGNIE D'ÉLECTRONIQUE ET PIEZO-ÉLECTRICITÉ
101, RUE DU Pdt ROOSEVELT / 78500 SARTROUVILLE
FRANCE / TÉL. 962 30.25

enregistreurs graphiques rapides

à encre sous pression

Allico



la gamme **AllicoSCRIPT** 4 modèles de 2 à 8 pistes de 50 mm vrais

- à traces parfaites : le débit instantané de l'encre sous pression est capable de suivre les plus grandes vitesses d'écriture
- à inscription rectiligne, garantie par le système ORTHOFAX*
- précis et fidèles : galvanomètres asservis par capteur d'angle PRECIGON*
- programmables : télécommande intégrale des vitesses de déroulement
- modulaires : choix étendu de préamplificateurs enfichables. Sensibilité max 0,5 V/mm - Impédance d'entrée 5 M Ω , différentielle ou asymétrique.
- fiables : homologués Marine Nationale.

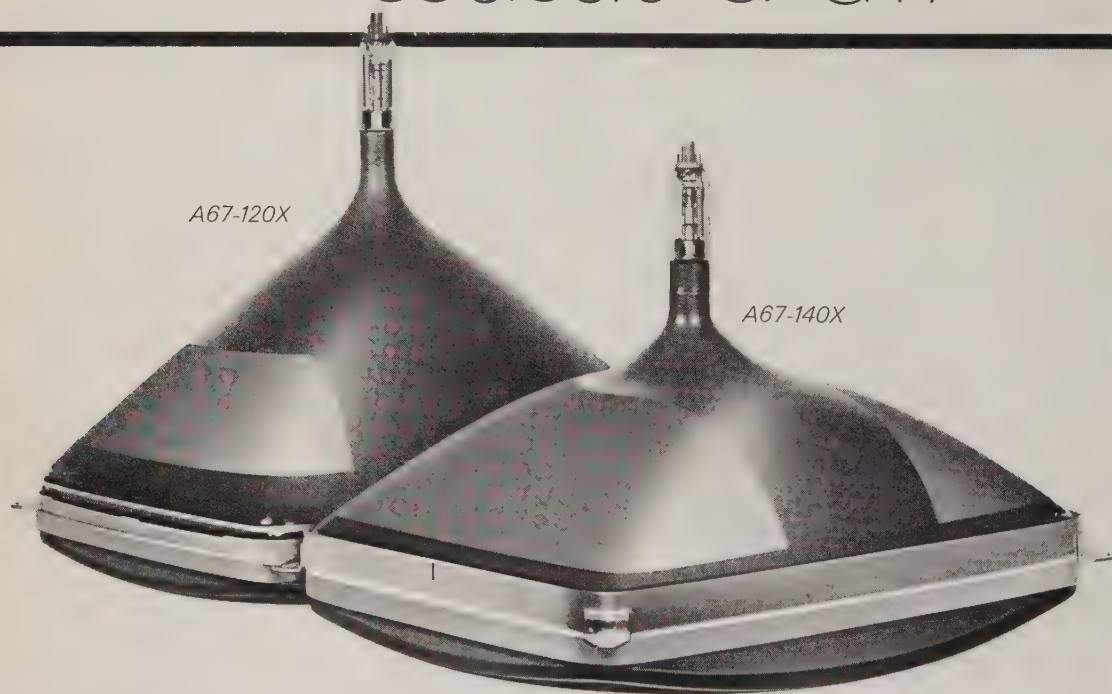
* breveté

Allico

LE SPECIALISTE DE L'ENREGISTREMENT GRAPHIQUE

RUE SAINT-SAUVEUR - 91-BALLAINVILLIERS - B.P. 31 LONGJUMEAU 91 - TEL. : 909.10.67
TELEX : 60824 ALLCOBALIN - FRANCE

Westinghouse vous offre à choix deux genres de tubes TV couleurs 67cm



Tous deux présentent des caractéristiques exceptionnelles par leurs surfaces (diagonale de 67 cm), par la clarté de leurs images et enfin, comme preuve de leur supériorité, une vente qui dépasse largement le million d'unités.

Le tube A67-120X, 90° de déflexion, s'adapte sur la plupart des récepteurs européens.

Le tube A67-140X, 110° de déflexion, qui est 10 cm plus court est conçu spécialement pour les récepteurs modernes de profondeur réduite, dont

le succès ne cesse de croître en Europe.

Ces deux tubes illustrent un aspect fondamental de la politique commerciale de Westinghouse, dont la production et la recherche sont entièrement consacrées à satisfaire les besoins réels de sa clientèle.

Profitez, vous aussi, de cette attitude, tout en bénéficiant des derniers perfectionnements en matière de tubes électroniques.

Consultez donc Westinghouse dès aujourd'hui.

Compagnie Westinghouse Electrique, 80, avenue Victor-Hugo, 75-PARIS 16^e. Tél. 727.2379.

PARIS FRANKFURT GENÈVE
LE MANS MILAN LONDRES
STOCKHOLM



Westinghouse Electric

résumés

INSTABILITÉ DE FRÉQUENCE ★ OSCILLATEURS

INSTABILITÉ DE FRÉQUENCE A COURT TERME DES OSCILLATEURS, par J. RUTMAN.

Cet article fait le point sur le problème de la caractérisation de l'instabilité de fréquence à court terme des générateurs. On insiste particulièrement sur les diverses définitions possibles de la variance d'échantillon afin d'introduire la notion de variance d'Allan (définition dans le domaine temps). La relation entre la définition dans le domaine temps et la définition dans le domaine fréquence est démontrée ; ses conséquences sont étudiées.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 480 à 487, DÉC. 72

OSCILLATEURS ★ DOMAINE AÉROSPATIAL

APPLICATION DES OSCILLATEURS ULTRA-STABLES AU DOMAINE AÉROSPATIAL, par R. MOREAU.

Les oscillateurs ultra-stables sont d'abord classés selon leur nature et leurs performances ; puis, après une énumération de leurs principales utilisations dans les domaines terrestre et maritime, les applications relatives au domaine aérospatial sont examinées en détail : applications en cours d'exploitation, applications en cours d'étude et, enfin, applications possibles mais encore prospectives.

La conclusion donne une idée de la quantité d'horloges ultra-stables actuellement exploitées et évoque les perspectives futures.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 503 à 510, DÉC. 72

RÉSONATEUR ★ OSCILLATEUR A QUARTZ

RÉSONATEURS ET OSCILLATEURS A QUARTZ A FORT NIVEAU, par J.J. GAGNEPAIN et R. BESSON.

On fait un rappel sur l'état de l'art des oscillateurs étalons à quartz. Les problèmes liés au résonateur à quartz, en ce qui concerne la stabilité à long terme, sont évoqués. L'élévation de niveau permet d'améliorer, d'autre part, la stabilité à court terme, mais cette élévation est limitée par les effets non-linéaires du quartz. Les résultats d'une étude des non-linéarités, élastiques, piézoélectriques et électriques des plaques vibrant en cisaillement d'épaisseur sont donnés.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 488 à 492, DÉC. 72

TUBES DE TÉLÉVISION ★ CIBLE SILICIUM

LES TUBES ET DISPOSITIFS DE PRISE DE VUE A CIBLE SILICIUM, par M. BLAMOUTIER, J.L. BERGER, D. WOERN.

Description et analyse de l'utilisation du silicium monocristallin dans les dispositifs de prise de vue de télévision.

Dans le cas des tubes, elle nécessite la réalisation d'une multitude de diodes discrètes séparées par un isolant. Cette structure entraîne un fonctionnement différent de celui des cibles classiques pour la génération du signal vidéo.

L'utilisation des cibles silicium à mosaïque de diodes permet d'une part une excellente détection photonique (vidicon), et d'autre part, une multiplication importante d'électrons qui permet la réalisation de tubes à grande sensibilité (Nocticon).

Les technologies mises en œuvre et le concept du transfert de charges de proche en proche laissent espérer des développements importants dans le domaine des dispositifs de prise de vue entièrement solides. Les différentes solutions technologiques et les performances attendues de ces dispositifs sont analysées.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 511 à 518, DÉC. 72

SYNTHÉTISEUR ITÉRATIF ★ OSCILLATEUR D'EXTRAPOLATION

PROPRIÉTÉS ET APPLICATIONS DU SYNTHÉTISEUR ITÉRATIF A OSCILLATEUR D'EXTRAPOLATION, par R. CHARBONNIER.

Les synthétiseurs de fréquence utilisés comme générateurs de mesure et de contrôle utilisent en général un procédé itératif de synthèse. Un oscillateur de recherche commutable peut être associé à ce procédé. L'auteur présente dans cet article diverses applications connues ou nouvelles que permet cet oscillateur d'extrapolation.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 493 à 498, DÉC. 72

TÉLÉCOMMUNICATION ★ SATELLITE

LES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATION PAR SATELLITE, par D. LOMBARD.

L'auteur passe en revue les différents systèmes de télécommunications par satellite en exploitation, en expérimentation ou à l'étude. Il décrit successivement les propriétés générales des systèmes en accès multiple par répartition en fréquence (modulation de fréquence et modulation par déplacement de phase) puis celles des systèmes en accès multiple par répartition dans le temps.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 519 à 525, DÉC. 72

OSCILLATEUR LOCAL ★ BRUIT ★ FAISCEAU HERTZIEN

BRUIT DES OSCILLATEURS LOCAUX DES FAISCEAUX HERTZIENS A GRANDE CAPACITÉ, par M. CHABERT.

Le bruit de fréquence des oscillateurs locaux de faisceaux hertziens est un élément important du bruit total mesuré sur une liaison. Dans cet article sont examinées les performances nécessaires ainsi que les différentes techniques utilisées pour les obtenir. Il est donné, en particulier les éléments de comparaison entre un oscillateur à quartz suivi d'amplificateur et de multiplicateur et un oscillateur libre asservi en phase par un oscillateur à quartz.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 499 à 502, DÉC. 72

summaries

OSCILLATORS ★ AÉROSPACE

APPLICATION OF ULTRASTABLE OSCILLATORS TO THE AEROSPACE FIELD, by R. MOREAU.

The ultrastable oscillators are first classified according to their nature and their performance; then, after enumerating their main uses in the terrestrial and maritime fields, the paper examines in some detail the applications pertaining to the aerospace domain: application at present operational, or under study or, lastly, those considered as possible but still at the prospective stage.

The conclusion gives an idea of the number of ultrastable clocks in actual use, and gives an idea of future needs.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 503 to 510, DEC. 72

FREQUENCY INSTABILITY ★ SIGNAL GENERATOR

SHORT TERM FREQUENCY INSTABILITY OF SIGNAL GENERATORS, by J. RUTMAN.

The purpose of this paper is to review the problem of the characterization of short term frequency stability of signal generators. Emphasis has been placed on the various definitions of the sample variance in order to introduce the Allan variance (Time-domain definition). The relation between time-domain and frequency-domain definitions of frequency stability is demonstrated; its consequences are studied.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 480 to 487, DEC. 72

TELEVISION TUBE ★ SILICON TARGET

SILICON TARGET TELEVISION TUBE AND DEVICES, by M. BLAMOUTIER, J.L. BERGER, D. WOERN.

Description and analysis of monocrystalline silicon use in television pick-up devices.

For target tubes a great number of diodes must be realized and separated by insulator layer. For such a structure the video signal generation is somewhat different from that one of standard targets.

Silicon diode array targets can give a very good photon detection and charge storage (vidicon); they can also be used as high gain multipliers for very high sensitivity pick up tubes (Nocticon).

Sophisticated planar technologies and charge coupling transfer could introduce very interesting developments in the pick up solid state device field in the near future. CCC and bucket brigade technologies are described and devices characteristics tentatively analyzed.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 511 to 518, DEC 72

RESONATOR ★ QUARTZ OSCILLATOR

HIGH LEVEL RESONATORS AND QUARTZ OSCILLATORS, by J.J. GAGNEPAIN and R. BESSON.

Short informations are given about standard quartz oscillators. First, the long term stability problems are rapidly called up. Then the short term stability problems are discussed: the oscillation level increasing allows a better result, but a limit of this level increasing appears because of quartz resonator non linear effects. The results of a study about elastic, piezoelectric and electric non linearities, in thickness shear vibrating plates, are given.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 488 to 492, DEC. 72

SATELLITE COMMUNICATION

SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS, by D. LOMBARD.

Author reviews the various satellite communication systems in operation, in experimentation or still under study. He gives the general properties of frequency division multiple access systems (with frequency modulation or phase shift keying modulation) then that of time division multiple access systems.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 519 to 525, DEC. 72

ITERATIVE SYNTHESIZER ★ SEARCH OSCILLATOR

PROPERTIES AND APPLICATIONS OF ITERATIVE SYNTHESIZERS INCORPORATING A SEARCH OSCILLATOR, by R. CHARBONNIER.

Frequency synthesizers, when used as generator for measurement and control, generally use an iterative synthesis technique. A switchable search oscillator can be incorporated in such a technique. In this paper, the author presents some known or new applications of synthesizers incorporating a search oscillator.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 493 to 498, DEC. 72

LOCAL OSCILLATOR ★ NOISE ★ RADIO LINK

LOCAL OSCILLATOR NOISE OF LARGE CAPACITY RADIOLINK, by M. CHABERT.

For a radio link the FM noise of the oscillators is an important part of the total noise. In this paper the required specifications are exposed in the same way as the different techniques which are used to perform them. Particularly, comparison is made between a crystal oscillator followed by an amplifier and multipliers, and a free-running oscillator phase locked by a crystal oscillator.

ONDE ÉLECT. Vol. 52, fasc. 11, pp. 499 to 502, DEC. 72

Les oscillateurs ultra-stables et leurs applications

C'est un grand plaisir pour moi de présenter ce premier numéro spécial de L'Onde Electrique consacré aux oscillateurs de haute stabilité, qui résume l'essentiel des communications présentées lors de deux demi-journées d'étude de la Section technique 22 de la SEE.*

Je voudrais exprimer ma gratitude à M. LAURENS, président de cette section, pour avoir bien voulu organiser ces deux réunions (la seconde en collaboration avec la Commission n° 1 du CNFRS) et m'avoir fait l'honneur de m'en confier la Présidence.

Il n'est pas utile d'insister sur l'importance des oscillateurs ultra-stables ; cette importance, tant dans le domaine de la recherche fondamentale que dans celui des applications, tient au fait que la fréquence est la grandeur que l'on sait matérialiser avec la plus grande stabilité d'une part et que l'on sait mesurer avec la plus grande précision d'autre part. On assiste ainsi à une tentative générale pour ramener la mesure d'autres grandeurs physiques à une mesure de fréquence, ce qui se traduit par une transformation rapide de l'instrumentation. De plus, « l'information fréquence » se transmet et se traite facilement ; en particulier, elle se présente naturellement sous forme digitale.

L'ensemble des articles présentés fait le point des principales questions d'actualité dans le domaine, en plein développement, des oscillateurs ultra-stables (depuis l'oscillateur à quartz jusqu'au laser stabilisé) et associe les résultats de recherche fondamentale, les réalisations industrielles et quelques domaines importants d'application. Une lacune doit cependant être mentionnée : le manque de place n'a pas permis d'exposer les méthodes expérimentales de caractérisation des oscillateurs et de l'instrumentation correspondante. Je pense qu'une étude sur ce domaine en pleine expansion, en particulier dans notre pays, pourra être incluse dans un prochain numéro.

Quoi qu'il en soit, je ne saurais trop remercier l'ensemble des auteurs pour l'effort de synthèse qu'ils ont fait et pour avoir mis à la disposition des lecteurs de L'Onde Electrique un document de travail qui, j'en suis sûr, se révélera utile et qui montre l'importance de l'effort consenti en France en faveur de ce domaine de recherche.

Je ne saurais oublier la rédaction de L'Onde Electrique qui a bien voulu consacrer un numéro spécial à ce sujet de grande importance.

Jean UEBERSFELD
Professeur à l'Université Paris-VI
Directeur de la Section de Besançon
du Laboratoire de l'Horloge Atomique du CNRS

* Le numéro de février de L'Onde Electrique comportera la suite des articles consacrés aux oscillateurs :

- Etat de l'art en matière d'oscillateurs atomiques et moléculaires par M. C. AUDOIN.
- Justification et avenir des oscillateurs ultra-stables à cavité supraconductrice par M. J.-J. JIMENEZ.
- Recherches sur un étalon de fréquence optique par MM. F. HARTMANN et F. BRILLET.



ADRET-Electronique

Instabilité de fréquence des oscillateurs

Résumé

Cet article fait le point sur le problème de la caractérisation de l'instabilité de fréquence à court terme des générateurs. On insiste particulièrement sur les diverses définitions possibles de la variance d'échantillon afin d'introduire la notion de variance d'Allan (définition dans le domaine temps). La relation entre la définition dans le domaine temps et la définition dans le domaine fréquence est démontrée ; ses conséquences sont étudiées.

1. Introduction

Depuis plusieurs dizaines d'années, le problème de l'instabilité de fréquence des générateurs radio-électriques a été l'objet de très nombreux travaux théoriques et expérimentaux.

Malgré cela, ce n'est que récemment que la caractérisation de l'instabilité à court terme a été définie précisément.

Cet article vise à faire le point sur ce problème en insistant plus particulièrement sur certains aspects qui ne semblent pas avoir été approfondis dans la littérature.

Après un rappel sur l'historique du problème, les deux définitions de la stabilité actuellement recommandées sont présentées en développant en détail la caractérisation dans le domaine temps ; ce développement a pour but de situer la variance d'Allan vis-à-vis des autres variances utilisables.

La relation entre les deux définitions est ensuite démontrée très simplement en insistant sur ses conséquences quant à la convergence de la variance d'Allan.

Il est bien sûr impossible de traiter un problème aussi vaste de façon exhaustive. De nombreux aspects ne seront pas abordés dans cet article (problèmes théoriques liés à l'utilisation des processus aléatoires ; influence de l'environnement sur la stabilité d'un oscillateur ; dérive systématique de fréquence ; bancs de mesure expérimentaux, etc.). La lecture des références citées est indispensable pour avoir une vue d'ensemble des aspects variés que revêt le problème de la stabilité de fréquence.

Nous espérons toutefois avoir contribué à préciser plusieurs points importants relatifs aux définitions de la stabilité de fréquence à court terme.

Avant de poursuivre, il n'est pas inutile d'essayer

de préciser ce que l'on entend par « court terme ». La frontière entre le court terme et le long terme ne possède pas une valeur numérique unique, valable pour tout générateur et pour toute application ; à la limite, une valeur différente peut exister pour un générateur donné utilisé dans une application donnée [1].

Du point de vue de la caractérisation de l'instabilité de fréquence, il est possible de considérer comme l'instabilité à court terme l'instabilité ayant pour origine les perturbations aléatoires stationnaires de l'oscillateur (bruit thermique par exemple), et comme l'instabilité à long terme celle dont l'origine est la variation lente et systématique de certaines propriétés de l'oscillateur (vieillessement du cristal de quartz par exemple).

2. Historique

Le besoin de stabiliser les fréquences émises par les générateurs radioélectriques a été ressenti dès les premières utilisations pratiques du spectre électromagnétique.

Si la caractérisation de la stabilité à long terme n'a pas posé de problèmes importants, il n'en a pas été de même pour la stabilité de fréquence à court terme.

C'est l'historique de la caractérisation de la stabilité à court terme que nous souhaitons présenter brièvement.

En considérant la littérature américaine sur ce sujet, il est possible de distinguer trois grandes périodes :

2.1. Avant 1964

Une bonne stabilité à court terme étant requise depuis plusieurs décennies pour de nombreuses applications, il en est résulté de nombreuses définitions possédant peu d'intérêt général, malgré leur utilité en vue d'une application donnée.

La confusion générale ainsi créée a mis en évidence la nécessité d'une définition précise, nécessité qui s'est concrétisée en novembre 1964, au cours du « Symposium sur la Définition et la Mesure de la Stabilité de Fréquence à Court Terme » organisé conjointement

par la NASA et l'IEEE [1] (seul symposium consacré uniquement au domaine du court terme).

Du point de vue de la caractérisation, deux articles importants sont à considérer [2, 3] où sont définis les paramètres $I(\tau)$ et $S_{\phi}(f)$ caractéristiques dans les domaines temps et fréquence de l'instabilité de fréquence.

C'est à l'issue de ce symposium que s'est constitué le « Sous-Comité sur la Stabilité de Fréquence du Comité Technique sur la Fréquence et le Temps du Groupe sur l'Instrumentation et la Mesure de l'IEEE », comprenant onze membres appartenant à des organismes divers (Industries, National Bureau of Standards, NASA, US Naval Observatory, Smithsonian Astrophysical Observatory).

2.2. 1964 - 1970

Le travail du « Sous-Comité sur la Stabilité de Fréquence » se concrétise par la publication d'une Note Technique du National Bureau of Standards intitulée « Characterization of Frequency Stability » [4] où les auteurs proposent deux définitions sur lesquelles nous reviendrons longuement. Ce texte a été publié en mai 1971 dans la revue « IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement ».

Cette période a également été marquée par la parution d'un numéro spécial de la revue « Proceedings of the IEEE » consacré à la Stabilité de Fréquence (février 1966), où est introduite la notion de variance d'Allan [5].

2.3. Après 1970

L'utilisation des deux définitions proposées par le Sous-Comité, et principalement de la variance d'Allan dont la détermination expérimentale est particulièrement commode, se généralise [6].

Pour être complet, citons la parution d'un numéro spécial de la revue « Proceedings of the IEEE » (mai 1972) consacré au « domaine temps-fréquence », mais dans lequel rien de nouveau n'est publié concernant les définitions de la stabilité de fréquence.

Signalons enfin que l'évolution des idées dans ce domaine se concrétisait au cours d'exposés présentés au symposium sur le contrôle des fréquences [7, 8, 9] qui se tient tous les ans à Atlantic-City depuis plus d'un quart de siècle [10].

3. Modèle mathématique

Avant de présenter les deux définitions recommandées pour l'instabilité de fréquence, il est indispensable de préciser le modèle mathématique utilisé pour représenter le signal issu d'un générateur.

Etant donnée la nature aléatoire des instabilités qui nous intéressent ici, il est nécessaire d'utiliser la théorie des processus aléatoires pour définir et étudier ce modèle.

Un modèle convenable doit contenir des paramètres susceptibles d'être estimés expérimentalement, et être en accord avec les grandeurs observables du système réel qu'il représente [4].

La tension de sortie instantanée d'un générateur peut être représentée par (*) :

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin [2\pi\nu_0 t + \varphi(t)] \quad (1)$$

V_0 et ν_0 sont respectivement les valeurs nominales de l'amplitude et de la fréquence du signal.

$\varepsilon(t)$ et $\varphi(t)$ sont des processus aléatoires de moyenne nulle représentant respectivement les fluctuations de l'amplitude et de la phase autour des valeurs nominales.

Ces processus varient lentement par rapport à $\sin 2\pi\nu_0 t$ (leurs densités spectrales sont quasiment nulles pour les fréquences $f > f_1$ où $f_1 \ll \nu_0$).

La fréquence angulaire instantanée du signal $V(t)$ est la dérivée temporelle de la phase totale instantanée [3] :

$$\omega(t) = 2\pi\nu(t) = \frac{d}{dt} [2\pi\nu_0 t + \varphi(t)] = 2\pi\nu_0 + \dot{\varphi}(t). \quad (2)$$

Le processus aléatoire $\dot{\varphi}(t)$ représente les fluctuations de la fréquence angulaire du signal. La fréquence instantanée du signal est alors :

$$\nu(t) = \nu_0 + \frac{\dot{\varphi}(t)}{2\pi}. \quad (3)$$

Les fluctuations d'amplitude $\varepsilon(t)$, généralement négligeables pour les générateurs de haute qualité, ne seront pas considérées ici.

Pour un oscillateur de précision, la condition :

$$|\dot{\varphi}(t)| \ll 2\pi\nu_0 \quad (4)$$

doit être vérifiée pratiquement à chaque instant.

La fluctuation de fréquence instantanée relative (grandeur sans dimension) est définie par :

$$y(t) = \frac{\dot{\varphi}(t)}{2\pi\nu_0}. \quad (5)$$

Nous sommes maintenant en mesure de définir les paramètres caractérisant l'instabilité de fréquence.

4. Définitions de l'instabilité de fréquence

Les conséquences de l'instabilité de fréquence pouvant se manifester de façons diverses dans les applications, deux définitions sont recommandées, l'une dans le domaine fréquence, l'autre dans le domaine temps [4].

La grandeur $y(t)$ qui contient toutes les informations sur l'instabilité relative servira de point de départ pour l'établissement des paramètres caractéristiques de ces deux définitions.

Il faut insister que le fait que ces paramètres sont, aussi bien l'un que l'autre, des paramètres *théoriques* dont on ne peut faire que des *estimations* expérimentales.

(*) Nous utiliserons les notations de la référence [4]. Toutefois des modifications seront nécessaires pour préciser certains points.

4.1. Définition dans le domaine fréquence

L'instabilité de fréquence relative peut être caractérisée par la densité spectrale unilatérale (*) de puissance du processus aléatoire $y(t)$, définie par :

$$S_y(f) = 4 \int_0^\infty R_y(\tau) \cos 2\pi f \tau \, d\tau. \tag{6}$$

Le spectre $S_y(f)$ a pour dimension l'inverse d'une fréquence (Hz^{-1}).

En notant $S_\phi(f)$ et $S_\phi(f)$ les densités spectrales des fluctuations de fréquence angulaire et des fluctuations de phase, on a les relations :

$$S_\phi(f) = 4\pi^2 f^2 S_\phi(f) \tag{7}$$

$$S_y(f) = \frac{1}{(2\pi v_0)^2} S_\phi(f) \tag{8}$$

($S_\phi(f)$ s'exprime en $(\text{rd/s})^2/\text{Hz}$)

$$S_y(f) = \frac{1}{v_0^2} f^2 S_\phi(f) \tag{9}$$

($S_\phi(f)$ s'exprime en rd^2/Hz)

La relation (9) est particulièrement intéressante, $S_\phi(f)$ pouvant être déterminé par l'analyse spectrale du signal de sortie d'un détecteur de phase dont les signaux d'entrée sont en quadrature.

Les principaux types de bruit de fréquence peuvent être classés selon la nature de leur spectre (tableau I).

TABLEAU I

Origine physique	$S_y(f)$	Nature du bruit de fréquence	Nature du bruit de phase	$S_\phi(f)$
	f^{-2}	Marche aléatoire		f^{-4}
Variation des éléments déterminant la fréquence	f^{-1}	Scintillation		f^{-3}
Bruit thermique additif interne	f^0	Blanc	Marche aléatoire	f^{-2}
Modulation de phase par les transistors ..	f^1		Scintillation	f^{-1}
Bruit thermique additif externe	f^2		Blanc	f^0

De tels spectres ne sont valables que sur une bande de fréquence finie. Le bruit d'un oscillateur réel est une combinaison de ces divers bruits, l'un ou l'autre dominant sur un intervalle de fréquence donné.

(*) Voir annexe I. Le symbole $v(t)$ est utilisé pour représenter la fréquence instantanée du signal, la lettre f étant réservée aux fréquences de Fourier (indépendantes du temps) introduites par l'analyse spectrale.

4.2. Définition dans le domaine temps

La popularité de la caractérisation dans le domaine temps (« diagramme $\sigma - \tau$ ») résulte en grande partie de l'utilisation commode des compteurs de fréquences.

Son importance nous semble justifier un développement visant à situer la variance d'Allan [5] par rapport aux diverses variances utilisables (et parfois utilisées).

4.2.1. Variance vraie des fluctuations de fréquence

La variance (*) vraie $I^2(\tau)$ de la fluctuation relative de fréquence moyennée pendant une durée τ est un point de départ commode pour cette étude :

$$\bar{y} = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} y(t') \, dt'$$
$$I^2(\tau) = \sigma^2[\bar{y}] \tag{10}$$

Soit :
$$I(\tau) = \frac{\sigma[\bar{\phi}_\tau]}{2\pi v_0} \tag{11}$$

avec :
$$\bar{\phi}_\tau = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} \phi(t') \, dt'.$$

Il résulte de la définition de $I(\tau)$ la relation :

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} I(\tau) = \frac{\sigma[\dot{\phi}(t)]}{2\pi v_0} = \frac{\sqrt{\overline{\dot{\phi}^2(t)}}}{2\pi v_0}. \tag{12}$$

La stationnarité du processus aléatoire $\dot{\phi}(t)$ se traduit par la propriété :

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} I(\tau) = 0. \tag{13}$$

L'allure de la courbe $I(\tau)$ est représentée sur la figure 1.

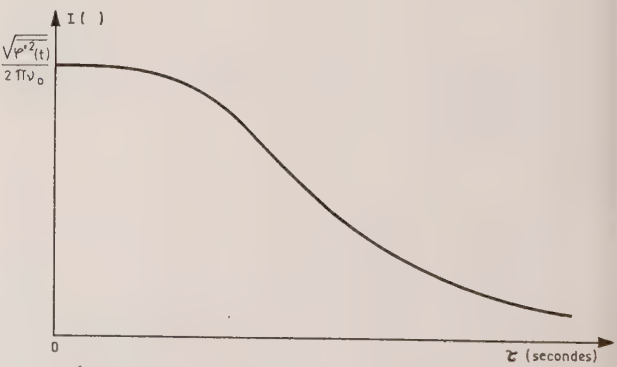


FIG. 1. — Instabilité dans le domaine temps.

La détermination pratique de $I(\tau)$ conduit aux notions de variance d'échantillon et de moyenne de la variance d'échantillon.

(*) La variance d'une variable aléatoire x est égale à : $\sigma^2[x] = [x^2] - [x]^2$ (carré moyen moins la moyenne au carré).

4.2.2. Première définition de la variance d'échantillon

Soit un ensemble de N mesures de durée τ de la fréquence relative :

$$\bar{y}_k = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} y(t') dt'$$

avec $k = 1, 2, 3, \dots, N$ et $t_{k+1} = t_k + T$; T est la durée entre le début de deux mesures successives, τ est la durée de chaque mesure, t_1 est arbitraire. Ce cycle de mesure est représenté sur la figure 2.

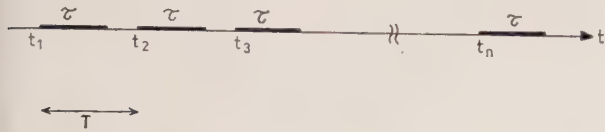


FIG. 2. — Cycle de mesure.

La variance de cet échantillon de N valeurs s'écrit [11] :

$$\sigma_{(1)}^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(\bar{y}_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \right)^2. \quad (14)$$

Cette quantité est elle-même une variable aléatoire caractérisable par sa moyenne $\langle \sigma_{(1)}^2(N, T, \tau) \rangle$, déterminée théoriquement en effectuant une infinité de fois des ensembles de N mesures, puis en calculant la moyenne des variances d'échantillon ainsi obtenues. Le problème important de la convergence de $\langle \sigma_{(1)}^2(N, T, \tau) \rangle$ lorsque $N \rightarrow \infty$ peut être étudié en calculant le rapport :

$$R_{(1)}(N, T, \tau) = \frac{\langle \sigma_{(1)}^2(N, T, \tau) \rangle}{I^2(\tau)} \quad (N \text{ entier} \geq 2) \quad (15)$$

Dans le cas particulier important des mesures adjacentes ($T = \tau$), le calcul donne l'expression [12] :

$$R_{(1)}(N, \tau, \tau) = 1 - \left(\frac{I(N\tau)}{I(\tau)} \right)^2. \quad (16)$$

L'allure de $I(\tau)$ pour un processus $\phi(t)$ stationnaire d'écart-type fini (fig. 1) permet de déduire l'allure de $R_{(1)}(N, \tau, \tau)$; plus N est grand et plus l'estimation de la variance vraie est précise (fig. 3).

L'équation (16) et la figure 3 sont illustrées par les résultats expérimentaux reportés dans le tableau II pour $\tau = 100$ ms et $T \simeq 103$ ms (les mesures ne sont pas rigoureusement adjacentes).

TABLEAU II
Utilisation de la première définition

N	2	10	100	1 000	10 000
$\langle \sigma_{(1)}^2(N, T, \tau) \rangle^{1/2}$	$5,9 \cdot 10^{-11}$	$6,9 \cdot 10^{-11}$	$7,5 \cdot 10^{-11}$	$8,6 \cdot 10^{-11}$	$1,0 \cdot 10^{-10}$

Le résultat obtenu varie presque du simple au double lorsque N passe de 2 à 10 000, ce qui montre bien la nécessité de préciser N pour tout résultat de mesure.

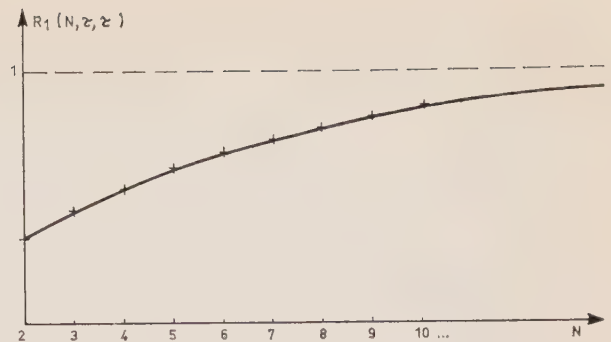


FIG. 3. — Allure du rapport $R_1(N, \tau, \tau)$ (cas des mesures adjacentes)

La rapidité avec laquelle $\langle \sigma_{(1)}^2(N, \tau, \tau) \rangle^{1/2}$ tend vers $I(\tau)$ dépend de $I(\tau)$, donc de la nature du bruit de fréquence. Pour certains types de bruit (par exemple $S_y(f) \sim f^{-1}$ ou f^{-2}), la variance $\langle \sigma_{(1)}^2(N, \tau, \tau) \rangle$ diverge lorsque $N \rightarrow \infty$. Dans d'autres cas, la convergence est très lente. D'autre part, il n'est pas possible expérimentalement de faire croître N indéfiniment. Ces diverses raisons laissent prévoir qu'il sera nécessaire de fixer N pour obtenir une définition pratique de l'instabilité. Toutefois, $I(\tau)$ est un paramètre extrêmement important lors des études théoriques du bruit dans les oscillateurs.

Cas des mesures non corrélées

Si les mesures successives sont non corrélées (grande valeur du temps mort), le rapport $R_{(1)}(N, T, \tau)$ prend la forme simple [12] :

$$R_{(1)}(N) = 1 - \frac{1}{N}. \quad (17)$$

Cette loi, obtenue également dans le cas des mesures adjacentes si $\phi(t)$ est un bruit blanc ($I(\tau) = \text{constante} \times \tau^{-1/2}$), conduit à envisager une seconde définition de la variance d'échantillon.

4.2.3. Deuxième définition de la variance d'échantillon. Variance d'Allan

La variance de l'échantillon des N mesures $\bar{y}_k$ peut être définie par [4, 5] :

$$\sigma_{(2)}^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N \left(\bar{y}_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \right)^2. \quad (18)$$

Si les mesures sont non corrélées, cette définition

conduit au rapport (fig. 4) :

$$R_{(2)}(N, T, \tau) = \frac{\langle \sigma_{(2)}^2(N, T, \tau) \rangle}{I^2(\tau)} = 1 \text{ pour tout } N \geq 2 \quad (19)$$

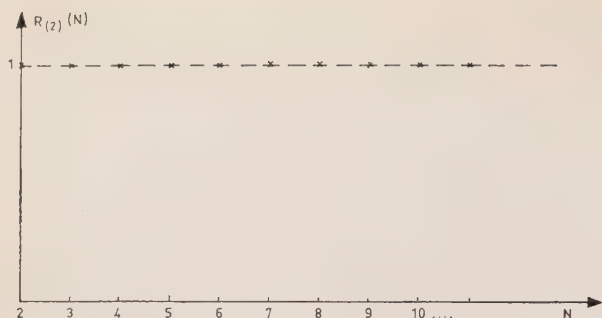


FIG. 4. — Deuxième définition ; mesures non corrélées.

Ainsi, dans ce cas particulier, la deuxième définition conduit, même en se limitant à $N = 2$, à une estimation sans biais de la variance vraie.

Cette conclusion est illustrée par les résultats expérimentaux reproduits dans le tableau III pour $\tau = 1$ ms et $T \simeq 1$ s.

TABLEAU III

Utilisation de la deuxième définition dans le cas des mesures non corrélées

N	2	10	100	1 000
$\langle \sigma_{(2)}^2(N, T, \tau) \rangle^{1/2}$	$2,63 \cdot 10^{-9}$	$2,72 \cdot 10^{-9}$	$2,67 \cdot 10^{-9}$	$2,62 \cdot 10^{-9}$

On obtient sensiblement la même valeur avec cent couples de mesure qu'avec cent fois mille mesures. En prenant $N = 2$, le processus de mesure est considérablement simplifié et la durée totale nettement réduite.

Variance d'Allan

Les considérations précédentes conduisent à choisir la valeur $N = 2$; c'est la variance dont l'utilisation a été préconisée par ALLAN dès 1966 [5] si l'on choisit également un temps mort nul ($T = \tau$) :

$$\langle \sigma_{(2)}^2(2, \tau, \tau) \rangle = \frac{\langle (\bar{y}_1 - \bar{y}_2)^2 \rangle}{2}. \quad (20)$$

Contrairement à la variance vraie ($N = \infty$), la variance d'Allan possède l'avantage de converger pour les divers types de bruits généralement rencontrés dans les oscillateurs.

L'origine de cette convergence sera nettement mise en évidence par les relations entre les variances et $S_y(f)$ (§ 5).

Insistons sur le fait que la variance d'Allan, généralement notée $\sigma_y^2(\tau)$, est une grandeur idéale en ce sens que sa détermination nécessite une infinité de couples de mesure.

L'estimation expérimentale de la variance d'Allan à l'aide d'un nombre fini m de valeurs de $\sigma_{(2)}^2(2, \tau, \tau)$ s'écrit :

$$\sigma_y^2(\tau) \simeq \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \frac{(\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2}{2}. \quad (21)$$

Il faut enfin préciser que pour certains modèles de bruit, la bande passante du système de mesure peut

avoir un effet important sur le résultat obtenu expérimentalement ; dans d'autres cas, son effet est négligeable ; d'une façon générale, il est souhaitable de préciser la bande passante utilisée [4].

L'influence de la définition de la variance d'échantillon sur l'allure du rapport $R(N, \tau, \tau)$ conduit à se demander si d'autres définitions ne peuvent pas, dans des cas particuliers, donner une estimation sans biais de la variance vraie (que l'on suppose exister).

4.2.4. Troisième définition de la variance d'échantillon

Le bruit blanc de phase ($S_\phi(f) = \text{constante}$) est une perturbation importante de tout oscillateur pour laquelle la variance vraie a pour expression :

$$I(\tau) = \frac{\text{Constante}}{\tau}. \quad (22)$$

Les deux définitions présentées pour la variance

d'échantillon donnent respectivement :

$$R_{(1)}(N) = 1 - \frac{1}{N^2} \quad (23)$$

$$R_{(2)}(N) = 1 + \frac{1}{N}. \quad (24)$$

Pour avoir une estimation sans biais de la variance vraie avec une valeur finie de N , une troisième définition doit être adoptée pour la variance d'échantillon [12] :

$$\sigma_{(3)}^2(N, T, \tau) = \frac{N}{N^2 - 1} \sum_{n=1}^N \left(\bar{y}_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \right)^2. \quad (25)$$

Il vient alors dans le cas du bruit blanc de phase :

$$R_{(3)}(N) = \frac{\langle \sigma_{(3)}^2(N, \tau, \tau) \rangle}{I^2(\tau)} = 1 \quad \text{pour tout } N \geq 2 \quad (26)$$

Ainsi, dans ce cas important (stabilité à court terme des oscillateurs à quartz), une estimation sans biais de la variance vraie est obtenue même en se limitant à $N = 2$, ce qui simplifie considérablement le processus de mesure.

Cette variance est liée à la variance d'Allan par la relation :

$$I^2(\tau) = \langle \sigma_{(3)}^2(2, \tau, \tau) \rangle = \frac{2}{3} \sigma_y^2(\tau). \quad (27)$$

La variance d'Allan est donc supérieure à la variance vraie (courbe $\mu = -2.0$ de la figure 1 [5]).

4.2.5. Conclusion sur les diverses variances

L'étude qui précède avait pour but de situer la variance d'Allan par rapport aux diverses variances utilisables et particulièrement par rapport à la variance vraie lorsqu'elle existe.

Les inconvénients de la variance vraie sont la non convergence pour certains spectres de bruit (*), les difficultés de la procédure d'estimation expérimentale et la longue durée totale de mesure.

Aux avantages de la variance d'Allan déjà cités s'en ajoute un autre : l'utilisation de cette variance par les différents laboratoires permet une comparaison des résultats très significative (à condition de préciser certains paramètres tels que le nombre total de mesure, la bande passante de l'appareillage, etc.).

Nous avons vu enfin que dans certains cas particuliers, une définition modifiée peut se révéler utile.

En outre, la mesure des variances en fonction de N peut permettre l'étude des propriétés statistiques des oscillateurs.

5. Relation entre les deux définitions recommandées

L'existence de deux définitions de l'instabilité de fréquence nécessite l'établissement d'une relation entre elles.

Une démonstration très simple de la relation entre la variance d'Allan $\sigma_y^2(\tau) \equiv \langle \sigma_{(2)}^2(2, \tau, \tau) \rangle$ et la densité spectrale $S_y(f)$ est rappelée [13].

L'équation (16) associée aux définitions (14) et (18) donne l'expression du rapport :

$$R_2(N, \tau, \tau) = \frac{N}{N-1} \left[1 - \left(\frac{I(N\tau)}{I(\tau)} \right)^2 \right] = \frac{\langle \sigma_{(2)}^2(N, \tau, \tau) \rangle}{I^2(\tau)}. \quad (28)$$

Soit :

$$\langle \sigma_{(2)}^2(N, \tau, \tau) \rangle = \frac{N}{N-1} [I^2(\tau) - I^2(N\tau)]. \quad (29)$$

La relation classique [2, 3] :

$$I^2(\tau) = \int_0^\infty S_y(f) \left(\frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right)^2 df, \quad (30)$$

permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \langle \sigma_{(2)}^2(N, \tau, \tau) \rangle &= \frac{N}{N-1} \left[\int_0^\infty S_y(f) \left(\frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right)^2 df - \int_0^\infty S_y(f) \left(\frac{\sin N \pi \tau f}{N \pi \tau f} \right)^2 df \right], \\ \langle \sigma_{(2)}^2(N, \tau, \tau) \rangle &= \frac{N}{N-1} \int_0^\infty S_y(f) \left(\frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right)^2 \times \left[1 - \left(\frac{\sin N \pi \tau f}{N \sin \pi \tau f} \right)^2 \right] df. \quad (31) \end{aligned}$$

(*) Cela résulte toutefois du caractère physiquement non réaliste du spectre choisi, par exemple f^{-1} jusqu'à la fréquence zéro.

Cette relation permet le calcul de l'instabilité dans le domaine temps, connaissant $S_y(f)$. Il n'existe pas de relation inverse, simple et applicable à tous les modèles de bruit ; aussi est-il souvent préférable de déterminer en premier lieu $S_y(f)$ (particulièrement dans les analyses théoriques).

Le choix de la valeur $N = 2$ donne la variance d'Allan :

$$\sigma_y^2(\tau) = \int_0^\infty S_y(f) \frac{2 \sin^4 \pi \tau f}{(\pi \tau f)^2} df. \quad (32)$$

La variance vraie ($N = \infty$) et la variance d'Allan ($N = 2$) peuvent donc s'écrire toutes deux sous la forme :

$$\begin{aligned} &\int_0^\infty S_y(f) H^2(f) df \quad (33) \\ \text{avec} \quad &\begin{cases} H_\infty(f) = \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} & \text{pour la variance vraie} \\ H_2(f) = \sqrt{2} \frac{\sin^2 \pi \tau f}{\pi \tau f} & \text{pour la variance d'Allan} \end{cases} \end{aligned}$$

L'allure de la fonction de transfert $H_2(f)$ est représentée sur la figure 5.

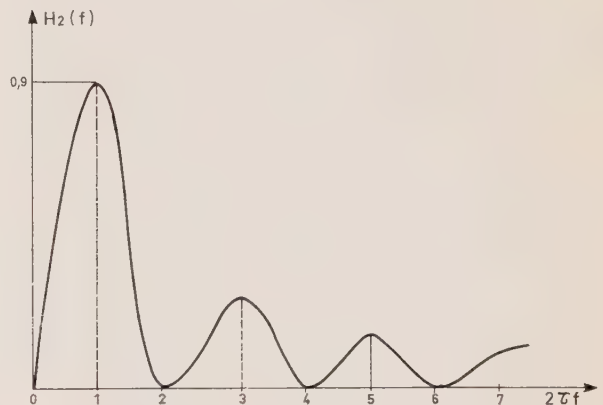


FIG. 5. — Fonction de transfert de la variance d'Allan

$$H_2(f) = \sqrt{2} \frac{\sin^2 \pi \tau f}{\pi \tau f}$$

Rappel $\lim_{f \rightarrow 0} H_\infty(f) = 1$

La variation des fonctions de transfert $H_\infty(f)$ et $H_2(f)$ lorsque f tend vers zéro, montre nettement l'origine de la convergence de la variance d'Allan et de la divergence de la variance vraie pour le bruit de scintillation de fréquence $S_y(f) = 1/f$. Notons toutefois que la variance vraie converge également dans le cas du modèle stationnaire de bruit de scintillation développé dans la référence [14], dont le spectre de fluctuation de fréquence $S_y(f)$ tend vers une valeur finie lorsque f tend vers zéro (aucun argument théorique ou expérimental ne laisse supposer qu'un spectre en f^{-1} doive se prolonger jusqu'à $f = 0$).

D'une façon générale, la variance d'Allan est beaucoup moins dépendante de la partie très basse fréquence du spectre $S_y(f)$, que ne l'est la variance vraie pour laquelle $\lim_{f \rightarrow 0} H_\infty^2(f) = 1$.

La relation entre domaine temps et domaine

fréquence a été étudiée en détail [4, 5] pour le modèle de bruit :

$$S_y(f) = \begin{cases} h_n f_x^n & 0 \leq f \leq f_h \\ 0 & f > f_h \end{cases} \quad n = -2, -1, 0, 1, 2$$

En outre, pour ce type de bruit, les relations entre $\langle \sigma_{(2)}^2(N_1, T_1, \tau_1) \rangle$ et $\langle \sigma_{(2)}^2(N_2, T_2, \tau_2) \rangle$ ont été également étudiées très en détail [4, 15]. Aussi ne reviendrons nous pas sur ces problèmes.

6. Conclusion

— Nous avons tenté de faire le point sur le délicat problème de la stabilité de fréquence à court terme en étudiant de façon particulièrement détaillée les diverses caractérisations possibles dans le domaine temps.

La signification de la variance d'Allan a été précisée ainsi que sa relation avec la variance vraie et son intérêt dans le cas des mesures non corrélées.

Une définition de la variance d'échantillon présentant un intérêt particulier dans le cas du bruit blanc additif externe a été présentée.

La relation entre la variance d'Allan et la densité spectrale des fluctuations de fréquence a été démontrée et ses conséquences sur la convergence de la variance d'Allan en ont été déduites.

— La procédure expérimentale permettant l'estimation de $S_y(f)$ fait également intervenir des paramètres tels que la bande passante d'analyse, la durée d'intégration, etc.

Un traitement statistique des données dans le domaine fréquence est aujourd'hui possible en utilisant les méthodes de l'analyse spectrale discrète [16, 17, 18].

Ces méthodes, permettant l'analyse des propriétés statistiques du bruit des oscillateurs, semblent avoir un avenir très intéressant.

ANNEXE I

Spectre bilatéral et spectre unilatéral

La densité spectrale de puissance d'un processus aléatoire stationnaire $y(t)$ est la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation $R_y(\tau)$ [11] :

$$S_y^B(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_y(\tau) e^{-i2\pi f\tau} d\tau.$$

Cette relation définit un spectre bilatéral ($-\infty < f < +\infty$) tel que :

$$\begin{cases} S_y^B(-f) = S_y^B(f) \\ \int_{-\infty}^{\infty} S_y^B(f) df = \langle y^2(t) \rangle \end{cases}$$

Si l'utilisation d'un spectre bilatéral est commode dans les études à caractère théorique, le spectre

unilatéral défini par :

$$\begin{cases} S_y(f) = 2S_y^B(f) & f \text{ positif} \\ S_y(f) = 0 & f \text{ négatif} \end{cases}$$

est mieux adapté aux considérations physiques ou expérimentales. En utilisant la parité de $R_y(\tau)$, puis la définition du spectre unilatéral, il vient successivement :

$$S_y^B(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_y(\tau) \cos 2\pi f\tau d\tau$$

$$S_y^B(f) = 2 \int_0^{\infty} R_y(\tau) \cos 2\pi f\tau d\tau$$

$$S_y(f) = 4 \int_0^{\infty} R_y(\tau) \cos 2\pi f\tau d\tau \quad (f > 0)$$

avec la propriété :

$$\int_0^{\infty} S_y(f) df = \langle y^2(t) \rangle.$$

ANNEXE II

Le spectre de Radiofréquence (R.F.)

Pour certaines applications des oscillateurs ultra-stables, le paramètre le plus important est le spectre de radio-fréquence du signal $V(t)$ [2] :

$$S_v(f) = 4 \int_0^{\infty} R_v(\tau) \cos 2\pi f\tau d\tau$$

$R_v(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation de $V(t)$. $S_v(f)$ représente la répartition de la puissance du signal dans le domaine fréquence, centrée sur la fréquence porteuse ν_0 .

Le spectre RF n'est pas considéré comme un paramètre convenable pour caractériser l'instabilité de fréquence car les fluctuations d'amplitude $\varepsilon(t)$ sont également à l'origine de bandes latérales de bruit [4].

Toutefois, lorsque le bruit d'amplitude est négligeable et que les fluctuations de fréquence sont stationnaires et gaussiennes, une relation générale peut être établie entre $S_v(f)$ et $I(\tau)$ [12] :

$$S_v^B(f) = \frac{V_0^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{\omega_0^2}{2} \tau^2 I^2(\tau)} \cos 2\pi \nu_0 \tau e^{-i2\pi f\tau} d\tau.$$

Lorsque les fluctuations de phase sont également gaussiennes et stationnaires, cette relation peut s'écrire sous la forme :

$$S_v(f) = \frac{V_0^2}{2} e^{-\overline{\varphi^2(t)}} \left\{ \delta(f - \nu_0) + S_\varphi(f - \nu_0) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n!} \times [S_\varphi(f) \otimes S_\varphi(f)]_{\nu_0} \right\}.$$

Le crochet représente $n-1$ produits de convolution de $S_{\phi}(f)$ par lui-même, traduits autour de la fréquence porteuse ν_0 .

Remerciements

Ce travail est issu des très nombreuses discussions que j'ai eues avec M. le Professeur J. UEBERSFELD. Je tiens à l'en remercier très vivement.

Je remercie également M. JUAN (ORTF Limours) qui a bien voulu effectuer les expériences dont les résultats sont reportés dans les tableaux II et III.

Bibliographie

- [1] IEEE-NASA Symposium on Short-Term Frequency Stability. G.S.F.C. Greenbelt, Maryland, November 23-24, 1964.
- [2] BAGHDADY E.J., LINCOLN R.D., NELIN B.D. — Short Term Frequency Stability : Theory, Measurement and Status. Référence [1] p. 65.
- [3] CUTLER L.S. — Some aspects of the theory and measurement of Frequency Fluctuations in Frequency Standards. Reference [1] page 89.
- [4] BARNES J.A. et al. — Characterization of Frequency Stability. NBS Technical Note N° 394, October 1970.
- [5] ALLAN D.W. — Statistics of Atomic Frequency Standards. *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, n° 2, février 1966, p. 221.
- [6] Proceedings of the Annual Frequency Control Symposium 1971 et 1972 (voir la référence [10]).
- [7] EDSON W.A. — Progress and Problems in Short Term Stability. Proc. 19th Annual Frequency Control Symposium (1965).
- [8] CUTLER L.S. — Present Status in short term frequency

stability. Proc. 21th Annual Frequency Control Symposium (1967).

- [9] BARNES J.A. — Problems in the definition and Measurement of Frequency Stability. Proc. 26th Annual Frequency Control Symposium (1972).
- [10] Les proceedings sont publiés depuis 1956 :
1956-1960 : Library of Congress, Washington D.C.
1961-1967 : National Technical Information Service, Springfield, Virginia.
1968 : Defense Documentation Center, Alexandria, Virginia.
1969-1972 : Electronic Industries Association, Washington D.C.
- [11] PAPOULIS A. — Probability, Random Variables and Stochastic Processes. Mac Graw Hill Book Company (1965).
- [12] RUTMAN J. — Bruits dans les oscillateurs. Application à la métrologie des fréquences et à la spectroscopie hertzienne. Thèse de Doctorat d'Etat. Paris 1972.
- [13] RUTMAN J. — Comment on : Characterization of Frequency Stability. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-21, n° 1, février 1972, p. 85.
- [14] RUTMAN J., UEBERSFELD J. — A model for flicker frequency noise of oscillators. *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, n° 2, February 1972, p. 233.
- [15] BARNES J.A. — Tables of Bias Functions, B_1 and B_2 , for variances based on finite samples of Processes with power law spectral densities. NBS Technical Note N° 375, January 1969.
- [16] PRINS J. de., DESCORNET G., GORSKI M., and TAMINE J. — Frequency Domain Interpretation of Oscillator Phase Stability. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-18, n° 4, December 1969, p. 251.
- [17] PRINS J. de., CORNELISSEN G. — Analyse spectrale discrète. EUROCON, Lausanne, 18-22 octobre 1971.
- [18] GROSLAMBERT J., OLIVIER M., and UEBERSFELD J. — Automatic Plotting Systems for Frequency Stability curves and discrete spectrum of frequency standards. Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Boulder, Colorado, June 26-29, 1972. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, November 1972.

Jacques RUTMAN, né en 1945, licencié ès Sciences Physiques, Docteur ès Sciences Physiques ; Responsable de la Recherche à la Société Adret Electronique, B.P. 33, 78190 Trappes, Tél. 462.83.50.



Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie
et de Micromécanique de Besançon

Résonateurs et oscillateurs à quartz à fort niveau

Résumé

On fait un rappel sur l'état de l'art des oscillateurs étalons à quartz. Les problèmes liés au résonateur à quartz, en ce qui concerne la stabilité à long terme, sont évoqués. L'élévation de niveau permet d'améliorer, d'autre part, la stabilité à court terme, mais cette élévation est limitée par les effets non linéaires du quartz. Les résultats d'une étude des non-linéarités, élastiques, piézoélectriques et électriques des plaques vibrant en cisaillement d'épaisseur sont donnés.

1. Introduction

L'oscillateur à quartz a connu un long développement, depuis la découverte par Cady des premiers montages, et il a vu ses performances s'améliorer dans un rapport important.

Les premiers résonateurs utilisés étaient des barreaux de coupe *X*, puis de coupe *Y* à champ parallèle, puis de coupe *GT*. Le mode de vibration utilisé était le mode dit « en élongation » et la fréquence généralement égale à 100 kHz.

L'apparition des résonateurs vibrant en cisaillement d'épaisseur (à 1 MHz, 2,5 MHz et principalement 5 MHz) a permis de réaliser des progrès considérables en ce qui concerne la stabilité de ces oscillateurs.

Lorsqu'on parle de stabilité, on distingue la stabilité à long terme de la stabilité à court terme, cette distinction n'est pas faite avec précision et la frontière entre le long terme et le court terme correspond à des intervalles de temps de l'ordre de quelques secondes ou quelques dizaines de secondes.

2. Stabilité à long terme

Pour les meilleures horloges à quartz du commerce, la stabilité à long terme est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-10}$ par semaine, 10^{-10} par jour et, sur une dizaine de secondes, elle est comprise entre $5 \cdot 10^{-13}$ et 10^{-12} .

Ces progrès ont été réalisés, et pourront être poursuivis grâce à des améliorations technologiques qui cherchent à éliminer au maximum, lors de la fabrication des résonateurs, les causes de dérive de fréquence.

a) La métallisation est une métallisation à deux

couches imbriquées, comprenant une couche de chrome, puis une couche d'or, (ou éventuellement d'argent). Dans ces conditions l'adhésion de la métallisation est meilleure et la diffusion des atomes d'or plus faible.

Cette métallisation est réalisée sous un très bon vide (10^{-8} mmHg) et de grande propreté, obtenu à l'aide de pompes ioniques évitant toute pollution par vapeur d'huile et toute vibration.

La mise à la fréquence nominale est faite dans les mêmes conditions par évaporation d'une petite masse de métal supplémentaire.

b) La fixation du cristal sur son support se fait par thermocompression, dans un four à hydrogène, sous atmosphère réductrice. Cela permet d'éviter l'emploi de ciments et d'éliminer les éventuels dégazages qu'ils occasionnent lors du vieillissement.

c) Enfin, pour la fermeture du quartz, les ampoules en verre sont de plus en plus abandonnées au profit de boîtiers métalliques, qui sont fermés à froid par le procédé dit de « Cold Welding ».

Remarquons enfin que les variations de fréquence peuvent provenir également des variations de température, si les thermostats ne les éliminent pas suffisamment, ou des variations des tensions d'alimentation. Notre étude actuelle portant sur les résonateurs, nous n'abordons pas, ici, ces dernières questions.

3. Stabilité à court terme

L'amélioration de la stabilité à court terme se pose de façon différente, car la limitation de la stabilité, pour de faibles intervalles de temps est due au bruit de l'électronique et, lorsqu'on examine les courbes de stabilité, on constate pour tous les oscillateurs à quartz qu'il y a prépondérance du bruit thermique externe (loi de variation de la stabilité en fonction du temps d'intégration τ en $1/\tau$).

Dans ces conditions une amélioration de la stabilité à court terme peut être obtenue en augmentant le niveau d'oscillation, donc le rapport signal sur bruit. Des expériences réalisées au Laboratoire de l'Horloge Atomique de Besançon sont à ce sujet encourageantes [1].

Les performances obtenues pour les oscillateurs *D*, et *F* (fig. 1) réalisés au LHAB ⁽¹⁾ et pour lesquels la puissance mise en jeu dans les résonateurs est égale

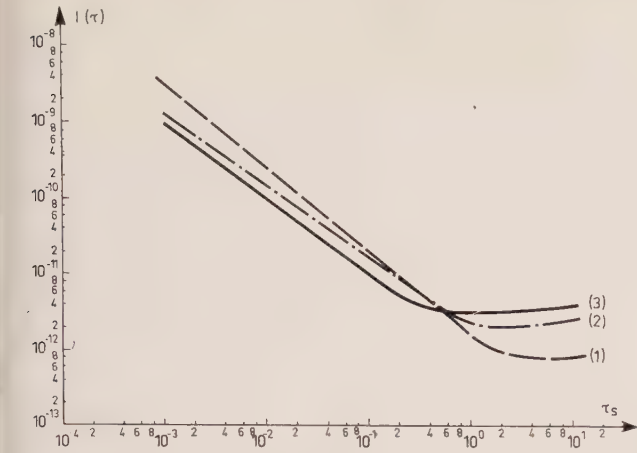


FIG. 1. — Courbes de stabilité du battement de 2 oscillateurs à quartz
1. BN 444114 - S 69012
2. BN 444114 - D.LHA
3. D.LHA - F.LHA

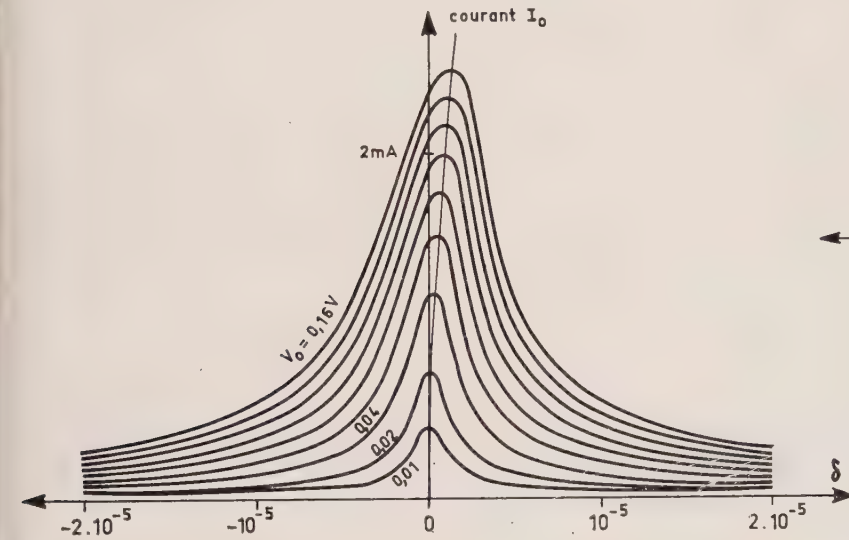


FIG. 2a. — Courbes de résonance théoriques. Quartz n° 851, coupe AT. 5 MHz fondamental électrodes en Z.

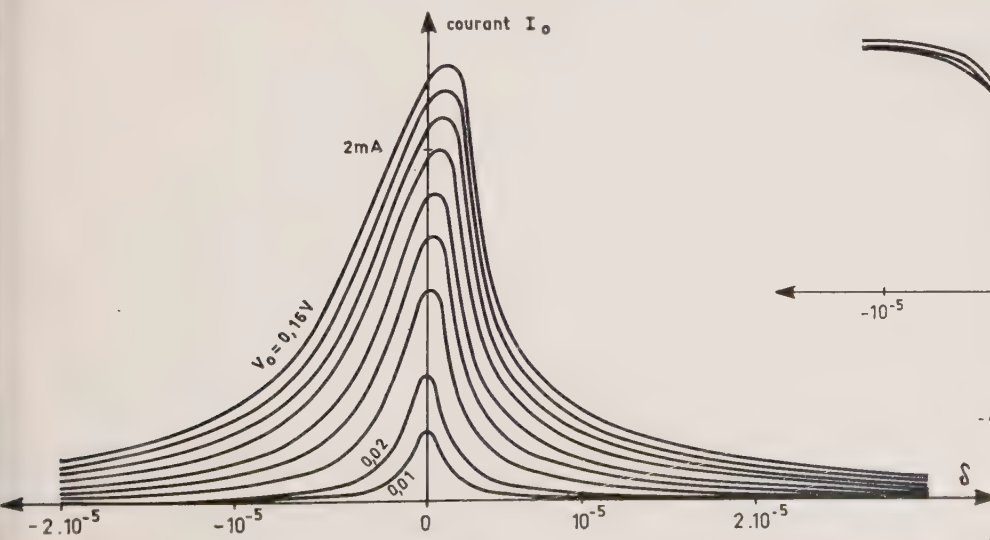


FIG. 2b. — Courbes de résonance expérimentales.

⁽¹⁾ Résultats communiqués par M. MARIANNEAU, Laboratoire de l'Horloge Atomique, section de Besançon.

à 50 μ W, sont supérieures à celles des oscillateurs du commerce BN 444114 et S 69012 qui utilisent une puissance de l'ordre de 0,1 μ W.

Remarquons, cependant, que cette amélioration de la stabilité à court terme s'accompagne d'une détérioration de la stabilité à long terme. Mais les conséquences peuvent en être éliminées en asservissant l'oscillateur sur une horloge atomique ou sur un autre oscillateur à quartz utilisant par contre un résonateur à faible niveau.

L'augmentation de niveau peut difficilement être poursuivie actuellement, car en raison des non-linéarités du quartz, elle accentue le défaut d'isochronisme et par conséquent crée des distorsions des courbes de résonance et même des discontinuités (fig. 4 et 5) qui empêchent alors l'utilisation normale du résonateur.

Il devient dans ce cas nécessaire de trouver de nouvelles coupes minimisant les effets non linéaires.

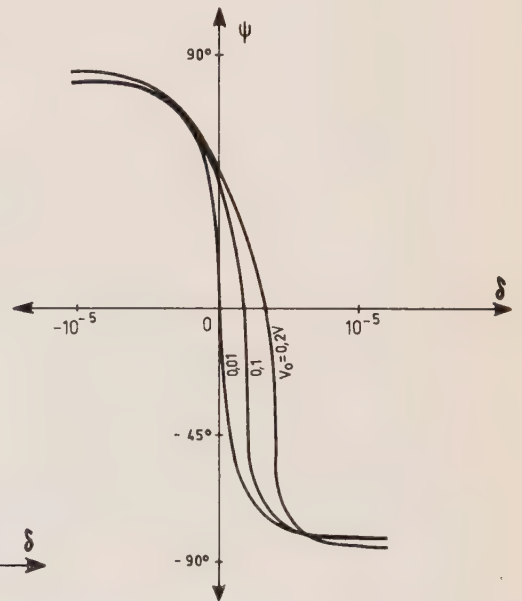


FIG. 3a. — Courbes de phase théoriques. Quartz n° 851.

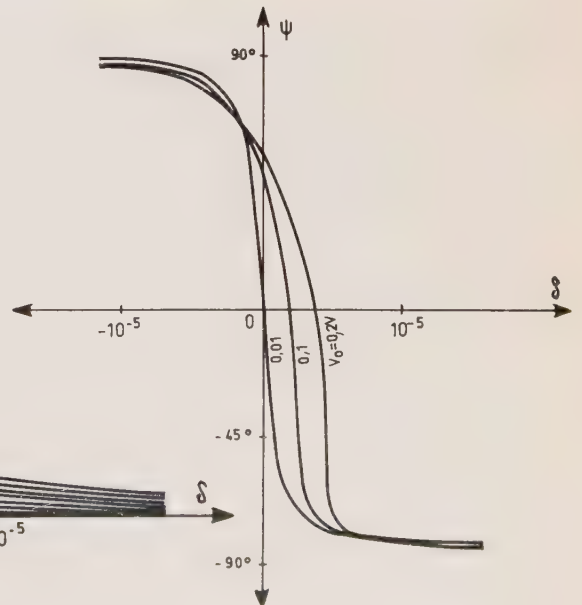


FIG. 3b. — Courbes de phase expérimentales. Quartz n° 851.

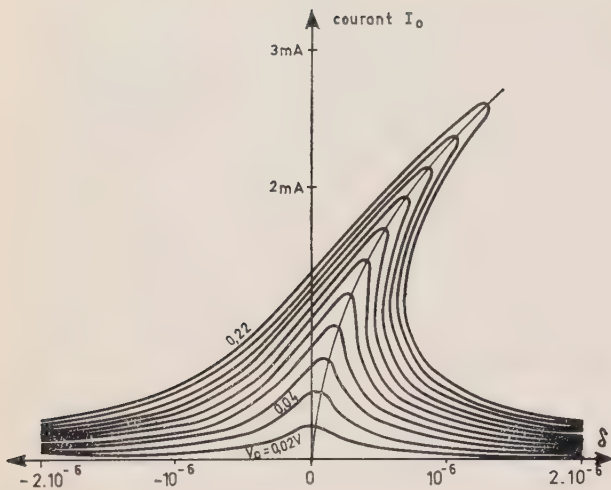


FIG. 4a. — Courbes de résonance théoriques.

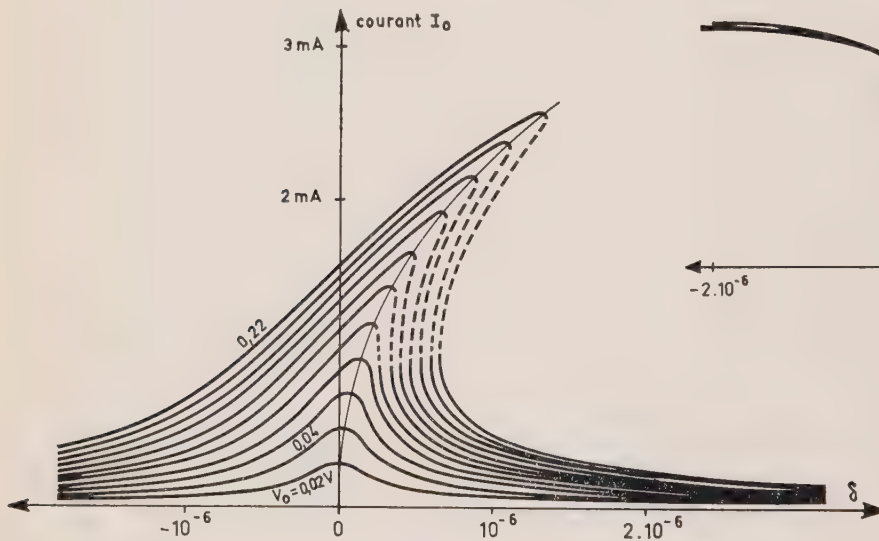


FIG. 4b. — Courbes de résonance expérimentales. Quartz n° 5064 coupe AT. $f_0 = 5$ MHz en partiel 5; électrodes à bouton central.

C'est sur ce problème que nous travaillons principalement à l'Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie et de Micromécanique de Besançon, afin d'acquérir une meilleure connaissance des effets non linéaires, en général, du quartz, et afin de connaître l'influence respective des différents non-linéarités sur le comportement des résonateurs.

L'étude qui a été entreprise est assez générale et est applicable à n'importe quel mode de vibration, à condition que ce soit un mode pur [2].

4. Étude théorique des non-linéarités du quartz

Les différents coefficients mis en jeu sont définis habituellement au niveau de l'énergie Φ , dont l'expression peut s'écrire sous forme d'un développement en fonction des déformations, des champs et de leurs produits.

$$\Phi = \frac{1}{2} C_{ij} x_i x_j + \frac{1}{6} C_{ijk} x_i x_j x_k + \dots - e_{mi} E_m x_i - \frac{1}{2} e_{mn, i} E_m E_n x_i - \frac{1}{2} e_{m, ij} E_m x_i x_j \dots - \frac{1}{2} \varepsilon_{mn} E_m E_n - \frac{1}{6} \varepsilon_{mnp} E_m E_n E_p \dots$$

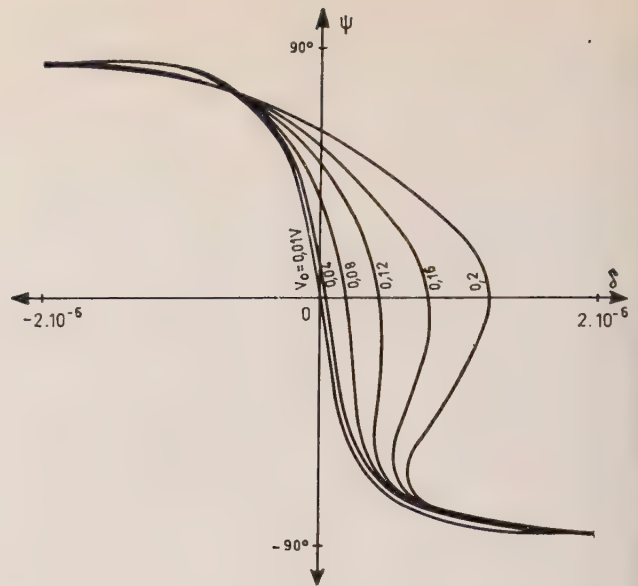


FIG. 5a. — Courbes de phase théoriques. Quartz n° 5064.

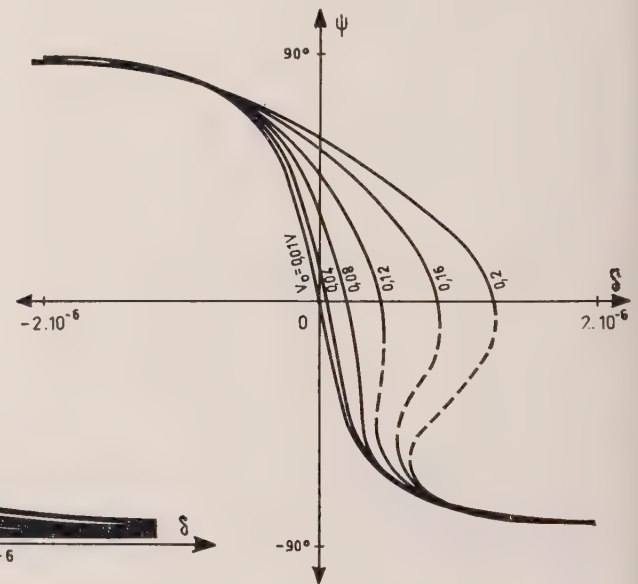


FIG. 5b. — Courbes de phase expérimentales. Quartz n° 5064.

où x_i et E_m sont les composantes de la déformation et du champ.

C_{ij} , $C_{ijk} \dots$ sont les coefficients élastiques du 2° et 3° ordre.

e_{mi} les coefficients piézoélectriques du 2° ordre.

$e_{mn, i}$ et $e_{m, ij}$ ceux du 3° ordre.

ε_{mn} et $\varepsilon_{mnp} \dots$ sont les coefficients de polarisation électrique du 2° et 3° ordre.

Un certain nombre de ces coefficients ont été mesurés au Laboratoire par une méthode statique [3, 4] Les appareillages réalisés ont une grande résolution (0,05 Å en particulier pour la mesure des coefficients piézoélectriques).

Le comportement du quartz est décrit par un certain nombre d'équations que nous appellerons équations fondamentales. Ces équations ont des expressions assez longues lorsqu'elles sont décrites dans toute leur généralité [2]. Nous ne donnerons ici que les résultats se rapportant aux plaques de coupe AT vibrant en cisaillement d'épaisseur.

Dans ce cas le champ est appliqué suivant l'axe oy' et le cisaillement d'épaisseur est de direction ox . Nous négligeons les autres vibrations, en particulier les cisaillements de surface dont les fréquences propres sont très éloignées de celle du cisaillement d'épaisseur.

Dans ce cas, les équations fondamentales s'écrivent :

$$X_6 = C_{66}x_6 + \frac{1}{6}C_{6666}x_6^3 - e_{26}E_2 - \frac{1}{6}e_{222,6}E_2^3 - \frac{1}{2}e_{22,66}E_2^2x_6 - \frac{1}{2}e_{2,666}E_2x_6^2 + r_{66}\frac{\partial x_6}{\partial t} + \frac{1}{6}r_{6666}\frac{\partial}{\partial t}(x_6^3) \dots \quad (2)$$

X_6 est l'effort principal mis en jeu. r_{66} et r_{6666} sont les coefficients d'amortissement du 2^e et 4^e ordre.

Si u est le déplacement suivant ox , nous avons :

$$x_6 = \frac{\partial u}{\partial y} \quad (3)$$

L'expression du déplacement électrique D_2 est donnée par :

$$D_2 = e_{26}x_6 + \frac{1}{2}e_{222,6}E_2^2x_6 + \frac{1}{2}e_{22,66}E_2x_6^2 + \frac{1}{6}e_{2,666}x_6^3 + \varepsilon_{22}E_2 + \frac{1}{6}\varepsilon_{2222}E_2^3 + \dots \quad (4)$$

Les expressions (2) et (4) s'obtiennent en différenciant l'énergie respectivement par rapport aux déformations et aux champs.

L'équation d'équilibre s'écrit :

$$\rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{\partial X_6}{\partial y} \quad (5)$$

ρ étant la masse spécifique du cristal.

L'expression du courant est :

$$I = S \frac{\partial D_2}{\partial t} \quad (6)$$

où S représente la surface des électrodes.

L'absence de charges libres à l'intérieur du cristal permet d'écrire :

$$\frac{\partial D_2}{\partial y} = 0 \quad (7)$$

et enfin nous relierons le champ E_2 à la tension $V_0 \cos \omega t$ appliquée aux bornes du résonateur par :

$$\int_{-e/2}^{e/2} E_2 dy = V_0 \cos \omega t, \quad (8)$$

e étant l'épaisseur de la plaque.

La combinaison de ces équations permet d'obtenir l'équation de propagation des ondes dans le cristal. Elle est de la forme :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = C_{66}^D F \left[\frac{\partial u}{\partial y}, D_2 \right] \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + \frac{r_{66}}{\rho} \frac{\partial^3 u}{\partial y^2 \partial t} + \frac{1}{2} \frac{r_{6666}}{\rho} G \left[\frac{\partial u}{\partial y}, \frac{\partial^2 u}{\partial y^2}, \frac{\partial^3 u}{\partial y^2 \partial t} \right] \quad (9)$$

$$\text{où} \quad C_{66}^D = C_{66}^E + \frac{e_{26}^2}{\varepsilon_{22}} F \left[\frac{\partial u}{\partial y}, D_2 \right]$$

est une fonction qui s'écrit sous la forme d'un développement suivant les puissances de $\frac{\partial u}{\partial y}$, D_2 et $D_2 \frac{\partial u}{\partial y} \dots$

G s'exprime en fonction de $\frac{\partial u}{\partial y}$, $\frac{\partial^2 u}{\partial y^2}$, $\frac{\partial^3 u}{\partial y^2 \partial t} \dots$

Les expressions détaillées de F et de G sont données dans le travail cité en référence 2.

A l'équation (9) sont associées les conditions aux limites exprimant que la plaque est fixée en son milieu, soit : $u = 0$ pour $y = 0$ et que les faces sont libres et donc exemptes de forces, soit : $X_6 = 0$ pour $y = \pm e/2$.

Nous nous donnons des solutions de la forme :

$$u = \sum_{n=0}^{\infty} [A_n(y) \cos n\omega t + B_n(y) \sin n\omega t], \quad (10)$$

$$D_2 = \sum_{n=0}^{\infty} [M_n \cos n\omega t + N_n \sin n\omega t]. \quad (11)$$

En portant ces solutions dans l'équation (9) et en identifiant par rapport au temps nous obtenons un système d'équations différentielles dont la résolution permet alors de calculer les composantes, à la fréquence fondamentale, a_0 et b_0 de la vibration mécanique. a_0 est la composante en phase avec la tension d'excitation, et b_0 la composante en quadrature.

Ces deux composantes sont données par le système :

$$(P_1 a_0 + P'_1 b_0)(a_0^2 + b_0^2) - a_0 \delta_0 + \frac{1}{2Q} b_0 = \frac{2e_{26}}{\Pi^2 C_{66}^D} V_0 \quad (12)$$

$$(P_1 b_0 - P'_1 a_0)(a_0^2 + b_0^2) - b_0 \delta_0 - \frac{1}{2Q} a_0 = 0. \quad (13)$$

δ_0 représente l'écart relatif de fréquence par rapport à la fréquence de résonance f_0 , Q est le coefficient de qualité du résonateur. P_1 et P'_1 introduisent respectivement les effets non linéaires élastiques et d'amortissement.

Dans le cas d'un résonateur excité sur son harmonique 5, nous avons :

$$P_1 = \frac{75}{64} \frac{C_{6666}^D}{C_{66}^D} \frac{\Pi^2}{e^2} \text{ et } P'_1 = \frac{125}{64} \frac{r_{6666}}{\rho C} \frac{\Pi^3}{e^3} \text{ avec } C^2 = \frac{C_{66}^D}{\rho}$$

C_{6666}^D est le coefficient élastique du 4^e ordre, défini à déplacement électrique constant ou nul. Il s'exprime en fonction du coefficient élastique défini à champ électrique constant ou nul et des coefficients non linéaires piézoélectriques et de polarisation électrique.

$$C_{6666}^D = C_{6666}^E - \varepsilon_{2222} \frac{e_{26}^4}{\varepsilon_{22}^4} + 4e_{222,6} \frac{e_{26}^3}{\varepsilon_{22}^3} + 4e_{2,666} \frac{e_{26}}{\varepsilon_{22}} - 6e_{22,66} \frac{e_{26}^2}{\varepsilon_{22}^2}. \quad (15)$$

Il est alors facile de calculer le courant I_0 passant dans le résonateur et le déphasage existant entre ce courant et la tension d'excitation.

$$I_0 = \frac{4\pi e_{26} S f_0}{e} \sqrt{a_0^2 + b_0^2} \cdot \operatorname{tg} \psi = \frac{a_0}{b_0}. \quad (16)$$

5. Résultats

Les courbes de résonance, d'amplitude et de phase, à niveau d'excitation croissant, théoriques et expérimentales sont données par les figures 2a, 2b et 3a, 3b. Il s'agit d'un résonateur à 5 MHz excité sur son mode fondamental.

Les figures 4a, 4b et 5a, 5b correspondent au cas d'un résonateur 5 MHz, excité sur son harmonique 5.

La concordance obtenue entre les courbes théoriques et les courbes expérimentales nous montre que le modèle mathématique rend assez bien compte des propriétés non linéaires de ces résonateurs.

6. Conclusion

Cette étude permet donc, d'une part, de donner une explication des phénomènes non linéaires observés dans les résonateurs à quartz. Elle offre, d'autre part, la possibilité de rechercher de nouvelles coupes minimisant les non-linéarités et permettant donc d'utiliser les résonateurs à quartz à des niveaux plus élevés.

Ainsi l'amélioration de la technologie de fabrication des résonateurs, alliée à une certaine maîtrise des effets non linéaires doit permettre d'améliorer la stabilité des oscillateurs étalons à quartz à la fois dans le domaine du long terme et du court terme.

Bibliographie

- [1] MARIANNEAU F. — Stabilité à court terme et pureté spectrale des oscillateurs à quartz. Thèse. Besançon, 1972.
- [2] GAGNEPAIN J.J. — Mécanismes non linéaires dans les résonateurs à quartz : théorie, expériences et applications métrologiques. Thèse. Besançon, mars 1972.
- [3] BESSON R. et GAGNEPAIN J.J. — Détermination des coefficients non linéaires de polarisation électrique du quartz. *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 274, pp. 835-838, 27 mars 1972, série B.
- [4] BESSON R. — Contribution à l'étude de l'électrostriction et de certaines non-linéarités de l'effet piézoélectrique. Thèse. Besançon, octobre 1970.

J.J. GAGNEPAIN, né le 24 août 1942, Docteur ès Sciences, Assistant — Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie et de Micromécanique de Besançon.

R. BESSON, né le 2 mai 1938, Docteur ès Sciences, Maître-Assistant — Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie et de Micromécanique de Besançon. Faculté des Sciences, route de Gray, 25-Besançon.



ADRET-Electronique

Propriétés et applications du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation

Résumé

Les synthétiseurs de fréquence utilisés comme générateurs de mesure et de contrôle utilisent en général un procédé itératif de synthèse. Un oscillateur de recherche commutable peut être associé à ce procédé. L'auteur présente dans cet article diverses applications connues ou nouvelles que permet cet oscillateur d'extrapolation.

Introduction

Outre ses utilisations en tant que matériel d'équipement, dans le domaine des télécommunications par exemple, le générateur synthétiseur de fréquence peut également être présenté sous la forme d'un générateur perfectionné (programmable, modulable) aux utilisations très diverses.

Après un bref rappel sur le principe de la synthèse itérative, l'auteur s'est attaché à décrire le principe de l'oscillateur d'extrapolation ainsi que plusieurs applications pratiques du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation telles que la wobulation, la mesure des faibles écarts absolus ou relatifs de fréquence, la mesure des instabilités de fréquence et la modulation de fréquence télégraphique.

Tout particulièrement, la méthode du fréquences-mètre actif automatique qui permet d'effectuer la mesure rapide des fréquences élevées avec une grande résolution, semble constituer un aspect nouveau très intéressant de la fréquences-métrie.

1. Boucle d'asservissement de phase à contrôle numérique

La figure 1 représente le schéma bloc d'une telle boucle dans laquelle on distingue un oscillateur dont la fréquence est contrôlée par une tension, un diviseur de fréquence de taux de division N , un comparateur de phase recevant par ailleurs une fréquence de référence f , et la connexion entre la sortie du comparateur de phase et le point de commande de déviation de l'oscillateur. Lorsque la boucle est stabilisée, la fréquence délivrée par l'oscillateur F est égale à N fois f .

Si N est le taux de division, a la déviation de fréquence par volt de l'oscillateur et b la tension de sortie par radian du comparateur de phase, la constante

de temps de la boucle s'écrit $\tau = N/2\pi ab$ et la fréquence de coupure de la boucle est $F_c = ab/N$, tout ceci sans tenir compte d'un filtrage supplémentaire éventuel situé entre la sortie du comparateur de phase et le point de commande de l'oscillateur. On peut remarquer que $2\pi ab/N$ est égale à Δf , variation de fréquence à l'entrée du comparateur de phase pour une tension correspondant à une variation de phase de 2π radians ou 360° . Ceci permet d'écrire également $\tau = 1/\Delta f_{(360)}$.

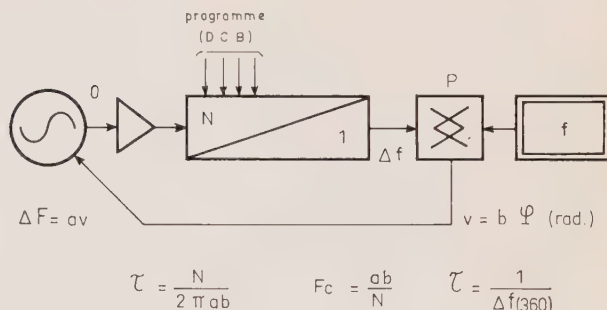


FIG. 1.

2. Synthèse itérative

La figure 2 représente le bloc diagramme d'un synthétiseur utilisant le principe de synthèse itérative. La fréquence porteuse intermédiaire F_0 est appliquée à l'entrée de chaque unité d'insertion numérique ou « décade » et comporte un incrément correspondant à tous les chiffres situés en amont, soit A . Si pour une

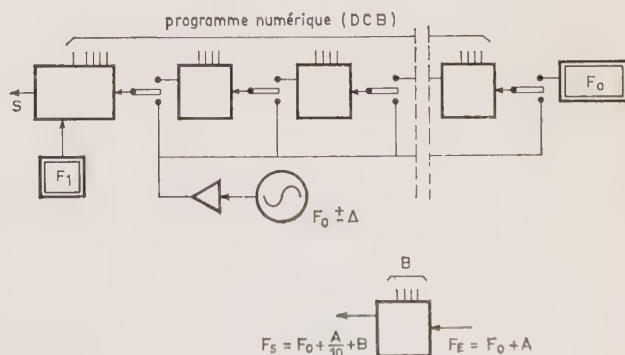


FIG. 2.

décade la fréquence d'entrée est F_E égale $F_0 + A$, la fréquence de sortie est $F_s = F_0 + \frac{A}{10} + B$, B étant

l'incrément local correspondant à la valeur du chiffre auquel la décade est affectée. Toutes les unités d'insertion numérique sont identiques sauf éventuellement celle de droite (chiffres les moins significatifs) qui peut générer plusieurs chiffres à la fois (centade, millade) et celle de gauche de technologie éventuellement différente (HF) et générant également plus de 10 pas (20, 30, etc).

En vue d'obtenir une variation continue de la fréquence générée, un oscillateur d'extrapolation délivre une fréquence $F_0 \pm \Delta$ qui peut être substituée à l'entrée de chaque décade ou unité d'insertion numérique. A la sortie de la chaîne de synthèse apparaît une déviation de fréquence $\delta = \Delta/10^n$ si n est le nombre de décades à division d'incrément situées en aval du point de connexion.

Une autre structure représentée par la figure 3 utilise pour chaque décade une fréquence supplémentaire F_i fixe qui peut être de préférence celle du pilote à quartz de l'instrument et qui s'ajoute arithmétiquement à $F_0 + A$. En substituant sur une décade une fréquence $F_i \pm \Delta$ issue d'un oscillateur d'extrapolation, le résultat est le même que précédemment mais les chiffres situés en aval restent significatifs.

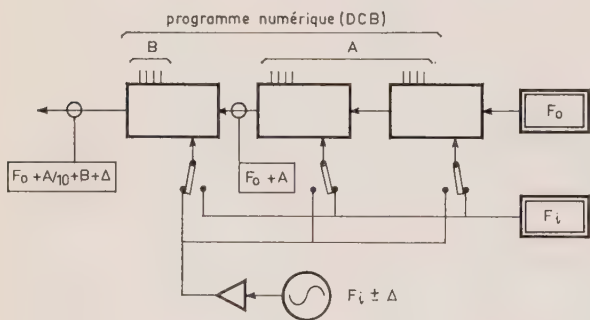


FIG. 3.

3. Oscillateur d'extrapolation à commande analogique fonction dite "recherche"

Un tel oscillateur est du type VCO (oscillateur contrôlé par tension) qui doit présenter une bonne

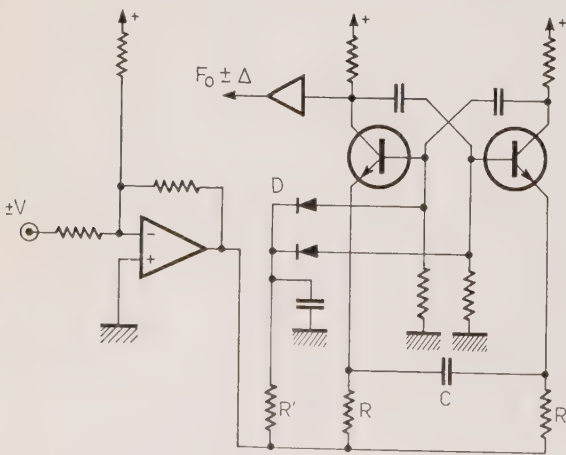


FIG. 4.

linéarité et une grande stabilité de fréquence vis-à-vis des grandeurs d'influence parasites telle que la température, et également un faible bruit de phase. La figure 4 représente un multivibrateur à couplage entre émetteurs de réalisation simple couvrant la plage 2 MHz $\pm$ 100 kHz.

La figure 5 est relative à une version plus performante à circuit LC accordé par diodes à capacité variable et fonctionnant à la fréquence 15 MHz $\pm$ 1 MHz soit une variation de $\pm 13 \%$. Un multiplicateur analogique compense les termes du deuxième ordre et du troisième ordre de la courbe fréquence/tension de l'oscillateur, et une linéarité de 2 $\%$ par rapport à la meilleure droite peut être obtenue sans difficulté. La bande passante de modulation atteint 100 kHz et la stabilité est excellente grâce à la compensation thermique introduite par le transistor en montage collecteur commun, placé en série dans l'alimentation du point milieu du circuit oscillant. Bien entendu la fréquence « recherche » est disponible pour mesure extérieure, à l'aide d'un fréquencemètre à compteur, par exemple.

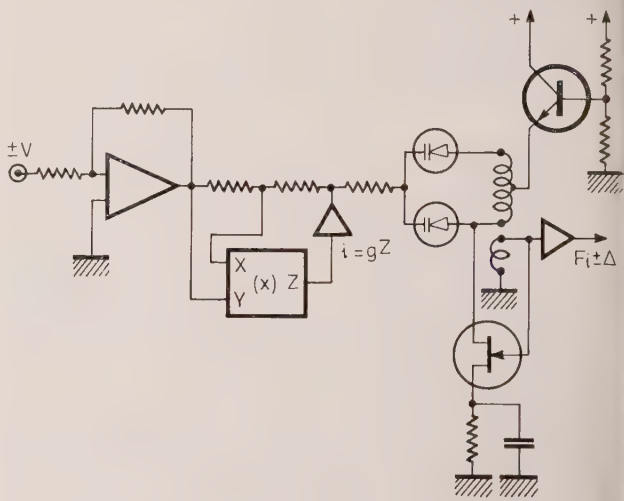


FIG. 5.

3.1. Fonction wobulation

La figure 6 représente le schéma bloc d'un ensemble wobulation-marqueur. Un générateur G fournit une tension en dents de scie à fréquence réglable commandant l'oscillateur d'extrapolation.

Outre sa connexion aux circuits de synthèse, la fréquence de l'oscillateur est mélangée dans un

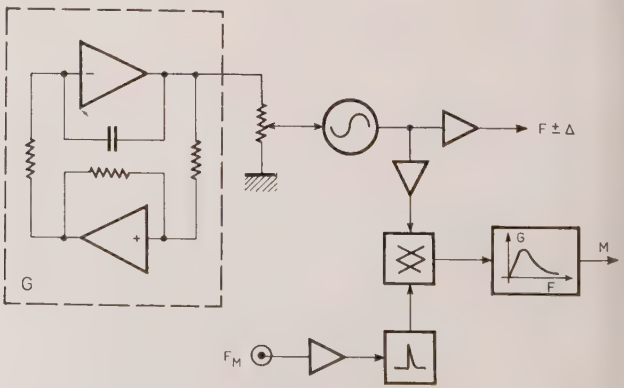


FIG. 6.

mélangeur M au spectre des fréquences harmoniques d'une fréquence ronde de référence F_M . A la sortie sont disponibles des signaux de marquage du type « papillon ».

Les oscillogrammes 7 et 8 représentent des courbes de filtres avec marqueur tous les 100 kHz et tous les 100 et 20 kHz. Dans ce cas la fréquence « recherche »

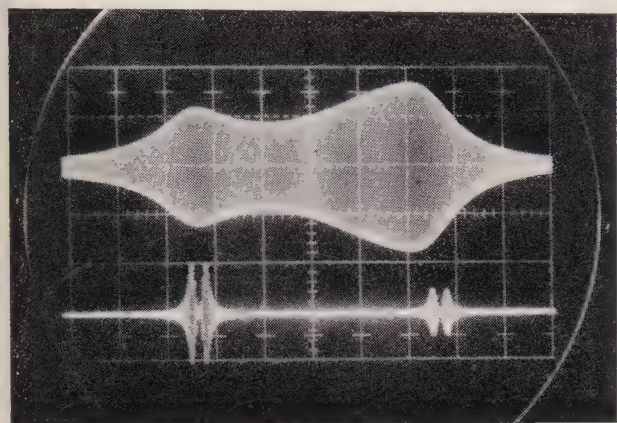


FIG. 7 et 8.

est appliquée en sortie des décades et n'est donc pas divisée. Par contre, l'oscillogramme 9 représente la wobulation d'un filtre 250 kHz avec une dispersion de ± 500 Hz. Dans ce cas les marqueurs principaux sont espacés de 1 kHz et les marqueurs secondaires de 200 Hz.

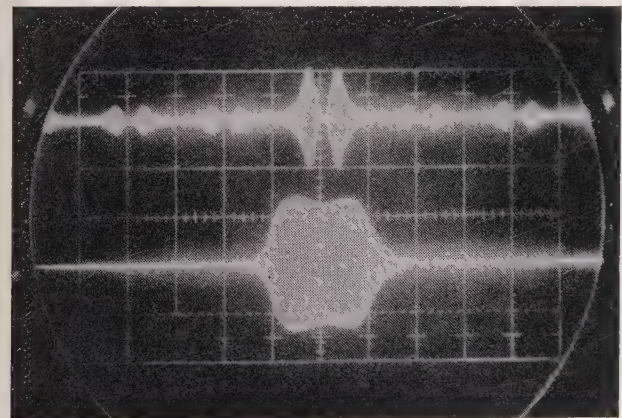


FIG. 9.

Ce dernier exemple illustre les vertus particulières de la fonction wobulation d'un synthétiseur, à savoir :

a) la fréquence médiane est d'autant plus stable que la dispersion est plus faible. Celle-ci peut être, par exemple, de $\pm 0,1$ Hz même à plusieurs MHz. Ceci autorise le relevé de la fonction de transfert de composants à très haute surtension tels que quartz, filtres à quartz, résonateurs électromécaniques, etc...

b) les marqueurs sont obtenus par un circuit unique à partir de la fréquence de l'oscillateur d'extrapolation avant division d'incrément par les circuits de synthèse. Leur espacement est donc proportionnel à la valeur maximale de la gamme de dispersion choisie.

c) dans le cas d'un circuit de synthèse, tel que celui de la figure 3, dans lequel l'oscillateur d'extrapolation est substitué à la fréquence F_i , les marqueurs correspondent à des valeurs rondes de déviation de fréquence par rapport à une valeur centrale affichée avec le nombre de chiffres significatifs désiré. On dispose donc de marqueurs que l'on peut appeler « relatifs » ou « différentiels », permettant de calibrer les écarts de fréquence par rapport à une valeur de référence quelconque affichée par ailleurs.

3.2. Mesure des faibles écarts absolus de fréquence, fréquencemètre actif

La figure 10 représente un circuit possible pour asservir la fréquence de sortie d'un synthétiseur à une fréquence extérieure voisine de la valeur affichée.

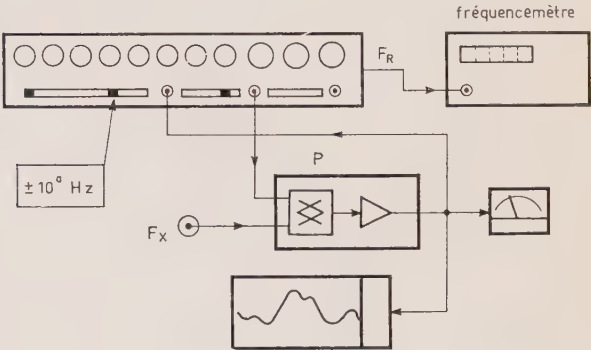


FIG. 10.

Les deux fréquences sont comparées dans un comparateur de phase P dont la tension de sortie commande l'oscillateur d'extrapolation. Si le rang de dispersion est ± 1 Hz, et la constante du comparateur de 2 Hz pour 2π radians, la constante de temps de la boucle est $\tau = 1/2$ soit 500 ms. Pour une gamme de dispersion de $\pm 10^a$, $\tau = 500 \times 10^{-a}$ ms comme indiqué sur le tableau 11. Mais si ces dispersions sont obtenues à partir d'un oscillateur d'extrapolation couvrant ± 1 MHz, on voit que dans le cas $a = 1$ soit ± 10 Hz,

TABLEAU 11

Déviati	Constante de temps (ms)	Comptage 10 ms Résolution (absolue) (mHz)	Résolution (relative) (MHz)
± 1 Hz	500	0,1	$10^{-10} \times F$
± 10 Hz	50	1	$10^{-9} \times F$
± 100 Hz	5	10	$10^{-8} \times F$
± 1 kHz	0,5	100	$10^{-7} \times F$

une variation de fréquence d'asservissement de ± 1 Hz se traduit par une variation de fréquence de $\pm 10^5$ Hz de l'oscillateur d'extrapolation et une constante de temps de 50 ms. Ceci signifie qu'un comptage d'une durée de 10 ms sur la fréquence de l'oscillateur d'extrapolation autorisera une définition de 1 mHz avec la possibilité d'actualiser la mesure plusieurs fois par seconde, soit $\pm 10^{-9}$ pour une fréquence de 1 MHz ou $\pm 10^{-10}$ pour une fréquence de 10 MHz.

La dérive de la fréquence d'asservissement disponible comme il vient d'être indiqué sous forme numérique à la sortie du compteur auxiliaire est également disponible sous forme analogique à la sortie du comparateur de phase, et se prête à l'enregistrement graphique.

La figure 12 représente l'organisation d'un fréquencemètre actif automatique. Dans un premier temps le compteur C_1 compte pendant une seconde la fréquence inconnue F_x . La valeur numérique obtenue est mémorisée et sert de consigne au synthétiseur dont la résolution est de 1 Hz et la dispersion de ± 10 Hz.

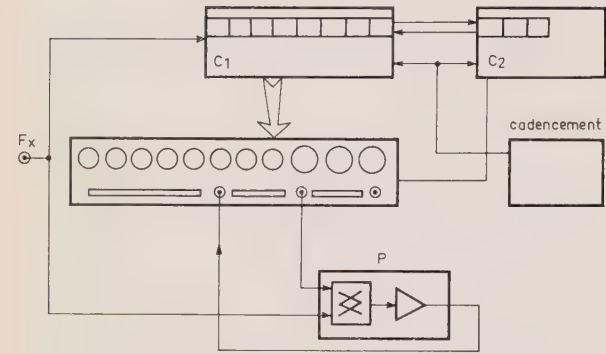


FIG. 12.

Le comparateur de phase P entre alors en action et procède à l'asservissement du synthétiseur à l'aide de l'oscillateur d'extrapolation. La fréquence de ce dernier est comptée dans un compteur C_2 . Celui-ci comporte les chiffres « après virgule », et est connecté au compteur C_1 par un circuit de soustraction - addition faisant en définitive apparaître en clair la valeur de la fréquence inconnue. Celle-ci est ensuite actualisée plusieurs fois par seconde.

L'utilisation d'un synthétiseur à très faible bruit de phase et le choix d'un temps de comptage intégrant les bruits de fréquence dus au réseau, permet la mesure d'une fréquence de 100 MHz avec une résolution de 1 mHz soit 10^{-11} en moins de 3 s, la valeur étant ensuite réactualisée 10 fois par seconde si nécessaire.

Ce procédé, comparé à celui bien connu du fréquencemètre réciproque, permet non seulement d'accéder à la mesure de grande résolution des fréquences élevées, mais élimine en grande partie l'effet du bruit de phase entachant la fréquence F_x du fait de la présence de la boucle intégrale constituée par l'asservissement fréquence/phase.

3.3. Mesure des faibles écarts relatifs de fréquence

La figure 13 indique une organisation possible pour une telle mesure. Le synthétiseur de référence S_1 délivre la fréquence nominale du pilote du synthétiseur S_2 , auquel il est substitué.

Le synthétiseur est lui-même réglé sur une valeur égale à la valeur nominale de la fréquence à mesurer F_x . Le comparateur de phase P asservit l'oscillateur d'extrapolation du synthétiseur S .

Si le taux de division de la déviation de celui-ci est 10^a , la valeur de la fréquence de l'oscillateur

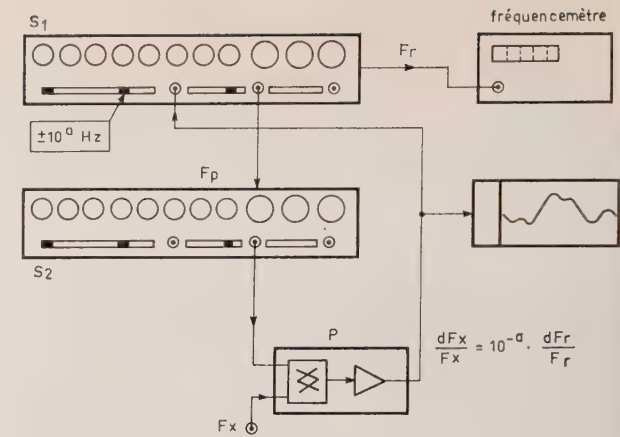


FIG. 13.

d'extrapolation F_k , on peut écrire :

$$\frac{dF_x}{F_x} = 10^{-a} \frac{dF_k}{F_k},$$

le comptage de la fréquence « recherche » ou l'enregistrement analogique de la tension issue du comparateur de phase mesure alors la variation relative de F_x par rapport à sa valeur nominale.

A titre d'exemple, pour $F_x \neq 1$ MHz et $\tau = 50$ ms

La résolution est de 10^{-10} pour un temps de comptage de 0,1 s et de 10^{-11} pour un temps de comptage de 1 s.

3.4. Mesure des instabilités de fréquence (fig. 14)

Il s'agit là, par exemple, de la mesure du pleurage (hum, flutter) des enregistreurs magnétiques FM ou

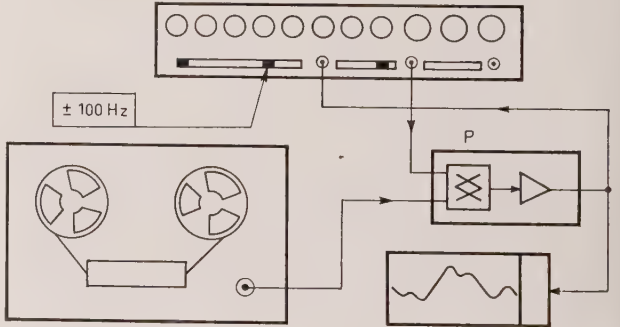


FIG. 14.

dispositifs analogues. Une bande préenregistrée par une fréquence de test F_T précise est relue éventuellement à une vitesse différente. La fréquence de lecture, égale à $K(F_T + \Delta F_T)$, sert à asservir un synthétiseur dont la gamme de dispersion est choisie pour réduire la constante de temps à une valeur

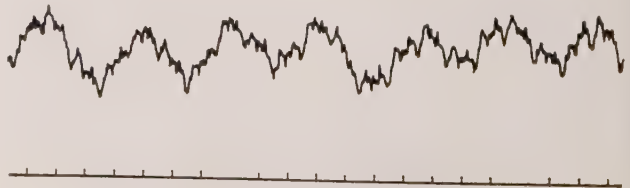


FIG. 15.

suffisamment faible. La tension du comparateur de phase permet alors l'enregistrement de ΔF_T (fig.15).

4. Oscillateur d'extrapolation à commande numérique

Un reproche fait parfois au synthétiseur itératif, servant à faire de la wobulation numérique, est relatif aux sauts de phase faibles mais parfois gênants lors du passage de la fréquence sur les valeurs rondes des chiffres les plus significatifs. En effet si l'on programme, par exemple, 099 puis 100 sur 3 décades successives, les constantes de temps des trois boucles de phase correspondantes ne sont pas rigoureusement égales et le produit N/ab n'est pas rigoureusement indépendant de N même si les composantes du terme ab sont rendues non linéaires dans un but de compensation.

L'oscillateur d'extrapolation à commande numérique utilisé avec un synthétiseur du type représenté figure 3 supprime cet inconvénient en permettant de programmer, par exemple, 2 000 pas de chacun $10''$ Hz à l'aide d'une boucle d'asservissement de phase unique, de part et d'autre d'une fréquence centrale quelconque.

La figure 16 représente le schéma élémentaire d'un tel oscillateur. Le compteur à rapport variable C_1 est programmé de 14 000 à 15 999 lorsque la valeur de consigne passe de 0000 à 1 999. De la sorte, la fré-

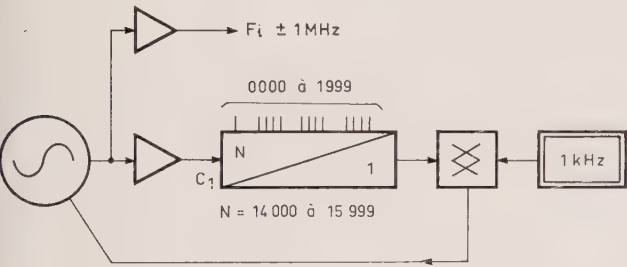


FIG. 16.

quence de sortie varie de 14 000 MHz à 15 999 MHz par pas de 1 kHz. La constante de temps typique d'une telle boucle est de 5 ms mais des artifices permettent de la rendre inférieure à 0,5 ms, ce qui correspond à un temps d'établissement de 2 ms environ.

4.1. Wobulation numérique (fig. 17)

Comme précédemment, le compteur principal C_1 à rapport variable est programmé de 14 000 à 15 999 lorsque la valeur de consigne varie de 0 000 à 1 999. Celle-ci provient du compteur réversible C_2 utilisable également en mémoire dans le cas d'une programmation extérieure. Des circuits de détection de maximum et de minimum ainsi qu'une bascule « set-reset » empêche tout dépassement dans un sens comme dans l'autre et commande automatiquement le changement du sens de progression de la déviation. Un générateur auxiliaire G fournit les signaux d'horloge attaquant le compteur C_2 . On obtient ainsi une wobulation en dents de scie symétrique parfaitement linéaire en fonction du temps.

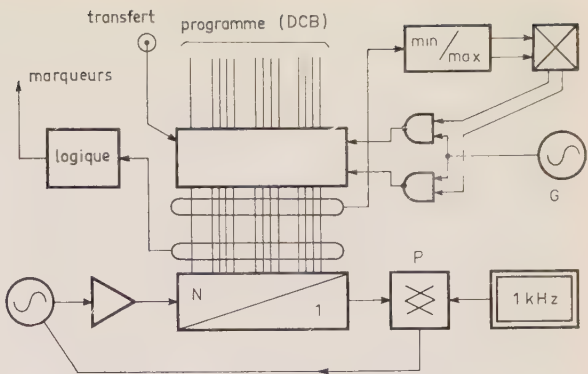


FIG. 17.

Les marqueurs, s'il en est besoin, peuvent être générés par des circuits de coïncidence connectés aux signaux logiques de sortie du compteur C_2 donc par technique purement numérique.

4.2. Modulation de fréquence télégraphique

On sait que la modulation de fréquence télégraphique type F_1 consiste à effectuer une déviation de fréquence à l'aide d'un signal télégraphique en recherchant d'une part une grande précision des fréquences extrêmes, et en imposant d'autre part un temps de transmission optimal entre celles-ci. La figure 18 représente un modulateur F_1 utilisant le principe de l'oscillateur d'extrapolation à commande numérique.

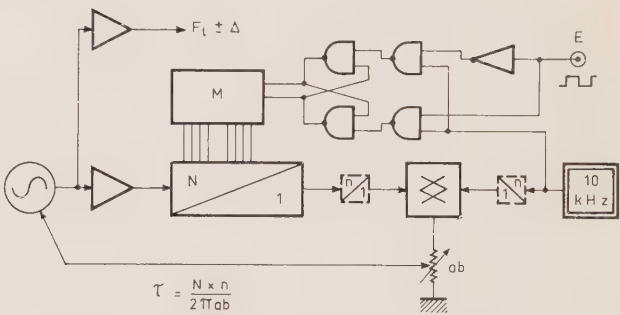


FIG. 18.

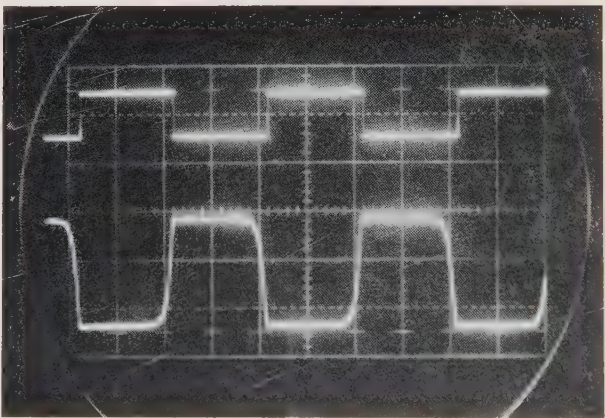


FIG. 19.

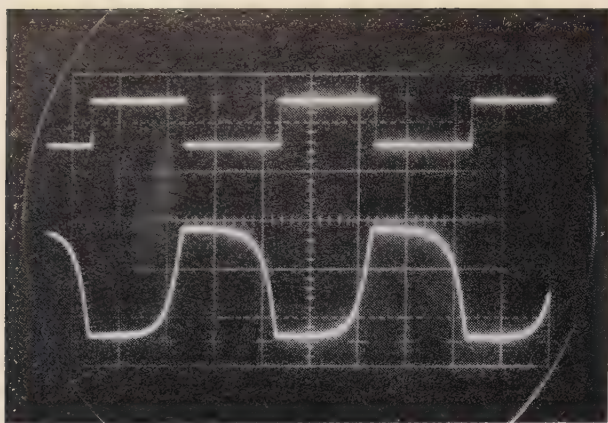


FIG. 20.

Une mémoire morte M comporte les valeurs de consigne du compteur C_1 correspondant aux fréquences extrêmes. Celles-ci sont commutées par le niveau d'entrée logique E obtenu à partir des signaux de manipulation télégraphique. La précision des fréquences extrêmes est alors celle du synthétiseur.

Le temps de transition est lui-même réglable en agissant sur la valeur $\tau = N/2\pi ab$. Ceci peut être obtenu soit en agissant sur N par adjonction de diviseurs complémentaires n sur les deux entrées du comparateur de phase (on obtient alors $\tau = N_n/2\pi ab$), soit en agissant sur le produit ab , par exemple, à l'aide d'un diviseur de tension V inséré entre le comparateur de phase et l'oscillateur asservi O .

Les figures 19 et 20 représentent la modulation de fréquence obtenue, en sortie d'un discriminateur situé en aval du synthétiseur.

Roger CHARBONNIER, né en 1922, Ingénieur E.P.C.I. ; Vice-Président et Directeur Technique de la Société Adret Electronique, B.P. 33, 78190 Trappes, Tél. 462.83.50.



TRT

Bruit des oscillateurs locaux des faisceaux hertziens à grande capacité

Résumé

Le bruit de fréquence des oscillateurs locaux de faisceaux hertziens est un élément important du bruit total mesuré sur une liaison. Dans cet article sont examinées les performances nécessaires ainsi que les différentes techniques utilisées pour les obtenir. Il est donné en particulier les éléments de comparaisons entre un oscillateur à quartz suivi d'amplificateur et de multiplicateur et un oscillateur libre, asservi en phase par un oscillateur à quartz.

Introduction

Les caractéristiques de stabilité et de bruit de fréquence des oscillateurs locaux sont des éléments très importants pour définir la qualité d'un faisceau hertzien de moyenne et de grande capacité fonctionnant en modulation de fréquence. Le Comité Consultatif International des Radiocommunications définit la qualité que doit avoir une liaison de téléphonie de 2 500 km par la puissance maximale de bruit psophométrée par voie de 4 kHz.

Le bruit total mesuré sur une liaison est la somme de bruits d'origines différentes que l'on peut classer en quatre catégories :

- bruit thermique fixe, constitué essentiellement du bruit FM des oscillateurs,
- bruit thermique variable qui ne dépend que de la propagation,
- bruit d'intermodulation,
- et bruit d'interférence qui dépend entre autre de la stabilité des oscillateurs locaux.

Après avoir défini les caractéristiques de qualité que doivent avoir les oscillateurs locaux, nous étudierons les origines du bruit FM qu'ils apportent ; puis nous examinerons les avantages et les inconvénients du montage à transposition, souvent utilisé dans les faisceaux hertziens de télévision.

1. Caractéristiques des oscillateurs locaux

Les fréquences porteuses utilisées étant comprises entre 2 et 10 GHz, les conditions de propagation à ces

fréquences interdisent des distances entre relais hertziens supérieures à 50 ou 60 km en moyenne, si bien que le nombre de relais hertziens sur le circuit de référence est de l'ordre de 45.

Etant donné qu'à l'heure actuelle la majorité des matériels existants utilise l'amplification du signal en fréquence intermédiaire (70 MHz généralement), il est nécessaire d'effectuer dans chaque relais deux changements de fréquence à la réception et à l'émission, donc de disposer de deux oscillateurs, indépendants ou non l'un de l'autre. Le nombre d'oscillateurs le long de la liaison fictive de 2 500 km est donc de 90 ; les puissances de bruit FM apportées par chacun des oscillateurs s'ajoutent ; il est donc nécessaire que la puissance de bruit individuelle soit très faible. L'ordre de grandeur raisonnable peut être fixé à 10 Hz eff par kHz de bande entre 10 kHz et 10 MHz pour chacun des oscillateurs s'ils sont indépendants, ou encore à 14 Hz eff par kHz de bande pour deux oscillateurs émission et réception dans le cas où ils ne sont pas indépendants. Ces valeurs correspondent à une puissance de bruit de 10 pW apportée par les oscillateurs d'un relais pour une excursion de 200 kHz eff par voie.

Cependant l'objectif de bruit de fréquence n'est pas le seul élément à prendre en considération ; la stabilité de fréquence joue aussi un rôle important dans le bilan global de la liaison, et ce, sous deux aspects différents. Tout d'abord une dérive trop importante de la fréquence centrale va provoquer, par passage dans les circuits d'amplification et de filtrage, une détérioration de la qualité de la transmission, d'où l'apparition de bruit d'intermodulation. D'autre part, le bruit apporté par les phénomènes d'interférences, notamment par le canal hertzien retour utilisant la même fréquence, est proportionnel, en ce qui concerne la voie la plus défavorisée de ce point de vue, au carré de l'écart des fréquences centrales. Ceci conduit à exiger une stabilité de fréquence pour chaque oscillateur indépendant de l'ordre de $2 \cdot 10^{-5}$ à 10^{-6} , ce qui entraîne automatiquement que celui-ci soit d'une façon ou d'une autre stabilisé par un quartz.

Il faut signaler enfin que pour un oscillateur de faisceau hertzien de téléphonie, il est généralement nécessaire de pouvoir le moduler en fréquence ou en phase ; en effet, dans une station relais il faut pouvoir insérer des voies téléphoniques, ne serait-ce que pour

assurer les liaisons de voies de service et de télé-surveillance.

2. Bruit FM d'un oscillateur

2.1. Constitution d'un oscillateur

Un oscillateur de FH est toujours constitué d'un étage oscillateur, d'amplificateurs, de multiplicateurs et de filtres. Les amplificateurs et les filtres peuvent être situés dans la chaîne à différents niveaux de multiplication ; ceci est affaire de meilleur compromis entre la qualité en bruit, le prix de revient, le rendement, etc. Nous pouvons néanmoins examiner comment chacun de ces éléments constitutifs concourent au bruit total de la chaîne oscillatrice.

2.2. Bruit apporté par l'étage oscillateur

De façon générale, un oscillateur peut se décrire suivant le schéma synoptique (fig. 1), que ce soit un oscillateur libre asservi en phase ou en fréquence, que ce soit un oscillateur à quartz, ou que ce soit un oscillateur hyperfréquence monté dans une cavité.

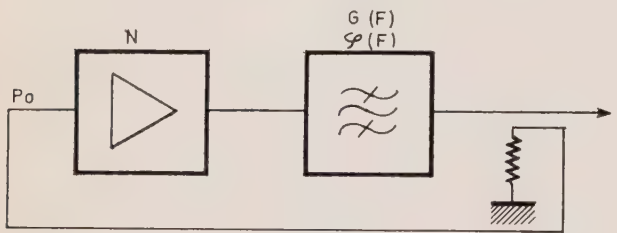


FIG. 1.

Appelons N le facteur de bruit de l'amplificateur à la fréquence de travail et dans les conditions réelles de polarisation et de charge. Dans ces conditions, la puissance de bruit présente dans une bande dF à l'entrée de celui-ci est donnée par $NKTdF$.

Pour simplifier le calcul, tous les éléments sélectifs présents dans la boucle de réaction sont symbolisés par le filtre dont les caractéristiques sont données par sa réponse en amplitude $G(F)$ et en phase $\varphi(F)$; il faut noter que généralement un circuit passe-bande (cavité, circuit résonnant, ou quartz) est largement prépondérant dans la bande de fréquence considérée, ce qui entraîne que les fonctions $G(F)$ et $\varphi(F)$ sont symétriques par rapport à f_0 , la fréquence d'oscillation en l'absence de bruit.

La condition d'oscillation du système est donnée par :

— gain de boucle supérieur à l'unité et $\varphi(F) = 0$.

En l'absence de bruit, la fréquence sera donnée par $\varphi = 0$, ce qui correspond à la valeur centrale du circuit résonnant.

En présence du générateur de bruit, la fréquence instantanée va toujours être donnée par la condition $\varphi = 0$.

Appelons P_0 la puissance à l'entrée de l'amplificateur et isolons la puissance de bruit $NKTdF$ présente à la distance F de f_0 dans la bande dF .

Le spectre correspondant se décompose en un spectre de modulation d'amplitude et un spectre de modulation de fréquence.

Les raies de modulation d'amplitude évoluent le long de la boucle de façon symétrique car elles subissent le même déphasage ; de plus, le taux de modulation est réduit par le jeu de la saturation de l'ampli et par l'effet de filtrage, mais elles ne jouent pas sur la phase du vecteur résultant à l'entrée de l'ampli.

Par contre, la phase de ce vecteur dépend de la façon dont sont transmises les raies de modulation de fréquence. Celles-ci subissent un affaiblissement relatif $G(F)$ et un déphasage $\varphi(F)$. Le vecteur de bruit instantané résultant Y est donné par la somme vectorielle des vecteurs origines $1/2$ et des vecteurs résultants transformés par la boucle (fig. 2).

soit
$$Y = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{NKT dF}{1 + G^2 - 2G \cos \varphi}}.$$

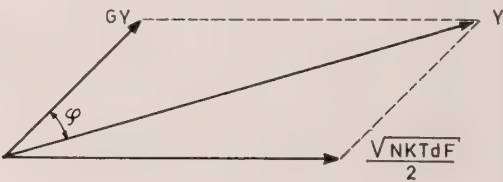


FIG. 2.

À l'entrée de l'amplificateur, la raie de bruit considérée provoque donc une modulation de la fréquence instantanée avec l'indice.

$$m = \frac{2Y}{P_0} = \sqrt{\frac{NKT dF}{P_0(1 + G^2 - 2G \cos \varphi)}}.$$

En fait, il y a deux raies de bruit symétrique distantes de F de la porteuse dans une bande dF , si bien que l'indice total est donné par :

$$m = \sqrt{\frac{2NKT dF}{P_0(1 + G^2 - 2G \cos \varphi)}}.$$

L'excursion de fréquence efficace dans la bande ($F : F + dF$) est donnée par :

$$\Delta f_{\text{eff}} = F \sqrt{\frac{NKT dF}{P_0(1 + G^2 - 2G \cos \varphi)}},$$

ou encore

$$\Delta f_{\text{eff}}^2 = \frac{NKT}{P_0} \frac{F^2}{1 + G^2 - 2G \cos \varphi} dF.$$

Premier cas particulier

La bande passante du filtre est très inférieure à la fréquence la plus basse à laquelle on s'intéresse : c'est le cas où le circuit de réaction utilise un quartz. Le bruit FM obtenu est le bruit triangulaire que l'on obtiendrait en utilisant l'étage oscillateur comme un amplificateur de facteur de bruit N avec une puissance

à l'entrée P_0 . En ce cas, le quartz est monté dans le circuit de réaction et la puissance est prélevée à la sortie de l'amplificateur avec l'excursion de fréquence parasite :

$$\Delta f_{\text{eff}}^2 = \frac{NKT}{P_0} F^2 dF.$$

Deuxième cas particulier

Le filtre est constitué d'une cavité dont la bande à 3 dB est égale à $2F_{3\text{dB}}$. Les fonctions $G(F)$ et $\varphi(F)$ s'écrivent :

$$G(F) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{F^2}{F_{3\text{dB}}^2}}},$$

et $\cos \varphi = G(F)$.

On obtient alors

$$\Delta f_{\text{eff}}^2 = \frac{NKT}{P_0} F_{3\text{dB}}^2 \left(1 + \frac{F^2}{F_{3\text{dB}}^2}\right) dF.$$

Si la puissance est prélevée à la sortie du filtre et si la boucle de réaction est effectuée au moyen d'un organe unidirectionnel (coupleur) l'excursion de fréquence parasite à la sortie est donnée par :

$$\Delta f_{\text{eff}}^2 = \frac{NKT}{P_0} F_{3\text{dB}}^2 \left(1 + \frac{F^2}{F_{3\text{dB}}^2} \frac{1}{G^2}\right) dF = \frac{NKT}{P_0} F_{3\text{dB}}^2 dF$$

La puissance de bruit est alors constante dans la bande et est égale à celle que l'on obtiendrait à la fréquence $F_{3\text{dB}}$ si on utilisait l'étage oscillateur comme un amplificateur.

2.3. Bruit apporté par les étages amplificateurs

L'excursion de fréquence parasite apportée par un amplificateur de facteur de bruit N et dont la puissance à l'entrée est P_0 , est donnée par :

$$\Delta f_{\text{eff}}^2 = \frac{NKT}{P_0} F^2 dF.$$

2.4. Multiplicateurs

Les multiplicateurs interviennent de plusieurs façons sur le bruit en sortie, tout d'abord en tant que multiplicateur de rang n ils multiplient l'excursion de fréquence parasite présente à son entrée par n ; ceci conduit à minimiser au maximum le bruit généré avant les multiplicateurs.

De plus, les éléments semi-conducteurs utilisés sont générateurs intrinsèques de bruit, mais les mesures semblent indiquer que l'élément prépondérant est la conversion amplitude-phase dont ils sont le siège. A ce sujet, il y a donc intérêt à réduire au maximum la modulation d'amplitude présente à l'entrée des multiplicateurs.

Deux ordres de grandeur permettent de préciser les choses.

Tout d'abord un étage amplificateur qui a un facteur de conversion AM/PM de $7^\circ/\text{dB}$ fournira en

sortie autant de bruit FM d'origine AM/PM que de bruit FM présent à l'entrée, tout se passe comme si, dans ce cas, son facteur de bruit était augmenté de 3 dB.

D'autre part, des mesures effectuées sur des multiplicateurs par seize à diode step-recovery ont fait apparaître un facteur de conversion allant de 50 à $110^\circ/\text{dB}$; le facteur de 110° dans un multiplicateur par seize correspond à une augmentation de bruit de 3 dB si la modulation d'amplitude due au bruit à l'entrée n'est pas éliminée.

2.5. Filtre

Les filtres interviennent pour affaiblir l'excursion de fréquence parasite de par leur loi de transmission en amplitude. Rappelons seulement qu'un simple résonateur transforme le bruit triangulaire en bruit plat pour les fréquences supérieures à celle qui correspond à sa demi-largeur de bande à 3 dB.

En conclusion, la part la plus importante du bruit d'un oscillateur de faisceau hertzien est procurée par l'étage oscillateur et les premiers étages qui le suivent. L'utilisation d'oscillateurs à quartz ne permet généralement pas simplement d'obtenir les performances demandées ; en effet, on ne dispose pas de quartz aux fréquences supérieures à 150 MHz et la puissance maximale indiquée par les constructeurs est de l'ordre du milliwatt. Ce type d'oscillateur utilise généralement un filtrage d'autant plus important que les performances demandées sont grandes. Un autre type d'oscillateur consiste en un oscillateur libre à fort niveau, asservi en phase par une référence à quartz ; notons que dans ce cas le bruit en sortie dû à l'étage oscillateur n'est fonction que de la surtension de la cavité utilisée et ne dépend pas du rang de multiplication. En effet, si nous écrivons le bruit en sortie à l'aide de la formule précédente, on obtient :

$$\Delta f_{\text{eff}}^2 = \frac{NKT}{P_0} \frac{f_s^2}{4Q^2}.$$

Le choix de fréquence d'oscillation se fera en fonction du meilleur compromis entre NQ et P_0 .

Des mesures ont montré que des transistors de puissance tels que 2N5090 ou 2N3375, fonctionnant avec 0,5 W à l'entrée, présentaient un facteur de bruit à 250 MHz de 25 à 30 dB.

3. Répéteurs à transposition de fréquence

La transposition de fréquence consiste à créer l'un des deux oscillateurs (généralement réception) à partir de l'autre oscillateur par une transposition de fréquence aux environs de 200 - 250 MHz ; cette méthode permet de résoudre parfaitement le problème de la stabilité de fréquence, mais est défavorable en ce qui concerne le bruit apporté par un répéteur dans la partie haute de la bande de base. En effet, tant que le temps de transit entre mélangeurs, diminué ou augmenté suivant le cas du temps de transit de la transposition, est petit vis-à-vis de la période du signal de bande de base, les excursions de fréquences

parasites s'annulent entre émission et réception. Ce temps de transit est de l'ordre de 100 à 200 ns. Ce qui signifie en prenant comme exemple 100 ns, qu'à la fréquence de 5 MHz ces excursions au lieu de se retrancher s'ajoutent en phase, si bien que la puissance de bruit résultante est égale à 4 fois la puissance de bruit d'un seul oscillateur. En télévision cet aspect là n'est pas gênant car c'est dans la bande 10 kHz - 1 MHz environ que l'on s'intéresse au bruit ; pour être utilisé en téléphonie, ce type de montage nécessite des oscillateurs deux fois plus performants.

4. Conclusion

Il existe deux types possibles d'oscillateurs pour faisceaux hertziens ; le premier type utilise un oscil-

lateur à quartz fonctionnant à un niveau de puissance et à une fréquence les plus élevés possible compte tenu de la technologie actuelle des quartz. Dans ce type de chaîne oscillatrice, on trouve généralement un filtre très étroit destiné à éliminer le bruit.

Le deuxième type utilise un oscillateur libre à fort niveau fonctionnant sur un circuit résonnant ou une cavité. La fréquence de l'oscillateur est comparée en phase avec un oscillateur à quartz de référence (après éventuellement division de fréquence) pour fournir une tension de commande automatique de fréquence.

Le choix entre les deux solutions s'effectue sur les critères de rendement, de prix de revient et de facilité d'exploitation, notamment en ce qui concerne la modulabilité. De ce dernier point de vue, l'oscillateur libre se prête généralement bien à une modulation de fréquence tandis que l'oscillateur à quartz n'est susceptible que d'être modulé en phase.

Jean-Louis CHABERT, né en 1939, Ingénieur E.S.E., Licencié ès Sciences, Ingénieur d'étude au département Câbles Hertziens de la Société T.R.T.



O.N.E.R.A.

Application des oscillateurs ultra-stables au domaine aérospatial

Résumé

Les oscillateurs ultra-stables sont d'abord classés selon leur nature et leurs performances ; puis, après une énumération de leurs principales utilisations dans les domaines terrestre et maritime, les applications relatives au domaine aérospatial sont examinées en détail : applications en cours d'étude et, enfin, applications possibles mais encore prospectives.

La conclusion donne une idée de la quantité d'horloges ultra-stables actuellement exploitées et évoque les perspectives futures.

1. Introduction

Le premier étalon atomique de fréquence a été réalisé par Lyons au National Bureau of Standards en 1948 ; il s'agissait d'un résonateur à ammoniac ; depuis cette époque, de nombreux dispositifs ont été étudiés et certains d'entre eux ont été développés commercialement. Les principaux sont :

- les horloges au rubidium,
- les horloges à jet de césium,
- les masers à hydrogène.

On peut classer ces appareils en deux grandes catégories :

a) les systèmes passifs dans lesquels la référence de fréquence est obtenue par l'absorption plus ou moins grande d'un signal extérieur par une raie de résonance magnétique. C'est le cas des oscillateurs à vapeur de rubidium et à jet de césium.

b) les systèmes actifs dans lesquels on réalise un véritable oscillateur sur une raie de résonance, conformément à la technique des masers. C'est le cas des oscillateurs à ammoniac et des masers à hydrogène.

Une horloge est constituée par l'association d'un oscillateur et d'une échelle de temps convenablement démultipliée. Elle délivre le plus souvent deux fréquences pures à 5 MHz et 100 MHz et des rythmes d'impulsions électriques constituant l'horloge proprement dite.

Les figures 1, 2, 3 et 4 représentent : une horloge à ammoniac, une horloge à vapeur de rubidium, une horloge à jet de césium et un maser à hydrogène.

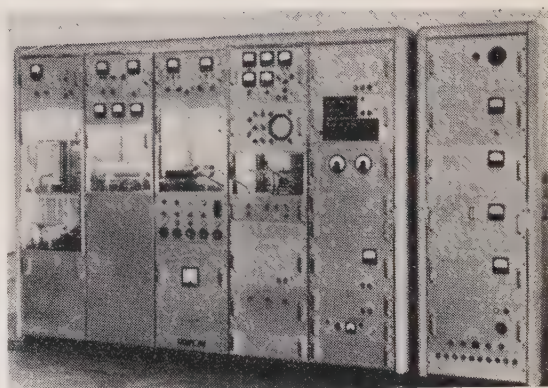


FIG. 1. — Horloge à ammoniac [réf. B. DECAUX, la mesure précise du temps, Masson éd., 1959, planche VII].

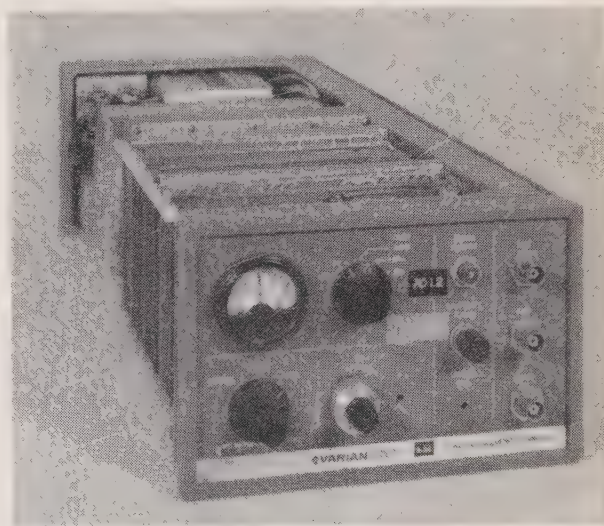


FIG. 2. — Horloge à vapeur de rubidium.

Il n'est pas possible de caractériser complètement un oscillateur Ultra-Stable par quelques chiffres [5, 6] mais il est commode de les classer grossièrement en fonction de leur stabilité à long terme et du glissement relatif minimal que l'on peut obtenir entre deux échelles de temps du même type pour un laps de temps donné.



FIG. 3. — Horloge à jet de césium.

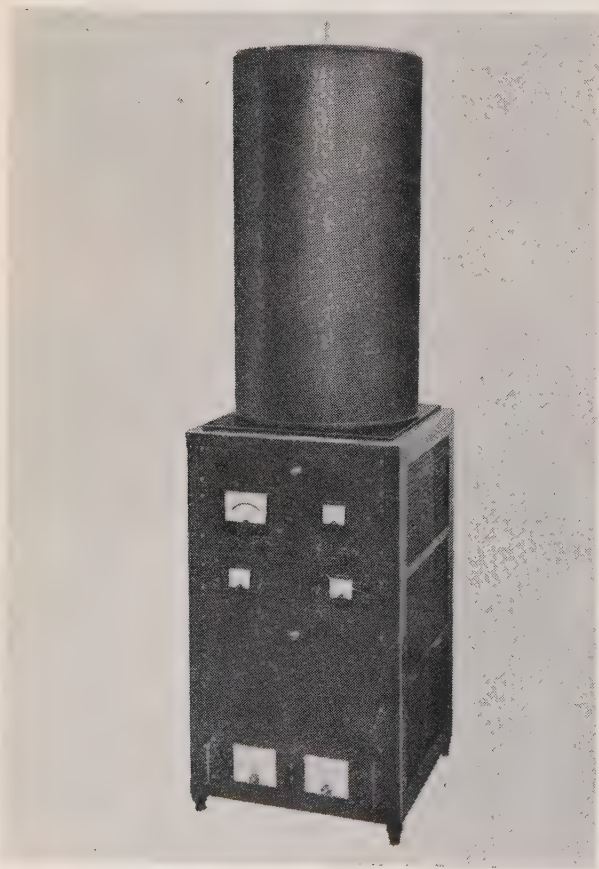


FIG. 4. — Maser à hydrogène.

La figure 5 représente un tableau résumant ces caractéristiques pour les horloges les plus fréquemment utilisées actuellement.

FIG. 5. — Caractéristiques des horloges atomiques.

	Stabilité à long terme $\Delta f/f$	Glissement relatif
Horloge à vapeur de rubidium	10^{-11}	1 μ s par jour
Horloge à jet de césium	$2 \cdot 10^{-12}$	1 μ s par mois
Maser à hydrogène	10^{-14}	1 μ s par an
Quartz seul	10^{-9} à 10^{-10}	10 à 100 μ s par jour

Il est clair que les performances des oscillateurs atomiques sont en moyenne supérieures de deux ordres de grandeur à celles que l'on peut attendre des meilleurs oscillateurs à quartz. Ces qualités justifient l'emploi des horloges atomiques dans de nombreux domaines ; nous les énumérerons brièvement après avoir rappelé que l'intérêt d'utiliser un oscillateur ultra-stable pour une application déterminée peut avoir trois causes selon que les caractéristiques particulières de l'appareil permettent :

- a) de créer un principe nouveau ou d'employer une technique nouvelle,
- b) d'améliorer sensiblement les performances d'un système existant,
- c) de faciliter la mise en œuvre et l'exploitation de systèmes conventionnels.

Les applications se répartissent en trois domaines principaux :

1. Le domaine terrestre (fig. 6) dans lequel nous trouvons :

- les garde-temps pour les observatoires,
- les oscillateurs pilotes pour la Radiodiffusion, les Télécommunications et la Télévision,

FIG. 6. — Applications terrestres.

- Garde-temps (observatoires)
- Oscillateurs pilotes (radio-TV)
- Datage des événements (fins scientifiques)
- Synchronisation

— le datage précis d'événements à des fins scientifiques. C'est ainsi que les instants où les échos Laser réfléchis par les satellites D_1c , D_1d , GEOS, etc. arrivaient aux stations d'observation de Saint-Michel de Provence, de Colomb-Béchar ou de Stéphanion étaient repérés au moyen d'horloges atomiques convenablement synchronisées. La précision du datage constitue, dans le cas d'une opération géodésique telle que celle-ci, une qualité essentielle,

— la synchronisation de bases d'observation, qu'il s'agisse des observatoires eux-mêmes ou de stations temporaires comme celles qui furent utilisées pour l'opération ISAGEX (International Satellite Geophysical Experiments).

2. Le domaine maritime (fig. 7) dans lequel nous trouvons encore peu d'applications effectives, mais beaucoup d'applications possibles. Peuvent être cités :

- les oscillateurs pilotes pour les émetteurs des stations LORAN A et C,
- les garde-temps pour les navires en missions très longues,
- les dispositifs d'anti-collision et de surveillance du trafic,
- les systèmes de navigation très précis pour la recherche des épaves, la navigation dans les mers encombrées, les chenaux, les entrées de port, la recherche pétrolière, etc.

FIG. 7. — Applications maritimes.

- Oscillateurs pilotes (LORAN C)
- Garde-temps (missions très longues)
- Anticollision
- Navigation très précise (mers encombrées, entrées de port, recherches pétrolières, etc.).

3. Enfin, le domaine aérospatial (fig. 8) que nous étudierons plus en détail et pour lequel nous distinguerons trois parties :

- a) les applications actuelles,
- b) les applications en cours d'étude,
- c) les applications possibles.

FIG. 8. — Domaine aérospatial.

- Applications actuelles
- Applications en cours d'étude
- Applications possibles

2. Applications actuelles des oscillateurs ultra-stables au domaine aérospatial

Les principales applications, d'ores et déjà exploitées, sont mentionnées dans le tableau de la figure 9.

FIG. 9. — Applications actuelles des horloges atomiques au domaine aérospatial.

- Oscillateurs pilotes (système Ω)
- Systèmes anticollision
- Certification des avions avec l'aide de la trajectographie à l'horloge
- Synchronisation des bases (Etude des Radio-Sources)
- Garde-temps sur les champs de tir
- Equipement de certaines bases de trajectographie

2.1. Oscillateurs pilotes pour stations Ω

Le système Ω est un moyen de navigation de type hyperbolique à très longues portées, plusieurs milliers de milles, destiné à la navigation maritime ou aérienne [7] ; il comportera huit stations judicieusement implantées et émettant des signaux très basse

fréquence entre 10 et 14 kHz. Tous les émetteurs Ω sont synchronisés en phase. Quatre émetteurs Ω sont en service à Forestport (état de New York), en Norvège, à la Trinité et à Hawaï ; ils couvrent l'Amérique du Nord, le Nord de l'Amérique du Sud et l'Atlantique Nord.

Les stations émettrices comportent quatre oscillateurs à jet de césium ; la sortie combinée de ces quatre étalons forme un signal dont la dérive relative est voisine de 10^{-12} ; le synthétiseur de fréquence a quatre voies redondantes qui sont continuellement inter-comparées, ce qui permet d'obtenir la stabilité et la fiabilité nécessaires au système [8].

2.2. Systèmes anti-collision [10, 11]

L'accroissement du trafic aérien durant ces dernières années a rendu nécessaire l'étude d'un dispositif de sauvegarde destiné à éviter le plus possible les collisions aériennes. Les radars sont très difficiles à utiliser en raison d'un problème de couverture [9] ; de sorte qu'il existe actuellement deux systèmes en cours d'étude qui sont tous les deux de type coopératif, c'est-à-dire que chaque avion doit posséder un certain équipement pour qu'il puisse détecter les autres et être détecté lui-même par eux.

L'un d'eux est du type temps fréquence et repose sur la possibilité d'avoir à bord de chaque avion la même heure à quelques dixièmes de microsecondes près, soit que cette heure ait été conservée depuis le décollage au moyen d'horloges atomiques, soit qu'elle ait pu être retrouvée grâce à un procédé de synchronisation ad hoc par comparaison avec une heure pouvant servir de référence portée par des avions mieux équipés. Le risque est évalué dans chaque avion en estimant le temps au bout duquel la collision pourrait intervenir si la configuration des vols ne changeait pas.

Ce temps est égal à : d/v où d est la distance radiale séparant les deux avions considérés et v leur vitesse de rapprochement. d est mesuré par le temps mis par une impulsion radioélectrique pour franchir la distance séparant les deux avions ; cette mesure est possible à bord de chaque appareil si chacun possède la connaissance précise de l'instant auquel l'autre émet : il lui suffit alors de mesurer l'intervalle de temps séparant cet instant qu'il connaît a priori, s'il a la même heure que l'autre, de l'instant d'arrivée de l'impulsion.

v est estimé par la mesure de la déviation de la fréquence du signal reçu par comparaison avec le signal engendré par l'oscillateur local ; cette mesure correspond à l'effet Doppler et donc à v si l'on peut supposer que les oscillateurs des différents aéronefs sont suffisamment synchrones. Il est clair que cette condition est d'autant plus facilement remplie que les oscillateurs pilotes sont plus stables.

La mise en œuvre de ce système exige que les aérodromes soient équipés d'horloges atomiques de haute stabilité, par exemple d'horloges à jet de césium, et que le plus grand nombre d'avions possible soient équipés d'horloges atomiques de qualité moyenne : rubidium, ou césium simplifiées.

En fait, la situation actuelle est la suivante : aux Etats-Unis, plusieurs firmes ont étudié un tel système, la principale étant McDonnell Douglas qui, pour son propre compte, a équipé une partie de sa flotte aérienne.

En France, une étude de faisabilité a été faite par l'ONERA et Crouzet sous l'égide de la DRME. L'opportunité d'imposer à tous les avions un système d'anti-collision (celui-là ou un autre) est en cours de discussion par les Instances internationales à Washington et suscite encore de nombreuses controverses.

2.3. Certification des avions à l'aide de la Trajectographie à l'Horloge [12]

La trajectographie à l'horloge est un moyen de localisation des mobiles dans l'espace reposant sur le principe suivant (fig. 10) : Quatre oscillateurs dont la stabilité est comprise entre 10^{-11} et 10^{-12} en $\Delta f/f$ sont synchronisés ; chacun d'eux engendre une échelle

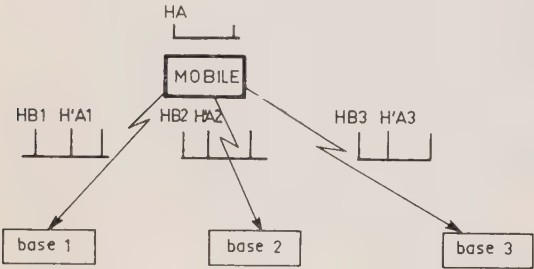


FIG. 10. — Principe de la trajectographie à l'horloge.

de temps en élaborant cycliquement une impulsion de haute définition. Ces impulsions sont délivrées par chacun des oscillateurs rigoureusement au même instant. L'un d'entre eux est placé sur le mobile, les trois autres sont disposés en des points suffisamment éloignés les uns des autres pour constituer un système de repères lié à la terre.

Lorsqu'une impulsion est produite à bord du mobile, les oscillateurs disposés aux bases terrestres engendrent eux-mêmes une impulsion au même instant et déclenchent un chronomètre ; l'impulsion de l'horloge du missile est émise par Radio et reçue aux trois bases un certain temps après sa création, temps qui est évidemment différent pour chacune des bases et respectivement égal à :

$$\tau_1 = \frac{r_1}{c} \quad \tau_2 = \frac{r_2}{c} \quad \tau_3 = \frac{r_3}{c}$$

où r_1, r_2, r_3 sont les distances radiales du mobile aux bases et c la vitesse de la lumière. Le signal provoqué par la réception de l'impulsion provenant du véhicule arrête le chronomètre à chacune des stations, qui a ainsi mesuré le temps τ séparant l'instant d'émission de l'impulsion de son instant d'arrivée à la base.

Lorsque les moyens de transmission radio sont convenablement adaptés et si l'on associe à cette mesure de distance une mesure de vitesse en exploitant l'effet Doppler de la porteuse synthétisée à partir de l'oscillateur ultra-stable du mobile, on peut atteindre les performances suivantes :

précision sur la mesure de distance : quelques mètres
précision sur la mesure de vitesse : quelques centimètres/seconde.

Les avantages de ce type d'appareillage sont les suivants :

— les erreurs ne sont pas cumulatives, chaque mesure est indépendante de la suivante ;

— l'impulsion radioélectrique suit un simple trajet ;

— il n'y a pas de problème de lever-de-doute si l'intervalle de temps qui sépare deux impulsions successives est plus grand que le plus grand temps de transit radioélectrique ;

— l'installation des stations au sol ne soulève aucune difficulté ; en particulier, il n'y a pas de problème d'orientation précise des antennes ni de qualité du sol ;

— la centralisation de données non réduites, et donc très vulnérables, est évitée.

Ce dernier avantage, peut-être le principal, est fondamentalement dû à l'emploi d'horloges atomiques qui permettent, en raison de leur stabilité, de remplacer le transfert habituel des références dans un système de trajectographie par une synchronisation préalable des oscillateurs.

Il se trouve que ces divers avantages, et notamment la possibilité d'installer rapidement le système sur des terrains non prévus à cet effet, ont incité à exploiter ce dispositif de façon opérationnelle pour la certification acoustique des avions et des hélicoptères.

Il s'agit en effet de mesurer les niveaux de bruits produits par un aéronef au cours d'évolutions imposées. Pour obtenir ce résultat, il faut faire évoluer l'avion ou l'hélicoptère dans un lieu où le bruit qu'il engendre est pratiquement le seul (ce qui exclut les grands aérodromes), mesurer les niveaux sonores et enfin repérer et dater avec précision la trajectoire qu'il suit pour pouvoir associer le niveau sonore produit à la route suivie, et ainsi déterminer les grandeurs nécessaires à une éventuelle certification ; c'est dans ce but qu'une version simplifiée d'un trajectographe à l'horloge a été réalisée et exploitée l'année dernière sur un terrain du Sud de la France qui ne possède aucune infrastructure. Un jour seulement a été nécessaire pour équiper le terrain d'essais et les précisions obtenues sont indiquées dans le tableau de la figure 11. Dans ce cas particulier, en

FIG. 11. — Précisions obtenues dans le cas de la certification acoustique des aéronefs.

Essai	Nombre de points	Ecart types (m)	Altitude (m)
111	34	$\sigma(x) = 0,76$ $\sigma(y) = 2,55$ $\sigma(z) = 2,85$	100
113	97	$\sigma(x) = 1,29$ $\sigma(y) = 2,72$ $\sigma(z) = 1,40$	150
420°	188	$\sigma(x) = 0,60$ $\sigma(y) = 3,01$ $\sigma(z) = 3,11$	130 à 280

raison de la faible altitude des trajectoires, les bases au sol étaient relativement rapprochées (quelques centaines de mètres) et l'heure exacte à une nano-seconde près leur était distribuée par câble à partir d'une seule horloge atomique. La figure 12 représente l'une de ces bases, la station comprenant l'horloge atomique est photographiée figure 13.

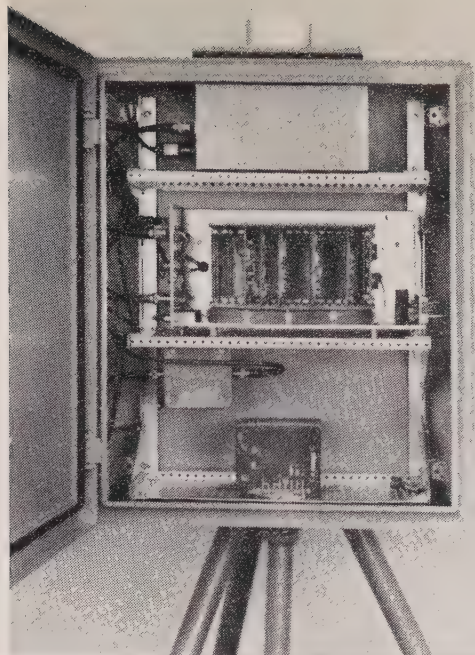


FIG. 12. — Base de réception.

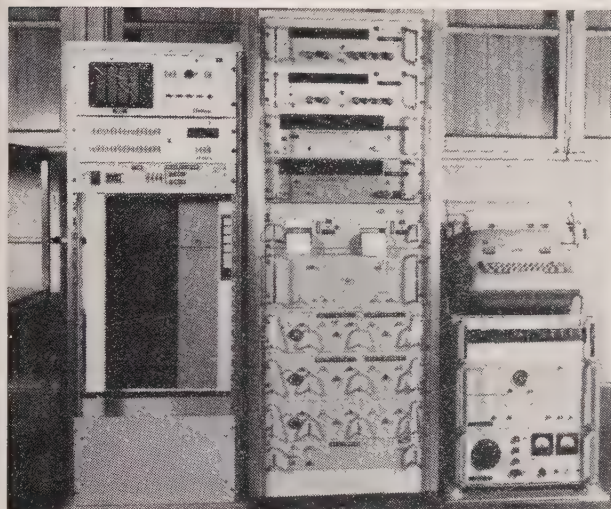


FIG. 13.

2.4. Synchronisation des bases pour l'étude des Radiosources (Cambera et Goldstone (Californie))

Les radiosources sont l'objet d'études approfondies à des fins qui, pour l'instant, sont purement scientifiques, mais que certains songent déjà à exploiter pour la navigation : la sphère des radiosources remplaçant alors la traditionnelle « sphère des fixes ».

Un des moyens d'étude est constitué par le procédé de l'interférométrie grande base (VLB) ; un interféromètre est constitué par deux télescopes séparés d'une distance d ; les deux télescopes [13] reçoivent le signal à une longueur d'onde λ venant d'une source astronomique. Les deux signaux sont alors rassemblés, puis multipliés l'un par l'autre ; s'ils sont cohérents, leur produit a des maximums et des minimums puisque la terre tourne, que les longueurs des trajets changent, et donc la phase relative des signaux, qui sont multipliés. On peut montrer que le degré de

cohérence γ dépend de la séparation des télescopes et du diamètre angulaire de la source θ : si la source était réellement ponctuelle $\theta \ll \lambda$ la cohérence devrait être parfaite. Plus généralement, γ est la transformée de Fourier de la distribution de brillance de la source. Les télescopes peuvent être éloignés de plusieurs milliers de kilomètres : par exemple, il existe une base constituée par un appareil à Goldstone « Californie » et l'autre près de Cambera en Australie. Dans ces conditions, la corrélation entre les rayonnements ne peut évidemment se faire qu'en différé, ce qui entraîne l'obligation de repérer temporellement, avec une extrême précision, les signaux captés. Deux conditions doivent être remplies :

a) la phase relative des deux oscillateurs locaux doit être stable à environ 1 radian près pendant la période d'intégration.

b) le temps relatif aux deux stations doit être connu à une certaine fraction de l'inverse de la bande de fréquence analysée.

La plupart des stations sont actuellement équipées d'horloges atomiques à vapeur de rubidium synchronisées à une microseconde près au moyen du LORAN C. Cela permet des temps d'intégration de quelques minutes, mais exige souvent un temps assez long de tâtonnement à l'ordinateur (donc coûteux) pour améliorer le calage relatif des bandes.

Certaines stations, Haystack notamment, sont d'ores et déjà équipées de masers à hydrogène qui permettent des temps d'intégration de l'ordre de l'heure. Pour synchroniser les stations entre elles, un meilleur moyen que le LORAN C consiste à les caler par rapport au réseau mondial de césium qui est en cours d'établissement, soit par rapprochement physique d'une horloge de référence (flying clock), soit par une méthode de simple survol telle que celle développée par l'ONERA.

Les mesures actuelles ont permis de déterminer le diamètre apparent de certaines radiosources à 10^{-3} s d'arc près pour un rayonnement de 6 cm de longueur d'onde.

2.5. Garde-temps sur les champs de tir

Les champs de tir et terrains d'essais distribuent dans leurs différentes implantations une base de temps commune à tous. Celle-ci est pilotée par un oscillateur très stable. L'horloge atomique convient parfaitement à cette fonction ; elle est utilisée seule ou en association avec des pilotes à quartz ; en outre, le contrôle des bases de temps locales est effectué à l'aide d'une station mobile équipée d'une horloge atomique de référence. On sait en effet que si l'on doit caler deux bases de temps séparées l'une de l'autre d'une certaine distance au moyen d'une troisième horloge par rapport à laquelle les décalages de chacune d'elles sont successivement mesurés, la précision de l'opération dépend en premier lieu de la dérive de l'horloge de référence pendant le trajet ; d'où la nécessité de disposer pour cette fonction d'oscillateurs très stables. Il est intéressant de préciser à cette occasion que les premières études d'horloges atomiques ont été initiées en France par le STAé (Service Technique de l'Aéronautique) puis reprises successivement par le SECT (Service d'Equiperment des Champs de Tir) et la DRME (Direction des Recherches et Moyens d'Essais) qui a financé l'étude d'horloges au rubidium aéroportables.

2.6. Equipement de certaines bases de trajectographie

De nombreux systèmes de trajectographie fonctionnent en effectuant la comparaison en temps réel de signaux provenant d'un mobile et reçus en des points relativement éloignés les uns des autres ; la réalisation effective de cette comparaison ne peut se faire que si :

a) les signaux sont centralisés

ou

b) les signaux sont datés à leur réception dans chaque base avec une précision suffisante pour permettre leur comparaison ultérieure.

La première éventualité est celle qui a été utilisée jusqu'à ces dernières années ; elle comporte l'inconvénient majeur suivant : nécessité de transmettre sur quelques dizaines de kilomètres, quelquefois quelques centaines, au niveau du sol, un signal non réduit dont l'information est dégradée par toutes perturbations affectant la propagation. Or, on sait que la propagation d'une onde radioélectrique au ras du sol est modifiée par de nombreux facteurs et notamment par les conditions météorologiques. Ce phénomène est l'un de ceux qui limitent la précision de ces trajectographes ; c'est pourquoi on s'efforce actuellement d'utiliser la deuxième méthode qui repose sur la possibilité de repérer temporellement les signaux reçus dans chaque base (comme dans le cas de l'interférométrie Grandes Bases ou de la trajectographie à l'horloge) avec une précision qui ne dégrade pas la comparaison ultérieure, c'est-à-dire que l'incertitude sur la connaissance du temps Δt doit correspondre à la précision recherchée pour la mesure radiale divisée par la vitesse de la lumière, soit 10 ns pour 3 m ou 1,50 m selon les systèmes. Ces chiffres sont cohérents avec les possibilités des horloges atomiques, même des rubidium, pour la durée d'un tir qui ne dépasse en général pas beaucoup les 15 mn, sous réserve que l'on ait résolu en temps opportun le problème de la synchronisation des bases avec la précision requise. Sachons seulement qu'il existe plusieurs méthodes pour obtenir ce résultat.

Cette énumération de quelques applications actuelles des horloges atomiques au domaine aérospatial n'est sûrement pas complète car elles deviennent de jour en jour plus nombreuses et la frontière entre celles que l'on peut considérer comme « en opération » et celles qui sont « en étude » est souvent floue ; c'est pourquoi nous ne sommes pas très sûrs que celles que nous allons examiner dans le deuxième paragraphe soient encore bien classées.

3. Applications en cours d'étude

3.1. Dispositifs « temps-fréquence », systèmes intégrés

Les équipements de bord sur un avion deviennent de plus en plus nombreux ; nous avons vu au paragraphe précédent qu'il était question de leur adjoindre bientôt une nouvelle unité : un dispositif anticollision - mais si l'on analyse les différents sous-ensembles qui constituent ce matériel de bord, on constate qu'il existe un nombre relativement restreint de fonctions élémentaires que l'on retrouve dans chaque appareil : des oscillateurs et des embryons de calculateurs - notamment ces derniers - susceptibles d'ailleurs de remplir des rôles de plus en plus divers à

mesure qu'ils se compliquent ; ainsi, l'idée est-elle venue de concevoir une structure modulaire fonctionnelle où les sous-ensembles correspondraient aux fonctions élémentaires, chaque sous-ensemble devant être relié fonctionnellement à ceux avec lesquels il doit coopérer : par exemple, l'oscillateur sera relié aux éléments spécifiques des systèmes anticollision, d'approche, de reconnaissance, de télécommunication, de navigation, etc. De même, les embryons disparates de calcul seront remplacés par un petit ordinateur qui gèrera et contrôlera les divers sous-ensembles en plus des calculs qu'il devra effectuer pour les besoins de l'approche ou de l'anticollision. Cette conception envisagée pour l'horizon 1980 ou 1985 constitue la base d'une structure intégrée.

L'oscillateur y joue avec le calculateur un rôle prépondérant ; sa fonction de pilote exige qu'il possède les propriétés nécessaires au système le plus élaboré, par conséquent qu'il soit le plus stable possible de façon à permettre par intégration un accès à la mesure du temps et ainsi ouvrir la voie à tous les systèmes de navigation et de sauvegarde pour lesquels cette donnée est fondamentale. Il est bien clair que seule l'horloge atomique, déjà nécessaire pour les systèmes anticollision, peut remplir ce rôle et c'est pourquoi les études actuellement entreprises sont basées sur l'existence de ce composant qui, de par ses performances, justifie le concept des systèmes temps-fréquence parce que la connaissance du temps devient une donnée intrinsèque à l'avion, donnée qu'il n'a pas besoin d'acquérir de façon permanente, qu'il a en quelque sorte en mémoire, et qui, par conséquent, constitue une information complémentaire susceptible de valoriser tous les systèmes de bord.

On en arrive ainsi à la conception d'un système intégré organisé autour de deux éléments principaux : une horloge atomique et un miniordinateur ; en dehors des interfaces d'entrée et de sortie (communication avec le pilote et avec l'extérieur) les différentes fonctions seront réalisées par des logiciels appropriés, l'horloge atomique jouant le rôle du cœur de la structure en y engendrant tous les rythmes nécessaires à son fonctionnement.

3.2. Navigation par satellites synchrones

Dans les systèmes de navigation par satellite, les stations repères terrestres sont en quelque sorte remplacées par des satellites synchrones. Leurs positions relatives par rapport aux bases sont sinon fixes, tout au moins connues à partir d'éphémérides ou mesurées de façon quasi permanente. L'intérêt de ces systèmes est donc de substituer à des bases terrestres des bases d'espace qui facilitent grandement la communication avec les utilisateurs en évitant notamment les ondes de sol toujours fluctuantes comme il a été dit au paragraphe précédent.

L'intégration d'horloges atomiques dans ces systèmes présente deux sortes d'avantages, selon que l'utilisateur est supposé posséder lui-même un oscillateur ultra-stable ou non.

Dans le premier cas, le principe de sa navigation repose sur le fait qu'il connaît l'heure vraie. Il déduit alors sa position du datage précis des instants auxquels il reçoit les signaux terrestres par l'intermédiaire des satellites dont les éphémérides sont supposées connues ou transmises ; il s'agit en fait d'un système de trajectographie à l'horloge inversé : autant d'émetteurs que de bases et une seule station de réception : le mobile. Ce

principe est également valable en ondes entretenues, les références temporelles se transformant simplement en références de phase ; de nombreux systèmes tant civils que militaires (en raison notamment de la discrétion qu'ils permettent) sont proposés ou en cours d'étude. Les horloges atomiques sont évidemment indispensables au fonctionnement de cette catégorie de dispositifs.

Dans le deuxième cas, l'utilisateur est supposé ne pas avoir à bord d'oscillateurs très stables, les systèmes proposés sont également très nombreux et l'on y retrouve, par satellites interposés, la plupart des principes exploités avec des bases strictement terrestres ; dans ce cas, l'intérêt de la substitution des horloges atomiques, cette fois non essentielles, aux oscillateurs conventionnels pour être indirect n'en est pas moins très important ; en effet, la stabilité des fréquences engendrées simplifie les moyens à mettre en œuvre pour établir une protection efficace contre les interférences et les brouilleurs (interference and jamming) [14] et de ce fait entraîne une amélioration des performances sans accroître sensiblement le coût du système.

En pratique, il est prévu que, dans la plupart des cas, les systèmes de navigation par satellite utilisent des horloges atomiques comme oscillateurs pilotes.

4. Applications possibles

Ce paragraphe comprendra une énumération forcément très incomplète des applications techniquement possibles des horloges atomiques ; certaines peuvent être déjà en cours d'étude, d'autres font l'objet de discussion et d'évaluation.

4.1. Application de la trajectographie à l'horloge directe ou inverse au domaine militaire

Nous donnerons ici une simple énumération sans commentaire des problèmes dont la solution est susceptible, à notre avis, d'être facilitée par l'emploi d'horloges atomiques :

navigation en formation, regroupement, rejointe, alimentation en vol, identification, multifonctions, guidage automatique, navigation de zone, approche, etc.

4.2. Guidage de sauvegarde des navettes spatiales

La méthode de trajectographie à l'horloge décrite au paragraphe 2.3. implique que le véhicule seul est équipé d'un émetteur radioélectrique et que les stations au sol possèdent les récepteurs, et les moyens d'enregistrement et de réduction de données, en d'autres termes que les calculs des coordonnées du mobile et de sa vitesse sont effectués à terre. Il peut être intéressant — notamment dans le cas de véhicules spatiaux du type « navette spatiale » — d'inverser le processus.

Le système serait alors défini comme suit : les stations et le véhicule seront équipés d'horloges atomiques, mais cette fois les stations comprendront des émetteurs, tandis que la navette portera un récepteur et des moyens de calcul ; la structure du système n'est pas fondamentalement modifiée, les équations régissant le fonctionnement sont les mêmes, mais un avantage important apparaît dans le cas de l'application à la navette spatiale :

Le véhicule engendre lui-même ses paramètres de vol ; il n'a besoin que de trois stations au sol mais peut recevoir ses données d'un nombre plus grand, l'importance de chacune étant alors minimisée (fig. 14), les stations terrestres transmettant un code d'identi-

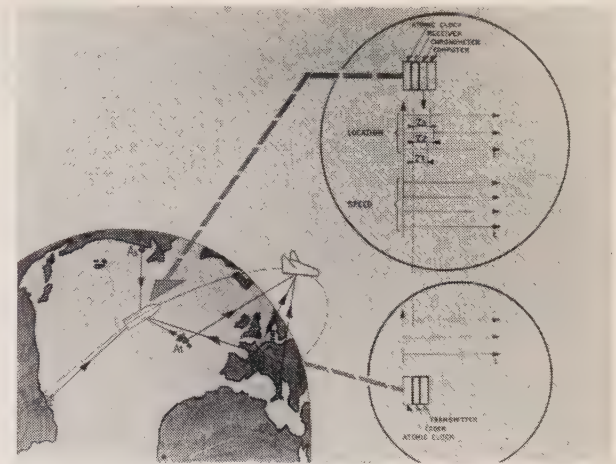


FIG. 14.

fication comme dans le cas des avions qui utilisent un système anticollision du type temps-fréquence.

Par ailleurs, il est certain qu'une et probablement plusieurs horloges atomiques seront à bord de la navette spatiale ; la présence d'un ordinateur est également évidente ; dans ces conditions, il est suffisant, pour construire un système de navigation, d'embarquer un récepteur adapté, de mettre en mémoire un programme de calcul et d'installer l'équipement nécessaire au sol.

Il apparaît donc que la possibilité de disposer en un certain nombre de points de la terre d'oscillateurs ultra-stables convenablement synchronisés ouvre la voie à des systèmes de navigation très simples et très précis, pouvant être utilisés sur des véhicules spatiaux, à titre de sauvegarde par exemple, sans accroissement notable de poids ou de volume, la plus grande partie des constituants étant de toute façon déjà embarquée.

En outre, les équipements devant être installés au sol s'appuieront sur les installations d'anticollision qui, sans aucun doute, seront opérationnelles dans quelques années, et équiperont les grands aéroports. Chacun comprendra une station garde-temps équipée d'une horloge atomique qui sera intégrée dans un réseau mondial toujours synchronisé. Il suffira alors de compléter les bases retenues pour guider les véhicules spatiaux par les moyens de transmissions appropriés.

4.3. Equipements de terrains sans infrastructure

L'opération de certification acoustique qui a été mentionnée précédemment a montré qu'il était extrêmement simple d'équiper un terrain ne possédant aucune infrastructure pour effectuer la trajectographie des aéronefs. Il est évident que cette simplicité provient, répétons-le, du fait que les horloges atomiques remplacent les transferts de référence nécessaires par leurs propriétés intrinsèques de stabilité qui les rendent aptes à être des garde-temps presque parfaits. Cette possibilité peut être exploitée largement tant à des fins civiles que militaires ouvrant la voie à la mise en œuvre quasi immédiate de nouveaux terrains d'essais.

4.4. Lutte contre le brouillage, synthétisation des radars, analyse des échos

Ce paragraphe ne peut que mentionner ce type d'application : l'utilisation d'oscillateurs ultra-stables, synthétisant les fréquences porteuses, permettra, en affinant la fonction d'ambiguïté, de faciliter l'analyse des échos, l'interprétation des déviations dues à l'effet Doppler et de ce fait, améliorera la discrimination et la séparation des objets.

En outre, le maintien d'une excellente stabilité de phase permet d'envisager ce que l'on peut appeler l'holographie hertzienne ; on peut alors imaginer les conséquences de cette possibilité pour la surveillance de l'espace aérien et l'analyse des obstacles.

4.5. Analyse relativiste

Avant de conclure, il nous faut signaler le grand intérêt des horloges atomiques pour la vérification des lois relativistes. Rappelons que lors de l'opération Synchran [15] (Synchronisation Atlantique Nord) au cours de laquelle les garde-temps des Observatoires de Paris, Greenwich, Ottawa et Washington ont été synchronisés à 30 ns près, un glissement relatif de 100 ns de l'échelle de temps transportée, dû aux effets relativistes, a été observé ; il correspond presque exactement à la déviation que le calcul prévoyait pour ce périple. Cela signifie que les stabilités des horloges atomiques actuelles sont d'un ordre de grandeur qui permet la mise en évidence des phénomènes de relativité ; c'est pourquoi un certain nombre d'expériences sont proposées et sont en cours de discussion visant à vérifier avec une précision jamais encore atteinte les lois de la relativité ; c'est ainsi que certains ont proposé de mettre en orbite terrestre et aussi en orbite héliocentrique des masers à hydrogène de façon à préciser les coefficients du tenseur de Robertson. Des progrès technologiques sensibles seraient évidemment nécessaires pour qu'une telle opération soit possible. Cependant, les méthodes en concurrence, utilisant notamment des lasers embarqués, sont également aux limites des possibilités techniques et le choix est difficile à faire.

5. Conclusion

Nous avons montré que les oscillateurs ultra-stables utilisant la transition atomique comme référence avaient conduit à l'élaboration d'horloges et de garde-temps susceptibles de très nombreuses applications. Il est difficile d'avoir une idée précise du nombre d'horloges actuellement en service dans le monde occidental en raison notamment des applications militaires aux Etats-Unis qui nous sont inconnues ; nous pensons que les chiffres ci-dessous constituent des ordres de grandeurs minimaux.

— Vapeur de rubidium	environ 1 500 dont quelques dizaines en France,
— Jet de césium	7 à 800 dont une vingtaine en France,
— Maser hydrogène	quelques dizaines,
— Autres	quelques dizaines.

Rappelons les performances actuelles qui peuvent être schématisées par les trois chiffres suivants :

10^{-11} en $\Delta f/f$ pour la classe des rubidium	Volume 10 l
10^{-12} en $\Delta f/f$ pour la classe des césium	Volume 20 l
10^{-13} ou 10^{-14} pour les masers à hydrogène	Volume 100 l

Mais les travaux se poursuivent dans le monde et notamment en France où des chercheurs travaillent sur de nouvelles générations d'horloge à confinement ionique qui, si les espoirs sont confirmés, donneraient les performances des masers à hydrogène dans le volume d'une horloge à vapeur de rubidium. Lorsqu'une telle horloge sera réalisée, dans la prochaine décade probablement, les applications deviendront innombrables car les servitudes de la synchronisation, qui compliquent pour le moment les systèmes, disparaîtront et, de ce fait, les dispositifs dans lesquels ces nouvelles horloges seront intégrées pourront être considérablement simplifiés, ce qui entraînera une diminution de leur prix et, corrélativement, l'extension de leur domaine d'application.

Bibliographie

- [1] RAMSEY N.F. — Molecular Beams. Oxford Press, 1956.
- [2] REDER F.H. — Atomic clocks and their applications. USA. SR, TR 2230, oct. 1961.
- [3] REDER F.H. — Atomic Frequency Standards. *Electronics*, nov. 1962, p. 31.
- [4] AUDOIN C. — Le maser à hydrogène. *Bulletin du Bureau National de Métrologie*, n° 4, 1971, p. 3.
- [5] DEVELET J. — Oscillator Stability. *IEEE Transactions*, vol. SET 11, number 1, (mars 1965).
- [6] MOREAU R. — Applications des horloges atomiques aux problèmes de localisations précises. *La Recherche Aéronautique*, n° 116, janv.-fév. 1967, p. 35.
- [7] STOUT C.C. — Le système Ω . AGARD n° 28, 1970, p. 50.
- [8] VAN ETEN J.P. — Principes fondamentaux des systèmes de radio-navigation hyperbolique à basses et à très basses fréquences. *Revue des Télécommunications*, n° 45/3, 1970, p. 213.
- [9] McDERMOTT J. — Why doesn't radar prevent midair collisions ? *Electronic design* 22, oct. 25, 1969, p. 25.
- [10] BESSON J. — Prototype français d'un système anti-collision à temps-fréquence. X^e Congrès International Aéronautique, Paris, 1971, TP ONERA n° 938.
- [11] MOREAU R. — Dispositif français d'anti-collision de type temps-fréquence. Analyse critique de résultats d'essais. 14th Meeting GCP/AGARD. Edimburg, 1972. TP ONERA n° 1086.
- [12] BESSON J. et BOILLOT J. — Time frequency localization system applied to acoustic certification of aircraft. AIAA Guidance and Control Conference. Stanford, 1972 (à paraître).
- [13] COHEN M.H., JANNCEY D.L., KELLERMANN K.I., and CLARK B.G. — Radio Interferometry at one thousandth second of arc. *Science*, vol. 162, p. 88.
- [14] BRECKMAN J. and BARNLA J.D. — SPOT Navigation Satellite System. AGARD n° 28, 1970, p. 310.
- [15] BESSON J. — Comparison of national time standards by simple overflight. *IEEE Trans.*, vol. IM-19, 1970, p. 227.

Roland MOREAU, Ingénieur E.R.B. de l'Université de Bordeaux. Entré en 1951 à l'Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques comme Chef de la Division Electronique est actuellement Directeur Scientifique Adjoint de la Physique Générale.



Thomson - CSF

Les tubes et dispositifs de prise de vue à cible silicium

Résumé

Description et analyse de l'utilisation du silicium monocristallin dans les dispositifs de prise de vue de télévision.

Dans le cas des tubes, elle nécessite la réalisation d'une multitude de diodes discrètes séparées par un isolant. Cette structure entraîne un fonctionnement différent de celui des cibles classiques pour la génération du signal vidéo.

L'utilisation des cibles silicium à mosaïque de diodes permet d'une part une excellente détection photonique (vidicon), et d'autre part, une multiplication importante d'électrons qui permet la réalisation de tubes à grande sensibilité (Nocticon).

Les technologies mises en œuvre et le concept du transfert de charges de proche en proche laissent espérer des développements importants dans le domaine des dispositifs de prise de vue entièrement solides. Les différentes solutions technologiques et les performances attendues de ces dispositifs sont analysées.

1. Introduction

Les performances des senseurs d'image utilisés en prise de vue de télévision dépendent en premier lieu de l'élément de détection utilisé. Cet élément de détection qui convertit les photons absorbés en charges électriques peut être un photoconducteur (Vidicon, Plumbicon) ou un photo-émetteur (Image orthicon, Esicon, Nocticon...).

Les tubes du type photoconducteur sont, à l'heure actuelle, les plus largement utilisés, du fait de leur faible encombrement et simplicité de fonctionnement.

Quoiqu'il existe un grand nombre de matériaux photoconducteurs, très peu satisfont aux exigences spécifiques souvent contradictoires imposées par leur utilisation en tant que cible de Vidicon. Seuls le trisulfure d'antimoine et l'oxyde de plomb ont été largement utilisés, dans des conditions très strictes de pureté et de dépôt, en couches minces polycristallines pour constituer des cibles de tube de prise de vue.

Les progrès réalisés dans l'obtention de matériaux semiconducteurs monocristallins parfaitement contrôlés, et l'apparition de photodétecteurs élémentaires de qualité ont permis d'envisager leur utilisation pour les tubes de prise de vue. De prime abord, leur résistivité volumique, même sous forme intrinsèque est de plusieurs ordres de grandeur trop faible pour l'obtention d'un faible courant d'obscurité et d'un pouvoir de résolution satisfaisant. La constitution d'un réseau de diodes $p-n$ polarisées en inverse et isolées les unes des autres permet d'éviter cet écueil et aboutit

à une structure en mosaïque qui curieusement est à rapprocher de celle des cibles du premier tube de prise de vue : l'Iconoscope.

Quoique le principe de cibles à mosaïque de diodes soit connu depuis longtemps le fait d'utiliser le silicium comme matériau photodétecteur présente des avantages certains réf. 1 qui sont essentiellement : un rendement quantique élevé du fait de son coefficient d'absorption de lumière, une sensibilité étendue dans le spectre visible — 350 à 1 100 nm — (en corrélation avec la largeur de bande interdite 1,15 eV), une bonne linéarité en fonction de l'éclairement et une grande rapidité de réponse.

Par ailleurs, les caractéristiques de courant inverse de diode et de capacité sont compatibles de principe avec le fonctionnement en accumulation de charge pour des périodes d'image de l'ordre de 40 ms.

L'utilisation de mosaïques à haute résolution dans les Vidicons, rendue possible par l'évolution des technologies de réalisation des circuits intégrés, aboutit à un élément hybride, qui n'est sans doute qu'une étape vers la réalisation de senseurs d'image à l'état solide, dont les premières réalisations sont apparues au niveau du laboratoire.

Par ailleurs, le grand gain de multiplication pour des électrons d'énergie 10 keV permet de constituer des tubes ultra sensibles pour la télévision à très bas niveau de lumière.

Une première partie de cette note est consacrée à l'exposé des caractéristiques des tubes Vidicon à cible de silicium dont l'usage se développe en téléphonovision et en TV industrielle et aux Tubes Nocticon incorporant une cible similaire dont l'usage est réservé essentiellement à la Télévision nocturne ou à bas niveau de lumière.

Une seconde partie est consacrée aux caractéristiques que l'on peut prévoir pour les senseurs solides dont l'usage se développera dans la prochaine décennie.

2. Tubes de prise de vue

2.1. Cibles à mosaïque de diodes silicium pour Vidicon

Les cibles utilisées dans le Vidicon sont constituées par une plaquette de silicium d'orientation (111) ou (100) et de type n avec un taux d'impuretés de $5 \cdot 10^{14}$ atomes/cm³. Leur épaisseur est de l'ordre de 20 μ m.

La face plane comporte un arrangement régulier de région p discrètes réalisées par diffusion et séparées par un isolant qui se trouve être naturellement de la silice.

Le nombre de diodes par cm^2 utile conditionne le pouvoir de résolution. Pour un Vidicon de 26 mm, de surface utile $9,5 \times 12,7 \text{ mm}^2$, un pouvoir de résolution de 600 lignes entraîne un nombre minimum de diodes de l'ordre de $5 \cdot 10^6$. Par ailleurs, la surface totale des diodes détermine la capacité de cible ; la figure 1 montre la constitution d'une telle cible.

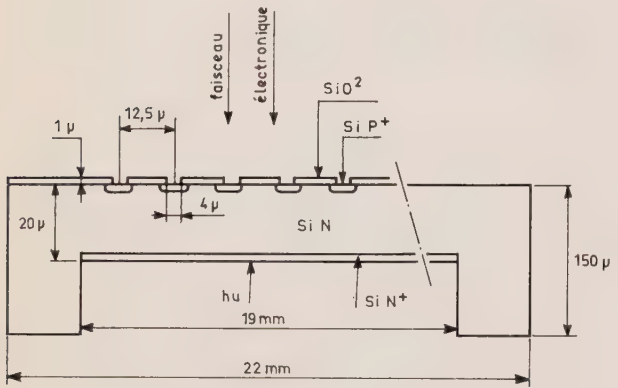


FIG. 1. — Schéma d'une cible à mosaïque de diodes.

réalisation utilise les technologies planar mises en œuvre pour les circuits intégrés.

Elle présente malgré tout un impératif supplémentaire : le taux de défauts tolérés est très faible (10^{-5}) et la périodicité des diodes doit être parfaite pour éviter des effets parasites auxquels l'œil est extrêmement sensible.

2.2. Principe de fonctionnement des cibles de Vidicon

Le fonctionnement de ces cibles est basé sur l'absorption de l'énergie lumineuse, la création de paires électrons-trous et l'accumulation des trous dans les jonctions des diodes polarisées en inverse du fait de l'application d'un potentiel sur le substrat et du balayage par faisceau d'électrons (fig. 2).

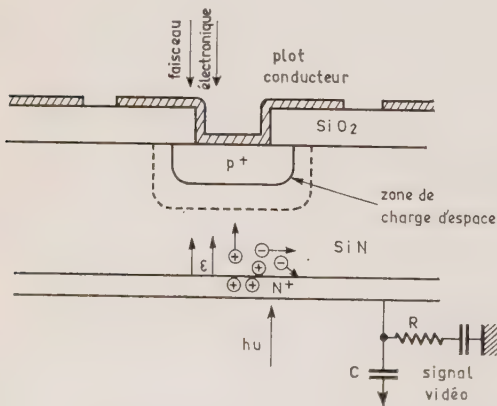


FIG. 2. — Fonctionnement d'une cible mosaïque silicium.

Sur la face éclairée, les photons incidents sont absorbés sur une profondeur qui est de l'ordre de $0,1 \text{ µm}$ à 400 nm et de 10 µm à 800 nm . La figure 3

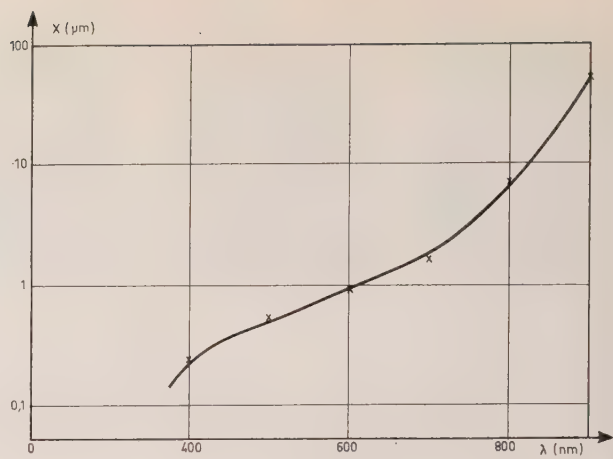


FIG. 3. — Variation de la profondeur d'absorption avec la longueur d'onde.

montre la variation d'absorption pour le silicium dans le spectre visible et le proche infrarouge.

Les photons bleus sont donc absorbés très près de la surface, et, de ce fait, les porteurs de charges qu'ils créent ont une forte probabilité de se recombiner, diminuant d'autant la sensibilité du dispositif pour ce rayonnement. Pour y remédier, une couche diffusée n+ est réalisée en surface ; elle y crée un gradient de concentration de charges, donc un champ électrique. Les trous engendrés dans cette zone sont soumis à ce champ et éloignés de la surface ; ils peuvent donc diffuser vers les zones p+. L'optimisation de cette diffusion permet ainsi d'obtenir une bonne réponse spectrale pour les faibles longueurs d'onde.

Les photons absorbés engendrent des paires électrons-trous ; les trous constituent les porteurs minoritaires qui diffusent dans la zone non soumise à un champ électrique.

Pour une cible d'épaisseur 20 µm , la recombinaison des porteurs minoritaires dans le volume du silicium est négligeable. Ils diffusent jusque dans la zone de charge d'espace des diodes p+ où ils sont aussitôt collectés sous l'effet du champ électrique existant. Les trous collectés déchargent les diodes dont le potentiel remonte à une valeur intermédiaire entre 0 et 10 V. Le passage du faisceau électronique recharge ces diodes au potentiel 0 et le courant de déplacement qui en résulte constitue le signal vidéo. Ce signal est proportionnel au nombre de trous collectés, donc à l'intensité lumineuse incidente.

Un tel dispositif ne fonctionne en fait qu'imparfaitement ; le faisceau électronique charge l'oxyde d'isolement, créant une barrière de potentiel qui empêche le faisceau d'atteindre les diodes (fig. 4a). Deux solutions ont été envisagées pour éliminer ce phénomène :

— évaporation d'une couche résistive sur toute la surface de la cible permettant aux charges de s'écouler vers chaque diode. Cette couche doit avoir une résistance superficielle $R = 10^{13} \text{ Ω/□}$ (fig. 4b) [2] ;

— dépôt d'une couche conductrice gravée de façon à constituer au-dessus de chaque diode une électrode conductrice la plus grande possible (fig. 4c).

Cette seconde solution semble préférable malgré les difficultés technologiques. En effet, la résistivité de couches semi-conductrices dépend de la tempéra-

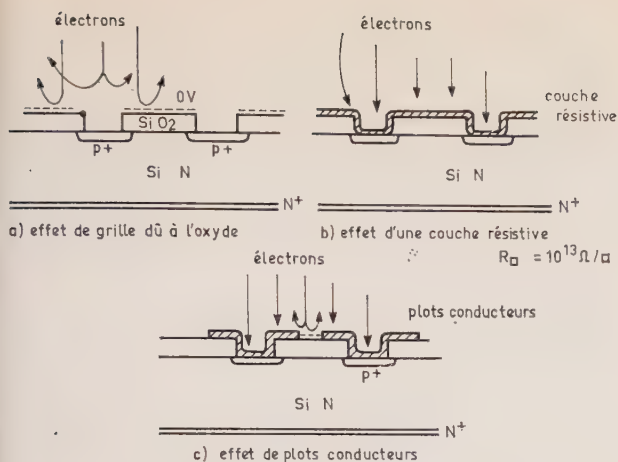


FIG. 4. — Conditions d'atterrissage des électrons.

ture ; le pouvoir de résolution décroît avec celle-ci. D'autre part, la capacité en série avec celle des diodes contribue à augmenter la rémanence. Les cibles à mosaïque de diodes ont été développées en vue de leur incorporation dans des structures du type Vidicon. Comme pour toutes les cibles utilisées, les effets des paramètres de conception sur les caractéristiques (réponse spectrale, résolution, rémanence, défauts d'aspect...) sont très imbriqués et rendent l'analyse complexe.

2.3. Caractéristiques des Vidicons et Nocticons

2.3.1. Caractéristiques d'obscurité

Dans l'obscurité, les capacités élémentaires se déchargent lentement. Le courant de fuite dit « courant d'obscurité » est dû à la génération thermique de porteurs dans la zone de charge d'espace ou à l'interface silice-silicium [3, 4].

La figure 5 donne la variation du courant d'obscurité i_0 mesuré à 25 °C en fonction de la tension appliquée V_c .

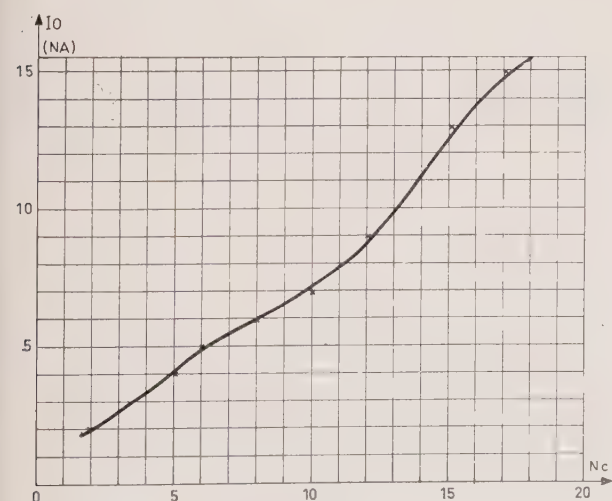


FIG. 5. — Variation du courant d'obscurité en fonction de la tension de cible.

Ce courant i_0 varie avec la température et double quand T augmente de 10 °C. Afin d'éviter de stabiliser électroniquement le niveau de noir en fonction de la température, il faut minimiser ce courant de fuite

par le choix d'une technologie de cible appropriée. On obtient ainsi un courant d'obscurité à 25 °C de l'ordre de 5 à 10 nA/cm⁻².

2.3.2. Sensibilité et réponse spectrale

La figure 6 représente la sensibilité en fonction de l'éclairement (pour un standard TV 25 images/s). Avec une source à 2 854 °K, une sensibilité de 4 000 μA/lm ou 500 nA/lux pour le TH 9820 est atteinte. Il convient toutefois de remarquer qu'une part importante du courant de signal est due à la partie rouge et proche infrarouge du spectre. L'interposition d'un filtre absorbant l'infrarouge limite cette sensibilité à 125 nA/lux pour le spectre visible. Cette sensibilité dans le proche IR correspondant à un seuil supérieur à 1 000 nm peut être mise à profit pour certaines applications.

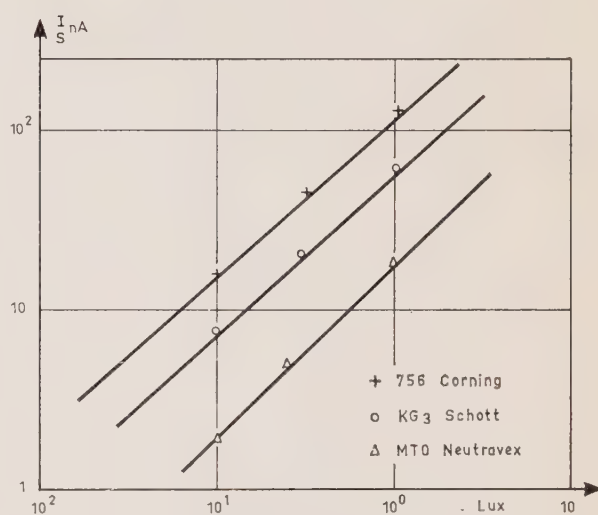


FIG. 6. — Courbes caractéristiques signal éclairment (TH 9820).

Le courant de signal maximal est de 600 nA et le courant typique de 350 nA. Il varie proportionnellement à l'éclairement (gamma unitaire).

La figure 7 représente la courbe de réponse spectrale du tube TH 9820, ainsi que celle d'un Vidicon standard TH 9808 à cible en trisulfure d'antimoine.

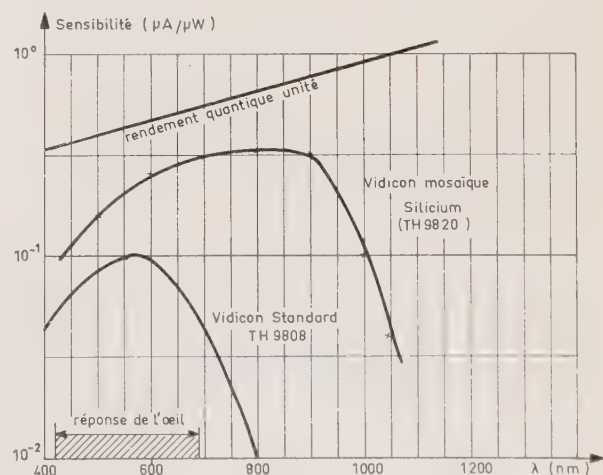


FIG. 7. — Courbes de réponse spectrale (TH 9820).

2.3.3. Pouvoir de résolution

Le pouvoir de résolution des cibles en silicium est limité par la diffusion des trous et par le pas des diodes. La fonction de transfert de modulation de la cible elle-même présente une valeur de 50 % à 15 pl/mm (300 lignes TV) pour une épaisseur de cible de 20 μm ; pour 15 μm , elle atteint 70 %.

En outre, les possibilités de résolution sont dégradées par la dimension finie du faisceau d'électrons et la résistivité de surface est influencée par les conditions d'atterrissage des électrons. La structure à plots conducteurs permet d'éviter la dégradation due à la fuite de surface. Par ailleurs, il existe des conditions d'éclairement et de polarisation électrique où le pouvoir de résolution peut être totalement détruit par court-circuit entre les diodes.

La figure 8 montre la courbe de transfert de modulation pour un tube TH 9820 et un courant de signal crête de 200 nA. Elle révèle une résolution limite de 700 lignes TV, et une modulation de 40 % à 400 lignes TV, comparables aux performances des Vidicons standard de 26 mm, ce qui constitue un niveau de qualité très acceptable pour la majorité des applications.

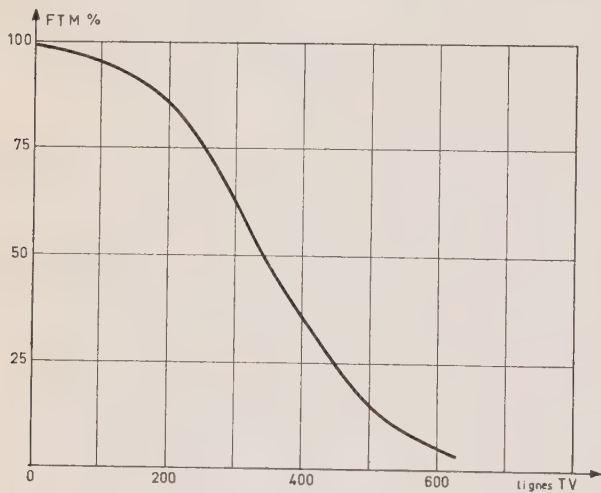


FIG. 8. — Courbe de transfert de modulation (TH 9820).

2.3.4. Réponse temporelle - réponse aux éclaircissements intenses

Le retard à l'établissement ou à l'extinction du signal, appelé rémanence, a une origine purement capacitive ; le faisceau d'électrons doit en effet recharger chaque diode en un temps très court avec des électrons de faible énergie. La constante de temps de recharge est largement dépendante de la capacité de cible.

La rémanence, pour un courant de signal de 100 nA, est de l'ordre de 10 %. Elle décroît rapidement à mesure que le courant de signal augmente.

Par ailleurs, il n'existe pas de signal résiduel à persistance de longue durée.

La cible soumise à des éclaircissements intenses revient à son équilibre sans détérioration, de plus ou moins longue durée, des caractéristiques photo-électroniques (brûlure, marquage, rétention photographique).

2.4. Conclusion

Les diverses performances des Vidicons à cible silicium sont donc bonnes ou excellentes. La grande

sensibilité, en particulier dans le rouge, la grande robustesse permettent d'aborder les applications TV les plus diverses en utilisant les caméras à Vidicons classiques légèrement modifiés.

Pour des applications spéciales, des circuits de correction de gamma, de commande automatique de lumière ou de gain peuvent constituer un atout supplémentaire.

2.5. Applications aux tubes de prise de vue à bas niveau de lumière (Nocticon)

Le fonctionnement de la cible est basé sur la création de porteurs de charge, leur accumulation capacitive, et leur lecture par faisceau d'électrons. La création de ces charges, due à l'absorption de photons dans le cas du Vidicon peut être réalisée par des modes différents d'apport d'énergie. Elle est également possible par bombardement du silicium par des électrons d'énergie suffisante.

Un quantum de 3,5 eV est nécessaire pour l'ionisation et la création d'une paire électron-trou.

Ainsi pour des électrons de 10 keV un gain d'environ 2 700 peut être obtenu. Ce principe peut être mis à profit pour la multiplication des charges accumulées et donc du signal ; il est utilisé dans les tubes du type Nocticon (*) (autres dénominations EBS, SIT...) comportant une photocathode, une optique électronique de transfert et d'accélération des photoélectrons sur la cible mosaïque et un canon à électrons du type Vidicon pour la génération du signal par balayage.

Une sensibilité de 400 mA/lumen peut ainsi être atteinte ; elle permet d'obtenir avec un champ utile de 25 mm des images pour des niveaux d'éclairement de scène aussi bas que 10^{-3} à 10^{-4} lux qui sont ceux rencontrés par des nuits très obscures.

Le fonctionnement électrique est par ailleurs analogue à celui d'un Vidicon et les caractéristiques de rémanence, courant d'obscurité sont identiques.

La variation du gain de cible par ajustement de la tension d'accélération des photoélectrons entraîne une variation de la sensibilité ; on peut atteindre une dynamique de l'ordre de 10^5 .

Ce tube constitue une excellente solution pour la télévision à faible niveau de lumière, permettant une très bonne détectivité ; la figure 9 montre le pouvoir de résolution en fonction de l'éclairement. L'adjoin-

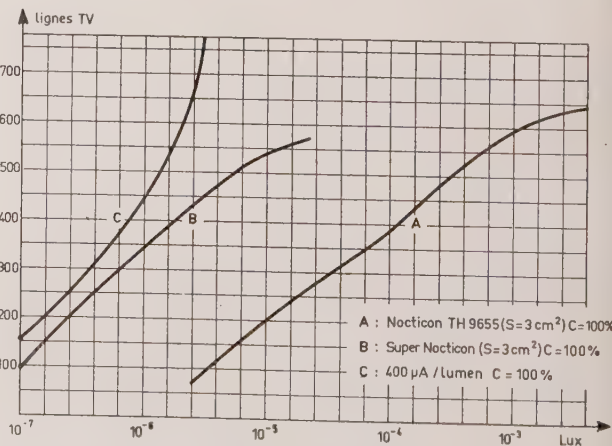


FIG. 9. — Courbes de détectivité : Nocticon et super Nocticon.

(*) Marque déposée.

tion d'un intensificateur d'image du type TH 9473 accroît encore cette détectivité (super Nocticon, courbe B) elle permet la prise de vue à très bas niveau de lumière et est à comparer à celle d'un détecteur idéal de même sensibilité de photocathode (courbe C). Les qualités que présente ce tube et notamment sa grande résistance aux suréclairements, permettent la conception de caméras de télévision réellement opérationnelles.

3. Les senseurs d'image solides

Les senseurs d'images solides ont fait l'objet de recherches et de développements depuis plus de 15 ans, notamment sous la forme de films minces associés à des matrices de conducteurs xy permettant l'adressage et l'extraction du signal. La complexité d'intégration des éléments détecteurs et des capacités de stockage n'ont pas permis la réalisation de matrices opérationnelles à grand nombre d'éléments. Les dispositifs à transfert de charge (DTC) nouvellement imaginés, réalisés sur substrat de silicium constituent une approche nouvelle au problème de la prise de vue par senseur solide. Les qualités de détection du silicium et la maîtrise des technologies planar, peuvent permettre de concevoir un dispositif de prise de vue de fabrication relativement simple.

Le principe de ces dispositifs est de stocker des charges sur les éléments discrets d'un semiconducteur, selon une image électrique correspondant à l'image optique, et de transférer ces charges de proche en proche jusqu'à une porte unique amplificatrice délivrant le signal vidéo. De nombreuses structures sont possibles ; on peut les classer en deux groupes principaux :

- les dispositifs utilisant le couplage direct des charges ou CCD (charge coupled devices) initialement décrit par BOGLE et SMITH [5],
- les dispositifs utilisant les transistors MOS pour le transfert de charges de capacité à capacité, décrits par SANGSTER et TEER, ou BBD (bucket brigade devices) [6].

L'application de ces dispositifs à la prise de vue peut être envisagée sérieusement dans les années futures ; elle entraînera des changements techniques non seulement du senseur d'image mais également des circuits associés pour l'exploitation optimale du signal.

3.1. Description et fonctionnement du CCD (à 3 phases et 2 phases)

La structure CCD la plus simple utilise un signal de commutation en trois phases qui adresse une cellule unitaire à trois électrodes adjacentes. La figure 10 représente une vue du dispositif.

Sur du silicium oxydé, est déposé un réseau linéaire d'électrodes reliées de trois en trois par des contacts sur lesquels on adresse les signaux de commutation.

Le fonctionnement est le suivant : des charges engendrées par la photodétection sont stockées sous les électrodes reliées à la phase ϕ_1 maintenue à un potentiel négatif, les phases ϕ_2 et ϕ_3 étant au potentiel nul.

Dans un deuxième temps, on effectue le transfert des charges stockées : on commute la phase ϕ_2 à un potentiel plus négatif que ϕ_1 en créant un champ qui

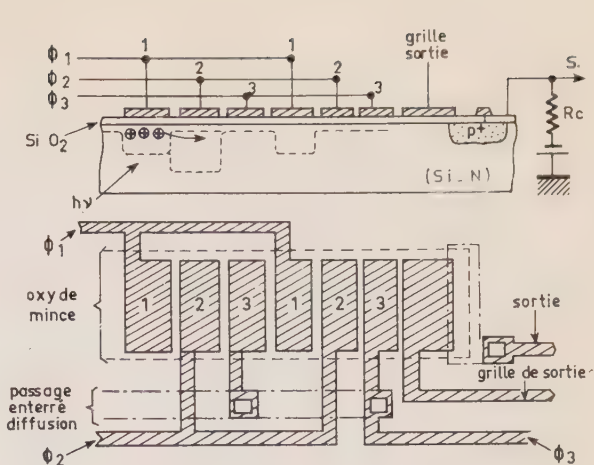


FIG. 10. — Principe du dispositif à transfert de charge, type CCD 3 phases.

déplace les charges de l'électrode 1 vers l'électrode 2, puis ramène ϕ_1 au potentiel nul, ϕ_2 au potentiel de ϕ_1 ; on peut alors commuter ϕ_3 à un potentiel plus négatif que ϕ_2 . Les charges se déplacent sous l'électrode 3. On ramène ϕ_2 à 0, ϕ_3 au potentiel de ϕ_2 et ainsi de suite. Les charges sont ainsi transférées vers la droite jusqu'à être collectées par un transistor diffusé permettant la sortie du signal.

Différentes améliorations technologiques qui apportent des dissymétries dans la structure permettent de réduire la commande à deux phases. L'idée est de créer une marche de potentiel vers la droite sous chaque électrode. On rend ainsi le transfert unilatéral.

Divers moyens peuvent être employés :

- Une électrode est divisée en deux parties reliées électriquement, enterrée M_1 (stockage) et supérieure M_2 qui repose sur une épaisseur d'oxyde plus importante et crée donc une zone de charge d'espace d'extension moindre (transfert) (figure 11).

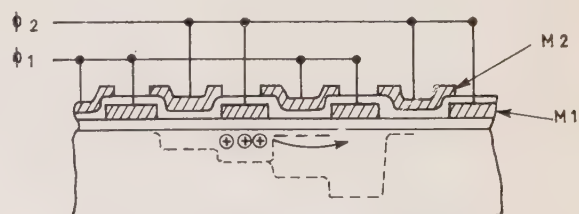


FIG. 11. — Dispositif à transfert de charge type CCD 2 phases à grille enterrée.

- L'oxyde est partagé en deux zones alternées de constantes diélectriques différentes (SiO_2 et Al_2O_3 par exemple). Les électrodes viennent chevaucher les limites entre oxydes. On obtient ainsi une répartition des potentiels analogue au cas précédent (fig.12).

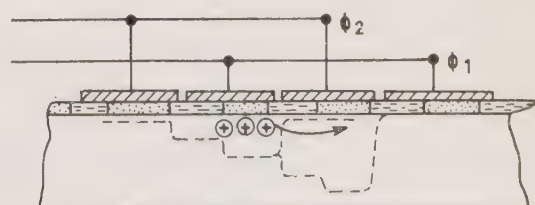


FIG. 12. — Dispositif de transfert de charge type CCD 2 phases à isolant anisotrope.

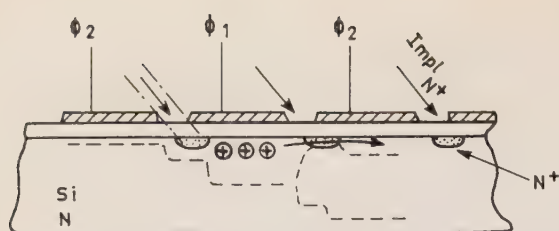


FIG. 13. — Dispositif de transfert de charge type CCD 2 phases à ilots N+.

— On crée des zones N+ sous l'extrémité gauche de chaque électrode. L'extension de la zone de charge d'espace étant plus faible dans les zones dopées, on obtient la configuration de potentiel désirée (fig. 13).

Caractéristiques du transfert

Le transfert de charge n'est pas instantané et pour un temps donné n'est pas forcément complet.

Deux composantes apparaissent dans le transfert : un courant de diffusion et un courant dû au champ électrique. Le champ est prédominant au début du transfert et conduit à un écoulement rapide du maximum des charges. Puis le courant de diffusion s'impose et épuise plus lentement la charge résiduelle.

Le rendement du transfert dépend de la charge initiale à transmettre, de la largeur de l'électrode, de la mobilité des porteurs. Des rendements de 99,99 % à 1 MHz, et 99,97 % à 20 MHz pour une largeur d'électrode de 10 μ et des signaux importants peuvent être atteints (fig. 14 et [7]). Les signaux faibles sont moins bien transférés que les signaux élevés. Il est à signaler qu'un mauvais transfert se traduit par une détérioration de la résolution d'image et un certain filage.

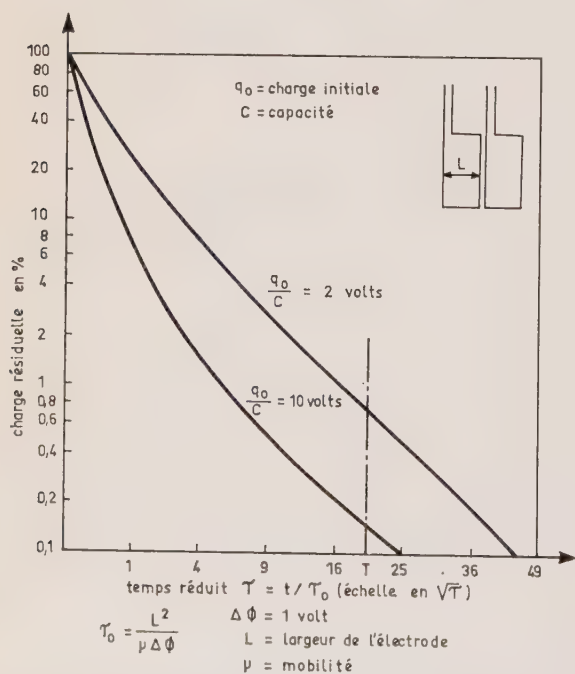


FIG. 14. — Rendement de transfert dans un dispositif type CCD.

3.2. Description et fonctionnement du BBD

Le BBD se présente comme une suite de transistors MOS dont chaque grille est couplée au drain correspondant par une capacité C [8]. Dans sa version

intégrée, il est constitué par des diffusions P+ sur substrat N par exemple, régulièrement espacées, recouvertes d'un oxyde mince et d'un réseau d'électrodes reliées de deux en deux (fig. 15). Chaque électrode recouvre presque entièrement la diffusion qui est à droite et se trouve adjacente à la diffusion de gauche. La partie recouverte crée la capacité grille-drain. L'intervalle entre deux diffusions est le canal MOS. Le système est commandé par deux signaux de phases Φ_1 et Φ_2 .

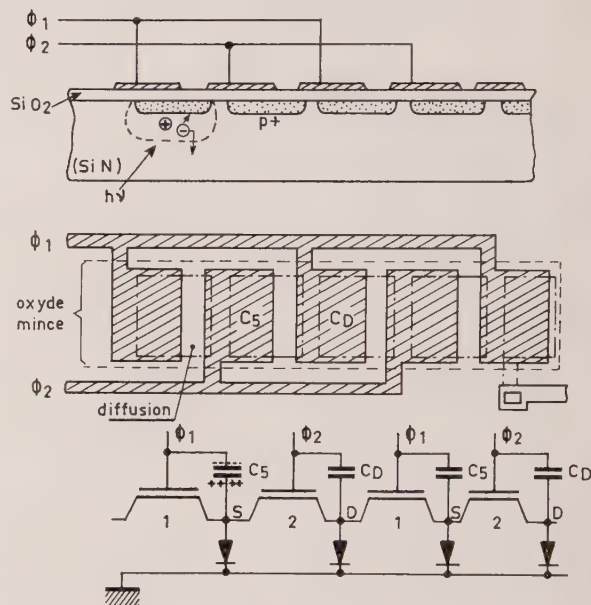


FIG. 15. — Principe du dispositif à transfert de charge type BBD.

Les capacités se chargent à un potentiel de référence. Des signaux optiques ou électriques peuvent modifier localement ce potentiel. On peut alors transférer ces échantillons de signal, de capacité en capacité tout au long de la structure, et les recueillir sur le dernier drain.

On a également accès en parallèle sur les échantillons du signal si on place sur chaque source (ou drain) un dispositif de lecture, à haute impédance pour ne pas perturber le transfert.

Le BBD peut ainsi être utilisé en registre à décalage pour le balayage intégré d'une structure, comme il sera indiqué plus loin. L'entrée de l'impulsion de balayage se fait alors sur la source du premier transistor MOS.

Caractéristiques du transfert

La figure 16a représente la courbe de décroissance de la charge signal en fonction du temps.

Le transfert est hyperbolique et dépend de la charge signal. Il reste pratiquement toujours sur la source une charge résiduelle qui dépend de plus, de la charge signal.

Le transfert est incomplet et non uniforme pour des signaux analogiques.

Quoi qu'il en soit, des rendements de 99,93 % à $f = 1$ MHz et 99,7 % à $f = 5$ MHz sont réalisés actuellement pour les dispositifs BBD [9].

3.3. Application du transfert de charge aux dispositifs de prise de vue

Les dispositifs de prise de vue reposent sur le principe que le temps d'accumulation (temps de

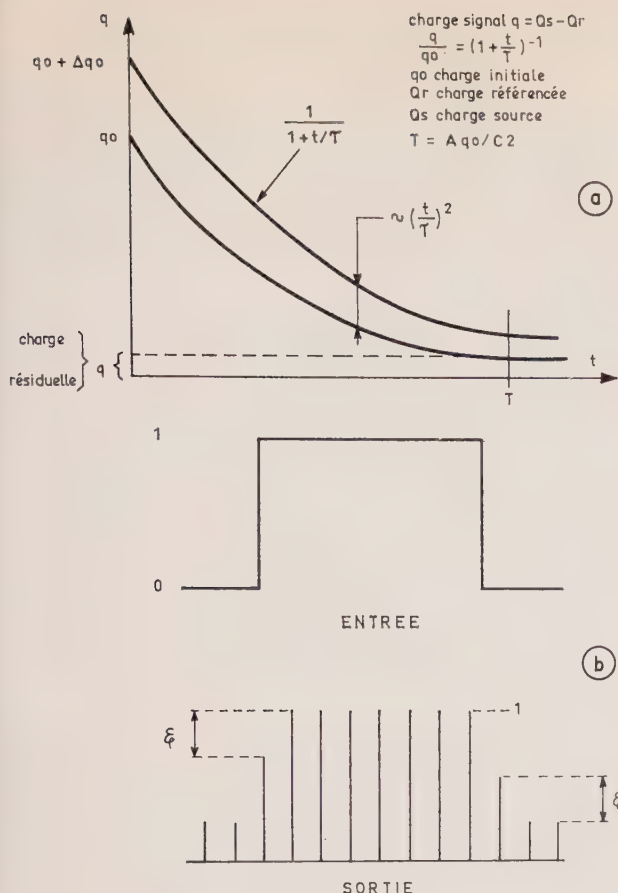


FIG. 16. — Transfert de la charge signal sur dispositif type BBD

formation de l'image électrique sous l'influence de l'image optique) est très supérieur au temps de lecture (temps de transfert des charges le long de la structure). Pendant leur transfert, les charges sont très peu affectées par la présence de la lumière. Le stockage des charges se fait sur les photodiodes des drains dans le cas du BBD, et dans les zones de charge d'espace polarisées en inversion dans le cas du CCD.

Les figure 17 et 18 illustrent deux structures possibles pour l'agencement d'un dispositif de prise de vue.

Le transfert des charges (fig. 17) se fait le long de chaque ligne, lorsque les signaux de commande ϕ_1 , ϕ_2 lui sont adressés successivement par le balayage vertical. Entre temps, les lignes stockent le signal optique. Lorsque les charges parviennent en bout de ligne, elles sont prises en compte par un registre de sortie qui est toujours adressé par ϕ_1 , ϕ_2 . A la sortie de ce registre, le signal est recueilli sur une diffusion unique de faible capacité et amplifié par des éléments

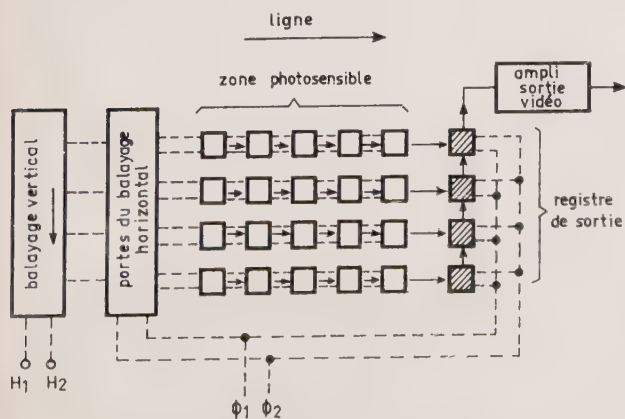


FIG. 17. — Structure de dispositif de prise de vue type 1.

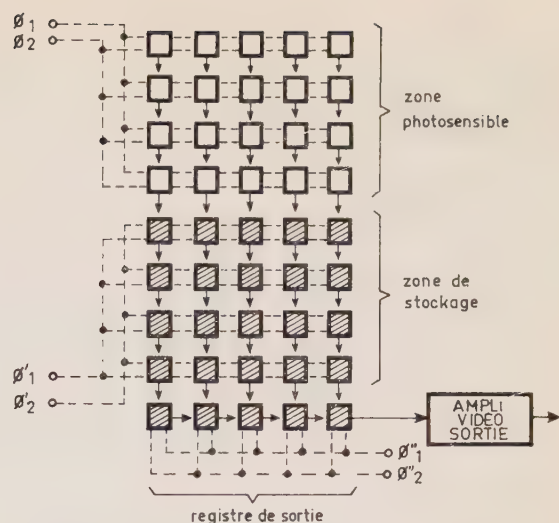


FIG. 18. — Structure de dispositif de prise de vue type 2.

qui peuvent être intégrés. Le registre de balayage vertical est un BBD dont chaque étage commande les portes MOS du balayage horizontal.

Le transfert des charges (fig. 18) se fait le long de chaque colonne simultanément depuis une zone photosensible exposée à l'image optique vers une zone de stockage placée dans l'obscurité (étages en grisé). Pendant que la zone photosensible stocke une nouvelle image, la zone où l'image précédente vient d'être transférée est analysée par une transmission pas à pas de chaque ligne, dans le registre de sortie par laquelle elle est acheminée vers l'amplificateur vidéo et lue comme précédemment.

La première structure nécessite une place moins importante et comporte un nombre de transferts moindre que la seconde. Par contre, cette dernière a l'avantage d'une fréquence de lecture plus basse et n'utilise pas de registre et portes pour le balayage.

Dans l'un et l'autre cas, à cause du registre de sortie, les temps d'extraction des lignes ne sont pas égaux, un retard est introduit par les trajets différents. Il peut être compensé par une adaptation de la fréquence de lecture.

Dans le cas de la figure 17, on pourrait remplacer le registre de sortie par une diffusion unique commune à toutes les lignes, mais on perdrait le bénéfice d'une sortie sur faible capacité.

Caractéristiques de la prise de vue par transfert de charges

Encombrement

Un dispositif agencé selon la figure 17 et de résolution 600×600 points sur une surface sensible de $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$, avec une structure 2 phases, nécessite 1 200 éléments unitaires (capacité MOS) dans le sens du transfert. Dans ce cas l'électrode unitaire doit occuper une surface de $15 \mu\text{m} \times 30 \mu\text{m}$ ce qui est possible dans le cadre actuel de la technologie. Par contre, un bon rendement de fabrication sur une surface de 20 mm au carré est difficile à réaliser, du fait de la complexité technologique. Des dispositifs opérationnels de 106×128 intégrés sur une surface de 27 mm^2 ont été réalisés.

Fréquence de lecture

Pour le dispositif précédent utilisé en télévision à 25 im./s , on doit transférer une ligne entière (1 200

points) en un temps moyen de 64 μ s, ce qui nécessite un temps de transfert de l'ordre de 50 ns et une fréquence de commutation de 10 MHz (fréquence vidéo 5 MHz). D'après les caractéristiques théoriques, ceci est possible. Dans la pratique, à de telles fréquences, le rendement de transfert est encore trop faible.

Rendement de transfert

Si η est le rendement pour un transfert, après N transferts, le rendement global est η^N .

Une atténuation globale de 3 dB sur 1 200 transferts, conduit à un rendement $\eta = 0,9997$. Un tel rendement est théoriquement possible avec une largeur d'électrode de 10 μ m et une durée de transfert de 200 ns si le substrat est de type N, de 50 ns si le substrat est de type P.

Courant d'obscurité

La composante dominante du courant d'obscurité est la génération thermique dans la zone désertée et à l'interface Si-SiO₂. Pour des dispositifs construits sur du silicium de haute qualité, on peut compter sur des courants de 30 nA/cm² au maximum. De tels courants sont capables de saturer un CCD si on laisse les charges se stocker pendant plus de 5 s. Comme le temps d'accumulation est souvent inférieur à 0,5 s le courant d'obscurité est au plus égal à 10 % du signal.

Courant de signal

Par comparaison avec la cible du Vidicon on peut escompter une sensibilité en lumière visible de 500 μ A/lumen. Un courant de signal de 50 nA $\cdot$ cm⁻² peut être obtenu à 1 lux d'éclairement avec un capteur éclairé par transmission.

Bruit

Le bruit associé au signal vidéo est constitué du bruit thermique du préamplificateur, du bruit de grenaille du courant de signal, du bruit cohérent dû à la commutation et d'une composante associée au dispositif de transfert de charge. Par suite de l'intégration possible du préamplificateur au capteur, la capacité d'entrée peut être notablement réduite par rapport à celle des circuits usuels associés aux tubes de prise de vue, rendant ainsi le rapport S/B plus indépendant de la fréquence. Le bruit cohérent de commutation peut être filtré, sa fréquence fondamentale étant le double de la fréquence maximale du signal vidéo.

Sur le plan pratique, les sources de bruit, en addition au courant d'obscurité, d'amplitude réduite aux faibles températures, resteront celles associées à la statistique de transfert, et en particulier aux inégalités de technologie, aux effets de trappe dont les aspects multiples restent à établir.

3.4. Conclusion

En conclusion, on peut résumer les avantages potentiels de ce genre de dispositif :

- une sortie sur faible capacité (0,05 pF) conduisant à un signal important et de faible bruit,
- une faible rémanence,

- une faible consommation (5 μ W/point),
- des dimensions restreintes,
- une analyse discrète de l'image fournissant un signal échantillonné, ce qui présente des avantages pour la couleur et le traitement numérique.

Par contre, avant de pouvoir construire des ensembles importants de 600 $\times$ 600 points, un gros effort de technologie est à fournir afin d'atteindre de bons rendements de fabrication et une homogénéité suffisante sur l'ensemble de la surface utile.

Une étude poussée des paramètres affectant le transfert reste à faire, ou est en cours. Des améliorations de structure dans le sens d'une plus grande simplicité sont aussi nécessaires. D'ores et déjà, des dispositifs de 100 $\times$ 100 points ont été réalisés et permettent d'envisager dans un avenir relativement proche des caméras de télévision à performances de résolution moyenne, satisfaisant les besoins de la téléphonovision et de diverses applications ; TV industrielle ou de surveillance, lecture de caractères ; des dispositifs linéaires de 500 points ont été décrits et permettent de faire face aux problèmes de transmission de fac simulé.

Bibliographie

- [1] CROWELL M.H., LABUDA E.F. — The silicon diode array camera tube *BSTJ*, May-June, 1969.
- [2] BEADLE W.E., SCHORR A.J. — Picture phone silicon target signal analysis *BSTJ*, July-August 1970.
- [3] BUCK T.M., CASEY H.C., DELTON J.V., YAMIN M. — Influence of bulk and surface properties on image sensing silicon diode arrays. *BSTJ*, November 1968.
- [4] GROVE A.S., FITZGERALD D.J. — Surface effect on p n junctions. *Solid state electronics*, vol. 9, pp. 783-806, 1966.
- [5] BOYLE W.S., SMITH G.E. — Charge coupled semi-conductor device. *Bell. system technical journal*, avril 70, pp. 587-593.
- [6] SANGSTER F.L.J., TEER K. — Bucket brigade Electronics. *IEEE journal of solid state circuits*, vol. SC4 n° 3, juin 1969, pp. 131-136.
- [7] STRAIN R.J., SCHRYER N.L. — A non linear diffusion analysis of charge coupled device transfer. *Bell system technical journal*, vol. 50, n° 6, juillet-août 71, pp. 1721-1740.
- [8] ALTMAN Laurence. — Bucket brigade devices pass from principle to prototype. *Electronics*, 28 février 1972, pp. 62-63. BOONSTRA L., SANGSTER F.L.J. — Analogue fonctions fit neatly onto charge transport chip. *Electronics*, 28 février 1972, pp. 64-71.
- [9] KOVAC M.G., PIKE W.S., SHOLLCROSS F.V., WEIMER P.V. — Solid state image emerges from charge transport. *Electronics*, 28 février 1972, pp. 72-77.
- [9] THORNBUR K.K. — Incomplete charge transfer in IGFET bucket brigade shift register. *IEEE transactions on electron devices*, vol. ED 18, n° 10, octobre 1971.
- [10] AMELIO G.F., TOMPSETT M.F., BERTRAM W.S. — Charge coupled imaging devices design considerations. *IEEE*, vol. ED 18, n° 11, novembre 1971.
- [11] LEITH F.N. et UPATNIEKS S. — *J. Opt. Soc. Am.*, 54, 1295, 1964.
- [12] BROWN B.R. et LOHMANN A. — Complex Spatial Filtering with binary masks. *Applied Optics*, juin 1966, vol. 5, n° 6.
- [13] COOLEY et TUKEY J.W. — An algorithm for the machine calculation of Complex Fourier Series. *Math. Comp.*, 19, 297, 1967.

Michel BLAMOUTIER, né en 1923. Ingénieur ESPCI. Chef du service Tubes de prise de vue, Département Tubes et Dispositifs à Image, Thomson-CSF, 38-Saint-Egrève.

Jean-Luc BERGER, né en 1949. Ingénieur INP Grenoble, au Laboratoire de recherches du Département Tubes et Dispositifs à Image, Thomson-CSF, 38-Saint-Egrève.

Daniel WOERN, né en 1945. Licencié ès Sciences, diplôme de 3^e cycle, ingénieur au service Tubes de prise de vue, Département Tubes et Dispositifs à Image, Thomson-CSF, 38-Saint-Egrève.



CNET

Les systèmes de télécommunication par satellite

Résumé

L'auteur passe en revue les différents systèmes de télécommunications par satellite en exploitation, en expérimentation ou à l'étude. Il décrit successivement les propriétés générales des systèmes en accès multiple par répartition en fréquence (modulation de fréquence et modulation par déplacement de phase) puis celles des systèmes en accès multiple par répartition dans le temps.

1. Introduction

Les premiers systèmes de télécommunication par satellite ont largement bénéficié de l'acquis technique des systèmes terrestres de faisceaux hertziens. Ils ont donc utilisé essentiellement des techniques analogiques.

Une évolution vers des techniques numériques se fait sentir actuellement aussi bien dans les transmissions terrestres que dans les télécommunications par satellite. S'agit-il encore d'une réaction de mimétisme du secteur spatial sur le secteur terrestre ou d'une évolution stimulée par des avantages substantiels ? Nous allons tenter d'apporter des éléments de réponse à cette question en faisant une étude comparative des systèmes analogiques et numériques des télécommunications par satellite. Il ne s'agit pas ici de faire un exposé détaillé sur tous ces systèmes, mais plutôt d'en décrire les caractéristiques d'intérêt pour la comparaison que nous avons en vue. Pour cette présentation, nous suivrons l'ordre historique ; nous aborderons donc successivement les systèmes en accès multiple à répartition en fréquence analogique et numérique, puis les systèmes en accès multiples à répartition dans le temps. Les systèmes en accès multiple par répartition en fréquence analogique (modulation de fréquence) sont les seuls actuellement en service dans le réseau INTELSAT ; le système SPADE, qui utilise une forme numérique (modulation par déplacement de phase) d'accès multiple par répartition en fréquence en est à ses essais en vraie grandeur sur un satellite INTELSAT 4. Après plusieurs expériences probantes de faisabilité, un système en accès multiple, à répartition dans le temps est en cours de spécification au sein d'INTELSAT pour préparer des essais en vraie grandeur.

2. L'accès multiple à répartition en fréquence (AMRF)

2.1. Définitions

L'expression « accès multiple » représente la possibilité donnée à des signaux provenant de diverses stations terriennes d'être amplifiés dans un même répéteur du satellite.

L'accès multiple est dit « à répartition en fréquence » quand des signaux d'origines différentes sont émis vers le satellite sur des fréquences distinctes. L'identification de l'origine d'un signal peut alors être faite par sa fréquence. Autrement dit, dans un système en accès multiple à répartition en fréquence, chaque station émet une ou plusieurs porteuses vers le satellite ; toutes les porteuses sont amplifiées simultanément par un des répéteurs du satellite.

Les porteuses émises par chaque station terrienne peuvent être à « multidestination », c'est-à-dire que sur une même porteuse peuvent être acheminées des informations destinées à plusieurs stations terriennes. A la réception, les stations concernées démoduleront la porteuse et recueilleront la partie utile de l'information transmise. On notera que les notions d'accès multiple et de multidestination sont liées à la position nodale d'un satellite à zones de couverture globale à la réception et à l'émission. Avec un satellite à faisceaux étroits à la réception, l'accès multiple est limité aux stations comprises dans un faisceau de réception, avec un satellite à faisceaux étroits à l'émission, la multidestination est limitée aux stations comprises dans un faisceau d'émission.

2.2. L'Intermodulation

A bord des satellites actuels, la puissance primaire est limitée. Pour obtenir une puissance rayonnée aussi grande que possible, on utilise l'élément amplificateur (tube à onde progressive, TOP) du répéteur du satellite dans une partie non linéaire de sa caractéristique. En AMRT la coexistence de plusieurs

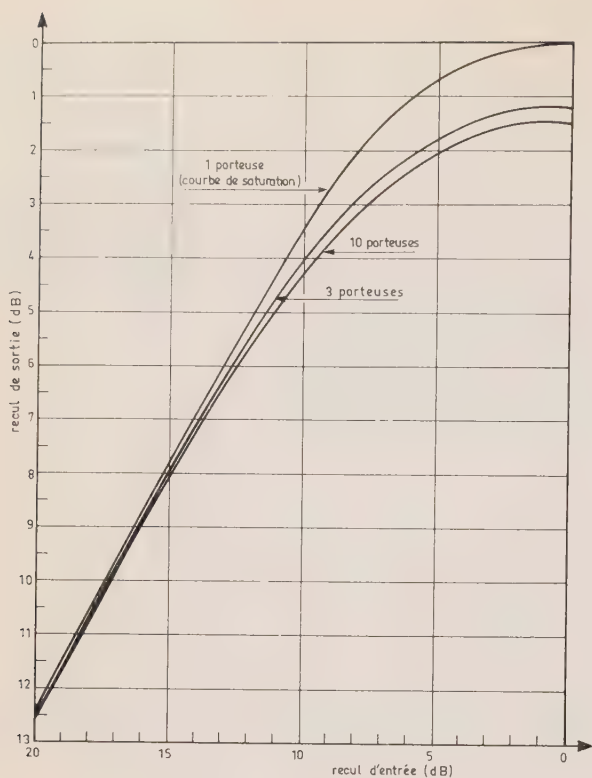


FIG. 1. — Puissance de sortie utilisable du T.O.P. en fonction de la puissance d'entrée.

porteuses dans un élément non linéaire a pour conséquences :

1. Un recul de la puissance de sortie disponible par rapport à un fonctionnement en porteuse unique (fig. 1)

2. L'apparition de composantes de fréquence parasites (produits d'intermodulation) dont l'ensemble va se comporter comme un bruit supplémentaire dit bruit d'intermodulation [1]. Ce bruit d'intermodulation dû aux non linéarités du TOP coexiste d'ailleurs avec du bruit dû à la conversion amplitude-phase du TOP, bruit qui comporte des composantes aux mêmes fréquences que le bruit d'intermodulation non linéaire [2].

La détermination du point optimal de fonctionnement va être le résultat d'un compromis entre la dégradation des rapports porteur à bruit radioélectrique sur les trajets terre-satellite et satellite-terre qui décroissent quand on s'éloigne du point de

TABLEAU I

Capacité d'un répéteur INTELSAT 4 utilisé avec une antenne à couverture globale

Nombre de porteuses accédant au répéteur	Capacité du répéteur	Nombre de voies par porteuse	Bande radioélectrique utilisée par porteuse (MHz)
14	336	24	2,5
7	420	60	5
3,5 (1)	456	132	10
1	900	900	38

(1) Trois porteuses de 132 voies et une de 60 voies.

saturation du tube, et l'amélioration du rapport porteur à bruit d'intermodulation qui croît dans les mêmes conditions.

La figure 2 représente un exemple de détermination du point de fonctionnement du TOP pour un satellite relativement limité en puissance. Le maximum du rapport porteur à température de bruit total est obtenu pour un recul d'entrée de l'ordre de 4 dB. Pour des satellites moins limités en puissance, l'optimum correspondrait à des reculs plus importants.

Les deux phénomènes décrits ci-dessus conduisent à une réduction notable de la capacité d'un répéteur de satellite quand on augmente le nombre de porteuses qui y accèdent. A titre d'exemple, on donne au tableau I, la capacité d'un répéteur d'INTELSAT 4 (supposé couplé à une antenne d'émission à couverture globale) en fonction du nombre de porteuses MF amplifiées [3].

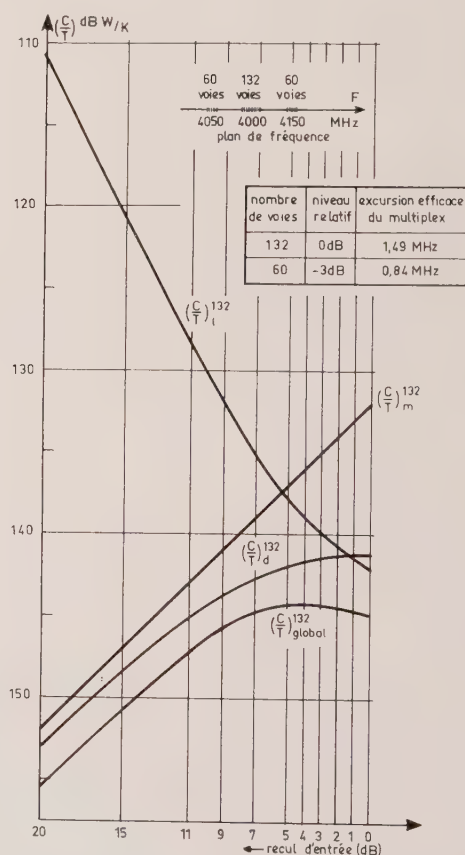


FIG. 2. — Rapports porteur à température de bruit intervenant dans le bilan d'une liaison par satellite (Représentés en fonction du recul d'entrée choisi pour le T.O.P.). La figure concerne un 132 voies entouré de deux 60 voies.

$\left(\frac{C}{T}\right)_m^{132}$ rapport porteur à température de bruit sur le trajet terre-satellite pour le 132 voies.

$\left(\frac{C}{T}\right)_d^{132}$ rapport porteur à température de bruit sur le trajet satellite-terre pour le 132 voies.

$\left(\frac{C}{T}\right)_i^{132}$ rapport porteur à température de bruit d'intermodulation pour le 132 voies.

$\left(\frac{C}{T}\right)_{global}^{132}$ rapport porteur à température de bruit à l'entrée du démodulateur 132 voies de la station terrienne de réception.

Les données du tableau I correspondent à des configurations où les porteuses sont supposées de même capacité. Dans la pratique, ce n'est pas le cas ; on peut alors avoir intérêt à adopter des plans de

fréquence où les produits d'intermodulation les plus importants retombent en dehors de la bande utile du répéteur ; ils seront donc éliminés par filtrage dans le satellite. Ceci peut induire quelques contraintes sur les plans de fréquence utilisable.

2.3. Ecartement des porteuses dans un système MRF/MF/AMRF ⁽¹⁾

Le tableau I prend en compte l'écartement nécessaire entre les porteuses pour éviter les brouillages entre porteuses voisines à la démodulation. L'historique de cette question des bandes de garde est intéressante. On sait que les premières liaisons de télécommunications par satellite ont été rendues possible par l'utilisation de démodulateurs de fréquence à seuil amélioré. A partir d'INTELSAT 4, la puissance rayonnée permettait d'envisager l'emploi de démodulateurs classiques. Or, on a montré que si on continuait à démoduler avec des dispositifs à seuils améliorés, il était possible de réduire les bandes de garde entre les porteuses sans avoir à définir des filtres de raideur excessive. Les démodulateurs à seuil amélioré grâce au filtrage étroit qu'ils font autour de la fréquence instantanée du signal reçu réalisent une protection non seulement contre le bruit d'erreur mais aussi contre les brouillages. Il est probable que cette dernière propriété n'aurait pas été mise en évidence spontanément si la pénurie de puissance des premiers âges des télécommunications par satellites n'avait entraîné le développement des démodulateurs à seuil amélioré.

2.4. Normalisation des capacités des porteuses MRF/MF/AMRF

L'impossibilité de réaliser simplement les filtres des modems MF adaptés à des capacités continuellement variables a conduit à fixer des tailles standards de capacité pour les porteuses MF. Cette quantification des possibilités d'acheminement entraîne une perte d'efficacité opérationnelle due à l'inadaptation entre le trafic potentiel et les capacités offertes. Ce manque de souplesse représenterait une perte de l'ordre de 10 % pour un réseau Européen vers 1980.

2.5. Indépendance des stations d'un système MRF/MF/AMRF

Pour achever objectivement cette présentation des systèmes AMRF, il faut en souligner un avantage opérationnel essentiel ; les stations participant au système sont dans une très large mesure indépendantes. Plus exactement, un dérèglement minime et momentané de la fréquence et de la puissance émise par une station ne perturbe pas tout le système. Aucune liaison de signalisation interne pouvant modifier un paramètre essentiel de l'émission n'existe entre les stations.

Les exploitants n'abandonneront cette indépendance de gaité de cœur que si les systèmes plus évolués qu'on leur propose sont conçus pour assurer une très grande sûreté d'exploitation.

3. Le système SPADE ⁽²⁾ (MIC/MDP/AMRF) ⁽³⁾ [4] [6]

3.1. L'affectation à la demande

Certaines liaisons doivent acheminer un trafic très réduit ; leur affecter en permanence une porteuse 24 voies pour couvrir l'utilisation sporadique d'une ou deux d'entre elles entraînerait une perte d'efficacité importante pour le satellite et un coût de location prohibitif pour les stations concernées. Au contraire, l'affectation de voies banalisées, à ces liaisons pour la durée des communications permet de satisfaire ce type de demande dans les meilleures conditions.

Le système SPADE utilise ce principe « d'affectation à la demande », 800 porteuses (MIC/MDP) de capacité 1 voie sont à la disposition des stations participantes. Pour chaque communication, un couple de fréquences est affecté aux stations concernées. A l'issue de la conversation, les deux porteuses sont remises à la disposition de tous. Ainsi, une entraide est établie au niveau des 400 circuits disponibles pour l'ensemble des stations. C'est le trafic crête total de cet ensemble et non la somme des trafics crête de chaque station que le système doit pouvoir écouler. La compensation statistique qui intervient entre la charge instantanée de chaque liaison réduit considérablement le nombre de circuits nécessaires. On bénéficie d'un gain « d'affectation à la demande » d'autant plus important que les trafics élémentaires sont faibles.

3.2. L'intermodulation et le système SPADE

On a vu que les dégradations dues à l'intermodulation dans un système AMRF s'aggravaient quand on augmentait le nombre de porteuses ; or le SPADE est un système AMRF à 800 porteuses, il devrait donc supporter un bruit d'intermodulation très élevé. De plus, la modulation utilisée avec le SPADE étant numérique, les porteuses nécessitent la même puissance que la voie soit active ou non. Dans un système analogique, on sait qu'une certaine compensation statistique entre les voies acheminées sur une porteuse est prise en compte par le facteur de charge. Dans les systèmes numériques, il n'en n'est rien, que les éléments binaires transmis soient significatifs ou non la puissance requise est la même. Sans dispositif complémentaire, le système SPADE serait donc très pénalisé par rapport aux systèmes analogiques. La remarque concernant la charge des porteuses numériques conduit à utiliser des détecteurs de paroles et à interrompre l'émission quand la voie n'est pas active. Cette nouvelle caractéristique a pour conséquences d'une part un gain de 4 dB environ sur la puissance utilisée à bord du satellite (en supposant une activité d'un sens de transmission de l'ordre de 40 %) d'autre part une réduction du bruit d'intermodulation de l'ordre de 3 dB [5].

Le bilan global de liaison compte tenu de cette détection de parole permet d'acheminer 800 porteuses

⁽¹⁾ Multiplexage par Répartition en Fréquence, Modulation de Fréquence, Accès Multiple par Répartition en Fréquence.

⁽²⁾ SPADE est une abréviation mnémotechnique pour Single channel per carrier, PCM, multiple Access Demand-assignment Equipment.

⁽³⁾ Modulation en Impulsion et Codage, Modulation par Déplacement de Phase, Accès Multiple par Répartition en Fréquence.

dans un répéteur d'INTELSAT 4 (faisceau global). On devra cependant se souvenir que la transmission de données à 56 ou 64 kbits/s sur une partie des voies du SPADE remettrait en question cette capacité en modifiant le facteur d'activité moyen du système.

3.3. L'espacement des porteuses et les stabilités de fréquence

800 porteuses dans un répéteur de 36 MHz, la bande de fréquence disponible pour une porteuse est de 45 kHz. La question de la stabilité de la fréquence reçue se pose immédiatement. L'imprécision d'une fréquence reçue est due à l'imprécision de la fréquence émise par la station d'émission et à l'instabilité de la fréquence de transposition dans le satellite. Cette dernière fluctuation de fréquence intervient de la même façon sur toutes les porteuses retransmises ; d'autre part, elle est assez importante (de l'ordre de 10^{-5}) : elle peut donc et elle doit être corrigée à la réception avant la démodulation. Pour ce faire, on utilise un pilote très stable non modulé, émis par une des stations que l'on poursuit en fréquence à la réception ; les fréquences de transposition des autres porteuses à la réception suivent les fluctuations de ce pilote et compensent donc les instabilités de la fréquence de transposition du satellite.

Les imprécisions et instabilités propres à chaque station ne peuvent être compensées à la réception ; il faut les éviter à l'émission, les fréquences émises doivent donc être stables à quelques centaines de Hertz près. On voit apparaître ici un lien entre le fonctionnement de toutes les stations. Une petite dérive de fréquence dans l'une d'elle pourrait induire un brouillage important pour les autres. Un autre lien d'exploitation est bien sûr imposé par l'affectation à la demande. Des procédures d'établissement et de relachement des liaisons doivent être suivies. Une signalisation interne au système est nécessaire.

3.4. La gestion d'un système d'affectation à la demande

Dans le système SPADE, on a choisi des procédures à responsabilité répartie entre les stations ; il n'y a pas de station directrice. Un canal commun de signalisation est établi en accès multiple par répartition dans le temps (§ 4) sur une porteuse auxiliaire. Chaque station émet périodiquement un paquet d'information sur cette porteuse. Le processus d'établissement des liaisons est le suivant : les stations gardent constamment en mémoire l'état de l'ensemble du réseau ; quand l'une d'entre elle a une liaison à établir, elle choisit un couple de fréquences libres et elle transmet sa demande sur le canal de signalisation ; elle doit alors attendre la durée d'un aller et retour vers le satellite ; si aucune autre demande pour les mêmes fréquences ne s'est manifestée dans ce laps de temps, ce couple de fréquences est affecté à cette liaison ; en cas de collision, la priorité est attribuée au premier demandeur, l'autre doit refaire un essai. Pour assurer un établissement automatique des communications, il est nécessaire de décoder la signalisation téléphonique à la station terrienne pour identifier la liaison demandée et initialiser la procédure décrite ci-dessus. Une fois la liaison établie, le canal de signalisation est utilisé pour transférer la signalisation téléphonique à la station de destination. Un nouveau transcodage est nécessaire à cette extré-

mité pour s'adapter au langage du centre de transit international d'arrivée. On voit donc que le canal commun de signalisation va acheminer deux types de messages :

1. Les messages de signalisation interne au système et relatif à l'établissement des liaisons ;
2. Les messages de signalisation téléphonique relatif à l'établissement des communications.

Dans le système SPADE, les formats et les procédures adoptés pour ces messages sont, dans une large mesure, identiques à ceux du système CCITT n° 6.

Cette gestion du système nécessite l'emploi d'un petit ordinateur. L'unité d'interface terrestre qui transcode la signalisation téléphonique représente une partie importante des équipements.

Le traitement de la signalisation téléphonique qui est imposé par l'affectation à la demande complique donc assez sensiblement l'organisation du système. Les essais en vraie grandeur qui commencent actuellement devraient cependant montrer la viabilité du système SPADE.

3.5. Une variante du système SPADE, le SPAPE ⁽¹⁾

Si on revient au tableau I, on voit que la transmission de 800 voies dans un répéteur INTELSAT 4 (indépendamment de toute affectation à la demande) apporte un gain par rapport à un système AMRF analogue dès que l'on a plus d'un accès par répéteur. On pourrait donc envisager prochainement l'introduction d'un système MIC/MDP/AMRF préaffecté analogue au SPADE, le système SPAPE [12]. Le système ne serait adapté qu'à des stations de trafic intermédiaire ou à des liaisons de transmission de données. L'acheminement d'un très grand nombre de voies nécessiterait en effet un nombre excessif de tiroirs de voies alors qu'en transmission analogue un seul modem suffit.

4. L'accès multiple par répartition dans le temps (A.M.R.T.) [7], [8]

4.1. Définition

Dans ce système, toutes les stations utilisent une seule fréquence porteuse ; elles émettent périodiquement les informations qu'elles ont à transmettre dans des intervalles de temps disjoints qui leur sont affectés. La nature discontinue de ce type de transmission suppose un échantillonnage préalable des signaux à transmettre si ceux-ci ne sont pas numériques. De fait, ces systèmes utilisent une modulation par déplacement de phase MDP précédée par une modulation en impulsion et codage (MIC). La transmission est essentiellement numérique. La définition des intervalles de temps affectés à chaque station nécessite l'existence d'une base de temps synchronisée sur un signal (paquet de synchronisation) émis par une station dite station de référence.

⁽¹⁾ Dans l'abréviation SPAPE le P représente Preassignment et a pris la place du D de Demand-assignment.

4.2. Description de la séquence des signaux reçus par le répéteur du satellite (fig. 3)

Le répéteur reçoit successivement les paquets d'information émis par les différentes stations participant au système. Les paquets sont de deux types :

4.2.1.

Les paquets de synchronisation émis une fois par trame par la station de référence. Ce sont ces paquets qui définissent la base de temps du système.

Ils comportent une portion où la phase de la porteuse est inversée à tous les symboles. Cette portion permet la récupération de phase et de rythme dans les démodulateurs cohérents de phase utilisés à la réception [9]. Ce bloc est suivi par un mot caractéristique dit « mot unique » qui permettra à la réception de localiser avec précision l'origine du paquet. Un code d'identification de station suit le mot unique, il indique le nom de la station de référence en service (en cas de panne une procédure de remplacement automatique de la station de référence par une station de secours permet d'éviter toute interruption de service).

4.2.2.

Les paquets porteurs de données émis une fois par trame par les stations participant au système. Ces paquets comportent un préambule suivi d'une partie support des données à transmettre.

Le préambule comprend un bloc destiné à la récupération de porteuse et de rythme pour le démodulateur, un mot unique, un code d'identification de station puis divers canaux de signalisation et de ligne d'ordre. Les données sont principalement constituées par des octets binaires représentant un codage MIC d'une voie téléphonique. Si la trame du système AMRT a une durée de $n \times 125 \mu s$, chaque voie téléphonique

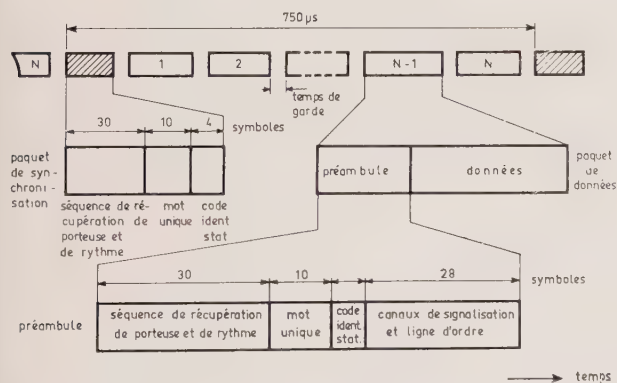


FIG. 3. — Format de la trame et des paquets dans un système AMRT.

sera représentée par n octets dans le paquet. On peut trouver d'autres types de données numériques, tel par exemple, que des canaux de transmission de données, des groupes primaires codés, etc.

4.2.3.

La figure 3 représente une configuration typique d'une trame AMRT. On notera que les paquets émis

par les différentes stations sont séparés par des temps de garde nécessaires pour éviter les recouvrements éventuels dus aux imprécisions inévitables de la synchronisation.

4.3. Quelques éléments d'une confrontation des systèmes AMRF et AMRT

4.3.1.

Du point de vue strictement transmission, les systèmes AMRT présentent un avantage décisif sur les systèmes AMRF : en AMRT, un seul signal traverse le TOP du satellite, il n'y a donc ni recul de la puissance de sortie, ni bruit d'intermodulation. On peut donc utiliser le TOP du satellite en son point de saturation ⁽¹⁾.

Quelles sont les contreparties de cet avantage ?

4.3.1.1. Il faut maintenir une synchronisation très précise entre les paquets émis par les diverses stations. La difficulté de cette synchronisation peut être entrevue grâce aux ordres de grandeur suivants : deux facteurs affectent la fréquence et la finesse des corrections à apporter à la position des paquets émis ; l'un d'eux dépend de la précision du maintien en position du satellite. Un satellite géostationnaire n'a jamais une orbite strictement circulaire dans le plan de l'équateur ; il se déplace généralement sur une trajectoire légèrement elliptique, inclinée de quelques dixièmes de degré sur le plan de l'équateur. La distance terre-satellite varie donc au cours du temps, le temps de propagation des ondes également. Pour un cas typique (inclinaison sur l'équateur $0,5^\circ$, excentricité de l'orbite $4 \cdot 10^{-4}$) le glissement d'un paquet par rapport au paquet de référence peut être de 15 ns/s (il dépend de la situation géographique des stations [10] A 60 Mbit/s en modulation à 4 états (30 Mégabauds), un symbole dure 33 ns ; on conçoit donc que si on veut garder les temps de garde entre les paquets dans la limite de quelques symboles, on doit faire des mesures de phases très précises et des corrections très fréquentes. (Une synchronisation à partir des caractéristiques calculées de l'orbite serait beaucoup trop imprécise). Une station devra donc mesurer en permanence la position de son propre paquet par rapport au paquet de référence après retransmission par le satellite et corriger la dérive toute les 300 ms (des corrections plus fréquentes entraîneraient une instabilité de la boucle de synchronisation en raison du retard séparant la correction et la mesure du résultat obtenu par celle-ci). Le deuxième facteur est lié à la stabilité des horloges numériques du terminal AMRT, en choisissant une stabilité de ces horloges de l'ordre de 10^{-9} à court terme, la dérive due aux instabilités des horloges devient négligeable devant celle due à l'effet Doppler. L'état actuel de la technique permet de réaliser cette stabilité sans difficultés particulières.

On vient d'évoquer la question de la synchronisation en régime permanent, l'acquisition de cette synchronisation implique la conception de dispositifs supplémentaires. Avant de commencer son émission une station (qui n'est pas de référence) ignore à quel instant de la trame son paquet va arriver au satellite. Si elle émettait à pleine puissance, son paquet pourrait

⁽¹⁾ L'étude précise des distorsions subies par une onde modulée par déplacement de phase à la traversée d'un dispositif non linéaire pourrait amener à légèrement nuancer cet optimisme.

venir recouvrir et brouiller un paquet déjà en place ; elle doit donc commencer par émettre un signal auxiliaire à bas niveau pour connaître la phase de son horloge trame locale par rapport à celle de la station de référence ; ce signal bas-niveau (20 dB au-dessous du niveau nominal de la porteuse) ne brouillera pas de façon sensible les émissions des autres stations déjà en service car la modulation numérique est peu sensible aux brouilleurs (surtout s'ils ne sont pas à la même fréquence que la porteuse). Une fois cette phase connue, la station entrante amènera son signal bas-niveau au milieu de l'intervalle de temps qui lui est alloué, puis émettra son paquet au niveau nominal. L'acquisition sera alors terminée. De telles procédures d'acquisition ont été essayées avec succès sur les trois systèmes AMRT expérimentés à ce jour (TTT, AMRT 1 et système Allemand). Une version automatique est en cours d'étude par COMSAT pour le compte d'INTELSAT.

4.3.1.2. Le démodulateur AMRT doit fonctionner dans des conditions particulièrement difficiles. Ce démodulateur cohérent dispose d'un temps très restreint au début de chaque paquet pour reconstituer la phase et le rythme de l'onde reçue. De nombreux essais [11] ont montré que le seul démodulateur approprié semblait être le démodulateur dont le circuit de récupération de phase est constitué par un multiplicateur par 4 (en MDP 4) suivi d'un filtre à un seul pôle. Pour faciliter le fonctionnement du démodulateur, on utilisera des fréquences de porteuse d'assez grande stabilité (10^{-7}) pour limiter les sauts de fréquence entre paquets consécutifs. (Au début d'un paquet, un démodulateur garde une certaine mémoire de la fréquence et de la phase de la porteuse du paquet précédent). Un aspect de ce problème de démodulation est donc la difficulté de concevoir un démodulateur dont les performances sont aussi voisines que possible de la théorie. On notera au passage qu'en modulation numérique, 1 dB perdu sur les performances réduit la capacité du répéteur de 1 dB en voies (25 %). Un autre aspect est la perte de capacité imposée par la présence indispensable des préambules au début des paquets ; ces préambules sont perdus pour la transmission effective d'information. La perte est d'autant plus importante que le nombre de préambules par unité de temps est plus grand. D'où l'idée de prendre une durée de trame AMRT égale à plusieurs fois-125 μ s. On doit alors mettre en mémoire les octets à l'émission et à la réception de manière à les restituer au rythme normal de l'échantillonnage d'une voie. Un compromis économique a été étudié au sein d'INTELSAT et a conduit à une trame AMRT de 750 μ s = $6 \times 125 \mu$ s (valeur particulièrement bien adaptée à une exploitation en MDP 4 puis en MDP 8).

4.3.1.3. Ces diverses réductions de capacité que l'on doit consentir pour un système AMRT par rapport à la transmission d'une porteuse continue émise au niveau de la saturation conduisent à une capacité moyenne de 900 voies téléphoniques par répéteur d'INTELSAT 4 (faisceau global).

4.3.2.

Sous l'aspect exploitation, on doit remarquer que la flexibilité des dispositifs numériques permet de constituer des paquets dont la longueur est ajustable à la voie près sans aucune modification de « quincaillerie ».

La perte d'efficacité d'exploitation due à la standardisation des tailles de porteuse indispensable en MF/AMRF, peut ainsi être évitée. La capacité théorique d'un répéteur pourra être effectivement utilisée grâce à la souplesse des systèmes numériques.

4.4. Retour sur la question du facteur de charge en transmission numérique. Les systèmes de concentration des conversations

On pourrait faire remarquer que le gain de capacité d'un système AMRT sur un système SPADE ne paraît pas très grand : 900 voies contre 800 voies ceci justifie-t-il la complexité des équipements de l'AMRT et la grande interdépendance des stations entre elles ? On a déjà indiqué que pour plusieurs centaines de voies les équipements SPADE ou SPAPE se présenteraient comme une muraille cyclopéenne, cependant, on identifie mal comment on a pu repérer tous les décibels gagnés en évitant un système à plusieurs porteuses.

La réponse à cette question a déjà été donnée au sujet du système SPADE : en modulation numérique, la charge de la porteuse est la même que la voie soit active ou non. Les systèmes AMRT acheminent donc des trains numériques chargés artificiellement. Une solution analogue à celle de la détection de parole du SPADE permet de doubler la capacité d'un système AMRT. Depuis de nombreuses années, des systèmes TASI sont en service sur les câbles sous-marins ; ils utilisent les temps d'inactivité des conversations pour acheminer sur un même support d'autres conversations. Le gain ainsi obtenu est de l'ordre de deux. Un système de type TASI peut être utilisé avec l'AMRT. La réalisation d'un tel système est facilitée par l'emploi de techniques numériques ; on peut par exemple, multiplexer la fonction détection de parole [12].

Sans entrer dans les détails, on notera que les dispositifs de concentration de la parole ne nécessitent pas le traitement de la signalisation téléphonique ; ils y sont transparents. Les problèmes d'interface avec les centres de transit n'existent pas.

Avec un système AMRT et un dispositif de concentration des conversations la capacité du répéteur INTELSAT 4 double, elle est de l'ordre de 1 800 voies. On voit donc que le concept d'accès multiple par répartition dans le temps utilisé avec son complément logique, la concentration de la parole, apporte un gain important sur les systèmes analogiques.

5. Systèmes plus évolués

On imagine déjà des techniques plus élaborées pour augmenter l'efficacité des systèmes.

Avec des satellites de même structure qu'INTELSAT 4 on envisage d'utiliser l'AMRT dans des zones de couverture étroites. On gagne évidemment de la puissance en évitant de rayonner dans des zones inutiles ; la synchronisation de l'AMRT est alors difficile puisque certaines stations ne peuvent plus recevoir leur paquet retransmis par le satellite [10].

Quand plusieurs répéteurs du satellite utiliseront un système AMRT, on envisagera d'utiliser dans les stations terriennes une seule chaîne d'émission et de réception qui seront commutées au rythme des paquets d'une fréquence sur l'autre. Ceci n'est possible qu'avec une synchronisation commune de tous les systèmes AMRT [12, séance G].

Pour les satellites de la prochaine génération, on étudie la possibilité de réaliser des commutations à bord du satellite. Ce concept a déjà donné lieu à des réalisations [12, séance G].

6. Conclusion

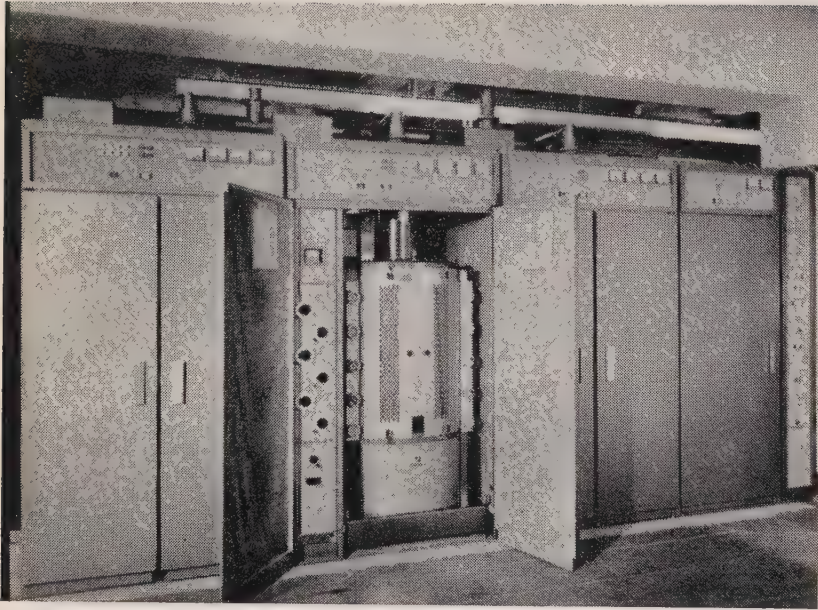
Le tour d'horizon qui précède montre que l'on dispose actuellement d'un ensemble de systèmes adaptés à des utilisations spécifiques. Les systèmes analogiques sont maintenant bien connus, les systèmes numériques sont au contraire l'objet de nombreuses études et réalisations. Il y a trois ans, le besoin s'était déjà fait sentir de réunir les spécialistes de ces questions. Un premier colloque sur les télécommunications numériques par satellite a été organisé à Londres par l'IEE et INTELSAT. L'actualité toujours brûlante présentée par ces sujets a incité la SEE et l'INTELSAT à patronner un deuxième colloque sur les télécommunications numériques par satellite. Il a eu lieu à Paris du 28 au 30 novembre. Il a permis aux congressistes d'approfondir les questions que nous n'avons fait qu'évoquer dans cet article.

Bibliographie

[1] LOMBARD D. — Intermodulation due à la non-linéarité d'un tube à onde progressive-programme de calcul et applications. Etude CNET 896 EST/EFT.

- [2] N.K.M. CHITRE-INTELSAT 4 communications system simulation. IEEE Int. Conf. Communications, Montréal, juin 71.
- [3] PUENTE J.G., SCHMIDT W.G., WERTH A.M. — Multiple-access techniques for commercial satellites. *Proc. IEEE*, vol. 59, n° 2, février 71.
- [4] WERTH A.W. — SPADE A PCM FDMA demand assignment system for satellite communications. IEEE int. Conf. Communications paper 70. CP. 423-COM, pp. 46-22 à 46-32.
- [5] McCLURE R.B. — Analysis of intermodulation distortion in a FDMA satellite communications system with a bandwidth constraint. IEEE 70 Int. Conf. Communications, San Francisco, 8-10 juin 70.
- [6] PAYET G., MONNOT M. — Le système SPADE. *Echo des Recherches*, avril 1971.
- [7] SCHMIDT W.G. and others. — MAT 1-INTELSAT's experimental 700 channel TDMA/DA system, Proc. 1969. INTELSAT/IEE int. Conf. on Digital Satellite Communication, pp. 428-440.
- [8] NOSAKA K. — TTT System-50 Mbits/s PCM-TDMA system with time preassignment and TASI fractures, Proc. 1969. INTELSAT/IEE Int. Conf. on Digital Satellite Communication, pp. 83-94.
- [9] LOMBARD D. — Codage et modulation d'une information numérique en transmission radioélectrique, *Onde Electrique*, septembre 71.
- [10] LOMBARD D. — Accès multiple à répartition dans le temps et couverture par pinces à texte 22E de la référence [11].
- [11] Actes du colloque l'Espace et la Communication. Paris, avril 1971.
- [12] Actes du Colloque sur les Télécommunications numériques par satellites, Paris, novembre 1972.

Didier LOMBARD, Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique (1962), Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications (département Etudes Fondamentales de Transmission/Groupement Etudes Spatiales de Transmission).



Des émetteurs plus modernes

Une troisième chaîne de télévision

En 1961, se tenait à Stockholm la Conférence Européenne de radiodiffusion en ondes métriques et décadiques. Ses travaux s'achevaient par la mise au point d'un plan appelé plan de Stockholm, qui répartissait les fréquences des bandes 4 et 5 (470-582 MHz et 582-960 MHz) en canaux. Chaque pays européen (Europe continentale, bassin méditerranéen) se voyait ainsi attribuer l'ensemble des bandes 4 et 5 sous forme de canaux (61 canaux de 8 MHz chacun). En raison des brouillages et interférences possibles, ces bandes ne peuvent contenir que trois programmes.

Une troisième chaîne conforme au plan de Stockholm

La troisième chaîne qui vient de voir le jour s'insère dans le plan de Stockholm. Son lancement a nécessité :

- la création des conditions de production des programmes ;
- la mise en place d'un réseau d'émetteurs.

La règle adoptée en France pour l'attribution des canaux a été la suivante : si n est le numéro du canal d'un programme, $n+3$ et $n+6$ sont les numéros des canaux des programmes

suivants ; ainsi pour Paris le canal 22 correspond à la deuxième chaîne et le canal 28 à la troisième chaîne. Cet espacement permet à la réception de n'utiliser qu'une seule antenne de télévision pour recevoir la deuxième et la troisième chaîne, d'autant plus que les émetteurs deuxième et troisième chaîne sont situés au même endroit.

Peu de nouveautés importantes ont marqué la naissance de la troisième chaîne. Cependant pour la France, il y a eu un certain nombre d'innovations qui ont trait essentiellement à la modernisation des émetteurs et à l'enchaînement automatique des programmes.

Des émetteurs plus modernes

De nouvelles spécifications sont apparues :

- la modulation sur fréquence intermédiaire ;
- le pilotage en fréquence par synthétiseur (ADRET ELECTRONIQUE).

Cette dernière particularité offre pour les émetteurs réalisés par THOMSON-CSF, une grande souplesse dans le calage en fréquence, une stabilité accrue et une très grande précision.

Une cabine de programme automatisé

Une cabine de programme est un ensemble destiné à assurer la continuité d'un programme. Jusqu'à présent les enchaînements entre les différentes séquences étaient effectués de façon manuelle par un opérateur. A l'occasion du lancement de la troisième chaîne les établissements THOMSON-CSF ont construit une cabine de programme automatisée qui a été étudiée par l'ORTF.

Cette cabine est pilotée par un ordinateur à partir de données enregistrées sur bande magnétique ou sur ruban perforé. Elle permet d'effectuer d'après un plan de programme le lancement des séquences. En cas d'incident la reprise manuelle du contrôle est possible.

Une augmentation des moyens de production en province

Parallèlement à l'amélioration technique citée plus haut, l'ORTF a décidé d'accroître les moyens de production des stations régionales en installant des équipements couleurs et en créant des studios de prise de vue couleur.

Un prochain numéro de *L'Onde Electrique* traitera des problèmes de télévision à l'occasion du prochain symposium international de télévision de Montreux (mai 1973).

Le point sur les télécommunications numériques par satellite

Le deuxième colloque international sur les télécommunications numériques par satellite* s'est tenu à Paris du 28 au 30 novembre 1972. Il a donné lieu à de nombreuses controverses.

Pour replacer les débats dans leur contexte, il est nécessaire de situer ce colloque par rapport au premier, tenu en 1969 à Londres sous l'égide de l'IEE et de l'INTELSAT.

Un premier colloque : SPADE

Il y a trois ans le système SPADE avait subi des essais de faisabilité et avait été spécifié quelques mois avant l'ouverture du colloque. La construction du prototype devait commencer quelques temps après.

D'autre part, les systèmes en accès multiple par répartition dans le temps (AMRT) en étaient alors à leurs premiers essais de faisabilité. Le système TDMA-1 étudié par la COMSAT pour le compte de l'INTELSAT, était réalisé mais n'avait pas encore subi les essais ; cette remarque s'applique au système TTT japonais. Le système allemand était en cours de construction.

Dans ce premier colloque les problèmes liés aux télécommunications numériques par satellite avec commutation à bord avaient été abordés de manière très abstraite.

Un deuxième colloque controversé

Le deuxième colloque a eu lieu au moment même où les prototypes de terminaux SPADE sont en cours d'installation dans les stations terriennes et vont bientôt participer aux essais en trafic réel. Les trois systèmes AMRT cités plus haut ont été essayés avec succès et l'interconnexion du TDMA-1 et du TTT a été réalisée.

* Le lecteur pourra se reporter avec intérêt à l'article de M. LOMBARD qui fait un rappel complet sur ces notions dans ce fascicule de *L'Onde Electrique*.

Le groupe de travail de l'INTELSAT qui étudie le système AMRT est maintenant en mesure de donner les spécifications d'un système prototype destiné aux essais en vraie grandeur. La situation actuelle du système AMRT est donc sensiblement la même que celle du système SPADE il y a trois ans. Toutefois des études très précises ont été faites, des dispositifs complémentaires essentiels ont été étudiés et sont réalisés tels que ceux permettant la concentration de conversations, la transmission de télégraphie ou de donnée, le codage numérique de la télévision.

D'autre part, la construction d'équipements plus évolués tels ceux qui réalisent l'intersynchronisation de systèmes AMRT sur différents répéteurs ou encore ceux qui permettent la commutation d'informations numériques à bord du satellite a été étudiée ; certains sont par ailleurs en cours de réalisation.

Le programme du deuxième colloque devait pratiquement suivre ce schéma chronologique en allant des équipements déjà existants vers ceux qui sont à l'état de projet.

SPADE et Symphonie

Après une séance consacrée à des descriptions générales de systèmes tels le système régional canadien ou le système AMRT destiné au satellite franco-allemand Symphonie, la première journée a porté sur la description des réalisations françaises et japonaises destinées au système SPADE.

La table ronde qui a suivi a été présidée par M. HOUSSIN, ancien président du groupe de travail SPADE de l'INTELSAT ; celui-ci, au début a isolé trois aspects :

- l'aspect technique ;
- l'aspect opérationnel ;
- l'aspect économique.

Les deux premiers aspects ont très vite été délaissés au profit du dernier.

Ainsi, les incidences économiques de l'introduction du système SPADE dans le système INTELSAT ont donné lieu à des débats passionnés.

La coexistence du système SPADE avec les systèmes FDM/FM et AMRT a préoccupé de nombreux orateurs.

Le système AMRT

La deuxième journée était consacrée au système AMRT. Les résultats des nombreuses études entreprises dans ce domaine ont été donnés. Ces résultats concernaient surtout la modulation à vitesse moyenne (60 Mbits/s) à quatre phases et la modulation à très grande vitesse à état de phase multiple.

La table ronde sur le système AMRT a montré que les systèmes SPADE, AMRT et FDM/FM pouvaient coexister au sein du réseau INTELSAT :

- le système FDM/FM pour les artères de très grosse capacité ;
- le système AMRT pour les artères de capacité moyenne ;
- le système SPADE pour les artères de faible capacité.

De plus, il a été remarqué que le système AMRT autorisait l'adjonction d'un concentrateur de conversation qui doublait la capacité et permettait également des transmissions de données à très grande vitesse.

Le premier avantage présente pour l'AMRT un atout extrêmement important.

La concentration de l'information

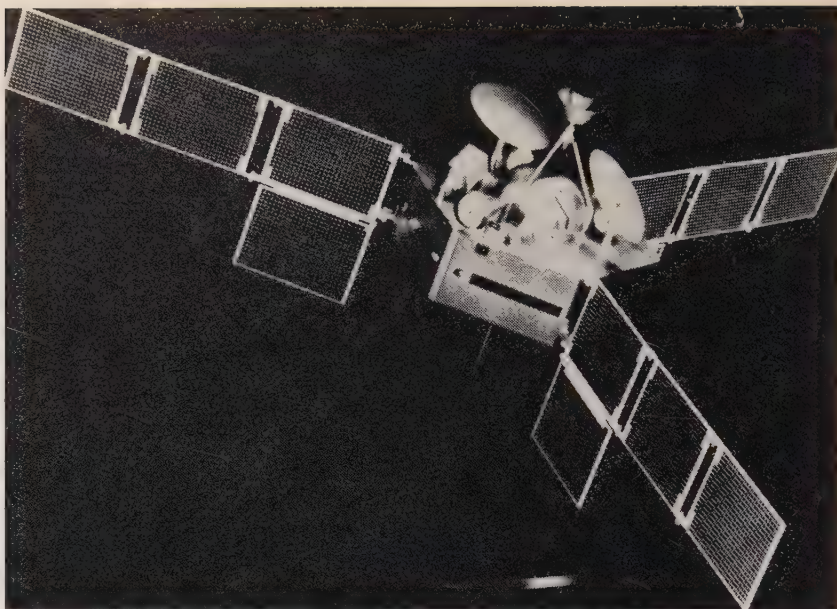
Le dernier jour devait être consacré aux dispositifs de concentrations d'in-

formations (parole, données, transmissions télégraphiques). Les problèmes de transmission numérique de programmes de télévision ainsi que ceux concernant la fiabilité des équipements ont été abordés. Le colloque s'est achevé sur une vue prospective de système effectuant le traitement signal à bord.

Un colloque réussi...

Le succès du colloque a infirmé les pronostics de la plupart des journalistes et il est certain que le recueil des conférences sera l'ouvrage de référence pour les spécialistes.

Le prochain fascicule de *L'Onde Electrique* comportera un certain nombre de conférences qui ont été prononcées lors du colloque.



Et Symphonie ?

LEXIQUE

AMRT	: Accès Multiple par Répartition dans le Temps
FDM/FM	: Frequency Division Multiplex/Frequency Modulation
SPADE	: Single Channel per carrier, PCM multiple Accés Demand - assignement Equipment
TASI	: Time Assignment Speech Interpolation
TDMA	: Time Division Multiple Acces (même signification que AMRT)
TTT	: 50 Mbits/s PCM TDMA system with Time preassignment and TASI feature

La réussite d'Electronica 72

Le cinquième Electronica s'est tenu à Munich du 23 au 29 novembre. Cette manifestation qui a lieu tous les deux ans, regroupe une exposition et un colloque. Le succès remporté par ce salon incite à la réflexion.

En effet, depuis sa création en 1964, Electronica a été en progrès constant, et ce, malgré l'hostilité de certains qui craignaient que ce salon ne portât concurrence à la Foire de Hanovre. Aujourd'hui, il est sur le point de devenir le salon spécialisé le plus important sur le plan international. Il donne ainsi un sérieux avertissement à son homologue français le salon international des Composants de Paris.

Plus de 1 600 exposants venus de 28 pays étaient réunis, le nombre des visiteurs a dépassé 60 000. Rappelons pour mémoire, que le salon des Composants de Paris comportait un millier d'exposants venus de 25 pays et avait

attiré 57 000 visiteurs pour une surface d'exposition équivalente.

Bien que leurs centres d'intérêts soient identiques, on peut affirmer que ces deux salons sont très différents : différents par leur organisation, différents par leur esprit.

Electronica : une organisation efficace

Electronica est organisé tous les deux ans par la ville de Munich avec l'aide de conseillers techniques internationaux. Elle a lieu dans les pavillons du parc des expositions de la ville qui est facile d'accès et offre, à proximité, un parking de très grande capacité. L'entrée du salon est payante (le prix a été fixé à 12 DM cette année, soit 20 F), ce détail élimine un certain nombre de visiteurs (ramasseurs de documentation, enfants, etc.).

D'autres petits détails illustrent l'efficacité de l'organisation : tout a été entrepris pour ne pas faire perdre de temps aux visiteurs et aux exposants et pour éviter tous sujets d'énervement superflu. Ainsi de nombreux restaurants buffets étaient à la disposition des personnes qui n'avaient pas besoin d'attendre et qui étaient servies par un personnel aimable et détendu. Le commissariat du salon était à l'entière disposition des participants.

Un puissant service de Relations Publiques a été mis en place sur le plan Européen et a fonctionné depuis un an. Il a aussi pu mettre en valeur une image permanente et dynamique d'Electronica.

D'autre part, le colloque sur la microélectronique qui s'est tenu parallèlement a été également un succès ; il faut dire qu'avec un tel thème un insuccès est pratiquement impossible.

Electronica : un salon commercial

L'orientation commerciale de ce salon se remarquait à son ordonnancement : les stands étaient au nom des importateurs et non pas à celui des marques. Le catalogue bien étudié permettait de pallier les inconvénients d'une telle présentation.

Les sections de l'exposition concernaient :

- les composants et les sous-ensembles ;
- les produits intermédiaires ;
- les équipements de fabrication et les appareils de mesures associés.

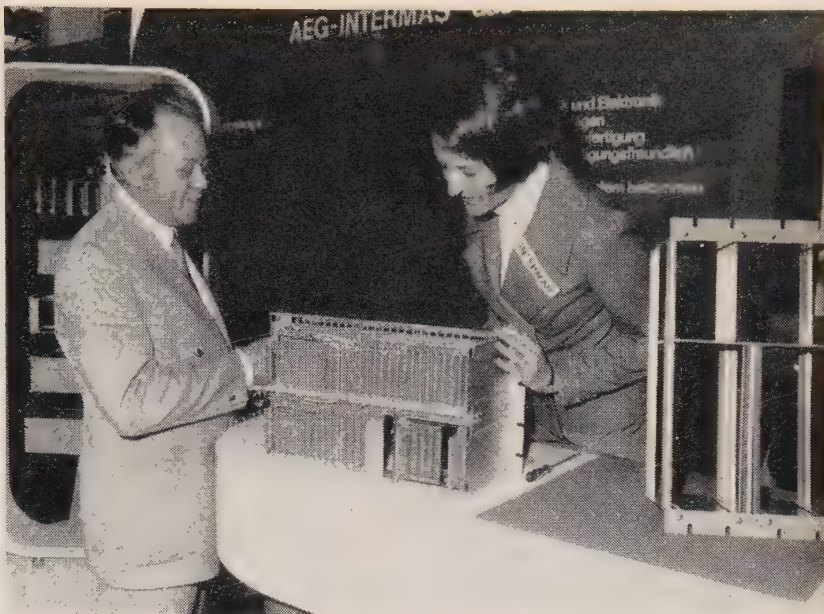
Les exposants et les visiteurs se sont montrés, dans l'ensemble, très satisfaits des contacts qu'ils ont pu avoir. Certains ont pu recueillir des informations qui auraient demandé la visite de plusieurs salons.

Electronica et la conjoncture

Electronica a eu lieu pendant une période très favorable : les élections

s'étaient déroulées une semaine avant ce qui mettait fin aux incertitudes politiques. D'autre part, Electronica a bénéficié de la situation économique favorable de l'Allemagne.

Pour conclure, bien qu'aucune nouveauté marquante n'ait fait son apparition à l'occasion de ce salon, Electronica a été l'exemple du salon professionnel très ouvert et très dynamique.



Au fil des stands...

Nous apprenons le décès survenu le 15 décembre à quelques mois de sa retraite de M. A.H. TIBERI, rédacteur en chef de la *Revue Générale d'Electricité*, revue de la Division Energie Electrique et Electronique Associée de la SEE. Nous présentons à sa famille ainsi qu'à ses amis nos condoléances les plus attristées.

SUP TELECOM a ouvert ses portes

De nombreuses hautes personnalités, dont le Ministre des Postes et Télécommunications, ont participé à la journée « portes ouvertes » du 4 décembre de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications. Leur présence a témoigné de l'intérêt qu'elles portent aux activités de cette école.

Rappelons que cette école, qui dispose de laboratoires d'étude (automatique, acoustique et signal image) et d'un puissant centre de calcul, est chargée de la formation d'ingénieurs et cadres destinés à différents Ministères et aux différents secteurs d'activité privé ou public.

**La rédaction et tous les collaborateurs de l'Onde Électrique
vous souhaitent une très bonne année 1973**

BLOC-NOTE DES EXPOSITIONS ET CONGRÈS

JANVIER 1973

• 22-26 janvier 1973. TCHÉCOSLOVAQUIE

Colloque sur « la **Commande et l'Instrumentation** des Centrales Nucléaires ».

Section Applications Industrielles. CEN Saclay. BP 2. 91-Gif-sur-Yvette. France.

• 23-25 janvier 1973. USA.

Colloque sur la maintenance et la fiabilité.

Lee R. Webster, Radiation, Inc., Systems Division, POB 37, Melbourne, Florida 32901, USA.

MARS 1973

• 5-9 mars 1973. FRANCE

Journées d'Électronique de Toulouse.

Exposition - Colloque sur l'**informatique médicale** - Journées d'études sur l'**informatique de gestion**.

IET : 11, avenue Colonel Roche, Toulouse. France.

• 6-10 mars 1973. SUISSE

INEL 73

Exposition internationale de l'électronique industrielle.

Secrétariat INEL. BP CH4021, Bâle. Suisse.

AVRIL 1973

• 2-7 avril 1973. FRANCE

Salon international des composants électroniques - Exposition.

SDSA Salon international des composants électroniques : 14, rue de Presles, 75015 Paris. Tél. 273.24.70.

• 2-7 avril 1973. FRANCE

Audio Visuel et Communication.

Exposition SDSA - Salon Audio Visuel et Communication : 14, rue de Presles, 75015 Paris. Tél. 273.24.70.

• 2-5 avril 1973. GRANDE-BRETAGNE

Colloque sur l'ingénierie du software destiné aux systèmes de **commutation** dans les **télécommunications**.

IEE - Conference Department : Savoy Place, London WC2R OBL. Grande-Bretagne.

• 9-10 avril 1973. FRANCE

Colloque sur les dispositifs et systèmes d' alphanumérique.

FNIE. Secrétariat du Colloque International : 16, rue de Presles, 75740 Paris, Cédex 15. Tél. 273.24.70.

• 11-18 avril 1973. FRANCE

MESUCORA et la 64^e exposition de Physique.

Exposition. Colloque sur « la **Mesure, la Régulation et l'Automatisme** ».

MESUCORA : 23, rue de Lübeck, 75016 Paris. Tél. 727.33.14

• 26 avril - 4 mai. ALLEMAGNE FÉDÉRALE

FOIRE DE HANOVRE. Exposition.

Compagnie Commerciale et Continentale : 16, rue Vézelay, 75008 Paris. Tél. 387.51.72.

MAI 1973

• 18-24 mai 1973. SUISSE.

8^e Symposium de **télévision**.

BP 97, CH 1820 Montreux. Suisse.

• 21-24 mai 1973. ESPAGNE.

Colloque franco-espagnol sur les **micro-ondes**.

Secrétariat du colloque sur les micro-ondes - CIF « L. Torres Quevedo » Serrano, 144-Madrid 6. Espagne.

• 22-25 mai 1973. GRANDE-BRETAGNE.

Salon des **composants** électroniques.

Industrial Exhibition Ltd : 9 Argyle Street, London W1V2HA. Grande-Bretagne.

JUIN 1973

• 19-21 juin 1973. GRANDE-BRETAGNE.

MICROWAVE 73. Exposition. Colloque sur les « **micro-ondes** et leurs applications ».

Microwave Exhibition and Publishers Ltd, 21 Victoria Road, Surbiton Surrey, Grande-Bretagne.

• 26-28 juin 1973. FRANCE

Colloque international sur l'architecture des ordinateurs.

Grenoble Accueil : 9, boulevard Jean-Pain, 3800 Grenoble, France.

AOUT 1973

• 14-16 août 1973. USA

Colloque internationale sur « les **micro-ondes** et leurs applications ».

Colloque International sur les micro-ondes.

Pr L.F. Eastman

Cornell School of Electrical Engineering, Phillips Hall, Ithaca, New York 14850, USA.

• 31 août-9 septembre. ALLEMAGNE FÉDÉRALE

Exposition Internationale de **Radio** et de **Télévision**.

Chambre officielle de Commerce Franco-Allemande : 91, rue de Miromesnil, 75008 Paris. Tél. 387.33.88.

SEPTEMBRE 1973

• 4-7 septembre 1973. ALLEMAGNE FÉDÉRALE

LASER 73.

Exposition. Colloque sur « les systèmes **électro-optiques** et leurs applications pour l'industrie ».

LASER 73. Münchener Messe- und Ausstellungs Gesellschaft mbH. D-8000- München, POB 200. Allemagne Fédérale.

• 4-7 septembre 1973. BELGIQUE

Conférence Européenne sur les **micro-ondes**.

Dr G. Hoffman, General Secretary 1973 European Microwave Conference, St Pieters-nieuwstraat 41, B. 9000 Gent, Belgique.

• 10-15 septembre 1973. BELGIQUE

Congrès international de **cybernétique**.

Association Internationale de Cybernétique. Palais des Expositions. Place André Rijckmans, 5000 Namur, Belgique.

NOVEMBRE 1973

• 27-30 novembre 1973. ALLEMAGNE FÉDÉRALE

SYSTEMS 73.

Exposition. Colloque sur « les systèmes d'**ordinateurs** et leurs applications ». Münchener, Messe- und Ausstellungs-Gesellschaft mbH.

SYSTEMS 73. D-8000 München 12, Postfach 200. Allemagne Fédérale.

Nouveautés techniques

MULTIPLIEURS ANALOGIQUES RAPIDES TEKELEC-AIRTRONIC

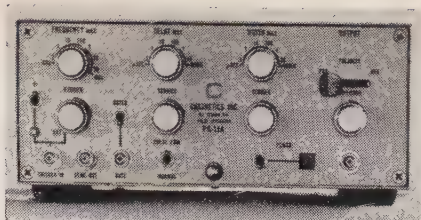
Le département Modules de TEKELEC AIRTRONIC présente deux multiplieurs rapides, modèles A-701 et A-702 ayant 80 V/ μ s de vitesse de balayage et 7 MHz de bande passante.

Ces multiplieurs sont utilisables en doubleurs de fréquence, en diviseurs, en extracteurs de racine carrée et pour d'autres calculs mathématiques.

La précision des deux modèles est meilleure que 0,5 % pour ± 10 V à l'entrée lorsqu'ils sont réglés extérieurement.

Le modèle A-702 a une précision du réglage interne de 1 % max. et peut être réglé extérieurement à mieux que 0,5 %. Cette précision est maintenue à 0,04 %/°C sur une plage température de 0 °C à +60 °C.

Les deux multiplieurs utilisent le principe de la transconductance variable et sont présentés en boîtier modulaire de 38 x 38 x 10 mm.



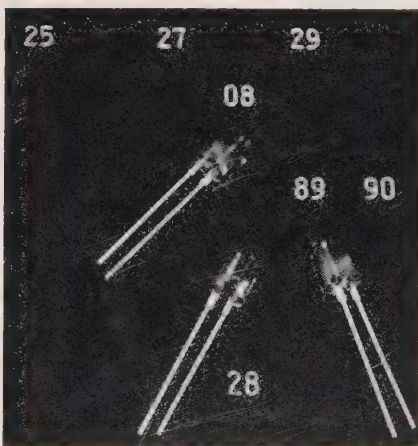
- amplitude sur une charge de 50 Ω : 15 V ;
- temps de montée : 5 ns (4 ns à la demi-amplitude) ;
- types d'impulsions : simple, double, récurrente, déclenchée, train.

CHRONETICS (USA). Représentation en France : ELEXO : 60, rue de Javel, 75015 Paris. Tél. 577.95.70.

UNE NOUVELLE DIODE ÉLECTROLUMINESCENTE MONSANTO SÉRIE MV 5054

Ces diodes émettrices de lumière sont destinées à équiper divers dispositifs d'illumination. Elles sont réalisées à partir d'arsenio-phosphure de gallium et la lumière émise est de couleur rouge. Deux types sont disponibles :

- MV 5054 - I dont l'intensité lumineuse émise est de 2 mcd à 10 mA.
- MV 5054 - II dont l'intensité lumineuse émise est de 3 mcd à 10 mA.



MONSANTO (USA). Représentant pour la France : RTF : 73, avenue de Neuilly, 92 Neuilly. Tél. 722.70.40.

PHOTOCOUPLEUR ISOLATEUR ULTRA RAPIDE HEWLETT-PACKARD MODÈLE 5082-4360

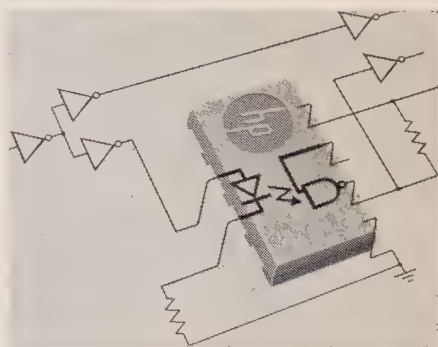
Ce nouveau coupleur, entièrement compatible TTL-DTL, possède une vitesse élevée qui rend possible une conversion d'un système parallèle à un système série de manière économique. La diode d'émission qui équipe ce circuit est à l'arsenio-phosphure de gallium.

Caractéristiques

- tension d'isolement : 2 500 V ;
- rejection en mode commun : 10 V à 10 MHz ;

- facteur de transfert (I sortie/I entrée) : 2,6 ;
- temps de propagation : 63 ns ;
- fréquence de commutation maximale : 20 MHz ;
- présentation : dual in line à 8 broches.

HEWLETT PACKARD France : B.P. 6, Courtabœuf, 91-Orsay. Tél. 907.78.25.



APPAREIL A CALIBRER BRADLEY MODÈLE 171 B

Cet appareil réunit toutes les possibilités nécessaires à la calibration d'un multimètre.

Caractéristiques

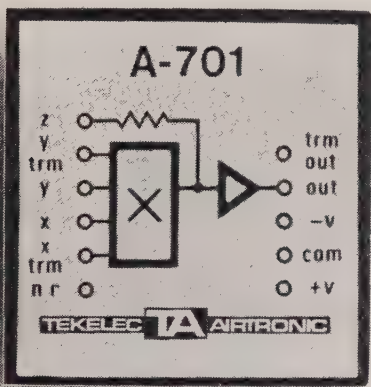
- tensions alternatives (50 et 400 Hz) : 1 mV à 1 111,110 V par bonds de 1 mV ;
- tensions continues : 1 mV à 1 111,110 V par bonds de 1 mV ;
- courant de sortie continu ou alternatif (50-400 Hz) : 1 μ A à 10, 111, 110 A ;
- résistances 1 Ω à 10 M Ω par bonds de 1 Ω ;
- précision absolue :
 - . tension et courant continu : $1 \cdot 10^{-3}$;
 - . tension et courant alternatif : $2 \cdot 10^{-3}$;
 - . résistance : $1 \cdot 10^{-3}$.

La position de tous les commutateurs de la face avant est sortie sous forme BCD.



Une unité de distribution portant la référence 190 permet de contrôler 11 appareils à la fois.

BRADLEY (USA). Représentant pour la France LE GROUPE SCIENTIFIQUE, 114, avenue du Président Wilson, 93211 La Plaine-Saint-Denis. Tél. 243.22.44.



Les caractéristiques des A-701 et A-702 sont données ci-après :

Caractéristiques

- Erreur (réglage interne) : ± 1 %.
- Précision en fonction de la température : 0,04 %/°C ;
- Vitesse de balayage : 80 V/ μ s ;
- Bande passante : 4 MHz ;
- Dérive : 1,5 mV/°C ;
- Caractéristique de transfert : 50 mV max. ;
- Bruit en sortie : 0,25 mV eff. ;
- Erreur initiale : 0,5 % ;
- Dimensions : 38 x 38 x 10 mm.

Contrairement à d'autres dispositifs concurrents les modèles A-701 et A-702 ne requièrent pas d'amplificateur externe pour la fonction division.

TEKELEC-AIRTRONIC : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92-Sèvres. Tél. 626.02.35.

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS CHRONETICS MODÈLE PG 11-A

Ce générateur d'impulsions présente les caractéristiques suivantes :

- fréquence de répétition : 10 Hz à 50 MHz ;
- largeur des impulsions : ajustable de 15 ns à 10 ms ;

Conférences et colloques

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR « L'INGÉNIÉRIE DU SOFTWARE DESTINÉ AUX SYSTÈMES DE COMMUTATION DANS LES TÉLÉCOMMUNICATIONS » Université de l'Essex : 2-5 avril 1973

Ce colloque est organisé par la division Electronique de l'« Institution of Electrical Engineers », l'« Institution of Radio and Electronic Engineers » et l'Université de l'Essex. Son but est de promouvoir un échange d'idées et d'expériences sur la conception et la réalisation des systèmes de software pour la gestion du programme en mémoire (SPC - stored program control).

Un appel d'articles est actuellement fait qui porte sur :

- L'expérience sur la conception et l'élaboration d'un software orienté vers les applications en temps réel ;
- Les problèmes soulevés par l'élaboration et la conception d'un software SPC ;
- Les langages ;
- Les techniques de programmation et la structure des programmes.

Renseignements : IEE Conference Department, Savoy Place, London WC 2R OBL.

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES 2-7 avril 1973

Ce salon annuel organisé par la SDSA et placé sous le patronage de la FNIE sera structuré en trois sections :

- Les composants électroniques ;
- Les matériaux spécialement élaborés pour l'industrie électrique ;
- Les équipements et les produits spécifiques de la fabrication et de la mise en œuvre des composants.

Rappelons qu'en 1972, le Salon International des Composants Electroniques avait accueilli 1 036 exposants de 25 pays et 5 700 visiteurs de 75 pays.

SDSA secrétariat du Salon International des Composants Electroniques 1973 : 14, rue de Presles, 75015 Paris. Tél. 273.24.70.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES DISPOSITIFS ET SYSTÈMES D'AFFICHAGE ALPHANUMÉRIQUE Paris 9-10 avril 1973

Ce colloque organisé par la Société des électriciens, des électroniciens et des radio-électriciens (SEE), par la Fédération nationale des industries électroniques (FNIE) et l'Union des associations techniques internationales (UATI), se tiendra immédiatement après le Salon International des Composants Electroniques de Paris (2-7 avril).

La liste limitative des thèmes comporte trois volets :

1. Les dispositifs d'affichage :
 - tubes cathodiques ;
 - dispositifs à plasma ;
 - diodes électroluminescentes ;
 - cristaux liquides ;
 - etc.
2. Les circuits et les systèmes d'affichage :
 - circuits de codage et de décodage ;

- circuits de génération de caractère ou de symbole ;
 - circuits de commande et d'alimentation.
3. Les systèmes d'affichage alpha-numérique :
 - conception et organisation des systèmes ;
 - téléaffichage ;
 - problèmes d'interface ;
 - aspects économiques ;
 - aspects physiologiques.

Les résumés en anglais ou en français doivent parvenir en quatre exemplaires au Secrétariat du Colloque.

FNIE, secrétariat du Colloque International sur les dispositifs et systèmes d'affichage : 16, rue de Presles, 75740 Paris Cédex 15. Tél. 273.24.70.

MESUCORA 1973 Paris 11-18 avril

Cette manifestation, la cinquième du nom, groupera une importante exposition de matériel et un congrès international. Parallèlement et dans la même enceinte se tiendra la 64^e exposition de Physique.

Le Congrès international de la « Mesure, du Contrôle, de la Régulation et de l'Automatisme » est organisé par l'AFCE (Association Française de Cybernétique Economique et Technique), la SEE (Société des Electriciens, Electroniciens et Radioélectriciens) et la SFM (Société Française des Mécaniciens).

- L'appel de conférences porte sur :
- Les aspects de la fiabilité et de la « maintenabilité » dans les systèmes de mesure et de contrôle industriel ;
 - Les petits calculateurs et la mesure ;
 - L'évolution de l'instrumentation de mesure des courants forts sous l'influence de l'électronique ;
 - L'évolution des capteurs de mesure du domaine médical ;
 - L'évolution de la conception et des possibilités des appareils de laboratoire, due aux nouvelles possibilités technologiques ;
 - Les récents développements dans les méthodes de calcul et de détermination expérimentale des contraintes.

Renseignements : secrétariat Général de MESUCORA : 23, rue de Lübeck, Paris-16^e. Tél. 727.33.14.

COLLOQUE FRANCO-ESPAGNOL SUR LES MICRO-ONDES Madrid 21-24 mai 1973

Ce colloque organisé par le Centre d'Etudes et de Recherches de Toulouse de l'ONERA et par le « Centro de Investigaciones Fisicas L. Torres Quevedo » comportera six séances sur les thèmes suivants :

- Dispositifs à l'état solide ;
 - Antennes et propagation ;
 - Dispositifs à ferrite ;
 - Ondes dans les plasmas ;
 - Applications industrielles ;
 - Divers.
- Les propositions de conférence doivent parvenir avant le 31 décembre 1972 au Secrétariat du Colloque.

Renseignements : secrétariat du Colloque sur les Micro-ondes. CIF « L. Torres Quevedo », Serrano, 144, Madrid 6.

MICROWAVE 73 Brighton 19-21 juin 1973

Cette manifestation qui se déroulera à Angleterre groupera une exposition de matériel et un colloque international.

Un appel de conférences est actuellement fait sur le thème « les micro-ondes et leurs applications ».

Renseignements : MICROWAVE Exhibitions and Publishers Ltd, 21, Victoria Road, Surbiton Surrey, UK.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES DISPOSITIFS MICRO-ONDES A SEMICONDUCTEURS ET LEURS APPLICATIONS Ithaca 14-16 août 1973

Ce colloque est organisé par la « CORNELL UNIVERSITY » et a pour but de faire le point sur les dispositifs micro-ondes à semiconducteur et sur leurs applications. Parmi les sujets abordés signalons : les diodes IMPATT, TRAPPAT, les diodes GUNN et LSA, les diodes BARITT, les transistors hyperfréquences, les microcircuits hyperfréquences, etc.

La présidence de ce colloque est assurée par le Professeur L.F. EASTMAN à qui les propositions de Conférence doivent parvenir.

Colloque international sur les dispositifs micro-ondes et leurs applications.

Professeur L.F. EASTMAN.

Cornell School of Electrical Engineering Phillips Hall Ithaca, N.Y. 14850.

LASER 73 Munich 4-7 septembre 1973

Ce salon accompagné d'un colloque traite des systèmes électrooptiques et de leurs applications pour l'industrie et la recherche.

Le colloque sera consacré essentiellement aux applications des lasers dans les domaines de la surveillance, des transmissions, des matériaux, etc.

Renseignements : LASER 73, Münchener Mess- und Ausstellungsgesellschaft mbH, D-800 München 12, POB 200, Allemagne Fédérale.

Bibliographie

MICROWAVE TRANSMISSION LINE IMPEDANCE DATA M.A.R. GUNSTON (Caractéristiques d'impédance des lignes de transmission micro-ondes)

Cet ouvrage de la Série « MARCONI », donne l'essentiel des formules et des courbes nécessaires au calcul des caractéristiques des lignes de transmission microondes.

Ces formules et ces courbes sont largement commentées et concernent la majeure partie des cas que l'ingénieur d'études peut rencontrer.

Les différents chapitres qui le composent traitent :

- des lignes utilisant des conducteurs section circulaire,
- des lignes à section rectangulaire,
- des lignes à section rectangulaire et circulaire à la fois,
- des lignes à section inhabituelle,
- des lignes de transmission couplées.

VAN NOSTRAND REINHOLD Co. Ltd : Windsor House, 46 Victoria Street. Londres SW1 Angleterre.

l'onde électrique

TABLE DES MATIÈRES DU VOLUME 52

I. CLASSEMENT PAR THÈMES

Satellites	Janvier
Composants	Mars
Simulation d'aéronefs et de véhicules terrestres	Avril
Optoélectronique	Mai
Télévision	Juin
Électronique et Aviation Civile	Septembre
Vocation informatique de la Bretagne	Octobre
Mémoires	Novembre
Oscillateurs	Décembre

II. CLASSEMENT PAR MATIÈRES

1. Enseignement. Formation et Perfectionnement

L'antenne de Rennes de l'Ecole Supérieure d'Electricité	BLANC-LAPIERRE A.	Octobre	390
L'informatique à l'Université de Rennes	METIVIER M.	Octobre	394
L'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes	SUZOR F.	Octobre	397
L'IRIA et l'essor informatique de Rennes	DANZIN A.	Octobre	380
Les objectifs du Centre Commun d'Etudes de Télévision et Télécommunications de Rennes	CONRUYT P., LEFRANÇOIS G., RÉMY M.	Octobre	383
Planification des dépenses de formation et productivité des entreprises	VOGE J.	Mars	99

2. Études générales

Application des oscillateurs ultra stables au domaine aérospatial	MOREAU R.	Décembre	503
Instabilité de fréquence à court terme des oscillateurs	RUTMAN J.	Décembre	480
L'optoélectronique des semiconducteurs	FERTIN J.	Mai	205
Résonateurs et oscillateurs à quartz à fort niveau	GAGNEPAIN J.J., BESSON R.	Décembre	488
Simulateurs d'aéronefs et de véhicules terrestres. Evolution des besoins et des techniques	PAGEL R.	Avril	165
La simulation dans le domaine aérospatial	FRETIGNY G.	Avril	179

3. Physique du Solide

Evolution de la luminescence de composés monocristallins semiconducteurs sous bombardement électronique	DAVOINE F., GAUTHIER R., PINARD P.	Juin	269
Solution numérique bidimensionnelle des équations générales de transport dans les semiconducteurs en régime permanent	HEYDEMANN M.	Avril	185
Spectrométrie de rayonnements X de faible énergie par semiconducteurs.....	FRIANT A.	Mai	228
Variations en fonction de la température des modules d'élasticité du GaSb monocristallin de type P	GALIBERT G., DESFOURS J.P., BOUGNOT G.	Juillet-Août	298

4. Tubes électroniques

Récents développements dans le domaine des tubes électroniques professionnels pour les applications radar, télévision, télécommunications	LEVI B.	Mars	105
---	---------	------	-----

5. Composants électroniques et Microélectroniques

Assurance de la qualité des composants électroniques. Récents développements	PEYRACHE G.	Avril	192
Calcul des filtres à l'aide des techniques d'optimisation	BENSAISON A., FABRE J.	Mars	147
Un composant électronique banal et peu connu : le condensateur céramique..	DUMOULIN G., GUEDEL M.	Mars	113
Description et utilisation de la mémoire dynamique TMS 40 62	CHAUVEL G.	Novembre	462
Deux techniques économiques de réalisation de circuits intégrés logiques bipolaires complexes....	DUFLOS Y., RÉTHORÉ P.	Mars	133
Une famille de mémoires à tores de ferrite	NICOT J.	Novembre	435
Matrices de photodétection à semiconducteurs pour lecture de mémoire holographique	THIRE J.	Novembre	452
Mémoires magnétiques à structure plane à densité élevée	BLANCHET F.	Novembre	446
Photocoupleurs à semiconducteurs	LEBAILLY J., GONIN C.	Mai	218
Problèmes de fiabilité liés à l'encapsulation plastique des circuits intégrés	REGNAULT J., ANDRÉ G.	Mars	121
Réalisation d'un bistable ECL et étude de la mise en œuvre de portes ECL	COQUELLE D.	Octobre	406
Réalisation par calculateur de plans de mémoire holographique de masse	BRUEL A., CAZAUX J.C.	Novembre	439
Les structures mémoires M.N.O.S.	BOREL J., GENTIL P., LE GOASCOZ V.	Novembre	427
Utilisation d'un terminal graphique dans la conception assistée par ordinateur	SAILLARD J.C.	Février	75

6. Propagation des Ondes - Radioastronomie

Etude théorique et mise en évidence du couplage des modes d'une cavité résonnante par un faisceau d'électrons	BIQUART F.	Juillet-Août	313
Fréquences propres d'une cavité hyperfréquence cylindrique contenant un échantillon diélectrique cylindrique coaxial	POINSOT A., JOLY J.C.	Mai	223
Visualisation des ondes électromagnétiques hyperfréquence à l'aide des cristaux liquides	PUYHAUBERT J.	Mai	213

7. Electro-acoustique - Enregistrement des sons

Néant

8. Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision

Ajustage en longueur des sections d'amplifications des câbles sous-marins avant raccordement aux répé- teurs et pose	BENDAYAN J.	Février	68
Amélioration de la qualité d'image en prise de vue pour télévision	RODOLFO R.	Septembre	367
Bruit des oscillateurs locaux des faisceaux hertziens à grande capacité	CHABERT M.	Décembre	499
Considérations sur la transmission par porteuse infrarouge	MOTRO M.	Mai	235
Le développement des télécommunications par satellites	MALLEUS G.	Janvier	8
L'évolution des caméras de télévision	GOUSSOT L.	Juin	248
L'évolution des tubes à images en télévision couleur	CHAUVIERRE M.	Juin	264
Microacoustique et télécommunications	GLOWINSKI A.	Février	54
Les modulateurs delta auto-adaptatifs	STEPHENNE H., DESCHENNES P.A., VILLERET M.	Juillet-Août	305
Principe des caméras couleur monotube	FAVREAU M.	Juin	256
Quelques aspects techniques de la diffusion des programmes de télévision au moyen de satellites	BLANCHEVILLE P.	Janvier	24
Les systèmes de télécommunications par satellite	LOMBARD D.	Décembre	519
Les tubes et dispositifs de prise de vue à cible silicium....	BLAMOUTIER M., BERGER J.L., WOERN D.	Décembre	511

9. Radiodétection et localisation - Radionavigation - Télémessures

Fiabilité des équipements de bord ILS - Catégorie III	LANILIS C., DURAND M.	Septembre	362
Goniométrie des éclairs sous forme numérique. Applications	TIXIER M.	Février	86
Lignes directrices du programme d'applications spatiales français	LEBEAU A.	Janvier	3
Programme de localisation et de données	THIERET D.	Janvier	33
Récapitulation des aides à la navigation aérienne civile. Etat actuel et perspective ..	DODINGTON S.H.	Septembre	340
Un système développé pour la formation des contrôleurs de trafic aérien « Le simulateur Cautra-ENAC »	LEGENDRE D.	Septembre	353
Système TAM-TAM	LOUET J.	Septembre	344

WILM - Radar météorologique et aide à l'atterrissage	GENUIST J.	Septembre	357
Le programme de télédétection du CNES en 1970-1971	ALOUGES A.	Janvier	39
Avant propos. Le programme spatial français d'applications	DENISSE J.F.	Janvier	2
Le programme Aérosat	MANUALI B.	Janvier	13
Le programme Météosat	BRETON D., PENE M.	Janvier	16

10. Calculateurs électroniques - Automatismes

Algorithmes de multiplication binaire ultra-rapide	KRAUSENER J.M.	Mars	126
CELCAO : Un programme graphique interactif au service d'IMAG 2	COMPARETTI G.	Octobre	405
Nouvelle présentation de l'approximation du premier harmonique pour les systèmes non linéaires à paramètre distribué	JUMARIE G.	Juin	276
Recherche d'une séquence pour la détection des pannes dans les circuits logiques séquentiels	BECART J., MOUSSIE M.	Mars	140
Réseau logique modulaire traitant une pile de données	FRECON L.	Novembre	470
Utilisation d'IMAG 2 associé au programme CELCAO	DELVILLE J.C.	Octobre	399

11. Electronique nucléaire et corpusculaire

Néant

12. Electronique médicale

Néant

13. Divers

Le Centre d'Electronique de l'Armement	ROMBOUT E.	Octobre	386
Généralisation du concept d'ambiguïté	DEBARD M.	Février	80
Gestion d'un organisme public d'études et de recherches. Quelques réflexions sur une expérience en cours	BUSTARRET H., MERLIN J.C.	Juin	243
L'industrie française des postes et télécommunications et l'exportation	SUTTER B.	Septembre	331
Premiers pas vers la reconnaissance des formes acoustiques	MARCOUX G.M.	Mai	210
Propriétés et applications du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation	CHARBONNIER R.	Décembre	493
Simulateurs d'aéronefs et de véhicules terrestres. Description de simulateurs	BARADAT J.	Avril	174
Les télécommunications, exemple caractéristique des conséquences économiques et sociales d'un développement technique	PONTE M.	Juillet-Août	289

III. CLASSEMENT PAR AUTEURS

ALOUGES A.	Le programme de télédétection du CNES en 1970-1971	Janvier	39
ANDRÉ G.	Problèmes de fiabilité liés à l'encapsulation plastique des circuits intégrés		
	Co-auteur : REGNAULT J.	Mars	121
BARADAT J.	Simulateurs d'aéronefs et de véhicules terrestres. Description de simulateurs	Avril	174
BECART J.	Recherche d'une séquence pour la détection des pannes dans les circuits logiques séquentiels		
	Co-auteur : MOUSSIE M.	Mars	140
BENDAYAN J.	Ajustage en longueur des sections d'amplification des câbles sous-marins avant raccordement aux répéteurs et pose	Février	68
BENSASSON A.	Calcul des filtres à l'aide des techniques d'optimisation		
	Co-auteur : FABRE J.	Mars	147
BERGER J.L.	Les tubes et dispositifs de prise de vue à cible silicium		
	Co-auteurs : BLAMOUTIER M., WOEHRN D.	Décembre	511
BESSON R.	Résonateurs et oscillateurs à quartz à fort niveau		
	Co-auteur : GAGNEPAIN J.J.	Décembre	488
Biquart F.	Etude théorique et mise en évidence du couplage des modes d'une cavité résonnante par un faisceau d'électrons	Juillet-Août	313
BLAMOUTIER M.	Les tubes et dispositifs de prise de vue à cible silicium		
	Co-auteurs : BERGER J.L., WOEHRN D.	Décembre	511
BLANCHET F.	Mémoires magnétiques à structure plane à densité élevée	Novembre	446
BLANCHEVILLE P.	Quelques aspects techniques de la diffusion des programmes de télévision au moyen de satellites	Janvier	24
BLANC-LAPIERRE A.	L'antenne de Rennes de l'Ecole Supérieure d'Electricité	Octobre	390
BOREL J.	Les structures mémoires MNOS		
	Co-auteurs : GENTIL P., LE GOASCOZ V.	Novembre	427
BOUGNOT G.	Variations en fonction de la température des modules d'élasticité du GaSb monocristallin de type P		
	Co-auteurs : DESFOURS J.P., GALIBERT G.	Juillet-Août	298
BRETON D.	Le programme Météosat		
	Co-auteur : PENE M.	Janvier	16
BRUEL A.	Réalisation par ordinateur de plans de mémoire holographique de masse		
	Co-auteur : CAZAUX J.C.	Novembre	439
BUSTARRET H.	Gestion d'un organisme public d'études et de recherches. Quelques réflexions sur une expérience en cours		
	Co-auteur : MERLIN J.C.	Juin	243
CAZAUX J.C.	Réalisation par ordinateur de plans de mémoire holographique de masse		
	Co-auteur : BRUEL A.	Novembre	439

CHABERT M.	Bruit des oscillateurs locaux des faisceaux hertziens à grande capacité	Décembre	499
CHARBONNIER R.	Propriétés et applications du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation	Décembre	493
CHAUVET G.	Description et utilisation de la mémoire dynamique TMS 40 62	Novembre	462
CHAUVERRE M.	L'évolution des tubes à images en télévision couleur	Juin	264
COQUELLE D.	Réalisation d'un bistacle ECL et étude de la mise en œuvre de portes ECL	Octobre	406
COMPARETTI G.	CELCAO : Un programme graphique interactif au service d'IMAG 2	Octobre	405
CONRUYT P.	Les objectifs du Centre Commun d'Etudes de Télévision et Télécommunications de Rennes	Co-auteurs : LEFRANÇOIS G., RÉMY M.	Octobre 383
DANZIN A.	L'IRIA et l'essor informatique de Rennes	Octobre	380
DAVOINE F.	Evolution de la luminescence de composés monocristallins semiconducteurs sous bombardement électronique	Co-auteurs : GAUTHIER R., PINARD P.	Juin 269
DEBARD M.	Généralisation du concept d'ambiguïté	Février	80
DELVILLE J.C.	Utilisation d'IMAG 2 associé au programme CELCAO	Octobre	399
DENISSE J.F.	Avant-propos. Le programme spatial français d'applications	Janvier	2
DESCHENES P.A.	Les modulateurs delta auto-adaptifs ...	Co-auteurs : VILLERET M., STEPHENNE H.	Juillet-Août 305
DESFOURS J.P.	Variations en fonction de la température des modules d'élasticité du GaSb monocristallin de type P	Co-auteurs : BOUGNOT G., GALIBERT G.	Juillet-Août 298
DODINGTON S.H.	Récapitulation des aides à la navigation aérienne civile. Etat actuel et perspective	Septembre	340
DUFLOS Y.	Deux techniques économiques de réalisation de circuits intégrés logiques bipolaires complexes	Co-auteur : RETHORE P.	Mars 133
DUMOULIN G.	Un composant électronique banal et peu connu : le condensateur céramique	Co-auteur : GUEDEL M.	Mars 113
DURAND M.	Fiabilité des équipements de bord ILS. Catégorie III ..	Co-auteur : LANILIS C.	Septembre 362
FABRE J.	Calcul des filtres à l'aide des techniques d'optimalisation	Co-auteur : BENSASSON A.	Mars 147
FAVREAU M.	Principe des caméras couleur monotube	Juin	256
FERTIN J.	L'optoélectronique des semiconducteurs	Mai	205
FRECON L.	Réseau logique modulaire traitant une pile de données	Novembre	470
FRETIGNY G.	La simulation dans le domaine aérospatial	Avril	179
FRIANT A.	Spectrométrie de rayonnements X de faible énergie par semiconducteurs	Mai	228
GAGNEPAIN J.J.	Résonateurs et oscillateurs à quartz à fort niveau.....	Co-auteur : BESSON R.	Décembre 493
GALIBERT G.	Variations en fonction de la température des modules d'élasticité du GaSb monocristallin de type P	Co-auteurs : BOUGNOT G., DESFOURS J.P.	Juillet-Août 298
GAUTHIER R.	Evolution de la luminescence de composés monocristallins semiconducteurs sous bombardement électronique	Co-auteurs : DAVOINE F., PINARD P.	Juin 269
GENTIL P.	Les structures mémoires MNOS	Co-auteurs : BOREL J., LE GOASCOZ V.	Novembre 427
GENUIST J.	WILM - Radar météorologique et aide à l'atterrissage	Septembre	357
GLOWINSKI A.	Microacoustique et télécommunications	Février	54
GONIN C.	Photocoupleurs à semiconducteurs	Co-auteur : LEBAILLY J.	Mai 218
GOUSSOT L.	L'évolution des caméras de télévision	Juin	248
GUEDEL M.	Un composant électronique banal et peu connu : le condensateur céramique	Co-auteur : DUMOULIN G.	Mars 113
HEYDEMANN M.	Solution numérique bidimensionnelle des équations générales de transport dans les semiconducteurs en régime permanent	Avril	185
JOLY J.C.	Fréquences propres d'une cavité hyperfréquence cylindrique contenant un échantillon diélectrique cylindrique coaxial	Co-auteur : POINSOT A.	Mai 223
JUMARIE G.	Nouvelle présentation de l'approximation du premier harmonique pour les systèmes non linéaires à paramètre distribué	Juin	276
KRAUSENER J.M.	Algorithmes de multiplication binaire ultra-rapide	Mars	126
LANILIS C.	Fiabilité des équipements de bord ILS. Catégorie III ..	Co-auteur : DURAND M.	Septembre 362
LEBAILLY J.	Photocoupleurs à semiconducteurs	Co-auteur : GONIN C.	Mai 218
LEBEAU A.	Lignes directrices du programme d'applications spatiales français	Janvier	3
LEFRANÇOIS G.	Les objectifs du Centre Commun d'Etudes de Télévision et Télécommunications de Rennes	Co-auteurs : CONRUYT P., RÉMY M.	Octobre 383
LEGENDRE D.	Un système développé pour la formation des contrôleurs de trafic aérien « Le simulateur Cautra-ENAC »	Septembre	353
LE GOASCOZ V.	Les structures mémoires MNOS	Co-auteurs : BOREL J., GENTIL P.	Novembre 427
LEVI B.	Récents développements dans le domaine des tubes électroniques professionnels pour les applications radar, télévision, télécommunications	Mars	105
LOMBARD D.	Les systèmes de télécommunications par satellite	Décembre	519
LOUET J.	Système Tam-Tam	Septembre	344
MALLEUS G.	Le développement des télécommunications par satellite	Janvier	8
MANUALI B.	Le programme Aérosat	Janvier	13
MARCOUX G.M.	Premiers pas vers la reconnaissance des formes acoustiques	Mai	210
MERLIN J.C.	Gestion d'un organisme public d'études et de recherches. Quelques réflexions sur une expérience en cours	Co-auteur : BUSTARRET H.	Juin 243
METIVIER M.	L'informatique à l'Université de Rennes	Octobre	394
MOREAU R.	Application des oscillateurs ultra stables au domaine aérospatial	Décembre	503
MOTRO M.	Considérations sur la transmission par porteuse infrarouge	Mai	235
MOUSSIE M.	Recherche d'une séquence pour la détection des pannes dans les circuits logiques séquentiels	Co-auteur : BECART J.	Mars 140
NICOT J.	Une famille de mémoires à tores de ferrite	Novembre	435
PAGEL R.	Simulateurs d'aéronefs et de véhicules terrestres. Evolution des besoins et des techniques	Avril	165
PENE M.	Le programme METEOSAT	Co-auteur : BRETON D.	Janvier 16
PEYRACHE G.	Assurance de la qualité des composants électroniques. Récents développements	Avril	192
PINARD P.	Evolution de la luminescence de composés monocristallins semiconducteurs sous bombardement électronique	Co-auteurs : DAVOINE F., GAUTHIER R.	Juin 269
POINSOT A.	Fréquences propres d'une cavité hyperfréquence cylindrique contenant un échantillon diélectrique cylindrique coaxial	Co-auteur : JOLY J.C.	Mai 223
PONTE M.	Les télécommunications, exemple caractéristique des conséquences économiques et sociales d'un développement technique	Juillet-Août	289
PUYHAUBERT J.	Visualisation des ondes électromagnétiques hyperfréquence à l'aide des cristaux liquides	Mai	213

REGNAULT J.	Problèmes de fiabilité liés à l'encapsulation plastique des circuits intégrés		
	Co-auteur : ANDRÉ G.	Mars	121
RÉMY M.	Les objectifs du Centre Commun d'Etudes de Télévision et Télécommunications de Rennes		
	Co-auteurs : CONRUYT P., LEFRANÇOIS G.	Octobre	383
RETHORE P.	Deux techniques économiques de réalisation de circuits intégrés logiques bipolaires complexes		
	Co-auteur : DUFLOS Y.	Mars	133
RODOLFO R.	Amélioration de la qualité d'image en prise de vue pour télévision	Septembre	367
ROMBOUT E.	Le Centre d'Electronique de l'Armement	Octobre	386
RUTMAN J.	Instabilité de fréquence à court terme des oscillateurs	Décembre	480
SAILLARD J.C.	Utilisation d'un terminal graphique dans la conception assistée par ordinateur	Février	75
STEPHENNE H.	Les modulateurs delta auto-adaptatifs	Juillet-Août	305
SUTTER B.	L'industrie française des postes et télécommunications et l'exportation	Septembre	331
SUZOR F.	L'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes	Octobre	397
THIERIET D.	Programme de localisation et de données	Janvier	33
THIRE J.	Matrices de photodétection à semiconducteurs pour lecture de mémoire holographique	Novembre	452
TIXIER M.	Goniométrie des éclairs sous forme numérique. Applications	Février	86
VILLERET M.	Les modulateurs delta auto-adaptatifs	Juillet-Août	305
VOGE J.	Planification des dépenses de formation et productivité des entreprises	Mars	99
WOEHRN D.	Les tubes et dispositifs de prise de vue à cible silicium		
	Co-auteurs : BLAMOUTIER M., BERGER J.L.	Décembre	511

Liste des articles de synthèse publiés en 1972 dans *L'Onde Électrique*

L'optoélectronique des semiconducteurs	FERTIN J.	Mai	205
Microacoustique et télécommunications	GLOWINSKI A.	Février	54
L'évolution des caméras de télévision	GOUSSAUT L.	Juin	248
Récents développements dans le domaine des tubes électroniques professionnels pour les applications radar, télévision, télécommunications	LEVI B.	Mars	105
Simulateurs daéronefs et de véhicules terrestres. Evolution des besoins	PAGEL R.	Avril	165

L'ESPACE ET LA COMMUNICATION

2 volumes

1112 pages

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

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

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

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

Le lecteur trouvera dans ces deux volumes les thèmes suivants :

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

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

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

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

BON DE COMMANDE

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

Veuillez m'envoyer les deux tomes du

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ESPACE ET LA COMMUNICATION

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

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

Nom

Adresse

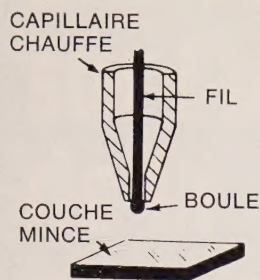
.....

.....

Date

Signature

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



UN OUTIL IDEAL POUR TOUT LABORATOIRE PAR SA SOUPLESSE D'UTILISATION

soudeuse à thermocompression R 150

pour connexions de fils d'or de 20 à 75 μ

DOCUMENTATION

RIBER DÉPARTEMENT
MICROSOUDEURE

B.P. 65 - 92503 RUEIL-MALMAISON
TEL. : 967 85 20 - TELEX : RIBVAC 60367 F

GF publicité

Vient de paraître dans la Collection Technique
et Scientifique du C.N.E.T.

MESURES SUR LES TRANSISTORS

par

H. ARCISZEWSKI

B. Sc (Eng.) Université de Londres
C. Eng. M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.

actuellement responsable du programme
d'industrialisation des composants haute fiabilité,
au C.N.E.S.-Toulouse

Un ouvrage de 700 p. 16×24,5 cm,
relié pleine toile, 595 schémas, 711
courbes, 53 tableaux. Prix 93,40 F
plus frais de recommandation.

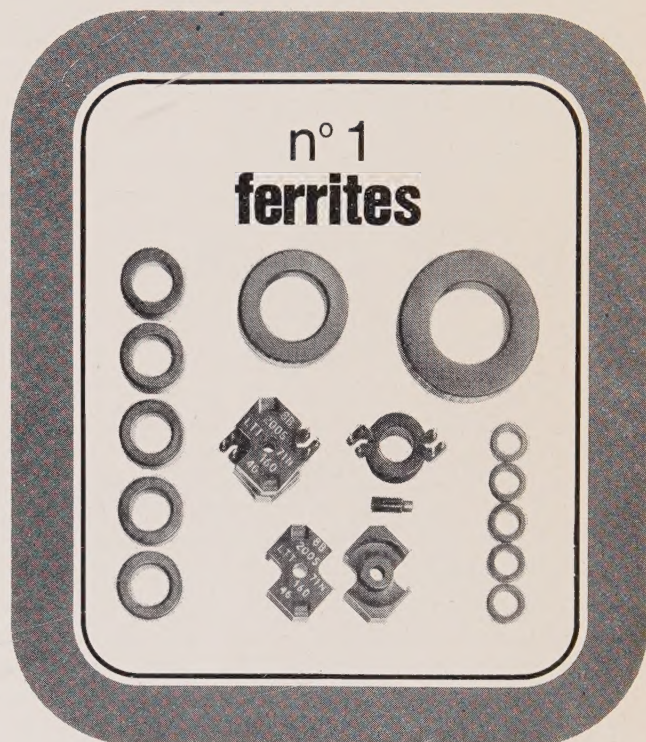
Description d'environ 230 méthodes de mesures
détaillées portant sur plus de 130 paramètres de
transistors.

ÉDITIONS CHIRON, 40 rue de Seine, PARIS 6^e

C.C.P. PARIS 53-35

L.T.T.
en tête des fabricants
européens de

composants
électroniques
de haute qualité



- 1 ferrites professionnels
- ferrites pour télécommunications
- 2 condensateurs au tantale
- 3 condensateurs au polystyrène
- 4 circuits intégrés hybrides
- 5 microélectronique hyperfréquence
- 6 composants hyperfréquence
- 7 semi-conducteurs professionnels



**Lignes Télégraphiques
et Téléphoniques**

89, rue de la Faisanderie
Paris 16^e, tél. 504.45.50
télex 62356 Gralifil Paris

Publibel 1053



INDEX DES ANNONCEURS

	Pages		Pages
ADRET ELECTRONIQUE	1 c.	MESUCORA 73	XX
ALLCO	XV	PHOTOGAY	XIV
AMPEX	XI	QUARTZ & ELECTRONIQUE	VIII
CEPE	XIV	RCA	VI - VII
CLO ELECTRONIQUE	XII	RIBER	XIX
EQUIPEMENT SCIENTIFIQUE	IX	RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC	4 c.
FERISOL	2 c.	SCHNEIDER ELECTRONIQUE	V
FONTAINE	X	TEKTRONIX	II
JEANRENAUD	IV	TELEC	XIII
LABORATOIRES DE MARCOUSSIS-CGE	IV	TRANCHANT ELECTRONIQUE	VIII - X
LTT	XIX	WESTINGHOUSE ELECTRIC	XVI
MARCONI INSTRUMENTS	3 c.		

Sommaire de l'Onde Electrique, n° 53-1, janvier 1973

(sous réserve de modifications de dernière heure)

- Le système AMRT et programme d'essai associé sur Symphonie, D. LOMBARD, G. PAYET (CNET), H. HERR, M. H. PRUSKIL (FTZ).
- Utilisation d'organes de voies SPADE dans un réseau SPADE à affectation de voies prédéterminées, R. FRANÇOIS (SAT).
- Etat de l'art dans les techniques de modulation numérique de phase, C. WOLEJSZA (COMSAT).
- Etude d'un modem MDP pour système d'accès multiple à répartition dans le temps, C. DENANCE (Thomson-CSF).
- Etude de la récupération de porteuse et de rythme numérique pour les systèmes AMRT-MDP à très grande vitesse, Y. MATSUO, S. SUGIMOTO, S. YOKOYAMA (Nippon Electric Co.).
- Concentration numérique de circuits téléphoniques à grande capacité pour station AMRT, E. PENICAUD, Y. SALLE (CIT-Alcatel), P. GUILLARME (SAT).
- Système d'accès multiple par répartition dans le temps avec synchronisation dans le satellite —S² AMRT, J.B. REEVES, L.H. SCHLOSSER (Hughes Aircraft Co.).

Thèmes prévus pour les numéros à venir

Fasc. 1 - janvier 1973 : numéro spécial « Colloque Télécommunications numériques par satellites ».

Fasc. 3 - mars 1973 : numéro spécial « Métrologie et instrumentation ».

11-18 AVRIL 1973 • PALAIS DE LA DEFENSE • PARIS/PUTEAUX

mesucora 73

5^e exposition internationale

• mesure • analyse • contrôle • régulation
• automatisme

64^e exposition de physique



RENSEIGNEMENTS : 40, RUE DU COLISÉE - 75008 PARIS - TÉL. : 225-34-90

une fenêtre sur l'univers de la mesure



PVP 980

* Une seule unité portable pour vos contrôles radio-mobiles jusqu'à 470 MHz.

Le banc d'essai radio mobile TF 2950 de MARCONI INSTRUMENTS regroupe tous les appareils de contrôle radio en une seule unité portable. MARCONI INSTRUMENTS possède également dans une gamme d'appareils indépendants la solution appropriée à votre problème mobile jusqu'à 520 MHz.

De très nombreux autres appareils aussi remarquables vous sont présentés dans notre catalogue de 500 pages, à votre disposition, sur simple demande. Ce document propose, entre autre, 13 types d'instruments de contrôle et de bancs d'essais pour radio mobile et de très nombreux instruments de mesure et de contrôle pour les télécommunications : générateurs de signaux, atténuateurs, amplificateurs, oscillateurs, générateurs de fonction, volubateurs, voltmètres, wattmètres, contrôleurs de composants, oscilloscopes, compteurs, alimentations, bancs d'essais automatiques, appareils micro-ondes, etc...

MARCONI INSTRUMENTS

L'univers de la mesure

32, avenue des Ecoles
91600 Savigny s/Orge
tél. 921.93.86 + Télex 60541

Membre du Groupe GEC-Marconi Electronics

En France, MARCONI INSTRUMENTS distribue aussi les récepteurs EDDYSTONE

Sans engagement, je désire recevoir le catalogue général MARCONI INSTRUMENTS

Nom et prénom :

Fonction :

Service :

Entreprise :

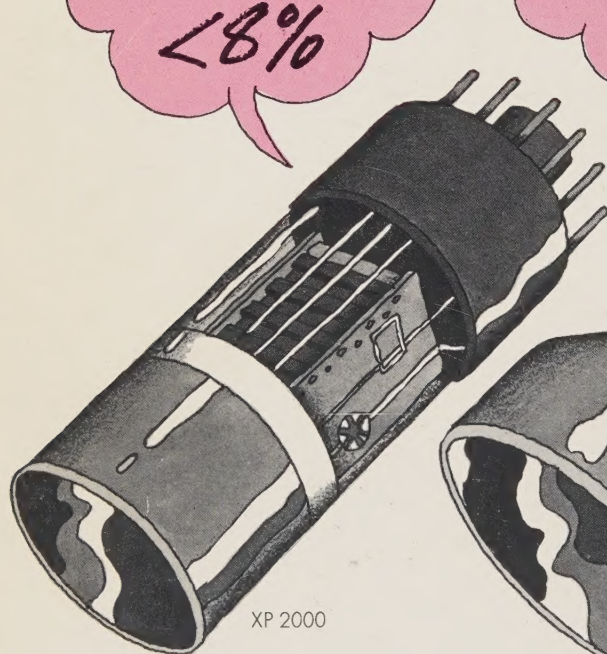
Adresse :

Tél. : poste

nos composants ont le sens du dialogue...

J'AI UNE
RESOLUTION
< 8%

J'AI UNE
STABILITÉ
< 1%



XP 2000



XP 2030

nous sommes les spécialistes pour la spectrométrie γ

En effet, nous ne différons que par le diamètre de nos photocathodes : (de type D) $\varnothing$ 44 mm pour XP 2000 (N° de développement PM 2004) $\varnothing$ 68 mm pour XP 2030 (N° de développement PM 2034).

Nos technologies sont rigoureusement identiques : **"10 dynodes en persiennes"** placées derrière une photocathode semi-transparente, frontale, de sensibilité élevée (75 m A/W à 4370 Å) assurent :

- une très bonne collection en tout point de celle-ci
- un gain élevé ($0,25 \cdot 10^6$ à 1500 V).

- un courant d'obscurité très faible (5 nA à 1500 V). Toutes ces qualités nous destinent à la mesure des faibles flux lumineux et à la détection des rayonnements nucléaires :

- stabilité du gain
 - au cours du temps : moy. 2 % sur 24 h
 - au changement de taux : moy. 1 %
- linéarité de réponse vérifiée dans le domaine : 662 KeV (137 Cs), 77 KeV (203 Hg)

Nos Composants ont le sens du dialogue. Interrogez-nous!



R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC - 130, AV LEDRU-ROLLIN, 75540 PARIS CEDEX 11, TEL. 357.69.30