

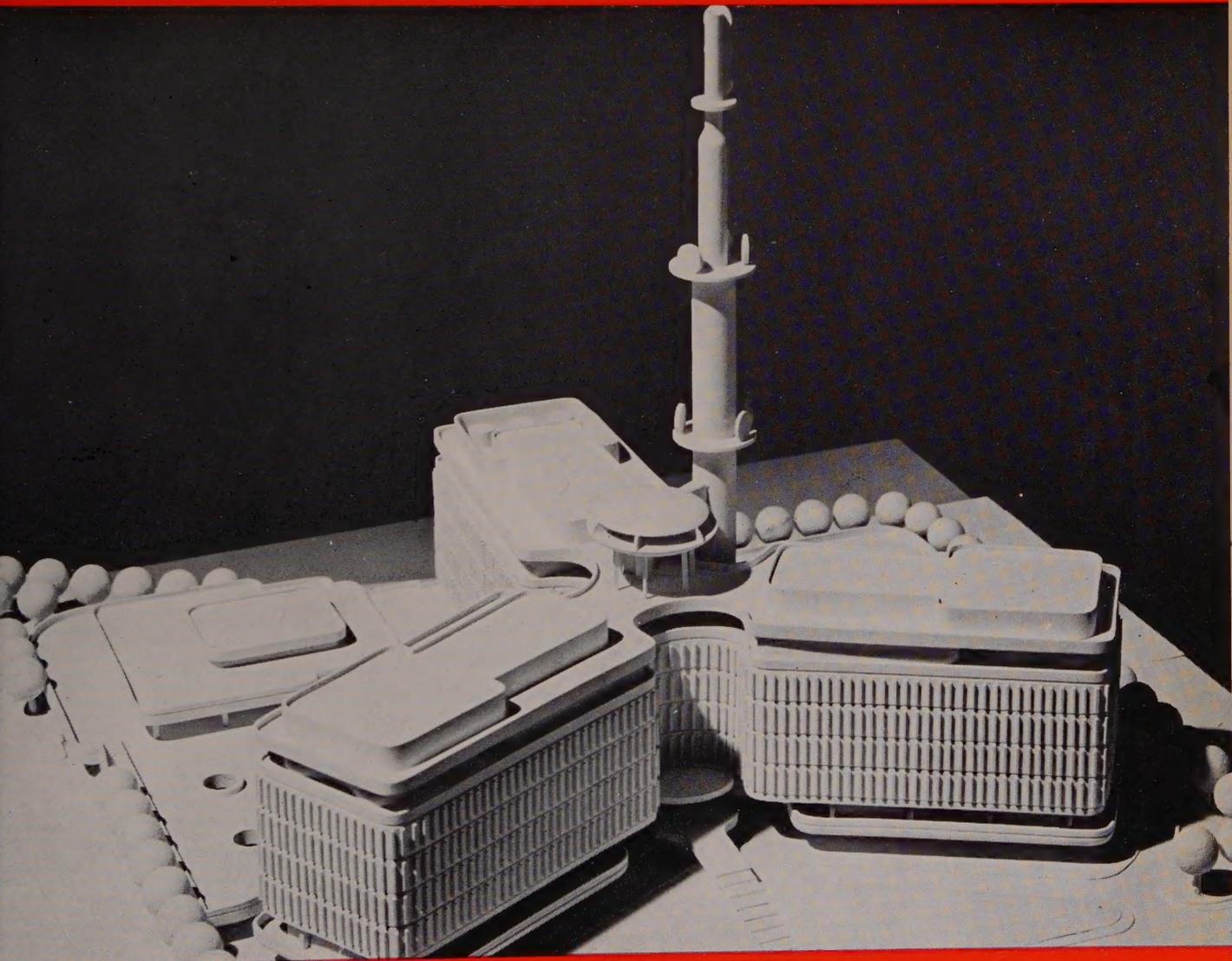
l'onde électrique

U. of ILL. LIBRARY

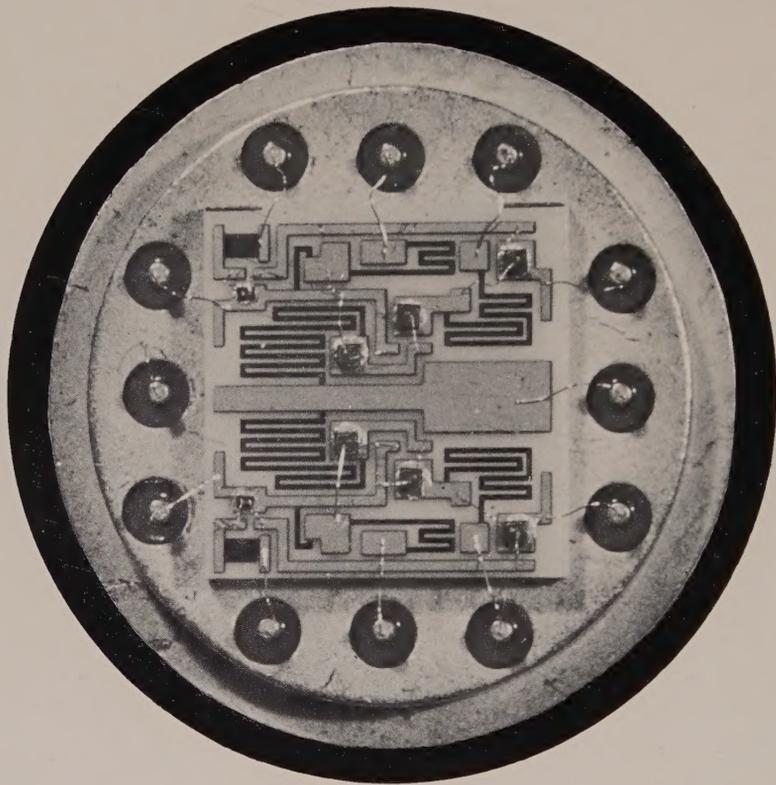
MAR 19 1974

CHICAGO CIRCLE

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



cit-alcatel, objectif 1973: 2 MILLIONS DE MODULES



microélectronique hybride «couches minces»

Plus de 300 personnes, disposant, dans ce domaine, du complexe industriel le plus important d'Europe, peuvent contribuer à créer VOTRE circuit grâce à LEUR technologie. La souplesse et la polyvalence de cette technologie permettent de résoudre les problèmes posés par l'électronique moderne et auxquels vous vous trouvez confrontés.

Demandez notre documentation, prenez rendez-vous avec nos ingénieurs technico-commerciaux, visitez nos unités de production : INFORMÉZ-VOUS !



DEPARTEMENT PHYSIQUE ET MECANIQUE
MICRO-ELECTRONIQUE - SERVICE COMMERCIAL
41, rue Périer - 92120 MONTRouGE - Tél. 253.37.90 - Télax : 27 431 F ALCANUC

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

BLANC, R. FANGUIN et G. RAOULT. Rotation et ellipticité d'une onde électromagnétique guidée lors d'une réflexion oblique sur un échantillon absorbant ou gyromagnétique.	397	POLARIMÉTRIE ULTRAHERTZIENNE
CHRAMIEC J. et COUMES. Étude d'un amplificateur paramétrique "équilibré".	405	AMPLIFICATION PARAMÉTRIQUE
POZWOLSKI A. Amplification paramétrique des ondes de Alfven.	412	AMPLIFICATION PARAMÉTRIQUE
Vie de la Société.	415	VIE DE LA SOCIÉTÉ
Table des matières annuelle.	419	

notre couverture,

quette de l'immeuble des Télécommunications de Rennes actuellement en cours de construction. Il regroupera la Direction Régionale des Télécommunications, le Centre Commun d'Études de Télévision et de Télécommunications des Services de l'Enseignement.

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

Président du Comité de l'Onde Électrique : L. GOUSSOT, Ingénieur général des Télécommunications à l'O.R.T.F.

Vice-Président : R. CABESSA, Directeur commercial à la C.I.I.

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

VIS IMPORTANT : A dater du 1^{er} septembre 1973, les abonnements sont souscrits auprès de :

MASSON et Cie, 120, bd Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06
Tél. 588.50.50 ; 588.14.66 ; 588.33.83

Prix de l'abonnement 1974 (10 numéros) France : 120 F - Étranger : 145 F
Règlement par mandat, chèque bancaire ou postal (CCP 599-Paris)
(joindre les 3 volets)

résumés

POLARIMÉTRIE ULTRAHERTZIENNE

ROTATION ET ELLIPTICITÉ D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE GUIDÉE LORS D'UNE RÉFLEXION OBLIQUE SUR UN ÉCHANTILLON ABSORBANT OU GYROMAGNÉTIQUE, par F. BLANC, R. FANGUIN et G. RAOULT.

Dans cet article les auteurs exposent la théorie de la réflexion oblique guidée sur des échantillons absorbants, isotropes ou présentant une anisotropie naturelle ou induite. Ils donnent les résultats expérimentaux obtenus en bande X, lors de la réflexion plane sous incidence de 45° dans les deux cas suivants :

- pour une substance isotrope (cas du cuivre) ;
- pour une substance gyromagnétique (cas d'une ferrite).

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 11, pp. 397 à 404, DÉC. 73

AMPLIFICATION PARAMÉTRIQUE ★ ALFVEN

AMPLIFICATION PARAMÉTRIQUE DES ONDES DE ALFVEN, par A. POZWOLSKI.

On considère la propagation d'ondes hydromagnétiques dont on module la vitesse à l'aide d'un champ magnétique de basse fréquence. On montre que cette modulation permet la compression d'un signal d'où gain en intensité et en fréquence dans un champ magnétique croissant.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 11, pp. 412 à 414, DÉC. 73

AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE ★ ÉQUILIBRAGE

ÉTUDE D'UN AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE « ÉQUILIBRÉ », par J. CHRAMIEC et A. COUMES.

On présente le principe d'un amplificateur paramétrique pour micro-ondes. Un anneau hybride est utilisé pour séparer les circuits signal, pompe et idler ainsi que pour réduire le bruit de pompe. L'analyse montre qu'il est possible de construire sur ce principe soit des amplificateurs à bande étroite faciles à régler, soit des amplificateurs à large bande. On décrit également l'amplificateur expérimental réalisé.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 11, pp. 405 à 411, DÉC. 73

summaries

ULTRA HERTZIAN POLARIMETRY

ELECTROMAGNETIC GUIDED WAVE ROTATION AND ELLIPTICITY DURING OBLIQUE REFLECTION ON ABSORBING GYROMAGNETIC SAMPLE, by F. BLANC, R. FANGUIN and G. RAOULT.

The authors give a theory of reflexion in a waveguide ; reflexion at a certain angle on absorbing samples that can be isotropic or non isotropic. Experimental results are given in X band for a 45° reflexion on isotropic copper and on a gyromagnetic ferrite.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 11, pp. 397 to 404, DÉC. 73

PARAMETRIC AMPLIFICATION ★ ALFVEN

PARAMETRIC AMPLIFICATION OF ALFVEN WAVES, by A. POZWOLSKI.

Amplification of hydromagnetic waves when their velocity is modulated by a low frequency magnetic field is considered. It is shown that such modulation allows compression of a signal from which gain in intensity and frequency results in an increasing magnetic field.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 11, pp. 412 to 414, DÉC. 73

PARAMETRIC AMPLIFIER ★ BALANCE

A BALANCED MICROWAVE PARAMETRIC AMPLIFIER, by J. CHRAMIEC and A. COUMES.

A principle of a microwave parametric amplifier is presented. It takes advantage of hybrid ring properties to assure the mutual separation of signal, pump and idler circuits and to reduce the pump noise. The analysis shows that with this principle it is possible to design narrow-band amplifiers easy to align or broad-band amplifiers. An experimental amplifier is also presented.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 11, pp. 405 to 411, DÉC. 73



CNRS

Laboratoire de Radioélectricité de la Faculté
des Science (Clermont-Ferrand)

Rotation et ellipticité d'une onde électromagnétique guidée lors d'une réflexion oblique sur un échantillon absorbant ou gyromagnétique

Résumé

Dans cet article, les auteurs exposent la théorie de la réflexion oblique guidée sur des échantillons absorbants, isotropes ou présentant une anisotropie naturelle ou induite. Ils donnent les résultats expérimentaux obtenus en bande X, lors de la réflexion plane sous incidence de 45° dans les deux cas suivants :

- pour une substance isotrope (cas du cuivre),
- pour une substance gyromagnétique (cas d'une ferrite).

Cette méthode d'étude s'apparente à celle de l'optique lumineuse classique.

Les premières recherches réflectométriques ont été effectuées par KERR en 1876 et portaient sur la réflexion de la lumière par un miroir ferro-magnétique. Ces travaux ont été poursuivis par plusieurs chercheurs, qui ont mis au point différents montages expérimentaux [1-2] et par VOÏGT qui en a fait une étude théorique [3].

L'appareillage que nous avons réalisé en ondes centimétriques guidées (bande X) permet l'étude de la réflexion de ces ondes sur la surface d'un échantillon présentant une trop grande absorption pour en permettre l'étude par transmission : le montage mécanique autorise l'application d'un champ équatorial magnétique ou électrique.

On peut ainsi examiner toute une série d'échantillons :

a) substances très absorbantes, telles les métaux et les liquides dipolaires, dont la permittivité et la perméabilité relatives sont de simples constantes ;

b) substances uniaxes absorbantes, dont l'anisotropie peut être induite par un champ magnétique ou électrique extérieur.

On peut traduire mathématiquement cette propriété en écrivant la permittivité de l'échantillon sous la

forme d'une matrice diagonale :

$$\begin{vmatrix} \varepsilon' & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon \end{vmatrix}$$

c) substances gyromagnétiques absorbantes, dont l'anisotropie créée par un champ magnétique convenable est due à la modification de la perméabilité magnétique qui se présente sous la forme : [4].

$$\begin{vmatrix} \mu' & 0 & 0 \\ 0 & \mu & -jk \\ 0 & jk & \mu \end{vmatrix}$$

Pour être interprétés, les résultats expérimentaux obtenus demandent le calcul théorique des coefficients de réflexion [5].

Leur détermination exige évidemment l'étude de la propagation de l'onde considérée dans l'échantillon. Il semblerait donc qu'à chaque cas devrait correspondre un calcul particulier, mais la symétrie existant dans l'écriture des équations de Maxwell permet de transposer les calculs faits pour une expression matricielle de ε en μ , et vice versa [6].

C'est dans le cas d'une substance gyromagnétique que l'on rencontre la forme la plus compliquée de la perméabilité magnétique ; il est possible de lui faire correspondre une écriture matricielle de même allure pour la permittivité ; celle-ci correspondrait à un milieu gyro-électrique doué de propriétés voisines de celles des corps gyromagnétiques et existe pour des plasmas soumis à un champ magnétique [7].

L'étude théorique des phénomènes existants dans un tel milieu est utile, car on peut déduire des résultats généraux ceux relatifs aux cas qui nous intéressent.

En posant $\varepsilon' = \varepsilon$ et $k = 0$, on étudie alors un milieu uniaxe, tandis qu'une transposition de ε en μ permet

d'obtenir les résultats donnés par un échantillon gyromagnétique.

C'est donc dans l'hypothèse d'un corps présentant une permittivité de la forme :

$$\begin{vmatrix} \epsilon' & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon & -jk \\ 0 & jk & \epsilon \end{vmatrix}$$

que nous ferons cette étude, permettant d'en déduire les résultats particuliers correspondant à chaque cas réel.

1. Conditions expérimentales

Le dispositif de mesure comprend un premier guide incident de section carrée, un second captant l'onde réfléchie et comme surface réfléchissante une lame épaisse formée par l'échantillon anisotrope.

Les guides employés sont d'une section telle que seuls puissent s'y propager les modes fondamentaux TE₀₁ et TE₁₀.

Ils sont disposés de façon à ce que leurs arêtes soient parallèles à Ox ou au plan d'incidence yOz, l'intersection de leurs axes se faisant au point O (fig. 1).

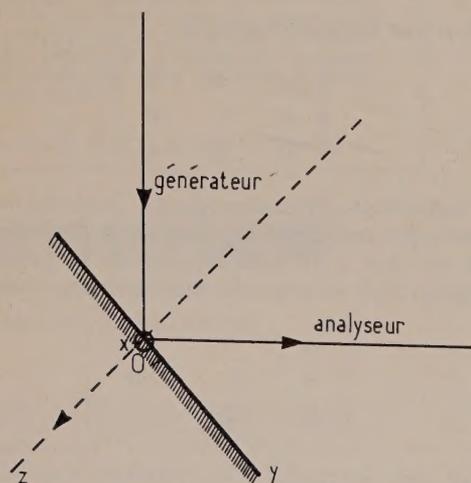


FIG. 1.

La lame réfléchissante soumise à l'examen est choisie de dimensions transversales et d'épaisseur suffisantes pour que les réflexions sur la face postérieure et les effets de bord soient négligeables et que l'on se trouve pratiquement dans le cas où les ondes réfractées se propagent en espace illimité.

Pour obtenir ce résultat, il suffit de donner à la lame une épaisseur et des dimensions transversales telles que tout point de la surface de réflexion soit éloigné de l'extérieur d'une distance minimale l telle que $A \cdot l = 2$, A étant la constante d'atténuation linéaire du corps étudié.

Cette condition est facilement remplie pour les matériaux que nous avons examinés et les lames présentent alors une épaisseur comprise entre 5 et 10 mm ; les ondes réfléchies parasites subissent ainsi une atténuation d'au moins 40 dB et les résultats sont à 1 % près identiques à ceux que donnerait théoriquement une réflexion pure sur le dioptré plan d'entrée de la lame.

2. Propagation de l'onde réfractée

Comme en optique classique, conformément aux lois de Descartes, la normale à l'onde réfractée est dans le plan d'incidence en raison de la symétrie du système par rapport à ce plan. Il correspond au plan yOz du repère cartésien que nous avons choisi, tandis que xOy est le plan de réflexion et Ox l'axe de l'anisotropie ; l'échantillon étant situé du côté des côtes positives selon Oz.

La direction de l'onde réfractée peut être repérée par les composantes de son vecteur unitaire \vec{W} (O, B, Γ).

Les champs incidents et réfractés doivent être synchrones en tous points de la surface de séparation xOy, ce qui nous conduit à écrire une relation conforme à la seconde loi de Descartes entre les directions incidentes et réfractées :

$$\frac{\sin i}{v_i} = \frac{B}{v}$$

v_i étant la vitesse de propagation de l'onde incidente et v celle de l'onde réfractée.

Cette relation peut encore s'écrire, en faisant apparaître la constante de propagation γ de l'onde guidée incidente et l'indice absolu n de la lame :

$$\frac{\gamma \sin i}{\omega} = \frac{B}{v} = \frac{nB}{c}$$

Le champ électromagnétique de l'onde réfractée est régi par les équations de Maxwell qui, pour l'échantillon considéré, s'écrivent :

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad \text{et} \quad \text{rot } \vec{H} = |\epsilon| \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

d'où :

$$\text{rot rot } \vec{E} = -\mu \text{rot } \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

En supposant les champs sinusoïdaux et de pulsations ω , et si \vec{E} est de la forme

$$\vec{E}_0 \cdot e^{j\omega \left(t - \frac{n}{c} \vec{W} \cdot \vec{r} \right)}$$

on peut écrire :

$$\text{rot rot } \vec{E} = \mu \omega^2 |\epsilon| \vec{E} = -n^2 \frac{\omega^2}{c^2} \vec{W} \wedge (\vec{W} \wedge \vec{E})$$

Le double produit vectoriel peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -\Gamma^2 & B\Gamma \\ 0 & B\Gamma & -B^2 \end{vmatrix} \vec{E}$$

En remplaçant $|\epsilon|$ par son expression matricielle,

l'équation de propagation devient :

$$-n^2 \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -\Gamma^2 & B\Gamma \\ 0 & B\Gamma & -B^2 \end{vmatrix} \vec{E} = \begin{vmatrix} \varepsilon' & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon & -jk \\ 0 & jk & \varepsilon \end{vmatrix} C^2 \mu \vec{E}$$

Pour la résoudre, nous effectuons un changement de coordonnées tel que les nouveaux vecteurs unitaires soient :

$$\begin{aligned} \vec{e}_1 & \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}, -\frac{\Gamma}{\sqrt{2}}, \frac{B}{\sqrt{2}} \right) \\ \vec{e}_2 & \left(\frac{j}{\sqrt{2}}, -\frac{\Gamma}{\sqrt{2}}, \frac{B}{\sqrt{2}} \right) \\ \vec{W} & (0, B, \Gamma). \end{aligned}$$

Ce changement de base n'est pas nécessaire pour le calcul de n , puisque le déterminant d'une matrice est indépendant de la base utilisée, mais il est indispensable pour effectuer ensuite le calcul des composantes. C'est pourquoi nous le faisons dès maintenant.

L'équation devient :

$$\begin{vmatrix} n^2 & 0 & 0 \\ 0 & n^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \xi \\ \eta \\ \zeta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\varepsilon+\varepsilon'}{2} c^2 \mu & \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu & j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \\ \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu & \frac{\varepsilon+\varepsilon'}{2} c^2 \mu & j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \\ -j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu & -j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu & \varepsilon c^2 \mu \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \xi \\ \eta \\ \zeta \end{vmatrix}$$

où ξ, η, ζ sont les composantes du champ transmis dans le système $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{W})$.

ξ, η, ζ sont les solutions du système homogène :

$$(I) \begin{cases} \left(\frac{\varepsilon+\varepsilon'}{2} c^2 \mu - n^2 \right) \xi + \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu \eta + j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \zeta = 0 \\ \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu \xi + \left(\frac{\varepsilon+\varepsilon'}{2} c^2 \mu - n^2 \right) \eta + j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \zeta = 0 \\ -j \frac{k}{\varepsilon \sqrt{2}} \xi - j \frac{k}{\varepsilon \sqrt{2}} \eta + \zeta = 0 \end{cases}$$

Ce système n'a de solution non nulle que si son déterminant est nul.

Celui-ci a pour expression :

$$\begin{vmatrix} \frac{\varepsilon+\varepsilon'}{2} c^2 \mu - n^2 & \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu & j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \\ \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu & \frac{\varepsilon+\varepsilon'}{2} c^2 \mu - n^2 & j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \\ -j \frac{k}{\varepsilon \sqrt{2}} & -j \frac{k}{\varepsilon \sqrt{2}} & 1 \end{vmatrix}$$

qui peut s'écrire :

$$\begin{vmatrix} \varepsilon' c^2 \mu - n^2 & 0 & 0 \\ \frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu & \varepsilon c^2 \mu - n^2 & j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \\ -j \frac{k}{\varepsilon \sqrt{2}} & -j \frac{k \sqrt{2}}{\varepsilon} & 1 \end{vmatrix}$$

En l'annulant on obtient la relation :

$$(\varepsilon' c^2 \mu - n^2) \left(\varepsilon c^2 \mu - n^2 - \frac{k^2}{\varepsilon} c^2 \mu \right) = 0$$

qui peut s'écrire :

$$(n^2 - \varepsilon' c^2 \mu) \left[n^2 - c^2 \mu \left(\varepsilon - \frac{k^2}{\varepsilon} \right) \right] = 0$$

ce qui donne pour l'indice les deux valeurs distinctes :

$$n' = \sqrt{\varepsilon' c^2 \mu} \quad \text{et} \quad n = \sqrt{\mu c^2 \left(\varepsilon - \frac{k^2}{\varepsilon} \right)}$$

correspondant à deux ondes différentes O' et O se propageant à l'intérieur du milieu illimité sur lequel s'effectue la réflexion.

Calculons les composantes du champ électrique de chacune de ces ondes.

a) onde O' se propageant avec la vitesse $\frac{c}{n'}$

Remplaçons dans les trois équations I , n^2 par $\varepsilon' c^2 \mu$.

Le déterminant étant nul, le système se réduit aux deux équations :

$$\begin{cases} \left(\frac{\varepsilon-\varepsilon'}{2} c^2 \mu \right) \xi + \frac{(\varepsilon-\varepsilon') c^2 \mu}{2} \eta + j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \zeta = 0 \\ -j \frac{k c^2 \mu}{\sqrt{2}} \xi - j \frac{k c^2 \mu}{\sqrt{2}} \eta + \varepsilon c^2 \mu \zeta = 0 \end{cases}$$

dont le déterminant a pour expression :

$$\frac{(\varepsilon-\varepsilon') c^2 \mu}{2} - \frac{k^2 c^2 \mu}{2\varepsilon}$$

ou
$$\frac{c^2 \mu}{2} \left((\varepsilon-\varepsilon') - \frac{k^2}{\varepsilon} \right).$$

Celle-ci ne pouvant être nulle, en raison des valeurs numériques, le système a donc pour solution :

$$\begin{cases} \xi + \eta = 0 \\ \zeta = 0 \end{cases}$$

et les composantes du champ sont : $(\xi', -\xi', 0)$.

b) onde O se propageant avec la vitesse $\frac{c}{n}$

Remplaçons dans ce cas, dans les équations I , n^2 par

$$\mu c^2 \left(\varepsilon - \frac{k^2}{\varepsilon} \right).$$

Comme précédemment on obtient un système à deux équations :

$$\left\{ \begin{aligned} \left(\frac{(\varepsilon' - \varepsilon)}{2} c^2 \mu + \frac{k^2}{\varepsilon} c^2 \mu \right) \xi + \frac{\varepsilon - \varepsilon'}{2} c^2 \mu \eta \\ + j \frac{k}{\sqrt{2}} c^2 \mu \zeta = 0 \\ \frac{k}{\varepsilon} \xi + \frac{k}{\varepsilon} \eta + j \sqrt{2} \zeta = 0. \end{aligned} \right.$$

Ce système à deux équations étant à trois inconnues, fixons arbitrairement l'une d'elles, en posant :

$$\zeta = Q \frac{k}{\varepsilon}.$$

Le système devient :

$$\left\{ \begin{aligned} \left(\frac{\varepsilon' - \varepsilon}{2} c^2 \mu + \frac{k^2}{\varepsilon} c^2 \mu \right) \xi + \frac{\varepsilon - \varepsilon'}{2} c^2 \mu \eta = -jQ \frac{k^2 c^2 \mu}{\varepsilon \sqrt{2}} \\ \xi + \eta = -jQ \sqrt{2}. \end{aligned} \right.$$

et on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} \xi &= -\frac{jQ}{\sqrt{2}} \\ \eta &= -\frac{jQ}{\sqrt{2}} \\ \zeta &= Q \frac{k}{\varepsilon}. \end{aligned} \right.$$

En revenant aux coordonnées primitives, on obtient pour composantes XYZ des champs électriques :

$$\left\{ \begin{aligned} X &= -\frac{j}{\sqrt{2}} (\xi - \eta) \\ Y &= -\frac{\Gamma}{\sqrt{2}} (\xi + \eta) + B\zeta \\ Z &= \frac{B}{\sqrt{2}} (\xi + \eta) + \Gamma\zeta \end{aligned} \right.$$

soit, pour l'onde O' : $(X', 0, 0)$

et pour l'onde O : $(0, Y, Z)$

avec :

$$\left\{ \begin{aligned} Y &= Q \left(j\Gamma + \frac{k}{\varepsilon} B \right) = Q \cdot R \\ Z &= Q \left(-jB + \frac{k}{\varepsilon} \Gamma \right) = Q \cdot S \end{aligned} \right.$$

en posant $R = j\Gamma + \frac{k}{\varepsilon} B$ et $S = -jB + \frac{k}{\varepsilon} \Gamma$.

Les champs électriques étant ainsi déterminés, nous pouvons obtenir à l'aide de la première équation de Maxwell les composantes de \vec{H} dans l'échantillon :

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -j\omega \mu \vec{H}$$

$$\text{ou } -j\omega \frac{n}{c} (\vec{W} \wedge \vec{E}) = -j\omega \mu \vec{H}$$

$$\text{d'où } \vec{H} = \frac{n}{\mu c} (\vec{W} \wedge \vec{E})$$

ce qui donne pour chaque onde :

— onde O'

$$\left\{ \begin{aligned} H'_x &= \frac{n'}{\mu c} (\vec{W}' \wedge \vec{E})_x = \frac{n'}{\mu c} (B'Z' - \Gamma'Y') = 0 \\ H'_y &= \frac{n'}{\mu c} (\vec{W}' \wedge \vec{E})_y = \frac{n'}{\mu c} \Gamma'X' \\ H'_z &= \frac{n'}{\mu c} (\vec{W}' \wedge \vec{E})_z = -\frac{n'}{\mu c} B'X' \end{aligned} \right.$$

— onde O

$$\left\{ \begin{aligned} H_x &= \frac{n}{\mu c} (\vec{W} \wedge \vec{E})_x = \frac{n}{\mu c} (BZ - \Gamma Y) \\ &= Q \frac{n}{\mu c} (B^2 + \Gamma^2) = Q \frac{n}{\mu c} \\ H_y &= \frac{n}{\mu c} (\vec{W} \wedge \vec{E})_y = \frac{n}{\mu c} \Gamma X = 0 \\ H_z &= \frac{n}{\mu c} (\vec{W} \wedge \vec{E})_z = -\frac{n}{\mu c} BX = 0 \end{aligned} \right.$$

3. Raccordement des composantes sur la surface de réflexion-Expression des coefficients de réflexion

C'est sur la surface de la lame que se raccordent les champs de l'onde réfractée que nous venons d'étudier et ceux des ondes incidente et réfléchie décomposées chacune en une onde p de polarisation parallèle au plan d'incidence, correspondant au mode TE_{10} , et une onde s polarisée perpendiculairement, correspondant au mode TE_{01} .

Cette décomposition permet une représentation matricielle du coefficient de réflexion dont chaque élément assure la liaison entre les ondes réfléchies p et s et leurs homologues incidentes.

$$(E_r)_{ps} = \begin{vmatrix} r_{pp} & r_{ps} \\ r_{sp} & r_{ss} \end{vmatrix} (E_i)_{ps}$$

Le calcul de ces coefficients s'effectue en écrivant que sur la surface de séparation les composantes tangentielles de \vec{E} et de \vec{H} sont continues.

Pour cela, il faut les exprimer dans le système des coordonnées (Ox, Oy, Oz) lié au miroir.

Or, à une certaine distance de celui-ci, les composantes des ondes incidente et réfléchi sont représentées de façon simple en fonction des coordonnées correspondant à chaque guide.

Nous repérons donc l'onde incidente dans le système (Ox_i, Oy_i, Oz_i) et l'onde réfléchi dans le système (Ox_r, Oy_r, Oz_r) (fig. 2), l'origine des coordonnées O étant le point d'intersection des deux axes de symétrie des guides Oz_i et Oz_r , afin de respecter la position relative des guides et du miroir.

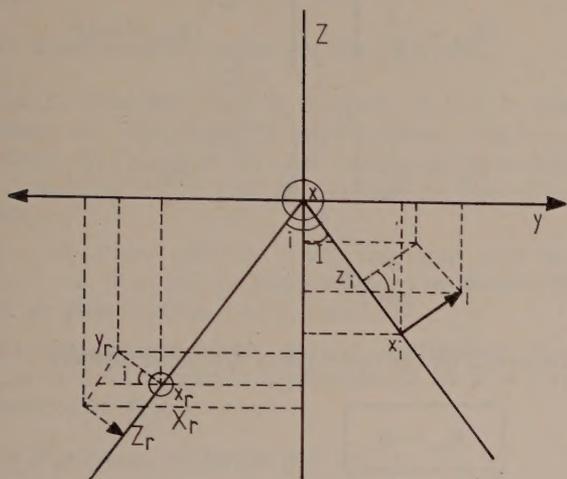


FIG. 2.

Ce qui donne comme valeurs des composantes des champs :

a) onde incidente E_i

$$\begin{cases} E_{xi} = E_s \cos \beta y_i \cdot P_i \\ E_{yi} = -E_p \cos \alpha x_i \cdot P_i \\ E_{zi} = 0 \end{cases} \begin{cases} H_{xi} = \frac{-\gamma}{KZ_0} E_p \cos \alpha x_i \cdot P_i \\ H_{yi} = \frac{\gamma}{KZ_0} E_s \cos \beta y_i \cdot P_i \\ H_{zi} = \frac{j\alpha}{KZ_0} E_p \sin \alpha x_i \cdot P_i \\ \quad + \frac{j\beta}{KZ_0} E_s \sin \beta y_i \cdot P_i \end{cases}$$

b) onde réfléchi E_r

$$\begin{cases} E_{xr} = E'_s \cos \beta y_r \cdot P_r \\ E_{yr} = -E'_p \cos \alpha x_r \cdot P_r \\ E_{zr} = 0 \end{cases} \begin{cases} H_{xr} = \frac{-\gamma}{KZ_0} E'_p \cos \alpha x_r \cdot P_r \\ H_{yr} = \frac{\gamma}{KZ_0} E'_s \cos \beta y_r \cdot P_r \\ H_{zr} = \frac{j\alpha}{KZ_0} E'_p \sin \alpha x_r \cdot P_r \\ \quad + \frac{j\beta}{KZ_0} E'_s \sin \beta y_r \cdot P_r \end{cases}$$

Dans ces relations P_i et P_r représentent le terme de propagation de la forme $e^{j(\omega t - \gamma z)}$;

K étant le vecteur d'onde,

Z_0 l'impédance d'onde,
et γ la constante de propagation.

Et l'on a :

$$\alpha = \frac{\pi}{a} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{\pi}{b}$$

a et b étant les dimensions transversales des guides.

Ces notations sont générales, mais dans le cas de notre étude où les guides sont identiques et de section carrée :

$$a = b, \alpha = \beta, P_i \text{ et } P_r \text{ ont même valeur.}$$

Dans un souci de plus grande clarté, nous estimons utile d'indiquer les résultats obtenus en effectuant les changements de coordonnées que nous avons précédemment signalés.

Le passage du système de coordonnées liées au guide incident au système (Ox, Oy, Oz) s'effectue par une rotation d'angle i autour de Ox .

Quant à celui relatif au guide récepteur, il est obtenu de façon analogue par une rotation d'angle $i + \pi$.

On obtient :

a) composantes de l'onde incidente

$$\begin{cases} E_x = E_{xi} \\ E_y = E_{yi} \cos i + E_{zi} \sin i \\ E_z = -E_{yi} \sin i + E_{zi} \cos i \end{cases}$$

$$\begin{cases} H_x = H_{xi} \\ H_y = H_{yi} \cos i + H_{zi} \sin i \\ H_z = -H_{yi} \sin i + H_{zi} \cos i \end{cases}$$

b) composantes de l'onde réfléchi

$$\begin{cases} E'_x = E_{xr} \\ E'_y = -E_{yr} \cos i + E_{zr} \sin i \\ E'_z = -E_{yr} \sin i - E_{zr} \cos i \end{cases}$$

$$\begin{cases} H'_x = H_{xr} \\ H'_y = -H_{yr} \cos i + H_{zr} \sin i \\ H'_z = -H_{yr} \sin i - H_{zr} \cos i \end{cases}$$

et comme relations entre les coordonnées pour $z = 0$

$$\begin{cases} x_i = x \\ y_i = y \cos i \\ z_i = -y \sin i \end{cases} \begin{cases} x_r = x \\ y_r = -y \cos i \\ z_r = y \sin i \end{cases}$$

Avec les conventions de l'optique classique et en utilisant les expressions des composantes des champs électrique et magnétique des ondes O et O' calculées au paragraphe 2, les équations de continuité des champs tangentiels s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} X' = E_x + E'_x \quad (1) \\ QR = E_y + E'_y \quad (2) \\ \frac{n'\Gamma'X'}{\mu c} = H_y + H'_y \quad (3) \\ \frac{Qn}{\mu c} = H_x + H'_x \quad (4) \end{array} \right.$$

On en tire :

$$H_x + H'_x = \frac{n}{R\mu c} (E_y + E'_y) \quad (5)$$

$$H_y + H'_y = \frac{n'\Gamma'}{\mu c} (E_x + E'_x) \quad (6)$$

de l'expression [5] on déduit :

$$E'_p = E_p \frac{P_i}{P_r} \left(\frac{\frac{n}{R\mu c} \cos i - \frac{\gamma}{KZ_0}}{\frac{n}{R\mu c} \cos i + \frac{\gamma}{KZ_0}} \right)$$

Or, $\frac{P_i}{P_r} = 1$, puisque nous plaçons à l'origine des coordonnées, et $E'_p = R_{ps}E_s + R_{pp}E_p$

Donc

$$\boxed{R_{ps} = 0} \quad \text{et} \quad \boxed{R_{pp} = \frac{\frac{n}{R\mu c} \cos i - \frac{\gamma}{KZ_0}}{\frac{n}{R\mu c} \cos i + \frac{\gamma}{KZ_0}}}$$

expression dans laquelle figure le nombre complexe $R = J\Gamma + \frac{k}{\epsilon}B$ qui dépend du paramètre k dû au phénomène gyromagnétique.

A partir de l'expression (6), un calcul analogue permet d'obtenir, en posant $u = \beta y \cos i$:

$$R_{sp} = \frac{\frac{j\alpha}{KZ_0} \sin(\alpha x) \sin i \frac{2n}{R\mu c} \cos i}{\frac{n}{R\mu c} \cos i + \frac{\gamma}{KZ_0}} \frac{n'\Gamma'}{\mu c} \cos u + \frac{\gamma}{KZ_0} \cos u \cos i - \frac{j\beta}{KZ_0} \sin u \sin i$$

$$R_{ss} = \frac{-\frac{n'\Gamma'}{\mu c} \cos u + \frac{\gamma}{KZ_0} \cos u \cos i - \frac{j\beta}{KZ_0} \sin u \sin i}{\frac{n'\Gamma'}{\mu c} \cos u + \frac{\gamma}{KZ_0} \cos u \cos i - \frac{j\beta}{KZ_0} \sin u \sin i}$$

On constate que ces deux coefficients dépendent des coordonnées x, y du point considéré du miroir. Ce point joue donc le rôle d'une source ponctuelle qui excite une onde d'amplitude $(E'_s)_{xy}$ présentant loin du miroir une structure de type TE_{01} ou TE_{10} .

L'onde réfléchie totale que l'on observe résulte de la composition des ondes réfléchies par tous les points du miroir, conformément à la règle de superposition.

Pour la calculer, nous étendrons au cas d'un nombre illimité de sources la méthode utilisée pour résoudre le problème de l'excitation d'une ligne de transmission par une distribution arbitraire de sources en nombre fini [8].

Si nous appelons S_m la surface de réflexion, l'amplitude totale E'_s est donc liée à l'amplitude $(E'_s)_{xy}$ de chaque onde élémentaire par la relation :

$$E'_s = \frac{1}{S_m} \int_{S_m} (E'_s)_{xy} \cdot dx \, dy$$

d'où

$$R_{sp} = \frac{1}{S_m} \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2 \cos i}}^{+\frac{b}{2 \cos i}} (R_{sp}) \, dx \, dy$$

$$\text{et} \quad R_{ss} = \frac{1}{S_m} \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2 \cos i}}^{+\frac{b}{2 \cos i}} (R_{ss}) \, dx \, dy,$$

$$\text{avec} \quad S_m = \frac{ab}{\cos i}.$$

Le calcul de ces coefficients donne finalement :

$$\boxed{R_{sp} = 0}$$

$$\boxed{R_{ss} = \frac{\frac{\beta \sin i + \gamma \cos i}{KZ_0} - \frac{n'\Gamma'}{\mu c}}{\frac{\beta \sin i + \gamma \cos i}{KZ_0} + \frac{n'\Gamma'}{\mu c}}}$$

4. Expression pratique des coefficients pour une incidence de $\pi/4$

Les expressions générales des coefficients de réflexion se simplifient dans le cas pratique où l'on utilise des guides vides de section carrée et sous une incidence de $\pi/4$.

Les quatre coefficients deviennent dans ces conditions :

$$R_{ps} = R_{sp} = 0$$

$$R_{pp} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\frac{n}{R\mu c} \frac{\sqrt{2}}{2} - \frac{\gamma}{\omega \mu_0}}{\frac{n}{R\mu c} \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\gamma}{\omega \mu_0}}$$

$$\text{avec} \quad R = j \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{c\gamma}{\omega n} \right)^2 + \frac{kc \gamma \sqrt{2}}{2\epsilon \omega n}}$$

$$R_{ss} = \frac{\frac{\sqrt{2}(\alpha\gamma + \pi)}{2a \omega \mu_0} - \frac{n'\Gamma'}{\mu c}}{\frac{\sqrt{2}(\alpha\gamma + \pi)}{2a \omega \mu_0} + \frac{n'\Gamma'}{\mu c}}$$

avec
$$\Gamma' = \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{c\gamma}{\omega n'} \right)^2}$$

5. Résultats expérimentaux

Parallèlement à notre étude théorique, nous avons examiné quelques échantillons à titre d'exemple en utilisant un montage réflectométrique fonctionnant à 10 GHz, que nous avons réalisé au Laboratoire [5].

Nous donnons ci-après, les résultats obtenus dans le cas :

- 1) d'une lame de cuivre pur (fig. 3, 4 et 5)

Ces courbes indiquent la rotation du plan de polarisation et l'ellipticité de la vibration réfléchie en fonction de l'angle Θ fait par le plan de polarisation de l'onde incidente avec la normale au plan d'incidence.

La vibration réfléchie n'est rectiligne que pour $\Theta = 0$ ou $\Theta = \pi/2$, correspondant à une onde initiale de polarisation s ou p seulement.

Ce fait confirme bien que les coefficients R_{ps} et R_{sp} sont nuls, et que le déphasage est dû à la forme complexe de R_{pp} .

- 2) d'une lame de ferrite (fig. 6 et 7)

Dans ce cas, l'échantillon était un disque de 40 mm de diamètre et de 5 mm d'épaisseur, fabriqué par RTC - La Radiotechnique.

Ce matériau possède une grande perméabilité magnétique et une conductivité électrique élevée, qui le destinent spécialement à la réalisation de circuits magnétiques BF.

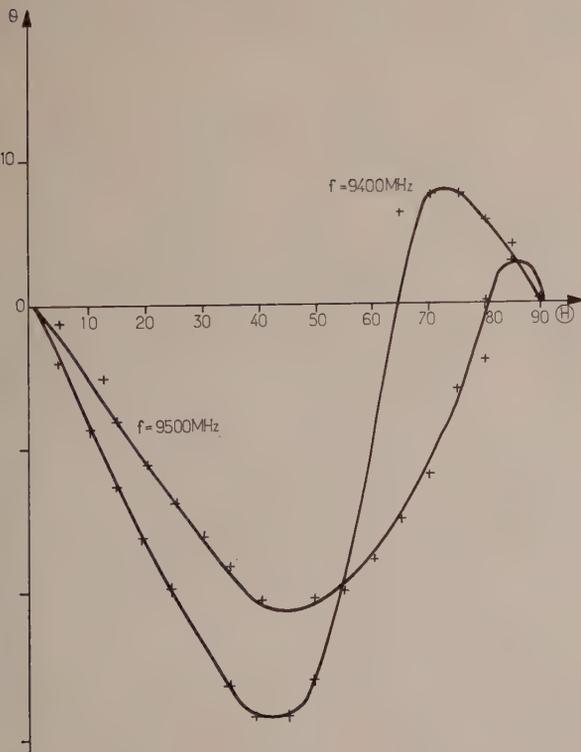


FIG. 3. — Cuivres - courbe de rotation.

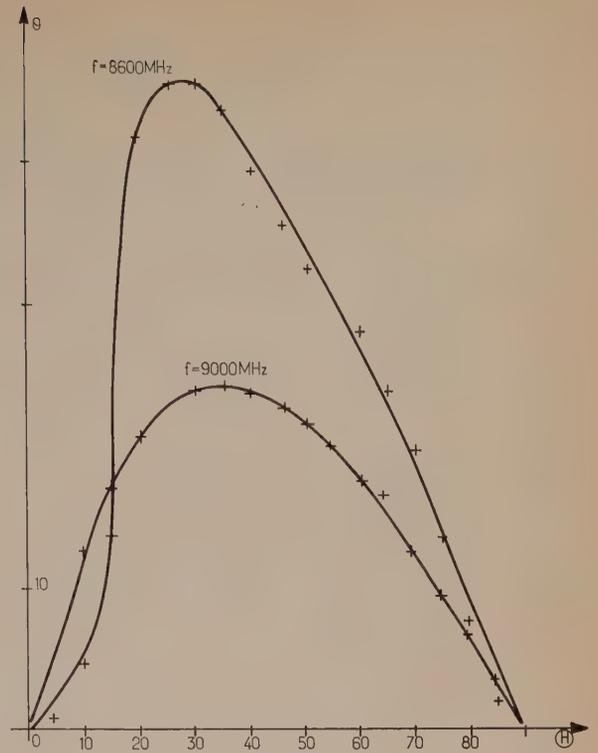


FIG. 4. — Cuivre - courbes de rotation.

Les courbes VI et VII mettent en évidence le phénomène de résonance gyromagnétique qui se produit aux alentours d'un champ de 0,16 T.

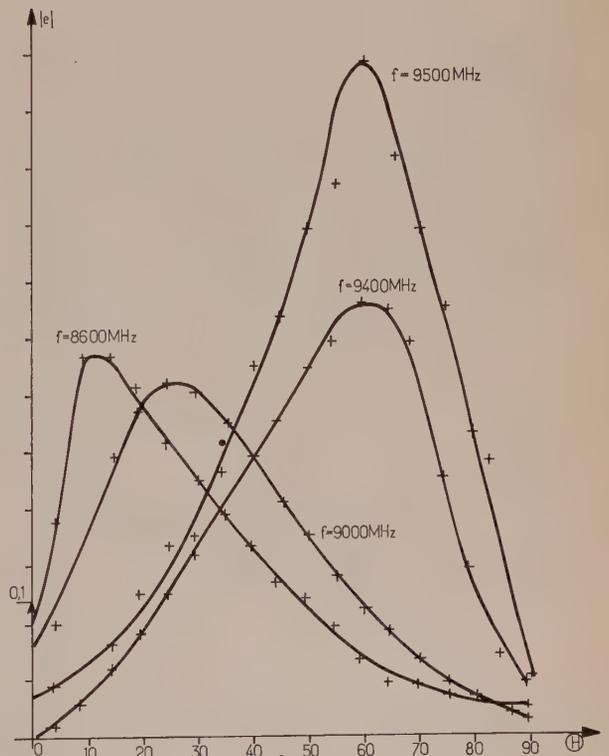


FIG. 5r — Cuivre - courbes d'ellipticité.

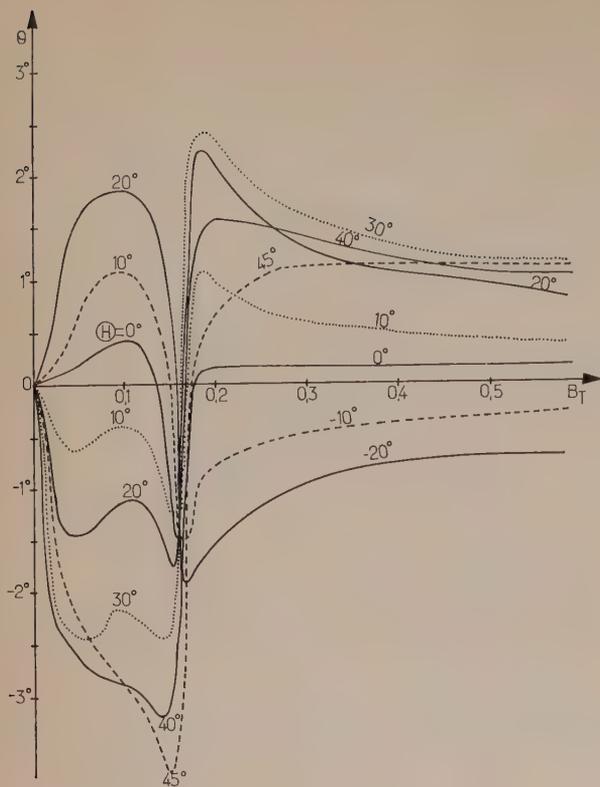


FIG. 6. — Ferrite - courbes de rotation.

6. Conclusion

Les expressions des coefficients de réflexion sont simples et ressemblent à celles obtenues en propagation en espace illimité [9], mais celle du coefficient R_{pp} est un nombre complexe, alors que les trois autres sont des nombres réels.

Ceci permet de prévoir que, même dans le cas d'un miroir isotrope, non gyromagnétique, une onde incidente rectiligne quelconque donne naissance à une vibration réfléchie elliptique.

Ce n'est que dans le cas où la vibration incidente a une polarisation de type s ou p que l'on obtient en sortie une onde rectiligne de même type.

Les résultats expérimentaux que nous avons obtenus le confirment, et nous avons également constaté une analogie complète entre les phénomènes observés dans le cas de guides à section carrée, dont nous venons d'établir la théorie, et le cas de guides cylindriques plus commodes à utiliser expérimentalement.

Les expressions théoriques montrent que les coefficients de réflexion dépendent de la constante de propagation γ , c'est-à-dire de la pulsation ω de l'onde, ce qui confirme les courbes obtenues avec un miroir en cuivre rouge où l'on observe de grandes variations des rotations et ellipticités obtenues lorsque l'on fait varier la fréquence du générateur.

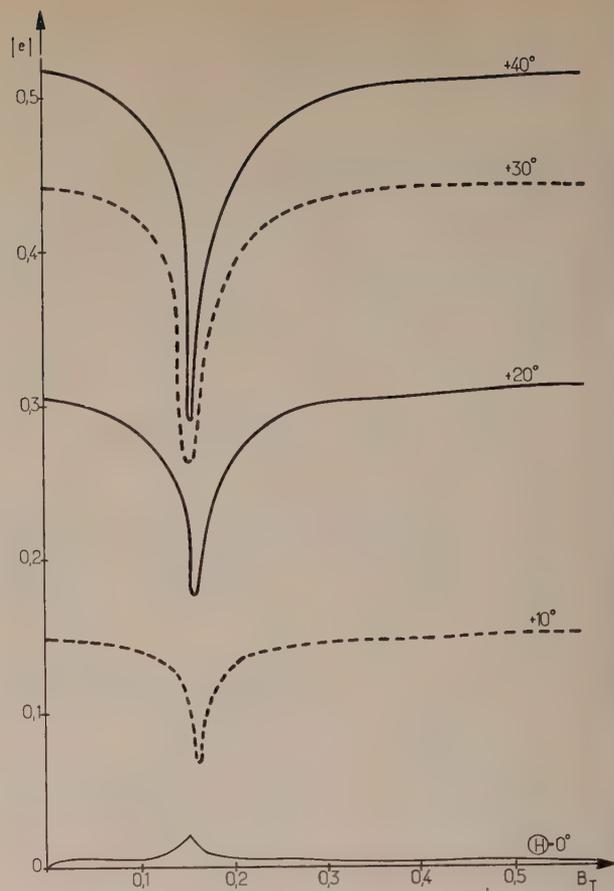


FIG. 7. — Ferrite - courbes d'ellipticité.

Une telle propriété du dispositif réflecteur peut donc être utilisée pour obtenir une onde d'ellipticité désirée.

De plus, les courbes obtenues en utilisant une ferrite comme échantillon indiquent la possibilité offerte par notre méthode d'étude pour l'examen industriel d'échantillons très absorbants.

Bibliographie

- [1] ROBINSON C.C. — *J. Of the Optical Society of America*, 1963, 53, n° 6.
- [2] STOLL M.P. — *J. Phys.*, 1965, 26, n° 12.
- [3] VOIGT W. — *Magneto und Elektro-optik* Teubner. Leipzig, 1908.
- [4] SOUTIF-GUCHERD J. — Thèse Doctorat Etat. Grenoble, 1957.
- [5] BLANC F. — Thèse Doctorat Etat. Clermont-Fd, 1971.
- [6] EPSTEIN P.S. — *Rev. of modern Phys.*, 1956, 28, n° 1.
- [7] PAPAS Ch. — Office of Naval Research Report. California Institute of Technology, 1954, n° 4.
- [8] SCHELKUNOFF S.A. — *Electromagnetic Waves*. D. Van Nostrand Company Inc. New York, 1943.
- [9] BERTHOMIER J.C. — D.E.S. Clermont-Fd, 1966.

F. BLANC, Docteur d'Etat. Actuellement Ingénieur CNRS en Physique, Faculté des Sciences, Laboratoire de Radioélectricité, B.P. 45, 63170 Aubière.

R. FANGUIN, Maître de Conférence en Physique à la Faculté des Sciences de Clermont-Ferrand, Faculté des Sciences, Laboratoire de Radioélectricité, B.P. 45, 63170 Aubière.

G. RAOULT, Professeur de Physique à la Faculté des Sciences de Clermont-Ferrand, Faculté des Sciences, Laboratoire de Radioélectricité, B.P. 45, 63170 Aubière.



ENS - Grenoble

Étude d'un amplificateur paramétrique "équilibré"

Résumé

On présente le principe d'un amplificateur paramétrique pour micro-ondes. Un anneau hybride est utilisé pour séparer les circuits signal, pompe et idler ainsi que pour réduire le bruit de pompe. L'analyse montre qu'il est possible de construire sur ce principe soit des amplificateurs à bande étroite faciles à régler, soit des amplificateurs à large bande. On décrit également l'amplificateur expérimental réalisé.

1. Introduction

Dans un amplificateur paramétrique à résistance négative le but du réseau micro-ondes dans lequel est incorporé le varactor est double : d'une part assurer une charge convenable du varactor aux diverses fréquences et, d'autre part, assurer une séparation mutuelle convenable des circuits correspondant à ces fréquences. En outre le réseau couplant le générateur de pompe au varactor doit assurer un filtrage en vue de réduire le niveau du bruit de pompe à la fréquence idler et améliorer ainsi le facteur de bruit de l'amplificateur [1].

Dans la technologie traditionnelle la séparation des circuits aux fréquences signal (f_s), pompe (f_p) et idler ($f_i = f_p - f_s$) résulte souvent des propriétés de coupure du guide d'ondes rectangulaire [2, 3] ; il en va de même pour le filtrage du bruit de pompe à la fréquence idler. On utilise également des filtres passe-bas dans le circuit signal ainsi que des circuits idler équilibrés [2, 4]. Le réglage des amplificateurs se fait alors en agissant sur la fréquence et la puissance de pompe, sur la polarisation du varactor et sur des dispositifs passifs ajustables dont l'emploi est relativement facile dans les guides rectangulaires, les lignes coaxiales ou les lignes symétriques à ruban.

Dans les amplificateurs construits suivant la technique des circuits intégrés en micro-ondes (T.I.M.) afin de profiter pleinement des avantages de cette technique, tous les circuits sont exécutés en utilisant le même « guide d'ondes », le plus souvent une micro-ligne à ruban. La séparation des divers circuits est alors assurée uniquement par des filtres ou des circuits équilibrés [5, 6, 7]. Le filtre inséré dans le circuit de pompe est généralement constitué de plusieurs résonateurs dont la surtension propre est faible et qui introduisent des pertes d'insertion considérables ce qui conduit à augmenter la puissance de pompe.

Il nous a donc paru intéressant d'étudier un amplificateur paramétrique en T.I.M. qui, par son principe même, assure une séparation mutuelle des circuits aux fréquences f_s , f_i et f_p , ainsi qu'une réduction du bruit de pompe. On profite pour cela des propriétés du coupleur en anneau hybride [8, 9]. Dans le présent article nous présentons le principe d'un tel amplificateur et nous discutons les résultats expérimentaux obtenus.

2. Principe de l'amplificateur

Le principe du montage proposé est représenté sur la figure 1. Les entrées de pompe (1) et de signal (2) ainsi que les varactors V_1 et V_2 (supposés identiques) sont reliés par un anneau hybride d'impédance caractéristique Z_c . Les dimensions du coupleur et les fréquences f_s et f_p sont choisies de telle sorte que la longueur l obéisse aux relations :

$$l \simeq \lambda_s/4 \quad (1)$$

et :
$$l \simeq (2k+1)\lambda_p/4 \quad (2)$$

où λ_s et λ_p sont les longueurs d'onde dans le coupleur et k un nombre entier. Il apparaît immédiatement que les varactors sont pompés en phase tandis que l'entrée signal n'est pas excitée par la pompe dans le cas idéal. Le signal à amplifier excite les varactors en opposition de phase et l'entrée pompe n'est pas excitée par ce signal. Dans les varactors, prennent naissance les signaux idler de fréquence $f_i = f_p - f_s$; pour cette fréquence, nous avons :

$$l \simeq k\lambda_i/2. \quad (3)$$

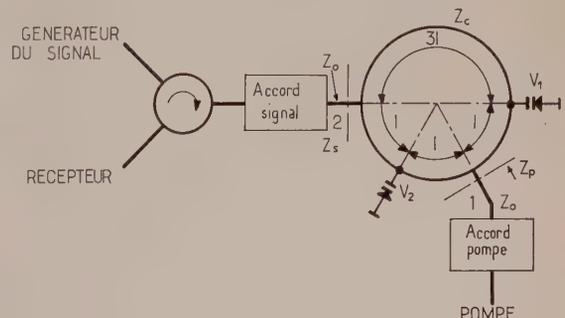


Fig. 1. — Schéma de principe de l'amplificateur

Les deux signaux idler étant engendrés en opposition de phase, on voit qu'un nœud du champ à la fréquence f_i existe dans les plans d'entrée 1 et 2. Imaginons, de plus, que les deux varactors pompés soient à la résonance série pour la fréquence idler et que :

$$R_s \ll Z_c, \quad (4)$$

(R_s : résistance série du varactor pompé [10]) ; dans ces conditions, les entrées 1 et 2 sont découplées vis-à-vis du signal idler et le circuit idler se limite à l'anneau.

L'impédance Z_{vs} d'un varactor à la fréquence signal est alors [11] :

$$Z_{vs} = p_s + \frac{S_0}{j\omega_s} - \frac{S_1^2}{4\omega_s\omega_i Z_i^*}; \quad (5)$$

S_0 : élastance moyenne d'un varactor pompé,
 S_1 : amplitude du premier harmonique d'élastance,
 Z_i : impédance totale (varactors compris) à la fréquence idler.

Dans la formule (5), l'effet des éléments parasites du boîtier a été négligé.

Pour une valeur suffisamment élevée de S_1 , la partie réelle de l'expression (5) est négative. L'entrée 2 présente une impédance que nous désignerons par Z_s , résultant de la transformation par l'anneau de l'impédance des varactors. D'après l'expression du gain G d'un amplificateur à résistance négative :

$$G = \left| \frac{Z_0 - Z_s}{Z_0 + Z_s} \right|^2, \quad (6)$$

(Z_0 : impédance de la voie signal vue dans le plan 2), on voit que, pour profiter pleinement de la résistance négative produite dans l'amplificateur, il convient d'assurer la résonance de la partie imaginaire de Z_s à la fréquence signal, de choisir une valeur de Z_0 convenable et de séparer l'onde incidente (à amplifier) de l'onde réfléchie (amplifiée) à l'aide d'un circulateur.

Il est évident qu'avec ce montage les caractéristiques de l'amplification dépendent fortement de la fréquence [3, 4]. Pour calculer ces caractéristiques (gain, bande passante, facteur de bruit) il faut connaître les impédances présentées par l'amplificateur aux diverses fréquences f_p , f_i , f_s . On doit remarquer ici qu'aux fréquences f_p et f_i il convient de tenir compte du caractère non parfait de l'anneau hybride en faisant intervenir les effets des jonctions aux entrées 1 et 2. Par contre à la fréquence f_s le coupleur peut éventuellement être considéré comme idéal. En utilisant les schémas équivalents aux jonctions [12, 13] le schéma de la figure 1 se transforme en celui de la figure 2. Nous avons admis ici que les varactors peuvent être traités comme des éléments à constantes localisées directement montés sur l'anneau hybride.

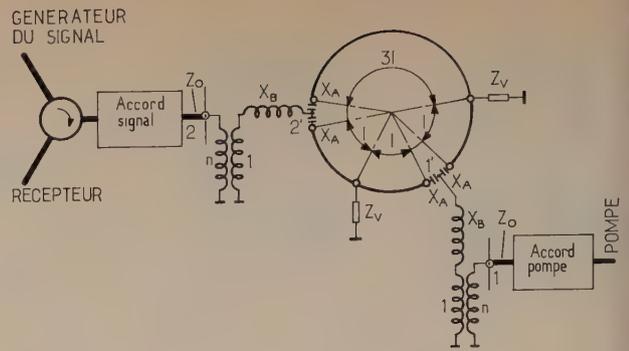


Fig. 2. — Schéma équivalent de l'amplificateur

Dans ce qui suit nous calculons, d'après la figure 2, les impédances présentées aux diverses fréquences et nous en déduisons les propriétés essentielles de l'amplificateur.

D'après (1), (2) et (3), le choix du rapport des fréquences f_p , f_i et f_s est limité. Il en résulte une limitation des possibilités d'optimiser l'amplificateur en ce qui concerne le facteur de bruit [11] ou la bande passante [4]. Toutefois les optimums étant relativement larges, on peut s'en écarter sans trop détériorer les propriétés de l'amplificateur.

Dans notre montage les valeurs de k d'un intérêt particulier sont 2 et 3 ce qui donne le rapport f_p/f_s de l'ordre de 5 ou 7 qui est très souvent rencontré dans la réalisation d'amplificateurs paramétriques.

3. Analyse de l'amplificateur

3.1. Étude à la fréquence de pompe

Deux conditions doivent être remplies pour que le montage se comporte correctement à la fréquence de pompe : d'une part il convient de pomper les deux varactors de façon identique et d'autre part une adaptation s'impose afin de minimaliser la puissance fournie par la source de pompe.

La symétrie du montage des varactors par rapport à l'entrée de pompe assure la symétrie du pompage si l'effet de l'anneau derrière les varactors est négligeable ce que nous traduirons en écrivant que la différence des admittances Y_{1p} et Y_{2p} vues dans les plans des varactors vers l'entrée signal est négligeable devant l'admittance $1/Z_{vp}$ d'un varactor à la fréquence de pompe :

$$(Y_{1p} - Y_{2p})Z_{vp} \ll 1. \quad (7)$$

Soit $\alpha_p + j\beta_p$ la constante de propagation dans l'anneau pour la fréquence f_p et désignons par Z_{sp} l'impédance vue dans le plan 2' vers l'entrée du signal. En tenant compte de (3) et en considérant que $\alpha_p l \ll 1$ et $X_A/Z_c \ll 1$ l'expression (7) prend la forme :

$$\frac{Z_{vp}}{Z_c} \frac{Z_{sp} \left[2 \sin 2\beta_p l \left(\frac{X_A}{Z_c} + 2 \sin 2\beta_p l \right) + j 4\alpha_p l \left(\frac{X_A}{Z_c} - 4 \sin 2\beta_p l \right) \right] + Z_c (2\alpha_p l \cos 2\beta_p l + j \sin 2\beta_p l)}{(Z_{sp} + jX_A) (4\alpha_p l + j \sin 2\beta_p l) + Z_c} \ll 1. \quad (8)$$

Cette inégalité montre que, pour $\alpha\beta_p l = 0$, les conditions optimales de symétrie existent pour $\sin 2\beta_p l = 0$; l'écart admissible qui dépend des valeurs particulières des paramètres détermine le changement possible de la fréquence de pompe.

La relation (8) étant vérifiée, l'impédance à l'entrée Z_p s'écrit :

$$Z_p = n^2 \left[j(X_B + \frac{X_A}{2} + \frac{Z_{vp}}{2} \frac{1 + j \operatorname{tg} \beta_p l \left(\alpha_p l + \frac{Z_c}{Z_{vp}} \right)}{1 + j \operatorname{tg} \beta_p l \left(\alpha_p l + \frac{Z_{vp}}{Z_c} \right)} \right] \quad (9)$$

On pourrait également calculer Z_{vp} [11] et introduire les effets de la capacité C_p et de l'inductance L_s du boîtier, mais le caractère non idéal des caractéristiques des varactors rendront ces calculs assez illusoirs.

Rappelons que nous admettons que la fréquence de résonance f_r du varactor en série coïncide avec la fréquence idler :

$$f_r = \frac{1}{2} \left(\frac{S_0}{L_s} \right)^{\frac{1}{2}} = f_i. \quad (10)$$

Z_{vp} prend alors un caractère inductif. Un élément réactif placé dans le circuit de pompe permet enfin d'adapter Z_p à Z_0 ce qui permet de légers changements de la fréquence de pompe au cours du réglage de l'amplificateur.

3.2. Étude à la fréquence idler

L'impédance Z_i intervient dans les expressions du gain, de la bande passante et du facteur de bruit de l'amplificateur. Nous la calculons en désignant par $\alpha_i + j\beta_i$ la constante de propagation dans l'anneau pour la fréquence idler et par Z_{vi} l'impédance présentée par un varactor compte tenu de (10). Nous admettons que les deux signaux idler produits dans les varactors sont de même amplitude et en opposition de phase. En négligeant l'effet des circuits extérieurs à l'anneau et avec $\alpha_i l \ll 1$ nous obtenons pour l'impédance vue par les générateurs idler :

$$\frac{Z_i}{Z_c} = \frac{2Z_{vi} \left[6\alpha_i l + j \left(\frac{4X_A}{Z_c} + 3 \sin 2\beta_i l \right) \right] + Z_c \left[2\alpha_i l + j \left(\frac{2X_A}{Z_c} + \sin 2\beta_i l \right) \right] \left[4\alpha_i l + j \left(\frac{2X_A}{Z_c} + \sin 4\beta_i l \right) \right]}{2 \left[6\alpha_i l + j \left(\frac{4X_A}{Z_c} + 3 \sin 2\beta_i l \right) \right] - (6\alpha_i l + j 3 \sin 2\beta_i l) \left[2\alpha_i l + j \left(\frac{2X_A}{Z_c} + \sin 2\beta_i l \right) \right] \left[4\alpha_i l + j \left(\frac{2X_A}{Z_c} + \sin 4\beta_i l \right) \right]} \quad (11)$$

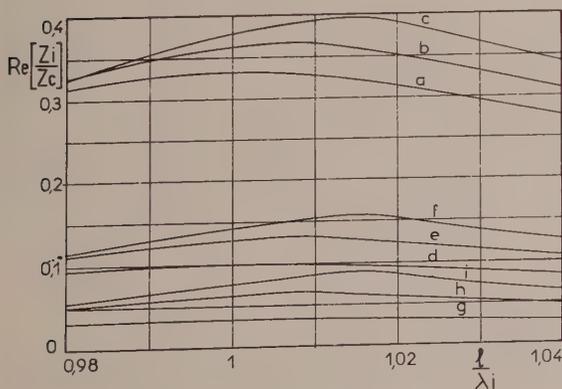


Fig. 3. — Partie réelle de Z_i/Z_c .

Dans notre montage l'écartement important entre les varactors et l'effet des jonctions tendent à limiter la largeur de bande B_i du circuit idler dont la valeur maximale est obtenue théoriquement en profitant de la résonance série du varactor [15]. Il est alors intéressant d'étudier un choix des paramètres du coupleur et des varactors qui permettrait d'éviter une limitation systématique de la bande passante de l'amplificateur par le circuit idler. Sur les figures 3 à 6, nous représentons des exemples de caractéristiques du circuit idler calculées pour $Z_{vi} = R_s$. Les valeurs des paramètres choisis figurent dans le tableau 1.

TABLEAU I

Valeurs de paramètres des courbes sur les figures 3 à 6

Courbe	$\frac{Z_c}{R_s}$	$-\frac{2X_A}{Z_c}$	$\alpha_i l$
a	3	0	0
b	3	0,15	0,04
c	3	0,3	0,06
d	10	0	0
e	10	0,15	0,04
f	10	0,3	0,06
g	30	0	0
h	30	0,15	0,04
i	30	0,3	0,06
j	30	0,3	0,04
k	30	0,3	0,02
l	10	0,3	0,06
m	10	0,3	0,04
n	10	0,3	0,02

Sur les figures 3 et 4, nous avons tracé respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de (11), d'une part pour un coupleur idéal ($\alpha_i = 0$, $X_A = 0$), et d'autre part pour des coupleurs où les pertes et les effets de jonctions sont de plus en plus accentués.

Sur les figures 5 et 6, nous comparons les résultats obtenus dans le cas où les effets des jonctions sont importants et pour des valeurs diverses des pertes. Pour une même valeur de Z_c/R_s , les écarts entre les courbes représentant la partie imaginaire de Z_i sont peu importants ; nous avons donc limité le nombre de tracés sur les figures 4 et 6.

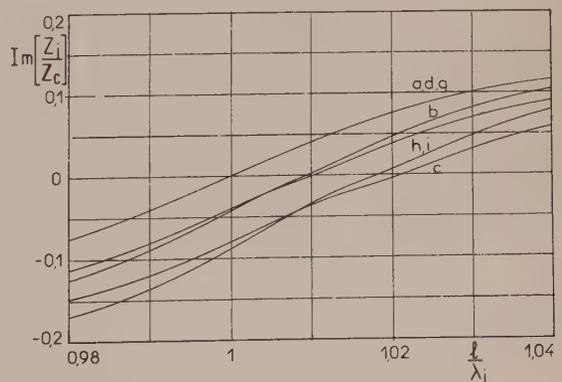


Fig. 4. — Partie imaginaire de Z_i/Z_c .

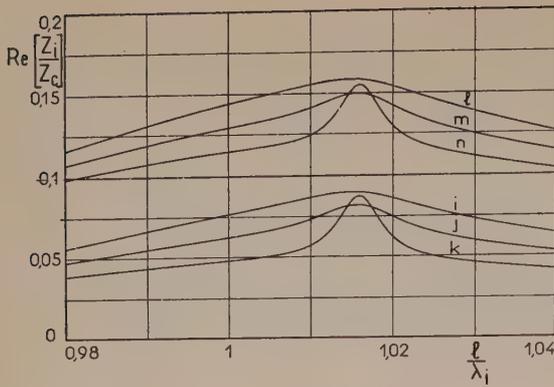


Fig. 5. — Partie réelle de Z_i/Z_c

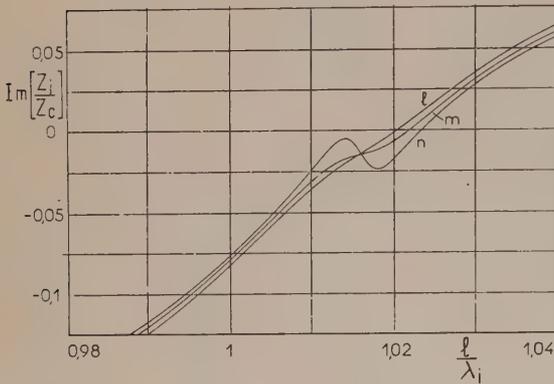


Fig. 6. — Partie imaginaire de Z_i/Z_c

L'effet du circuit idler sur la bande passante de l'amplificateur peut se calculer à partir des formules (5) et (6). Toutefois, il est possible de se faire une idée de la largeur de bande d'un circuit idler réalisable en rappelant que, dans un amplificateur paramétrique ayant un gain de 13 dB, un rapport $R_s/Z_0 = 0,1$ et dont la bande passante est limitée par le circuit idler, le gain chute de 3 dB pour $\text{Im}(Z_i)/\text{Re}(Z_i) = 0,344$. Prenant ce résultat comme référence, les courbes f , qui correspondent à des valeurs relativement faciles à réaliser en pratique, nous montrent que, pour $f_i/f_s \approx 4$, la bande passante relative du circuit idler est de 2,7 %, ce qui, pour la fréquence signal, correspond à 10,8 %.

Les considérations ci-dessus montrent qu'il est possible soit de réaliser des amplificateurs à large bande soit de modifier légèrement la fréquence idler centrale au cours du réglage d'amplificateurs à bande étroite ou moyenne. Par ailleurs, les figures 3 et 6 mettent en évidence l'intérêt d'un rapport Z_c/R_s aussi faible que possible, en évitant en même temps des effets de jonctions prononcés. Il est également évident, d'après les courbes présentées, que les effets des jonctions tendent à déplacer la fréquence idler centrale qui peut alors devenir supérieure à la valeur donnée par (3).

Ceci constitue une façon d'éviter un rapport direct entre les fréquences de pompe et de signal. Ajoutons que la fréquence de résonance des varactors peut être changée légèrement au cours du réglage de l'amplificateur par modification de leur polarisation.

3.3. Étude à la fréquence signal

À la fréquence du signal, les grandeurs essentielles sont le gain, la bande passante et le facteur de bruit.

Toutes ces grandeurs peuvent se calculer à partir du schéma de l'amplificateur et des formules (5) et (6). Les résultats de ces calculs demeurant difficilement exploitables, nous simplifierons l'analyse en négligeant les pertes dans le coupleur ainsi que les effets des jonctions ($X_A = X_B = 0, n = 1$).

Soit alors $j\beta_s$ la constante de propagation dans le coupleur. Selon (5), Z_{vs} représente une impédance de caractère capacitif avec une partie réelle négative. Nous cherchons l'impédance Z_s à l'entrée 2 du coupleur en fonction de Z_{vs} , f_s et f_0 fréquence centrale du coupleur. Avec les simplifications résultant de 1, nous obtenons :

$$Z_s = -j \frac{Z_c}{2} \frac{\cos 3\beta_s l + j \frac{Z_c}{Z_{vs}} \cos 2\beta_s l}{\sin 3\beta_s l + j \frac{Z_c}{Z_{vs}} \sin 2\beta_s l} \approx \frac{Z_c^2}{2Z_{vs}} \frac{2 + j3\pi \frac{Z_{vs}(f_s - f_0)}{Z_c f_0}}{2 + j\pi \frac{Z_c(f_s - f_0)}{Z_{vs} f_0}} \quad (12)$$

Selon cette expression, pour $|Z_{vs}|$ comparable à Z_c , et pour $\left| \frac{f_s - f_0}{f_0} \right| < 0,05$, l'effet de l'anneau sur

Z_s , donc sur les caractéristiques de l'amplificateur, n'est pas très important. Bien entendu, cette conclusion cesse d'être valable pour d'autres valeurs des paramètres, mais les expressions tirées des formules (5), (6), (12), dans le cas général, sont trop compliquées pour permettre une discussion complète.

Remarquons que, Z_s étant de caractère inductif, il est possible de réaliser l'accord à la fréquence du signal à l'aide d'une capacité C_s (éventuellement ajustable du type « giga-trim ») en série avec Z_s . Le choix du plan de référence dans lequel on réalise l'accord dépendra de la valeur de $\text{Re}(Z_s)$, laquelle doit assurer le gain exigé avec une valeur Z_0 réalisable. Pour amener Z_0 à la valeur de l'impédance caractéristique du circulateur, un transformateur d'impédance peut être nécessaire.

En comparant avec la situation optimale où l'accord serait réalisé par une inductance localisée en série avec le varactor [2, 3], notre méthode d'accord peut produire une certaine diminution de la bande passante. Cependant, dans les amplificateurs paramétriques intégrés, l'accord est le plus souvent réalisé par un élément à constantes distribuées qui sert également de filtre de pompe [5, 6, 7]. Ce filtre n'étant pas nécessaire dans notre cas, grâce à l'emploi d'un circuit équilibré, nous pouvons employer une capacité C_s localisée, ce qui est favorable à la bande passante.

Enfin, pour calculer le facteur de bruit F , nous utilisons une formule présentée par BURA *et al.* [5]. Dans la gamme des fréquences signal où la partie réelle de Z_s est supérieure à sa partie imaginaire, compte tenu de l'accord réalisé, et en négligeant les pertes à la fréquence signal, nous obtenons :

$$F = 1 + \frac{G-1}{G} \left[\frac{(m_1 Q_i)^2 \frac{R_s}{\text{Re}(Z_i)} + 1}{(m_1 Q_i)^2 \frac{f_i R_s}{f_s \text{Re}(Z_i)} - 1} \right], \quad (13)$$

où $Q_i = S_0/\omega_s R_s$, et $m_1 = S_1/2S_0$.

Dans cette expression interviennent aussi bien les pertes à la fréquence idler que les effets des jonctions. Cette formule met en évidence l'effet du circuit idler sur le facteur de bruit et permet de comparer celui-ci au cas idéal où $\text{Re}(Z_i) = R_s$.

3.4. Réduction du bruit de pompe

Il est aisé de montrer que le circuit représenté sur la figure 1 possède l'intéressante propriété de réduire le bruit additionnel engendré par la source de pompe à la fréquence idler.

Ce bruit parvenant à l'entrée 1 est partiellement réfléchi par suite de la faible impédance présentée par l'anneau à la fréquence f_i ; une partie de ce signal, dont le spectre énergétique de fréquence sera désigné par $S_i(\omega)$, parvient sur les deux varactors avec la même phase et la même amplitude par suite de la symétrie du montage. Le changement de fréquence dans les varactors produit alors des ondes de bruit à la fréquence signal qui se propagent vers les entrées 1 et 2.

Dans un amplificateur non équilibré, la présence du bruit de pompe à la fréquence idler est équivalente à une augmentation de la température du circuit idler [1] :

$$T_i = T_0 \left[1 + \frac{S_i(\omega)}{kT_0} \right], \quad (14)$$

avec $T_0 = 290 \text{ °K}$; k : constante de Boltzmann.

Il en résulte une dégradation ΔF du facteur de bruit :

$$\Delta F = \frac{(G-1)S_i(\omega)f_s}{GkT_0f_i}. \quad (15)$$

Dans notre montage, les ondes de bruit parviennent sur l'entrée signal en opposition de phase : dans le cas idéal, il en résulte donc une suppression totale de l'effet du bruit de pompe. Si nous nous écartons de la fréquence centrale du coupleur et si nous considérons alors la réduction due seulement aux différences de parcours, (15) prend la forme :

$$\Delta F = \frac{4(G-1)S_i(\omega)f_s \cos^2 \beta_s l}{GkT_0f_i} \approx \frac{\pi(G-1)S_i(\omega)f_s(f_s - f_0)^2}{GkT_0f_i f_0}. \quad (16)$$

Le taux de réduction du bruit de pompe sera encore amélioré par le filtrage dans le circuit d'adaptation de la pompe, par la réflexion sur l'entrée 1, etc. Par contre, les asymétries du circuit tendent à détériorer la valeur fournie par (16). D'une façon générale, le filtrage total du bruit devra être suffisamment élevé pour que la valeur (16) soit négligeable devant celle qui résulte de (13).

4. Étude expérimentale

Nous avons étudié et construit un amplificateur expérimental opérant sur un signal localisé dans la bande des 2 000-4 000 GHz et une fréquence de pompe dans la bande 8 000-12 000 GHz. L'anneau hybride

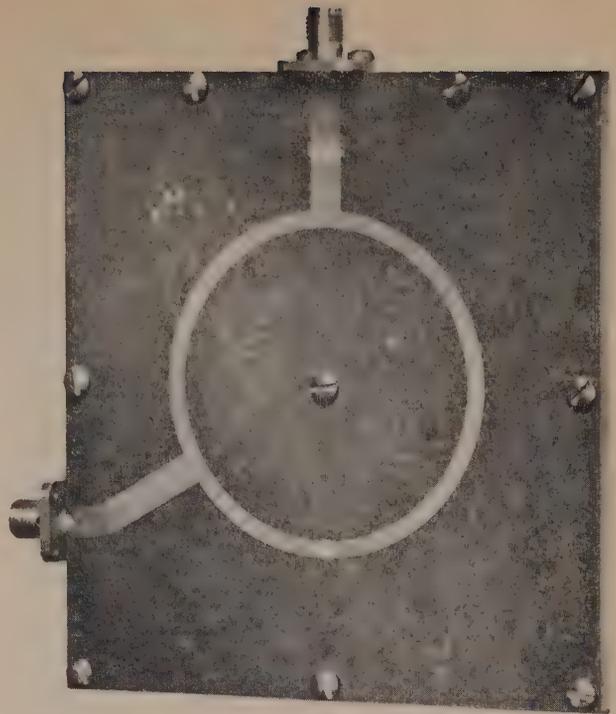


Fig. 7. — Amplificateur expérimental

qui constitue la partie essentielle (fig. 7) a été exécuté suivant la technique photolithographique sur le substrat RT/Duroïd 5880 ($\epsilon_r = 2,2$; épaisseur 1,5 mm) les guides d'ondes étant constitués par des lignes en micro-rubans.

Les varactors utilisés sont du type DH 751 (Thomson-CSF), les tolérances sur la capacité de jonction et la résistance série ne dépassant pas 5 %. Les paramètres moyens suivants, essentiels pour l'amplification, ont été mesurés sur le varactor monté :

- capacité totale ($C_0 + C_p$) à -1 V : 0,7 pF ;
- résistance série R_s : 2,1 Ω à large signal (voir la méthode de mesure dans [5, 10]) ;
- fréquence de résonance série à -1 V : $f_r = 8,34 \text{ GHz}$.

Nous avons choisi pour les lignes-rubans les impédances caractéristiques $Z_c = 70,7 \Omega$ et $Z_0 = 50 \Omega$.

Les fréquences moyennes utilisées sont les suivantes : $f_s = 2,16 \text{ GHz}$; $f_i = 8,30 \text{ GHz}$; $f_p = 10,48 \text{ GHz}$; $f_0 = 2,06 \text{ GHz}$. Pour ces fréquences la jonction des lignes-rubans 70,7 Ω et 50 Ω est caractérisée par les valeurs théoriques [13] portées sur le tableau II.

TABLEAU II

Éléments du schéma équivalent d'une jonction entre les lignes-rubans

Fréquence	X_A/Z_c	X_B/Z_c	n
f_s	-0,047	0,034	0,990
f_i	-0,140	0,164	0,832
f_p	-0,141	0,271	0,752

L'accord à la fréquence signal est réalisé à l'aide d'une capacité C_s placée dans la ligne signal à l'endroit où la partie réelle de Z_s (12) est transformée en la valeur assurant un gain minimal de 10 dB avec $Z_0 = 50 \Omega$.

La figure 8 montre quelques exemples de caractéristiques de transmission obtenues dans diverses conditions de polarisation, de pompage et d'accord ; les valeurs correspondantes des paramètres sont portées sur le tableau III.

TABEAU III

Paramètres de l'amplificateur expérimental

Figure	Polarisation (V)	f_p (GHz)	G (dB)	$B_{1 \text{ dB}}$ (MHz)	$B_{3 \text{ dB}}$ (MHz)	F (dB)
8a	1,2	10,485	15	29	42	1,45
8b	1,1	10,48	13	48	1,76	
8c	1	10,475	10,5	50	69	1,75

Il est intéressant d'interpréter les résultats obtenus à partir de la théorie élaborée. Avec les valeurs Z_c , Z , R_s et X_A utilisées et avec $\alpha_i l = 0,02$, les caractéristiques du circuit idler correspondent approximativement à celles qui sont représentées par la courbe k de la figure 5 et la courbe n de la figure 6. La partie de Z_{vs} due au troisième terme de (5) révèle alors une forte dépendance vis-à-vis de la fréquence, la bande passante de l'amplificateur étant nettement limitée par le circuit idler. Cependant, dans la gamme de fréquences où Z_i révèle une résonance, il est possible d'obtenir une compensation mutuelle de $\text{Im}(Z_s)$ et de la réactance de l'élément assurant l'accord à la fréquence signal, compensation qui conduit aux caractéristiques du type représenté sur les figures 8b et 8c.

Dans ce cas, la fréquence idler centrale est imposée par le coupleur, l'écart par rapport aux conditions d'exacte compensation produisant une diminution importante de la bande passante.

En ce qui concerne le facteur de bruit, la valeur théorique calculée d'après (13) avec $m_1 = 0,2$, est $F = 1,28$ dB. Elle coïncide bien avec les valeurs mesurées qui tiennent compte des pertes d'insertion du circulateur (environ 0,2 dB) et du bruit de grenaille, le courant de conduction des varactors pompés variant de 0,5 à 1,5 μA .

A la fréquence de pompe, la valeur de Z_{vp} calculée d'après les paramètres moyens des varactors (et avec une capacité de boîtier de 0,15 pF) est $Z_{vp} = 3,3 + j 23,2 \Omega$. D'après l'expression (9), il suffit d'avoir $\alpha_p l = 0,15$ pour que le ROS à l'entrée de pompe soit proche de 3. Au cours des mesures sur le coupleur à la fréquence de pompe, des pertes importantes provenant du rayonnement des jonctions et des connecteurs ont été observées ; toutefois, le caractère localisé de ces pertes ne détruit pas l'équilibre du circuit.

L'absence d'un dispositif d'accord sur le circuit pompe nous a permis d'évaluer le taux de la réduction du bruit de pompe par le coupleur. A cet effet, nous avons introduit dans la voie pompe, à l'aide d'un coupleur directif, un signal simulant le bruit de pompe à la fréquence idler. (L'amplificateur était pompé par un klystron X.13 et le bruit de cette source à la fréquence idler était négligeable). Le rapport entre la puissance disponible à l'entrée de l'amplificateur et la puissance obtenue à la fréquence signal représente alors l'atténuation totale du bruit additionnel de la

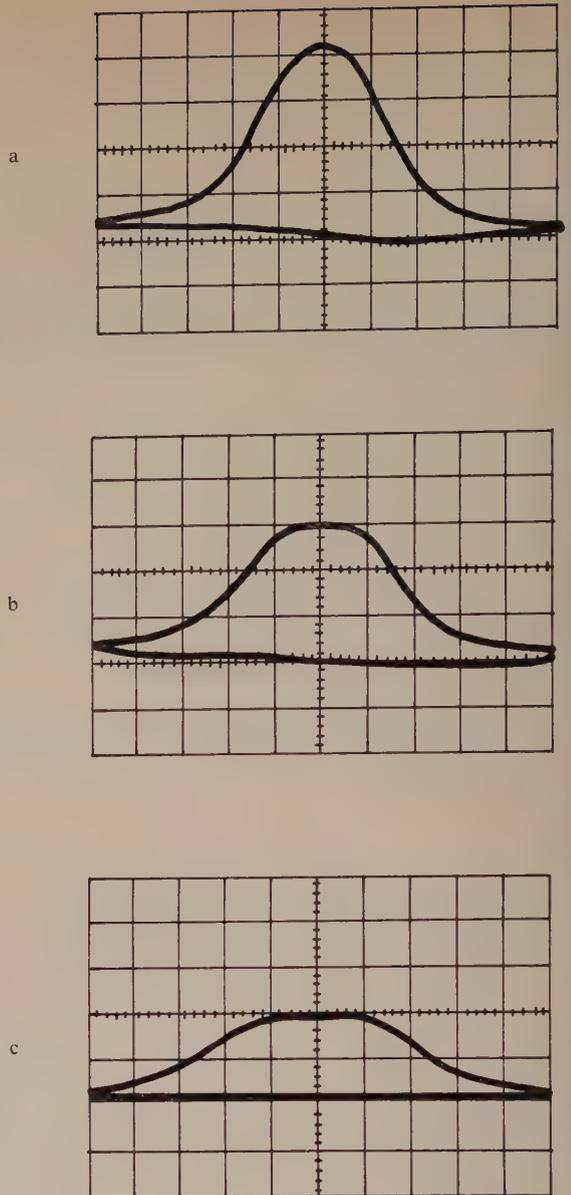


Fig. 8. — Caractéristiques de transmission de l'amplificateur expérimental

pompe, atténuation comprenant en particulier les effets d'équilibre du circuit tels qu'ils figurent dans (16). Pour l'amplificateur dont la caractéristique est donnée par la figure 8c, nous avons ainsi obtenu une réduction du bruit de 32,2 dB.

En résumé, l'amplificateur expérimental réalisé, bien qu'ayant une bande passante et une facilité de réglage limitées par les caractéristiques du circuit idler, confirme la validité du principe exposé ainsi que la théorie établie et l'on peut envisager des réalisations plus favorables en utilisant d'autres substrats et d'autres varactors.

5. Conclusion

Nous avons présenté la théorie d'un amplificateur paramétrique équilibré dans lequel un découplage mutuel entre les divers circuits et une réduction substantielle du bruit de pompe sont obtenus grâce à l'emploi d'un anneau hybride ; par ailleurs, une résonance naturelle des varactors est également employée. La théorie a été ensuite illustrée par la réalisation d'un amplificateur expérimental.

Sélon les résultats des calculs conduisant aux courbes des figures 3 à 6, un circuit idler à large bande est réalisable avec Z_c/R_s de l'ordre de 3 à 10, et des effets de jonctions entre lignes peu prononcés. Cela implique l'utilisation, dans de tels amplificateurs, de varactors de qualité moyenne (R_s élevé) ainsi que de substrats minces à constante diélectrique faible.

D'après (12), une valeur de Z_c comparable avec $|Z_{vs}|$ est préférable à la fréquence du signal. A la fréquence de pompe, (8) implique $|Z_{vp}| < Z_c$, tandis que (9) conduit à $|Z_{vp}|$ du même ordre que Z_c . Ces exigences aux diverses fréquences étant ainsi contradictoires, on peut envisager des modifications du coupleur telles qu'elles sont représentées sur la figure 9. D'une façon générale, il convient d'assurer

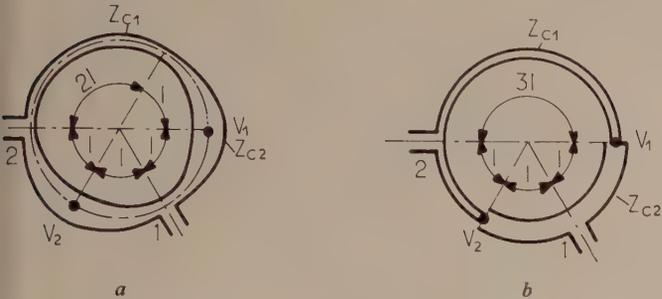


FIG. 9. — Modifications possibles au coupleur de la figure 1.

un rapport optimal entre Z_c et Z_v aux diverses fréquences. Le coupleur de la figure 9a réduit également les effets des jonctions inter-lignes grâce à leurs dimensions réduites. Dans le coupleur de la figure 9b, une seule jonction est améliorée, mais les exigences sur $|Z_{vp}|/Z_c$ imposées par (8) et (9) sont plus faciles à remplir.

Les auteurs expriment leur reconnaissance aux membres du Laboratoire d'Electromagnétisme de l'E.N.S. d'Electronique et de Radioélectrique de

Grenoble, pour les fructueuses discussions auxquelles ils se sont prêtés ainsi que pour leur collaboration technique et leurs conseils éclairés.

Bibliographie

- [1] CHRAMIEC J. — Analyse de l'effet du bruit du générateur de pompe sur l'amplificateur paramétrique. *Arch. Elektro-techn.* (Pol), 1, pp. 153-162, 1971.
- [2] HYLTIIN T.-M. — L'étude des amplificateurs paramétriques. *L'Onde Electr.*, 2, pp. 204-220, 1967.
- [3] ALTCHISON C.-S. et al. — A simple diode parametric amplifier. *I.E.E.E. Trans. M.T.T.*, 1, pp. 23-31, 1967.
- [4] ALTCHISON C.-S. et al. — Bandwidth of a balanced micropill diode parametric amplifier. *I.E.E.E. Trans. M.T.T.*, 1, pp. 46-47, 1968.
- [5] BURA P. et al. — Design considerations for an integrated 1,8 GHz parametric amplifier. *I.E.E.E. Trans. M.T.T.*, 7, pp. 424-428, 1968.
- [6] BURA P. et al. — A wide-band balanced parametric amplifier. Proc. 1971 European Microwave Conf., A10/1 : 1-4.
- [7] PORRA V. et al. — Performance comparison of broad-band parametric amplifiers. Proc. 1971 European Microwave Conf., A10/2 : 1-4.
- [8] SEIDEL H. — Nonreciprocal parametric amplifier. U.S. Patent, 3, 218, 564, 1965.
- [9] SABIH D. — Broadband-hybrid-coupled parametric amplifier. *Microwave Journal*, 5, pp. 87-91, 1962.
- [10] ALTCHISON C.-S., DAVIES R. — Large-signal varactor measurements. *Electr. Letters*, 24, pp. 780-781, 1970.
- [11] PENFIELD P., RAFUSE R.-P. — Varactor applications. *M.I.T. Press*, 1962.
- [12] FRANCO A.-G., OLINER A.-A. — Symmetric strip transmission line tee junction. *I.R.E. Trans., M.T.T.*, 3, pp. 118-124, 1962.
- [13] LEIGHTON W.-H., MILNES A.-G. — Junction reactance and dimensional tolerance effects on X-band 3 dB directional couplers. *I.E.E.E. Trans., M.T.T.*, 10, pp. 818-824, 1971.
- [14] BRENNER H.-E. — Large signal effects in parametric amplifiers. *I.E.E.E. Trans., M.T.T.*, 2, pp. 118-119, 1967.
- [15] EDRICH J. — Rauscharme parametrische Eigenresonanzverstärker mit grosser Bandbreite *Frequenz*, 10, pp. 337-343, 1966.

A. COUMES, ancien élève de l'Ecole Normale Supérieure de Saint-Cloud, Docteur es Sciences. Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble et Directeur du Laboratoire d'Electromagnétisme (ENSER : 23, rue des Martyrs, 38000 Grenoble).

J. CHRAMIEC, ingénieur de l'Institut Polytechnique de Gdansk (Pologne), Docteur-ingénieur. Actuellement adjoint à l'Institut Polytechnique de Gdansk : Politechnica Gdanska, Wydział Elektroniki : Gdansk-Wrzeszcz. Majakowskiego 11/12, 80-952 Pologne.



Amplification paramétrique des ondes de Alfvén

Résumé

On considère la propagation d'ondes hydromagnétiques dont on module la vitesse à l'aide d'un champ magnétique de basse fréquence. On montre que cette modulation permet la compression d'un signal d'où gain en intensité et en fréquence dans un champ magnétique croissant.

1. Propagation des ondes de Alfvén dans un champ porteur variable.

On sait que les ondes de Alfvén ou ondes hydro-magnétiques sont des ondes TEM de basse fréquence qui peuvent se propager dans un plasma quand il existe un champ magnétique extérieur dirigé dans le sens de la direction de propagation [1]. La vitesse de ces ondes est relativement lente et s'obtient aisément soit à l'aide de l'expression classique de la constante de propagation, soit en assimilant le plasma à un milieu doué d'élasticité [2] grâce à la tension introduite par le champ magnétique appliqué (champ porteur). On trouve :

$$c = B/(\mu\rho)^{1/2} \quad \mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (1)$$

ρ étant la densité de masse due aux porteurs de charge, $\rho = n_i m_i + n_e m_e$. Toutes les grandeurs sont exprimées en unités MKSA.

Le mouvement des ions jouant un rôle important la fréquence angulaire des ondes de Alfvén doit être telle que $\omega \ll \omega_{bi}$ avec $\omega_{bi} = q_i B/m_i$. La formule (1)

suppose que le champ \vec{B} est constant. On va montrer que cette formule subsiste si le champ magnétique varie lentement dans le temps ; par contre la fréquence des ondes de Alfvén varie ainsi que leur intensité.

Soit donc un milieu soumis à un champ magnétique constant \vec{B}_{00} dirigé suivant Ox et auquel on superpose un champ magnétique parallèle variable $\vec{B}_0(t)$. Le passage d'une onde de Alfvén s'accompagne d'une perturbation magnétique \vec{b} si bien que le champ magnétique total \vec{B} en un point du milieu où se propage suivant Ox une onde progressive est :

$$\vec{B} = \vec{B}_{00} + \vec{B}_0(t) + \vec{b}(x, t) \quad (2)$$

On néglige les courants de déplacement et on admet que $\partial B_0/\partial t$ est petit. Si \vec{v} est la vitesse du milieu soumis à la perturbation \vec{b} le champ électro-moteur est donné par $\vec{v} \wedge \vec{b}$ et la relation de Maxwell-Faraday

s'écrit :

$$\frac{\partial \vec{B}_0}{\partial t} + \frac{\partial \vec{b}}{\partial t} = \text{rot } \vec{v} \wedge \vec{B} \quad (3)$$

La relation de Maxwell-Ampère donne :

$$\text{rot } \vec{E} = \mu \vec{j} \quad (4)$$

μ : perméabilité,
 \vec{j} : densité de courant.

La conservation de la quantité de mouvement fournit la relation :

$$\rho d\vec{v}/dt = -\text{grad } p + \vec{j} \wedge \vec{B} \quad (5)$$

p étant la pression. Enfin on a aussi :

$$\text{div } \vec{v} = 0, \quad \text{div } \vec{b} = 0.$$

Suivant l'approximation de Walén on négligera les termes de second ordre v^2 , b^2 , vb , $v\partial B_0/\partial t$, $b\partial B_0/\partial t$.

L'équation (3) peut être développée comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{B}_0}{\partial t} + \frac{\partial \vec{b}}{\partial t} &= (\vec{B} \cdot \nabla) \vec{v} - (v \cdot \nabla) \vec{B} + v \text{div } \vec{B} - \vec{B} \text{div } v \\ &= (B_{00} + B_0) \partial v / \partial x \end{aligned} \quad (7)$$

L'équation (5) peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{aligned} \rho d\vec{v}/dt &= -\text{grad } p + (1/\mu) \text{rot } \vec{B} \wedge \vec{B} \\ &= -\text{grad } (p + B^2/2\mu) + \frac{1}{\mu} [(\vec{B}_{00} + \vec{B}_0) \cdot \nabla] \vec{b} \end{aligned} \quad (8)$$

Le premier terme du second membre est nul (voir appendice) d'où :

$$\frac{\partial v}{\partial t} = (B_{00} + B_0) \frac{\partial b}{\partial x} \quad (9)$$

En dérivant (9) par rapport au temps et (7) par rapport à x on trouve :

$$\mu\rho \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = (B_{00} + B_0)^2 \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial B_0}{\partial t} \frac{\partial b}{\partial x} \quad (10)$$

Le deuxième terme du deuxième membre est du second ordre d'où :

$$\partial^2 \vec{v} / \partial t^2 = C^2 \partial^2 \vec{v} / \partial x^2 \quad (11)$$

avec :

$$C = (B_{00} + B_0) / (\mu \rho)^{1/2} \quad (12)$$

C est la célérité des ondes de Alfvén. On voit que sa valeur reste proportionnelle à la valeur instantanée du champ magnétique, même si celui-ci est variable, pourvu que sa variation soit lente ; en d'autres termes la fréquence angulaire de la modulation du champ porteur ω_0 doit être petite vis-à-vis de la fréquence angulaire ω des ondes de Alfvén.

2. Amplification

La formule (12) peut s'écrire $C = C_0 + c$ en posant $C_0 = B_{00} / (\mu \rho)^{1/2}$ et $c = B_0(t) / (\mu \rho)^{1/2}$.

Soit l l'épaisseur de plasma traversée ; une onde pénétrant dans le milieu à une époque t_1 en sort à une époque t_2 telle que :

$$l = \int_{t_1}^{t_2} C dt = C_0(t_2 - t_1) + \int_{t_1}^{t_2} C dt \quad (13)$$

On considérera le cas où B_0 est sinusoïdal ce qui permet l'intégration exacte de l'équation précédente. Soit donc $B_0(t) = B_m \sin \omega_0 t$ et $\alpha = B_m / B_0$. Il vient :

$$l / C_0 + t_1 - (\alpha / \omega_0) \cos \omega_0 t_1 = t_2 - (\alpha / \omega_0) \cos \omega_0 t_2 \quad (14)$$

Si I_1 et I_2 sont les intensités d'entrée et de sortie, on a, pour un milieu dissipatif, et d'après le principe de la conservation de l'énergie : $I_1 dt_1 = I_2 dt_2$. Le gain k sera défini par la formule $k = I_2 / I_1 = dt_2 / dt_1$. Par différentiation de (14) on trouve :

$$k = \frac{1 + \alpha \sin \omega_0 t_2}{1 + \alpha \sin \omega_0 t_1} = \frac{B_{00} + B_0(t_2)}{B_{00} + B_0(t_1)} \quad (15)$$

Si $k > 1$ il y aura amplification des ondes de Alfvén ce qui se produit d'après (15) durant la phase où le champ magnétique est croissant (dans un champ décroissant $k < 1$ et il y a au contraire atténuation). Le gain est maximum pour un signal pénétrant dans le plasma à l'époque $\omega_0 t_1 = -\pi/2$ et en sortant à $\omega_0 t_2 = \pi/2$, c'est-à-dire lorsque l'épaisseur traversée vaut $l = \pi C_0 / \omega_0$. Dans ce cas

$$k_{\max} = (1 + \alpha) / (1 - \alpha).$$

La figure 1 qui représente la progression dans le temps d'une onde se propageant dans le plasma présente certaines analogies avec le diagramme d'Applegate employé dans la théorie du klystron. La courbe I représente la marche d'une onde entrant à $\omega_0 t_1 = -\pi/2$. Son équation est :

$$y = \varphi - \alpha \cos \varphi + \pi/2,$$

on a pris $\alpha = 0,8$ avec $y = 2\pi x / \lambda_0$, $\lambda_0 = 2\pi C_0 / \omega_0$, $\varphi = \omega_0 t$ et x désignant l'épaisseur de plasma traversée à l'instant t .

Les autres courbes II, III, s'obtiennent à partir de la courbe I à l'aide d'une simple translation verticale.

Pour $y = 2$ on voit que toutes les ondes émises durant 1/4 de la période de modulation du champ

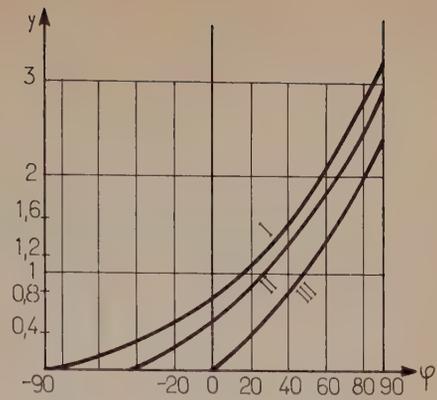


FIG. 1. — Progression dans le temps d'une onde se propageant dans le plasma.

magnétique seront captées durant 25° d'où un coefficient d'amplification moyen de 3,6. Cette propagation étant non-dispersive ce gain est corrélatif d'un accroissement de fréquence [3]. La théorie qui précède s'applique en principe à un milieu incompressible, elle reste cependant applicable à un milieu compressible tant que la vitesse de propagation reste subsonique.

3. Conclusion

Le phénomène de compression de rayonnement qui vient d'être décrit est général à tout milieu non dispersif dont on peut faire varier la vitesse de phase par action sur une propriété du milieu. En particulier ce phénomène doit être vérifié pour les ondes acoustiques si on module thermiquement le milieu gazeux traversé [4]. Le phénomène doit être observé pour les ondes électromagnétiques : aux fréquences lumineuses on aboutit à l'amplification paramétrique de signaux pour lesquels le milieu traversé donne une réponse quadratique [5], aux fréquences radio-électriques on aurait amplification pour un signal traversant un plasma en voie de recombinaison rapide [4], mais ici le phénomène est compliqué par la dispersion.

Quant à la réalisation des expériences concernant les ondes de Alfvén, c'est un problème toujours très délicat et les meilleurs résultats, en dépit des difficultés inhérentes au procédé, paraissent être obtenus à l'aide de métaux alcalins fondus dont l'emploi a été introduit par LEHNERT [6].

Au point de vue génie électrique on a envisagé [7] l'emploi des ondes de Alfvén dans des convertisseurs magnétohydrodynamiques destinés à délivrer directement du courant alternatif.

Appendice

La démonstration est identique à celle donnée par COWLING [8] dans le cas d'une onde se propageant dans un champ constant.

On prend la divergence de (8) :

$$\rho \frac{d}{dt} (\text{div } \vec{v}) = - \text{div } \text{grad } (p + B^2 / 2\mu) + (1/\mu) [(\vec{B}_{00} + \vec{B}_0) \cdot \vec{\nabla}] \text{div } b$$

Le premier nombre est nul ainsi que le second terme du second membre, d'où :

$$\Delta(p + B^2/2\mu) = 0$$

$$\Delta[p + (1/\mu)(\vec{B}_{00} + \vec{B}_0) \cdot \vec{b}] = 0.$$

Ainsi la fonction $z = p + (1/\mu)(\vec{B}_{00} + \vec{B}_0) \cdot \vec{b}$ est harmonique ; d'après le principe de Dirichlet cette fonction est unique et ne peut présenter ni maximum ni minimum. Or, à l'extérieur de la région perturbée, $\vec{b} = 0$ et $\vec{\text{grad}} p = 0$ (équation de l'hydrostatique en l'absence de force de gravité) donc $p = \text{Cte}$. La fonction z qui est constante à l'extérieur d'un certain domaine est donc constante partout.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ALFVÉN H. — *Cosmical Electrodynamics*, Clarendon Press, Oxford, 1950.
- [2] ROSE D.-J. and CLARK JR. M. — *Plasma and Controlled Fusion*, Wiley, 1961.
- [3] BRILLOUIN L. — *Wave propagation and Group Velocity*, Academic, New York, 1960.
- [4] POZWOLSKI A. — *Jour. of the Phys. Soc. of Jap.*, 34, 193, (1973).
- [5] ARMSTRONG J.-A., BLOEMBERGEN N., DUCUING J. and PERSHAN P.-S. — *Phys. Rev.*, 127, 1918, (1962).
- [6] LEHNERT B. — *Phys. Rev.*, 94, 815 (1954).
- [7] HAUSS H.-A. — *Jour. Appl. Phys.*, 33, 2161 (1962).
- [8] COWLING T.-G. — *Magnétohydrodynamique*, Dunod, Paris, 1960.

A. POZWOLSKI, licencié ès sciences et docteur de l'Université de Paris. Professeur de sciences physiques : 3A3 Résidence Lorraine, 4 et 6, rue de la Plaine, 75020 Paris.

Société des Électriciens, des Électroniciens et des Radioélectriciens

Rapports à l'assemblée générale de la S.E.E. du 19 mars 1973

RAPPORT du CONSEIL D'ADMINISTRATION POUR L'ANNÉE 1972

Après une période préparatoire qui aura duré plusieurs années, la fusion de la Société Française des Electriciens et de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens s'est effectivement réalisée le 1^{er} janvier 1972 et ce rapport retrace l'activité de la première année d'existence de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens (S.E.E.) regroupant les deux anciennes associations.

Dès le 6 janvier 1972, une première assemblée générale était convoquée, suivie immédiatement d'une réunion du premier conseil d'administration que l'assemblée venait de désigner. Leur tâche essentielle a été de préciser l'organisation des diverses structures de la société : quinze sections techniques spécialisées, huit groupes régionaux avec leurs limites territoriales, de désigner les personnes responsables de chacun des organismes et de fixer les ressources de la société sous forme des taux de cotisation des membres individuels et des membres collectifs.

I. Mise en place des nouvelles structures.

Les nouveaux organismes statutaires ont été progressivement mis en œuvre. Il s'agissait notamment des deux divisions techniques (énergie électrique et électronique associée - et électronique, radioélectricité et télécommunications) regroupant chacune sept sections techniques et de la section enseignement-

perfectionnement. Les comités directeurs des divisions techniques se sont réunis tous les deux mois environ et leur mission a consisté essentiellement à mettre au point la définition et les domaines de compétence de chaque section technique, à animer ces sections et à organiser les colloques spécialisés.

La composition précise et la désignation des membres du comité de perfectionnement ont été plus longues à préciser. Il s'agissait, en effet, de délimiter les domaines d'activité du comité et de définir la politique que devait suivre la S.E.E. en matière de perfectionnement. Ceci fut l'objet de réunions exploratoires, souvent informelles, qui permettront de donner plus d'efficacité à un organisme qui devrait jouer un rôle très important pour l'avenir de la société.

Les secrétariats des deux anciennes sociétés S.F.E. et S.F.E.R. ont fusionné, d'abord en théorie, puis en pratique à mesure que la mise en commun des activités se réalisait.

II. Evolution des effectifs et cotisation.

Si on ne fait état que des admissions et des démissions régulièrement constatées, la situation des effectifs paraît encourageante dans son ensemble : 1 508 demandes d'admission ont été enregistrées en 1972 contre 256 démissions auxquelles il faut malheureusement ajouter 35 décès. Une grande majorité des admissions provient d'ailleurs des participants aux sessions de perfectionnement de l'E.S.E. et des élèves-ingénieurs de dernière année de l'E.S.E., de l'E.N.S.T. et de certaines autres écoles de province.

Mais, en revanche, il y a lieu de déplorer qu'un grand nombre de membres individuels (1 640 en tout), sans présenter leur démission, aient négligé de payer leur cotisation 1972 et il est à craindre que, malgré un dernier rappel qui sera fait au début 1973, une bonne partie d'entre eux soit définitivement perdue pour la S.E.E.

Dans le total des ressources provenant des cotisations, la part des membres collectifs s'élève maintenant à 27 % environ.

Compte tenu de ces différents mouvements, on peut estimer que le nombre des membres permanents de la S.E.E. avoisine 10 000.

III. Perfectionnement.

La S.E.E. a poursuivi de façon satisfaisante, au cours de l'année 1972, les actions de perfectionnement des ingénieurs et techniciens dans le sens d'une formation continue.

Les fascicules de perfectionnement mis à la disposition des membres de la société ont fait l'objet d'un accroissement de demandes ; au total 2 200 exemplaires ont été distribués au cours de l'année, soit 10 % de plus qu'en 1971.

De nouvelles rééditions ont été nécessaires, ce qui a permis à certains auteurs de compléter les éditions antérieures (Théorie des graphes notamment).

De nouveaux textes sont en cours de préparation, parmi lesquels des fascicules sur « L'énergie nucléaire » et sur « L'initiation à la téléphonie moderne » qui seront disponibles avant la fin du premier semestre 1973. D'autres viendront ensuite : Electronique non linéaire, compléments de mathématiques appliquées, qui constitueront en même temps des documents d'accompagnement de nouveaux cours magnétoscopés.

En ce qui concerne ce dernier mode de diffusion, les cours existants (mathématiques modernes appliquées, électronique linéaire, informatique) connaissent toujours un succès soutenu. Le cours d'informatique notamment a été très demandé (sept passages et cession d'un droit de reproduction).

Sont actuellement en préparation, un cours d'électronique non linéaire qui comportera dix bandes d'une heure et des compléments de mathématiques appliquées dont une première partie traitera des probabilités (6 heures) et une suivante de la théorie des systèmes linéaires (10 heures).

Dans ce domaine, notre société cherche d'abord à poursuivre et à compléter ce qui existe. Ceci ne va pas sans quelques difficultés en matière de moyens d'enregistrement. Nos premiers cours avaient été réalisés au C.N.A.M.

mais ce dernier, en raison d'un renouvellement profond de ses installations, n'est plus en mesure, pour un certain temps du moins, d'assurer nos réalisations. Les démarches effectuées pour trouver d'autres studios à un prix raisonnable permettant des enregistrements de la qualité requise laissent espérer une solution prochaine de ce problème préoccupant.

Les dispositions de la loi du 16 juillet 1971, du décret d'application du 10 décembre 1971 et des textes subséquents permettent certainement d'envisager de nouveaux développements du perfectionnement technique. Le président du comité de perfectionnement, entouré d'experts en la matière, a étudié quel pourrait être le rôle de la S.E.E. Notre société qui se trouve au carrefour de l'industrie, des services publics et de l'université, devrait pouvoir apporter dans ses domaines techniques un concours qualifié à l'œuvre entreprise par les services publics, laquelle a été récemment renforcée par la création de l'A.D.E.P. A cet effet, une demande d'agrément a déjà été déposée au titre de la loi du 16 juillet 1971 et d'autres études et démarches sont envisagées.

IV. Liaisons extérieures.

Notre société a continué, en 1972, d'entretenir d'excellentes relations avec les sociétés et associations poursuivant des buts analogues à la sienne dans des domaines voisins. De nombreuses manifestations ont été réalisées en commun avec l'A.F.C.E.T. Une représentation de la S.E.E. a été assurée aux cérémonies du centenaire de l'Association française pour l'avancement des sciences en juillet, à Orléans ; des liaisons étroites ont été maintenues avec le Club E.E.A., association des professeurs d'enseignement supérieur d'électrotechnique, d'électronique et l'automatisme ; les liens vont être resserrés avec le Comité national français de radioélectricité scientifique.

Par ailleurs, dans le cadre du Conseil national des ingénieurs français, la S.E.E. continue de suivre avec intérêt et de soutenir les efforts déployés par l'Union des associations scientifiques et industrielles françaises (U.A.S.S.I.F.) dont elle fait partie.

Sur le plan international, les efforts tendant à une meilleure liaison à l'intérieur de l'Europe de l'Ouest se sont concrétisés dans la signature d'une convention des sociétés d'électriciens de l'Europe de l'Ouest.

Dix-sept associations appartenant à treize pays différents de toute l'Europe de l'Ouest avaient délégué leur président et leur secrétaire ou délégué général pour approuver le texte de la convention au cours d'une brillante et amicale cérémonie que nos amis suisses de l'Association suisse des électriciens avaient organisée à Zurich le 24 novembre 1972. Pour la France, le Président PONTE et le Délégué général avaient également pouvoir pour représenter l'A.F.C.E.T.

Cette convention prévoit que les présidents se réuniront en assemblée générale chaque année ; entre ces sessions, la vie de la convention sera assurée par un comité exécutif de cinq à sept membres qui se réunira une fois par trimestre environ. Il n'y aura pas de secrétariat

permanent, les tâches correspondantes seront assurées chaque année par l'association dont fait partie le président de la convention.

Après que le Président RICHARD, de l'A.S.E., véritable fondateur de la Convention eut été chaudement félicité et nommé président d'honneur, la présidence pour 1973 a été confiée à M. SCHRANS, Président de la Société royale belge des Electriciens.

Les principaux points sur lesquels le comité exécutif a pour mission de porter ses efforts sont les suivants :

- mise sur pied d'un règlement intérieur ;
- meilleure information et meilleure coordination des actions des différents pays de la convention ;
- développement des actions de la convention et des relations bi ou multilatérales entre les sociétés membres ;
- encouragement des stages d'étudiants dans les divers pays de la convention et des actions en faveur des jeunes ;
- entrée plus facile des membres qui passent dans un autre pays de la communauté, dans la société de ce pays ;
- harmonisation des relations entre les diverses publications publiées par les sociétés membres.

Enfin, la convention européenne devient partie prenante en principe pour 50 % à la principale manifestation organisée par la région 8 de l'I.E.E.E. américaine, il s'agit de la convention européenne connue sous le nom d'« EUROCON 2 » qui doit se tenir en avril 1974 à La Haye et les diverses sociétés de la convention européenne sont invitées à y participer de façon active.

V. Prix et récompenses.

1) Médaille BLONDEL.

Sous la présidence de M. André BLANC-LAPIERRE, le Comité André Blondel a attribué pour 1972 la médaille aux personnes suivantes :

— M. Claude AUDOUIN, Maître de recherches au C.N.R.S., Chef de la section d'Orsay du Laboratoire de l'horloge atomique.

— M. Christian RIOUX, Maître de conférences à l'Université de Paris XI.

Les deux médailles ont été remises par le Président BLANC-LAPIERRE lors de la réunion du jeudi 25 mai 1972 tenue par le Comité Blondel en commun avec la S.E.E.

2) Grand prix de l'Electronique Général Ferrié.

C'est au cours d'une cérémonie qui s'est déroulée le 20 novembre 1972 à l'Hôtel de Ville de Paris que le Grand prix de l'Electronique - Général Ferrié a été remis à M. Robert VEILEX, Directeur scientifique adjoint des Laboratoires d'électronique appliquée pour ses travaux sur les hyperfréquences dans les solides.

3) Prix de sections.

Les prix de sections ont été attribués au cours de l'Assemblée générale du 27 avril 1972 aux personnes suivantes :

— MM. MERGAULT et DEPORTES pour l'ensemble de leurs communications présentées devant la 3^e section.

— M. MIROUX pour sa communication « Protection des réseaux moyenne ten-

sion », présentée devant la 4^e section.

— M. R. PÉLISSIER pour sa communication « Méthode nouvelle de calcul des modes de propagation des ondes sur les lignes aériennes », présentée devant la 5^e section.

4) Médaille de vermeil.

La médaille de vermeil à l'effigie d'Ampère a été décernée au Président BLANC-LAPIERRE au cours d'une cérémonie intime.

VI. Réunions générales mensuelles.

Depuis quelques années, au sein de la S.F.E., la formule des réunions générales mensuelles, réduite le plus souvent à une simple conférence, semblait présenter moins d'attraits pour nos membres. Dans le cadre de la S.E.E., il a été décidé d'en restreindre le nombre à trois ou quatre par an en les associant le plus souvent possible à une autre manifestation telle qu'une assemblée générale ou la remise de la médaille Blondel. C'est ainsi que trois réunions seulement ont été organisées en 1972.

En février, sous la présidence de M. F.X. Ortoli, Ministre du Développement industriel et scientifique et à l'occasion de la réunion d'ouverture de la société sous sa nouvelle forme, le Président entrant, M. M. PONTE, a traité des « Télécommunications, exemple caractéristique des conséquences économiques et sociales d'un développement technique ».

En avril, après l'assemblée générale, conférence du Président GRIVET sur « Les applications de la physique du solide aux redresseurs de puissance : facteurs techniques et économiques ».

En mai, dans le cadre de la remise de la Médaille Blondel, conférence de M. Y. ROCARD sur la « Propagation très lointaine du son dans l'atmosphère ».

VII. Réunions de sections.

Au cours de l'année 1972, trente-neuf réunions de sections d'une durée variant d'une demi-journée à deux jours, ont été tenues pour l'ensemble des deux divisions, ce qui représente au total plus de cinquante demi-journées. La moyenne des participants étant de 100 personnes environ, on peut dire que cette activité des sections est une de celles qui remporte le plus de succès parmi nos membres.

Plusieurs de ces manifestations ont été organisées en commun avec d'autres associations, telles que l'A.F.C.E.T. ou l'Association française de l'Eclairage, d'autres se sont déroulées en province avec l'appui des groupes régionaux intéressés. L'une d'entre elles, sur le chauffage électrique, a été montée à Mulhouse en commun avec l'Association suisse des Electriciens et a été suivie par près de 150 participants dont de nombreux suisses.

VIII. Colloques.

La division électronique, radioélectricité et télécommunications, poursuivant les activités antérieures de la S.F.E.R., a mis sur pied deux colloques internationaux durant l'année 1972 avec l'appui de la Fédération nationale des industries électroniques.

Ces deux colloques se sont déroulés à Paris à l'UNESCO. Le premier avait pour sujet « Electronique et aviation civile » et s'est tenu du 26 au 30 juin 1972. Le second ayant trait aux « Télécommunications numériques par satellite » a siégé du 28 au 30 novembre.

Ces deux manifestations ont connu un succès certain. Le deuxième notamment, a rassemblé 465 participants venant de 21 pays, avec 50 communications et des débats animés.

De son côté, la division énergie électrique et électronique associée a organisé à Paris du 6 au 8 décembre, trois journées d'études sur l'électricité dans les transports. Ces journées comportaient trois thèmes :

- l'électricité et les transports sur rail ;
- le véhicule électrique urbain, avec la participation de la Société des ingénieurs de l'automobile ;
- la circulation sur route avec la participation de l'A.F.C.E.T.

Plus de 250 participants ont suivi ces séances.

IX. Groupes régionaux.

L'application des nouveaux textes posait également des problèmes de fusion des organisations à l'échelon régional. Les huit groupes ayant été définis par l'Assemblée générale du 6 janvier 1972, un délai de six mois a été prévu pour la mise en place des nouvelles structures régionales. Une réunion des présidents de groupes régionaux, jumelée avec une réunion du Conseil de la société s'est tenue en juin 1972 pour mettre au point les derniers détails administratifs.

Les comités régionaux et les bureaux des huit groupes se sont constitués sans grandes difficultés et les activités de conférences, de visites et de réunions sociales se sont déroulées au rythme habituel. Le président et le délégué général ont participé aux plus importantes de ces activités chaque fois que cela a été possible.

X. Revues.

Les deux revues de la S.E.E. : Revue générale de l'Electricité et l'Onde électrique ont continué à être gérées et publiées en 1972 dans les conditions antérieures à la fusion qui leur étaient propres.

1) Revue générale de l'Electricité.

La Revue générale de l'Electricité a été fournie à nos sociétaires pour une somme forfaitaire par membre qui est restée inchangée depuis 1969. Ceci n'a été possible que grâce aux efforts de diminution des frais généraux et un apport suffisant de concours publicitaires. Cet apport a tendance à s'amenuiser et une majoration de la contribution de la S.E.E. est à craindre pour 1973.

2) L'Onde électrique.

Un nouveau contrat a été passé au début de l'année avec la maison d'édition Chiron. Cette entreprise nous a fait part des difficultés qu'elle rencontrait pour continuer à rendre les mêmes services qu'auparavant. Des discussions

ont eu lieu à ce sujet entre la D.E.R.T. et la maison Chiron ; une solution de compromis est intervenue en fin d'année permettant de continuer et d'assurer la fourniture de l'Onde électrique en observant les conditions contractuelles.

**

Pour la S.E.E., dans sa nouvelle forme 1972 aura été une année expérimentale de mise en place et d'essai des nouvelles structures élaborées par les commissions mixtes de fusion S.F.E./S.F.E.R. Au premier usage, ces structures se sont révélées efficaces et le bilan d'activité de l'année passée est là pour en témoigner. Il convient maintenant d'améliorer encore la coordination technique entre les organismes internes et de mieux profiter du fait que la fusion des deux anciens sociétés en une seule doit faciliter la mise sur pied d'actions plus larges et mieux articulées.

La fusion permettra également à la société de faire face, dans de meilleures conditions, à d'importants problèmes qui commencent à se dessiner à la fin de l'année 1972. Il s'agit notamment d'élargir la place que notre association tient en matière de formation continue. Il s'agit encore de pouvoir jouer éventuellement un rôle d'élément coordinateur dans un réseau national de documentation en électricité et en électronique, réseau actuellement à l'étude. Il s'agit enfin de régler dans les meilleures conditions le sort du siège social de la société lors du déplacement de l'Ecole supérieure d'Electricité.

Si ces questions trouvent une issue favorable, notre association élargira son assise et, assurant des services plus importants à ses membres, aura toutes les chances de se développer mais dès maintenant il importe de mieux nous faire connaître et de reprendre le plus rapidement possible un courant suffisant de recrutement.

Le Conseil prie les Administrations, les Sociétés nationales et les industriels notamment le S.G.C.E. et la F.N.I.E. de trouver ici l'expression de sa reconnaissance. Leur soutien a été un facteur décisif de l'accomplissement de la mission de notre société durant l'année 1972.

RAPPORT SUR L'ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ

A. ACTIVITÉ EN 1972

Durant l'année 1972, les faits saillants concernant la vie et le développement de l'E.S.E. ont été les suivants :

1) Ouverture de l'antenne de Rennes de l'Ecole Supérieure d'Electricité le 4 octobre 1972.

Les bâtiments correspondants (Enseignement, Recherche, Structures d'accueil) ont une surface de plancher de 13 000 m².

En 1972-1973, les sections de troisième année prévues à Rennes ont été ouvertes, savoir :

— conduite de processus industriels,

— conception de systèmes en micro-électronique.

Ceci correspond, au total, à 50 élèves environ.

En octobre 1973, un enseignement post-diplôme d'informatique avancée, orienté vers les problèmes liés aux réseaux d'ordinateurs, sera également ouvert.

2) Préparation du déplacement, de Malakoff à Orsay, de la partie parisienne de l'Ecole.

Les marchés ont été notifiés et le chantier ouvert en mars 1973, c'est-à-dire avant la présente Assemblée générale. La totalité des bâtiments (35 000 m² de surface de plancher) sera livrée à Pâques 1975 et la rentrée de l'ensemble de l'Ecole aura lieu en septembre 1975.

Le grand problème à résoudre est celui du logement des élèves.

3) Développement de la recherche à l'Ecole.

Il s'agit naturellement d'une recherche résolument orientée vers l'application. Ce développement est étroitement lié à l'obtention de contrats de recherches avec l'industrie, les organismes nationalisés ou d'Etat. Les recherches sont particulièrement poussées dans les domaines suivants : automatique, informatique, applications des techniques « électriques » à la biologie, électronique, propagation et diffraction des ondes électromagnétiques, décharges dans les gaz.

4) Ouverture du perfectionnement à Rennes.

La première session à Rennes a été ouverte le 22 novembre 1972 ; elle était consacrée au « Traitement du signal » et a été suivie par une trentaine de sessionnaires. Six sessions sont prévues à Rennes pour l'année universitaire 1972-1973.

En 1972, le nombre de sessions organisées, à Malakoff et Rennes, a été de quarante-sept et le nombre de participants s'est élevé à 1 052.

B. BUDGET

Les comptes de l'année 1972 présentent un déficit de 441 923,08 F correspondant à une baisse, par rapport aux prévisions, de la subvention du Ministère de la Défense nationale et au fait que le budget de l'antenne de Rennes, quoique assuré pour l'essentiel, n'a pu être totalement équilibré. Néanmoins, grâce à une contribution d'E.D.F. destinée à couvrir partiellement l'Ecole de la part restée à son compte (25 %) dans l'achat du calculateur 10 070, le déficit cumulé a été réduit de 258 076,92 F.

RAPPORT DE LA COMMISSION DES COMPTES ANNÉE 1972

Messieurs,

Vous avez bien voulu nous confier la mission de vérifier les comptes de l'exercice 1972. Nous avons l'honneur de vous rendre compte de ce mandat.

Les livres de comptabilité ont été mis à notre disposition et toutes explications utiles nous ont été données sur

le fonctionnement des Services de votre Société, savoir :

- ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ
- SOCIÉTÉ SAVANTE.

SITUATION

La situation au 31 décembre 1972 de la Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens se présente comme suit :

Actif.

Les postes « Bibliothèque », « Mobilier », « Terrains et Immeubles » sont sans changement.

Le « Matériel » passe de 10 995 572,17 F à 11 418 157,91 F.

Le « Portefeuille Rentes et Obligations » évalué au cours du 31-12-1972, s'élève à 119 031,42 F contre 60 902,64 F.

Les actions de la Société pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France, sont inscrites pour leur valeur nominale à 10 870 F et le poste « Bourses, Legs et Fondations » pour 7 055,96 F sans changement.

Le disponible en « Caisses et Banques » s'élève à 484 587,41 F contre 268 672,43 F.

Les débiteurs comprennent :

— Les comptes débiteurs divers qui se montent à 2 044 379,54 F.

— Le compte des annuités remboursées à la Société pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France pour 6 397,87 F.

— Enfin, le montant des résultats cumulés de l'Ecole et de la Société Savante reporté à l'exercice suivant s'élève à 1 822 195,33 F au lieu de 2 081 518,55 F.

Passif.

Le compte de la « Dotation » s'établit à 97 807,69 F contre 97 010,77 F.

Le « Fonds de réserve » reste inchangé à 12 133,07 F.

Les recettes afférentes à l'exercice suivant, comptabilisées par la Société s'élèvent à 209 170,73 F contre 191 274,01 F.

Les comptes créanciers à court terme se totalisent à 4 062 175,44 F contre 3 265 828,12 F.

Le compte de la Société pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France, dont le remboursement s'effectue chaque année par l'annuité conventionnelle, reste inchangé à 66 800 F.

Les sommes affectées à des destinations spéciales s'élèvent à 98 937,18 F contre 87 889,55 F.

Le compte général « Fonds d'amortissement » se présente comme suit :

— Immeubles et Matériel 11 684 839,39 F contre 11 262 253,65 F.

— Emprunt 6 397,87 F contre 6 069,99 F.

Sous la rubrique « Compte d'ordre » figure :

La différence de cours sur valeurs mobilières cotées du Portefeuille pour 32 065,05 F contre 21 361,37 F.

Nous vous proposons d'approuver les comptes et le bilan de l'année 1972 tels qu'ils vous sont présentés.

Les Commissaires aux Comptes :

M. FLAMBARD,
M. BLOUET,
M. DUMONT.

Ecole Supérieure d'Electricité.

	Francs
Les recettes ordinaires de l'Ecole provenant des Elèves se montent	2 184 815,20
Il s'y ajoute :	
— La subvention du Ministère du Développement industriel et scientifique	550 000,00
— La subvention du Ministère de la Défense nationale	200 000,00
— La subvention de l'ORTF	16 500,00
— La subvention du Ministère des Transports	6 600,00
— La subvention du Ministre des Transports	6 600,00
— La subvention du Ministère de l'Education nationale	2 530 000,00
— Les subventions relatives aux actions de Perfectionnement	97 700,00
— La subvention de la DATAR Rennes	1 000 000,00
— Le montant des subventions de l'Industrie électrique imputables sur la taxe d'apprentissage, soit	3 933 870,95
et enfin, des recettes diverses pour un total de	1 899 287,16
soit un ensemble de recettes de	12 425 373,37
A ces recettes, s'oppose un total de dépenses de	12 867 296,45
Il en résulte un déficit pour l'année 1972 de	441 923,08
qui s'ajoute au déficit des années antérieures de	2 079 010,34
soit un déficit total de	2 520 933,42
auquel s'oppose une subvention Electricité de France (Calculateur)	700 000,00
Le déficit final à reporter sur l'année 1973 s'établit ainsi à	1 820 933,42

Société savante.

— Les recettes ordinaires représentées par les cotisations des membres de la Société figurent pour	736 279,84
— Les recettes diverses pour	3 083,23
— Les intérêts du portefeuille et des fonds disponibles s'élèvent à	7 172,32
soit un total de recettes de	746 535,39

Il s'y ajoute :

— La révision de la cotisation à la R.G.E.	50 001,80
— Le solde du Congrès 1971	57 414,43

Recettes totales

Les dépenses totales , y compris l'excédent des dépenses des exercices précédents, s'élèvent à	855 213,53
L' excédent des dépenses sur les recettes à reporter sur l'exercice 1973, s'établit ainsi à	1 261,91

Bilan de la

Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens

	Situation au 31-12-1972	Situation au 31-12-1971
Actif	(F)	(F)
Bibliothèque et Mobilier	453,79	453,79
Terrains et Immeubles	357 197,19	357 197,19
Matériel	11 418 157,91	10 995 572,17
Portefeuille		
— Rentes et Obligations	119 031,42	60 902,64
— Actions Sté pour Favoriser le Développement du Haut Enseignement de l'Electrotechnique en France (S.P.F.D.H.E.E.F.) ..	10 870,00	10 870,00
— Bourses, Legs, Fondations	7 055,96	7 055,96
— Caisses et Banques	484 587,41	268 672,43
Débiteurs Divers	2 044 379,54	1 222 307,81
S.P.F.D.H.E.E.F. (Remboursement avances) ..	6 397,87	6 069,99
Résultats cumulés (Ecole et Société savante)	1 822 195,33	2 081 518,55
Total de l'Actif	16 270 326,42	15 010 620,53
Passif	(F)	(F)
Dotation	97 807,69	97 010,77
Fonds de Réserve	12 133,07	12 133,07
Recettes afférentes à l'exercice suivant	209 170,73	191 274,01
Créditeurs		
— Divers	4 062 175,44	3 265 828,12
— S.P.F.D.H.E.E.F.	66 800,00	66 800,00
Sommes affectées à des destinations spéciales	98 937,18	87 889,55
Fonds d'amortissement :		
— Immeuble et Matériel	11 684 839,39	11 262 253,65
— Emprunt	6 397,87	6 069,99
Compte d'ordre :		
— Plus-value des valeurs mobilières	32 065,05	21 361,37
Total du Passif	16 270 326,42	15 010 620,53

L'onde électrique

TABLE DES MATIÈRES DU VOLUME 53

I. CLASSEMENT PAR THÈMES

Télécommunications numériques par satellite	Janvier
Oscillateurs (suite)	Février
Télécommunications numériques par satellite (suite)	Mars
Dispositifs et systèmes de visualisation	Juin
Vision nocturne	Juillet/Août
Transmission à large bande	Septembre
Télévision	Octobre

II. CLASSEMENT PAR MATIÈRES

1. Enseignement. Formation et Perfectionnement

Les ondes piézoélectriques dans les isolants	FELDMANN M.	Mai	189
Les ondes piézoélectriques dans les isolants	FELDMANN M.	Juin	224
Les ondes piézoélectriques dans les isolants	FELDMANN M.	Juillet-Août	267

2. Études générales

Amplification paramétrique des ondes de ALFEN	POZWOLSKI A.	Décembre	412
Déviaton et modulation de lumière par effet optoacoustique	TORGUET, BAUZA	Novembre	384
Etude des régimes transitoires consécutifs à la commutation des thyristors dans un pont de Graetz	PHAM HUU	Novembre	375

3. Physique du Solide

Etude des effets gyromagnétiques en champ transverse, d'un cristal faiblement dopé par des ions paramagnétiques BLANC F., BOUCHE A., FANGUIN R., RAOULT G.		Mai	163
Etude par réflexion oblique guidée d'échantillons absorbants en optique ultra hertzienne	BLANC F., FANGUIN R., RAOULT G.	Décembre	397

4. Tubes électroniques

Ecrans plats « pavane » à mémoire interne pour affichage en ambiance lumineuse élevée	REBOULT	Juin	212
Influence de l'éclairage sur la résolution temporelle des photomultiplicateurs	DE LA BARRE	Avril	133
Les récents développements dans le domaine des tubes de prise de vue à bas niveau de lumière	BLAMOUTIER M., BRISSOT L.	Septembre	311

5. Composants électroniques et Microélectroniques

L'analyse des défauts et les possibilités apportées par le microscope électronique à balayage	BOULAIRE J.Y., BOULET J.P.	Avril	127
Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal	DONNADIEU A., GINTER G., LEROY G., RIGAUD D.	Avril	141
Dispositif d'affichage électroluminescent à structure XY intégrée utilisant le GaAlAs et le GaAsP	DIGUET D.	Juin	206
Les intensificateurs d'images à microcanaux pour la détection à faible niveau lumineux	ESCHARD G., GRAF J., POLAERT R.	Juillet-Août	255
Le nitrure de gallium : un matériau pour les futurs dispositifs d'affichage numérique	PANKOVE J.	Juin	203
Performances et limitations physiques des intensificateurs d'images	BEAUVAIS Y.	Juillet-Août	249
Techniques et réalisations de dispositifs aux ondes millimétriques	MAHIEU J.R.	Mai	175
Thermopiles en couches minces	BESSONNEAU G., LEBRUN J.	Avril	145

6. Propagation des Ondes - Radioastronomie

Néant

7. Electro-acoustique - Enregistrement des sons

Néant

8. Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision

Accords statiques d'antenne des émetteurs de radiocommunication	DEBOST J.P., MEZAN DE MALARTIC J.	Septembre	303
Allocation d'introduction	PRITCHARD W.L.	Janvier	1
L'automatisation des réseaux de transmission et de diffusion de l'ORTF	GUILLERMIN	Octobre	349
Les avantages de l'association du tube couleur 110° à petit col et du déviateur toroïdal	LANDUYT	Novembre	393
Concentrateur numérique de circuits téléphoniques à grande capacité pour station AMRT (Celtic)	PENICAUD E., SALLE Y., GUILLARME P.	Janvier	25
Constitution d'une chaîne de télévision	GOUSSOT L.	Octobre	323
Etat de l'art dans les techniques de modulation numérique de phase	WOLEJSA C.J.	Janvier	12
Emetteur TV et multiplexage de chaînes sur antenne commune	BABILLON, CHESNAU, DEPAILLAT	Octobre	333
Etude d'un amplificateur paramétrique équilibré	COUMES, CHRAMIEC	Décembre	405
Etude d'un modem MDP pour système AMRT	DENANCE C.	Janvier	19
Etude de la récupération de porteuse et de rythme numérique pour les systèmes AMRT-MDP à très grande vitesse	MATSUO Y., SUGIMOTO S., YOKOYAMA S.	Mars	96
Faisceau hertzien à 2 700 voies	MAGNE	Septembre	291
Le guide d'ondes circulaires	HERLENT Y.	Septembre	280
Introduction à la procédure de transmission HDLC	MESCAM J.F.	Février	69
Le modulateur de voie à filtres électromécaniques	EY K., HORNUNG F., VOLEJNIK	Septembre	297
Multiplexage temporel de voies de données asynchrones pour transmission sur voie téléphonique	PROVENDIER J.	Février	52
Les nouveaux équipements VIDEO de la 3 ^e chaîne de l'ORTF ..	FAVREAU, DE FRANCE, FLEURY, GAUDICHON	Octobre	354
Qualité des conversations transmises sur des circuits téléphoniques concentrés par interpolation de la parole	GUINAND E., PENICAUD J.	Mars	86
Quelques méthodes de codage par plages d'images à deux niveaux	ZAMPERONI	Novembre	379
Récents développements du réseau hertzien de l'ORTF	KOENIG	Octobre	343
La régie finale automatisée	MOREL, DUPUIS	Octobre	327
Le SISDEC	MIGNOT, MACHEBOEUF	Octobre	360
Le système AMRT et programme d'essai associé sur symphonie	LOMBARD D., PAYET G., HERR H., PRUSKIL M.H.	Janvier	5
Système d'accès multiple par répartition dans le temps avec synchronisation dans le satellite S2 AMRT	REEVES J.B., SCHLOSSER L.H.	Mars	79
Le système à 60 MHz sur câbles coaxiaux	CHALHOUB C.	Septembre	287
Utilisation d'organes de voies SPADE dans un réseau SPADE à assignation de voies prédéterminées	FRANCOIS R.	Janvier	30

9. Radiodétection et localisation - Radionavigation - Télémétries

L'accéléromètre ONERA à très grande sensibilité, version fusée sonde type Cactus	BERNARD A., GAY M., MICHEL J.	Février	61
--	-------------------------------	---------	----

10. Calculateurs électroniques - Automatismes

Marketing des terminaux.....	LETORT A.C.	Juin	201
Mémoire à semiconducteurs COFMOS 418	COUVELART P.	Mai	181
Le microprocesseur intégré : évolution ou révolution	AROUETTE R.	Mai	155

11. Electronique nucléaire et corpusculaire

Néant

12. Electronique médicale

Néant

13. Divers

Application du principe de la superréaction à un amplificateur ferromagnétique .	PELLISSIER J.P., MESNARD G.	Mars	103
ASTEC, premier pas vers la simulation à grande échelle	HEYDEMANN.	Novembre	369
Calcul stochastique. Principe et perspectives d'application	HIRSCH J.J., ZIRPHILE J.	Mai	168
Conception et performances des lunettes de vision de nuit à intensification de lumière	TESSIER M.	Juillet-Août	244
Une méthode d'extraction du fondamental	MAISIS A.H.	Mars	110
Etude d'un corrélateur utilisant deux sources de bruits auxiliaires	KOFMAN W., CHAUDOURNE S.	Juin	216
Intensification de lumière et thermographie	FOUILLOY J.P.	Juillet-Août	261
Oscillateurs à état solide couplés à une cavité supraconductrice	JIMENEZ J.J., BERNARD J.	Février	46
La recherche documentaire par ordinateur. Le réseau de téléinformatique spatiale	POINCARÉ F.	Mai	159
Recherches sur un étalon de fréquence optique.....	BRILLET A., HARTMANN F.	Février	51
Revue des oscillateurs atomiques et moléculaires	AUDOIN C.	Février	39
Stabilisateurs bipolaires de courant à TEC	CHICHKOV A.I.	Mars	109
Utilisation de l'« actualisation » pour optimiser les choix de fiabilité du point de vue économique .	MOULON J.M.	Avril	117
Organisation d'une étude de fiabilité sur un produit électromécanique	ERNOUL R.	Avril	121
La vision nocturne passive. Possibilités actuelles et perspectives	BRUNEAU R.	Juillet-Août	239

III. CLASSEMENT PAR AUTEURS

AROUETTE R.	Le microprocesseur intégré : évolution ou révolution ?	Mai	155
AUDOIN C.	Revue des oscillateurs atomiques et moléculaires	Février	39
BABILLON C.	Emetteur TV et multiplexage de chaînes sur antenne commune		
	<i>Co-auteurs</i> : CHESNAU, DEPAILLAT	Octobre	327
BAUZA	Déviations et modulation de lumière par effet optoacoustique. <i>Co-auteur</i> : TORGUET	Novembre	384
BEAUVAIS Y.	Performances et limitations physiques des intensificateurs d'images	Juillet-Août	249
BERNARD A.	L'accéléromètre ONERA à très grande sensibilité, version fusée sonde type cactus... <i>Co-auteurs</i> : GAY M., MICHEL J.	Février	61
BERNARD J.	Oscillateurs à état solide couplés à une cavité supraconductrice		
	<i>Co-auteur</i> : JIMENEZ J.J.	Février	46
BESSONNEAU G.	Thermopiles en couches minces	Avril	145
BLAMOUTIER M.	Les récents développements dans le domaine des tubes de prise de vue à bas niveau de lumière		
	<i>Co-auteurs</i> : BRISSOT L.	Septembre	311
BLANC F.	Etude des effets gyromagnétiques en champ transversé d'un cristal faiblement dopé par des ions paramagnétiques ... <i>Co-auteurs</i> : BOUCHE A., FANGUIN R., RAOULT G.	Mai	163
BLANC	Etude par réflexion oblique guidée d'échantillons absorbants en optique ultra hertzienne		
	<i>Co-auteurs</i> : FANGUIN, RAOULT	Décembre	397
BOUCHE A.	Etude des effets gyromagnétiques en champ transverse d'un cristal faiblement dopé par des ions paramagnétiques. <i>Co-auteurs</i> : FANGUIN R., RAOULT G., BLANC F.	Mai	163
BOULAIRE J.Y.	L'analyse des défauts et les possibilités apportées par le microscope électronique à balayage		
	<i>Co-auteur</i> : BOULET J.P.	Avril	127
BOULET J.P.	L'analyse des défauts et les possibilités apportées par le microscope électronique à balayage		
	<i>Co-auteur</i> : BOULAIRE J.P.	Avril	127
BRILLET A.	Recherche sur un étalon de fréquence optique. <i>Co-auteur</i> : HARTMANN F.	Février	51
BRISSOT L.	Les récents développements dans le domaine des tubes de prise de vue à bas niveau de lumière		
	<i>Co-auteur</i> : BLAMOUTIER M.	Septembre	311
Bruneau R.	La vision nocturne passive. Possibilités actuelles et perspectives	Juillet-Août	239
CHADOURNE S.	Etude d'un corrélateur utilisant deux sources de bruits auxiliaires		
	<i>Co-auteur</i> : KOFMAN W.	Juin	216
CHALHOUB C.	Le système à 60 MHz sur câbles coaxiaux	Septembre	287
CHESNAU	Emetteur TV et multiplexage de chaînes sur antenne commune		
	<i>Co-auteurs</i> : DEPAILLAT, BABILLON C.	Octobre	327
CHICHKOV A.I.	Stabilisateurs bipolaires de courant à TEC	Mars	109
CHRAMIEC J.	Etude d'un amplificateur paramétrique équilibré..... <i>Co-auteur</i> : COUMES A.	Décembre	405
COUMES A.	Etude d'un amplificateur paramétrique équilibré	Décembre	405
COUVELART P.	Mémoire à semiconducteurs COFMOS 418	Mai	181

DEBOST J.P.	Accords statiques d'antenne des émetteurs de radiocommunication	Septembre	303	
	Co-auteur : MEZAN DE MALARTIC J.	Janvier	19	
DENANCE DEPAILLAT	Etude d'un modem MDP pour système AMRT			
	Emetteurs TV et multiplexage de chaînes sur antenne commune	Octobre	333	
	Co-auteurs : BABILLON C., CHESNAU			
DIGUET D.	Dispositif d'affichage électroluminescent à structure XY intégré utilisant le GaAlAs et le GaAsP	Co-auteur : LEBAILLY	Juin	206
DONNADIEU A.	Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal	Co-auteurs : GINTER G., LEROY G., RIGAUD D.	Avril	141
DUPUIS	La régie finale automatisée.	Co-auteur : MOREL	Octobre	327
ERNOUL R.	Organisation d'une étude de fiabilité sur un produit électromécanique		Avril	121
ESCHARD G.	Les intensificateurs d'images à microcanaux pour la détection à faible niveau lumineux.	Co-auteurs : GRAF J., POLAERT R.	Juillet-Août	255
EY K.	Le modulateur de voie à filtres électromécaniques	Co-auteurs : HORNUNG F., VOLEJNIK W.	Septembre	297
FANGUIN	Etude par réflexion oblique guidée d'échantillons absorbants en optique ultra hertzienne	Co-auteurs : RAOULT, BLANC	Décembre	397
FANGUIN R.	Etude des effets gyromagnétiques en champ transverse d'un cristal faiblement dopé par des ions paramagnétiques ...	Co-auteurs : RAOULT G., BLANC F., BOUCHE A.	Mai	163
FAVREAU	Les nouveaux équipements VIDEO de la 3 ^e chaîne de l'ORTF.	Co-auteurs : DE FRANCE, FLEURY, GAUDICHON	Octobre	354
FELDMANN M.	Les ondes piézoélectriques dans les isolants.		Mai	189
FELDMANN M.	Les ondes piézoélectriques dans les isolants.		Juin	224
FELDMANN M. FLEURY	Les nouveaux équipements VIDEO de la 3 ^e chaîne de l'ORTF.	Co-auteurs : GAUDICHON, FAVREAU, DE FRANCE	Juillet-Août	267
FOUILLOY J.P. DE FRANCE	Intensification de lumière et thermographie		Octobre	354
	Les nouveaux équipements VIDEO de la 3 ^e chaîne de l'ORTF.	Co-auteurs : FLEURY, GAUDICHON, FAVREAU	Octobre	354
FRANCOIS R.	Utilisation d'organes de voies SPADE dans un réseau SPADE à assignation de voies prédéterminées		Janvier	30
GAUDICHON	Les nouveaux équipements VIDEO de la 3 ^e chaîne de l'ORTF.	Co-auteurs : FAVREAU, DE FRANCE, FLEURY	Octobre	354
GAY M.	L'accéléromètre ONERA à très grande sensibilité, version fusée sonde type Cactus	Co-auteurs : MICHEL J., BERNARD A.	Février	61
GINTER G.	Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal	Co-auteurs : LEROY G., RIGAUD D., DONNADIEU	Avril	141
GOUSSOT	Constitution d'une chaîne de télévision		Octobre	323
GRAF J.	Les intensificateurs d'images à microcanaux pour la détection à faible niveau lumineux	Co-auteurs : POLAERT R., ESCHARD G.	Juillet-Août	255
GUILLARME P.	Concentrateur numérique de circuits téléphoniques à grande capacité pour station AMRT (Celtic)	Co-auteurs : PENICAUD E., SALLE Y.	Janvier	25
GUILLERMIN GUINAND E.	L'automatisation des réseaux de transmission et de diffusion de l'ORTF		Octobre	349
	Qualité des conversations transmises sur des circuits téléphoniques concentrés par interpolation de la parole	Co-auteur : PENICAUD J.	Mars	86
HARTMANN F.	Recherches sur un étalon de fréquence optique.	Co-auteur : BRILLET A.	Février	51
HERLENT Y. HERR H.	Le guide d'ondes circulaire		Septembre	280
	Le système AMRT et programme d'essai associé sur symphonie	Co-auteurs : PRUSKIL M.H., LOMBARD D., PAYET G.	Janvier	5
HEYDEMANN	ASTEC, premier pas vers la simulation à grande échelle		Novembre	
HIRSCH J.J.	Calcul stochastique. Principe et perspectives d'application.	Co-auteur : ZIRPHILLE J.	Mai	168
HORNUNG F. JIMENEZ J.J.	Le modulateur de voie à filtres électromécaniques	Co-auteurs : VOLEJNIK W., EY K.	Septembre	297
	Oscillateurs à état solide couplés à une cavité supraconductrice	Co-auteur : BERNARD J.	Février	46
KOENIG	Récents développements du réseau hertzien de l'ORTF		Octobre	343
KOFMAN W.	Etude d'un corrélateur utilisant deux sources de bruits auxiliaires	Co-auteur : CHAUDOURNE S.	Juin	216
DE LA BARRE F. LANDUYT R.	Influence de l'éclairage sur la résolution des photomultiplicateurs		Avril	133
	Les avantages de l'association du tube image couleur 110° à petit col et du déviateur toroidal		Novembre	393
LEBAILLY	Dispositif d'affichage électroluminescent à structure XY intégrée utilisant le GaAlAs et le GaAsP	Co-auteur : DIGUET D.	Juin	206
LEBRUN J. LEROY G.	Thermopiles en couches minces.	Co-auteur : BESSONNEAU G.	Avril	145
	Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal	Co-auteurs : RIGAUD D., DONNADIEU A., GINTER G.	Avril	141
LETORT A.C. LOMBARD D.	Marketing des terminaux		Juin	201
	Le système AMRT et programme d'essai associé sur symphonie	Co-auteurs : PAYET G., HERR H., PRUSKIL M.H.	Janvier	5
MACHEBOEUF	Le SISDEC	Co-auteur : MIGNOT	Octobre	360
MAGNE P.	Faisceau hertzien à 2 700 voies		Septembre	291
MAHIEU J.R.	Techniques et réalisations de dispositifs aux ondes millimétriques		Mai	175
MAISIS A.H. MATSUO Y.	Une méthode d'extraction du fondamental		Mars	110
	Etude de la récupération de porteuse et de rythme numérique pour les systèmes AMRT-MDP à très grande vitesse	Co-auteurs : SUGIMOTO S., YOKOYAMA S.	Mars	96
MESCAM J.F. MESNARD G.	Intoduction à la procédure de transmission HDLC		Février	69
	Application du principe de la superréaction à un amplificateur ferromagnétique	Co-auteur : PELLISSIER J.P.	Mars	103
MEZAN DE MALARTIC	Accords statiques d'antenne des émetteurs de radiocommunication	Co-auteur : DEBOST J.P.	Septembre	303
MICHEL J.	L'accéléromètre ONERA à très grande sensibilité, version fusée sonde type Cactus	Co-auteurs : BERNARD A., GAY M.	Février	61
MIGNOT	Le SISDEC	Co-auteur : MACHEBOEUF	Octobre	360
MOREL	La régie finale automatisée	Co-auteur : DUPUIS	Octobre	327
MOULON J.M.	Utilisation de l'« actualisation » pour optimiser les choix de fiabilité du point de vue économique		Avril	117
PANKOVE J.	Le nitride de gallium : un matériau pour les futurs dispositifs d'affichage numérique.		Juin	203

POLAERT R.	Les intensificateurs d'images à microcanaux pour la détection à faible niveau lumineux. <i>Co-auteurs</i> : ESCHARD G., GRAF J.	Juillet-Août	255	
PAYET G.	Le système AMRT et programme d'essai associé sur symphonie			
	<i>Co-auteurs</i> : HERR H., PRUSKIL M.H., LOMBARD D.	Janvier	5	
PELLISSIER J.P.	Application du principe de la superréaction à un amplificateur ferromagnétique			
	<i>Co-auteur</i> : MESNARD G.	Mars	103	
PENICAUD E.	Concentrateur numérique de circuits téléphoniques à grande capacité pour station AMRT (Celtic)	<i>Co-auteurs</i> : SALLE Y., GUILLARME P.	Janvier	25
PENICAUD J.	Qualité des conversations transmises sur des circuits téléphoniques concentrés par interpolation de la parole	<i>Co-auteur</i> : GUINAND E.	Mars	86
PHAM HUU	Etude des régimes transitoires consécutifs à la commutation des thyristors dans un pont de Graetz		Novembre	375
POINCARÉ F.	La recherche documentaire par ordinateur. Le réseau de téléinformation spatiale ...		Mai	159
POZWOLSKI A.	Amplification paramétrique des ondes de ALFEN		Décembre	412
PRITCHARD W.L.	Allocution d'introduction		Janvier	1
PROVENDIER J.	Multiplexage temporel de voies de données asynchrones pour transmission sur voie téléphonique		Février	52
PRUSKIL M.H.	Le système AMRT et programme d'essai associé sur symphonie			
	<i>Co-auteurs</i> : LOMBARD D., PAYET G., HERR H.	Janvier	5	
RAOULT G.	Etude des effets gyromagnétiques en champ transverse d'un cristal faiblement dopé par des ions paramagnétiques	<i>Co-auteurs</i> : BLANC F., BOUCHE A., FANGUIN R.	Mai	163
RAOULT	Etude par réflexion oblique guidée d'échantillons absorbants en optique ultra hert- zienne	<i>Co-auteurs</i> : BLANC, FANGUIN	Décembre	397
REBOUL J.P.	Ecrans plats « pavabe » à mémoire interne pour affichage en ambiance lumineuse élevée		Juin	212
REEVES J.B.	Système d'accès multiple par répartition dans le temps avec synchronisation dans le satellite S ² AMRT	<i>Co-auteur</i> : SCHLOSSER L.H.	Mars	79
RIGAUD D.	Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal	<i>Co-auteurs</i> : DONNADIEU A., GINTER G., LEROY G.	Avril	141
SALLE Y.	Concentrateur numérique de circuits téléphoniques à grande capacité pour station AMRT (Celtic)	<i>Co-auteurs</i> : GUILLARME P., PENICAUD E.	Janvier	25
SCHLOSSER L.H.	Système d'accès multiple par répartition dans le temps avec synchronisation dans le satellite S ² AMRT	<i>Co-auteur</i> : REEVES J.B.	Mars	79
SUGIMOTO S.	Etude de la récupération de porteuse et de rythme numérique pour les systèmes AMRT MDP à très grande vitesse	<i>Co-auteurs</i> : YOKOYAMA S., MATSUI Y.	Mars	96
TESSIER M.	Conception et performances des lunettes de vision de nuit à intensification de lumière ..		Juillet-Août	244
TORGUET	Déviation et modulation de lumière par effet optoacoustique	<i>Co-auteur</i> : BAUZA	Novembre	
VOLEJNIK W.	Le modulateur de voie à filtres électromécaniques. <i>Co-auteurs</i> : EY K., HORNUNG F.		Septembre	297
WOLEJSKA C.J.	Etat de l'art dans IMs techniques de modulation numérique de phase		Janvier	12
YOKOYAMA A.	Etude de la récupération de porteuse et de rythme numérique pour les systèmes AMRT MDP à très grande vitesse	<i>Co-auteurs</i> : MATSUI Y., SUGIMOTO S.	Mars	96
ZAMPERONI	Quelques méthodes de codage par plages d'images à deux niveaux		Novembre	379
ZIRPHILE J.	Calcul stochastique. Principe et perspectives d'application. <i>Co-auteur</i> : HIRSCH J.J.		Mai	168

statistique & probabilités

CHIRON

FORMATION

40. rue de Seine,
75006 PARIS

vous propose

pour l'enseignement universitaire, le recyclage et la formation permanente
Un ouvrage très complet par Serge Berman et René Bezard, dessins de J. David.

Cet ouvrage diffère profondément de tous ceux déjà édités sur le sujet en France et à l'étranger.

— Il en diffère par l'esprit dans lequel il a été rédigé : ce n'est pas un exposé didactique de forme classique mais, à partir d'exemples actuels, pratiques et simples, une approche concrète, progressive et complète des notions générales essentielles qui se révèlent ainsi beaucoup plus faciles à comprendre et à appliquer qu'on le pense.

— Il en diffère par la méthode d'exposition : statistiques et calcul des probabilités ne sont pas exposés successivement mais simultanément pour permettre au lecteur de s'habituer à passer sans difficulté des distributions observées aux distributions théoriques et inversement.

— Il en diffère par sa simplicité de lecture et d'emploi : conçu à la manière de certains guides touristiques, il fait appel aux couleurs, à des caractères typographiques différents et à des signaux de piste pour permettre à chacun de différencier l'essentiel de l'accessoire et d'ajuster ainsi sa lecture à son niveau de connaissances antérieures, à ses besoins de l'heure...

Deux volumes brochés (tome I : 288 pages ; tome II : 352 pages), format 16 × 24, 329 figures et nombreuses illustrations en couleur.

Prix franco France : 102,15 F
Etranger : 103,90 F.

(Nous vous rappelons que votre entreprise peut déduire cet achat du 0,8 % affecté à la formation permanente.)

TABLE DES MATIÈRES

TOME I		Pages	Pages
PRÉFACE		7	
CH. I. VOCABULAIRE		13	
« Discret », « Aléatoire »		13	
Equivalence, Partition		14	
Population, Univers, Caractère statistique		16	
Variable aléatoire, variable statistique		22	
CH. II. QU'EST-CE QUE LA MÉTHODE STATISTIQUE ?		27	
Définition de la Statistique descriptive		29	
Principaux paramètres d'une distribution		32	
Grandes lois statistiques		32	
Définition de la Statistique mathématique		34	
Statistique et calcul des probabilités		36	
CH. III. CALCUL DES PROBABILITÉS		39	
Titre I. Qu'est-ce qu'un événement ?		40	
Eventualité		40	
Événement		41	
Expérimental		48	
Titre II. Qu'est-ce qu'une probabilité ?		55	
Définition générale		58	
Axiome des probabilités totales		61	
Propriétés d'une probabilité		62	
Titre III. Probabilités conditionnelles et probabilités des causes ; événements indépendants		72	
Probabilités conditionnelles		74	
Probabilités des causes		85	
Formule de BAYES		87	
Epreuves complexes		89	
CH. IV. STATISTIQUE DESCRIPTIVE		107	
Titre I. Compatibilité des résultats des enquêtes et comment tirer parti des enquêtes incomplètes ?		110	
Titre II. Présentation des résultats des enquêtes statistiques et principales formes de statistiques		124	
Statistique à un caractère qualitatif		125	
Statistique à un caractère quantitatif discret		128	
Statistique à un caractère quantitatif continu		131	
Statistique à deux caractères, l'un qualitatif, l'autre quantitatif		137	
Statistique à plusieurs caractères quantitatifs		138	
Notion de dépendance statistique		144	
Titre III. Notion vectorielle de statistique		146	
Titre IV. Éléments caractéristiques d'une statistique		151	
Moyenne arithmétique		151	
Moyenne géométrique		157	
Moyenne harmonique		158	
Mode		159	
Médiane		160	
Paramètres de position		161	
Paramètres de dispersion, fractiles		162	
Paramètre de dispersion idéal		164	
Écart moyen		165	
Variance, écart type		167	
Correction de SHEPPARD		170	
Titre V. Statistiques chronologiques		174	
Trend, saisonnalité		177	
Désaisonnalisation		181	
Notion d'ajustement		188	
Droite des moindres carrés		191	
Titre VI. Notion générale d'ajustement, corrélation		200	
Variables explicative et expliquée, graphique de régression		200	
Droite de régression		206	
Corrélation, notion quantifiable		226	

Loi de Bernouilli, Loi de Poisson, Loi de Poisson (Fonction dite de répartition), Loi de Laplace-Gauss (ou normale réduite), Loi de Laplace-Gauss, Loi du χ^2 , Loi de Student Fischer (cas des petits échantillons), Loi de Snédécór, Table de 14 000 chiffres au hasard.

Variables gaussiennes 393
 Somme de variables gaussiennes 393
 Loi multinormale 423
 Titre V. Loi du KI DEUX (χ^2), ajustement 426
 Titre VI. D'autres lois 439
 Loi de GALTON ou logarithmo-normale..... 439
 Loi de STUDENT-FISHER..... 440
 Loi de SNÉDÉCOR..... 442

TOME II

CH. V. VARIABLES ALÉATOIRES 245

Titre I. Définition générale des variables aléatoires.... 245
 Variables aléatoires indépendantes 255
 Somme et produit de variables aléatoires..... 259
 Cas des épreuves complexes 261

Titre II. Fonction de répartition 268
 Rappel des notions de dérivée et de primitive d'une fonction continue 278

Titre III. Moments..... 283
 Espérance mathématique 284
 Variance d'une variable aléatoire 291
 Notion générale de moment 299
 Cas des variables continues 300

Titre IV. Inégalité de BIENAYME-TCHEBYCHEV.. 303

CH. VI. LES GRANDES LOIS DE PROBABILITÉ.. 309

Définition générale d'une loi de probabilité..... 309

Titre I. Loi de BERNOUILLI ou binomiale 312
 Variable de BERNOUILLI 323
 Loi multinomiale 335
 Loi hypergéométrique 338

Titre II. Loi des grands nombres 344
 Théorème de Bernouilli 349
 Suite aléatoire 353
 Convergence stricte 355
 Convergence au sens de BERNOUILLI ou convergence en loi 356
 Convergence en probabilité 357
 Convergence presque sûre ou convergence forte.... 358
 Lois faible et forte des grands nombres 359

Titre III. Loi de POISSON 363
 Variable poissonnienne 373
 Stabilité de la loi de POISSON 379

Titre IV. Loi de LAPLACE-GAUSS ou normale..... 381
 Théorème de LAPLACE-DE MOIVRE 383

CH. VII. STATISTIQUE MATHÉMATIQUE 443

Titre I. Rappels et définitions 443

Titre II. Nombres aléatoires 446

Titre III. Jugement sur échantillon 458
 Moyenne et variance d'échantillon 459
 Sous-titre I. Echantillons extraits par tirage non exhaustif 464
 Notion d'estimation et d'estimateur 467
 Variance empirique d'échantillon 469
 Sous-titre II. Echantillons extraits par tirage exhaustif 475
 Sous-titre III. Echantillons de loi parente normale.. 477
 Sous-titre IV. Echantillons de loi parente quelconque 483
 Théorème central limite 483
 Sous-titre V. Résumé 487

Titre IV. Estimation 490
 Sous-titre VI. Estimation ponctuelle 491
 Inégalité de CRAMER 495
 Maximum de vraisemblance 505
 Sous-titre VII. Estimation par intervalle de confiance 512
 Estimation d'une proportion 515
 Principaux cas d'estimation..... 524
 Sous-titre VIII. Détermination de la taille d'un échantillon 532

Titre V. Tests d'hypothèse 536
 Sous-titre IX. Tests d'ajustement 537
 Droite de HENRY 542
 Sous-titre X. Tests paramétriques 546
 Tests de comparaison à un standard 546
 Comparaison des paramètres de populations..... 553
 Tests non paramétriques 560

CONCLUSION 561

ANNEXES 567

1. Compléments sur la loi normale 567
2. Compléments sur la stabilité de la Loi de GAUSS 576
3. Inégalité de CRAMER 579

BON DE COMMANDE

à découper ou à recopier, et à expédier aux EDITIONS CHIRON

Veillez m'envoyer

pour la somme de FF, port compris, que je règle par
 Virement au C.C.P. Paris 5335, ci joint chèque bancaire, ci-joint mandat postal, ci-joint

NOM

ADRESSE

Date et signature

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	B 57 ± 5.10 ⁻⁷	A 57 ± 5.10 ⁻⁷
	C 26 ± 2.10 ⁻⁶	B 16 ± 1.10 ⁻⁶	A 16 ± 1.10 ⁻⁶
	C 36 ± 3.10 ⁻⁶	B 26 ± 2.10 ⁻⁶	
	C 56 ± 5.10 ⁻⁶		
T° =	-40°+ 70 °C	-20°+ 70 °C	0° + 50 °C

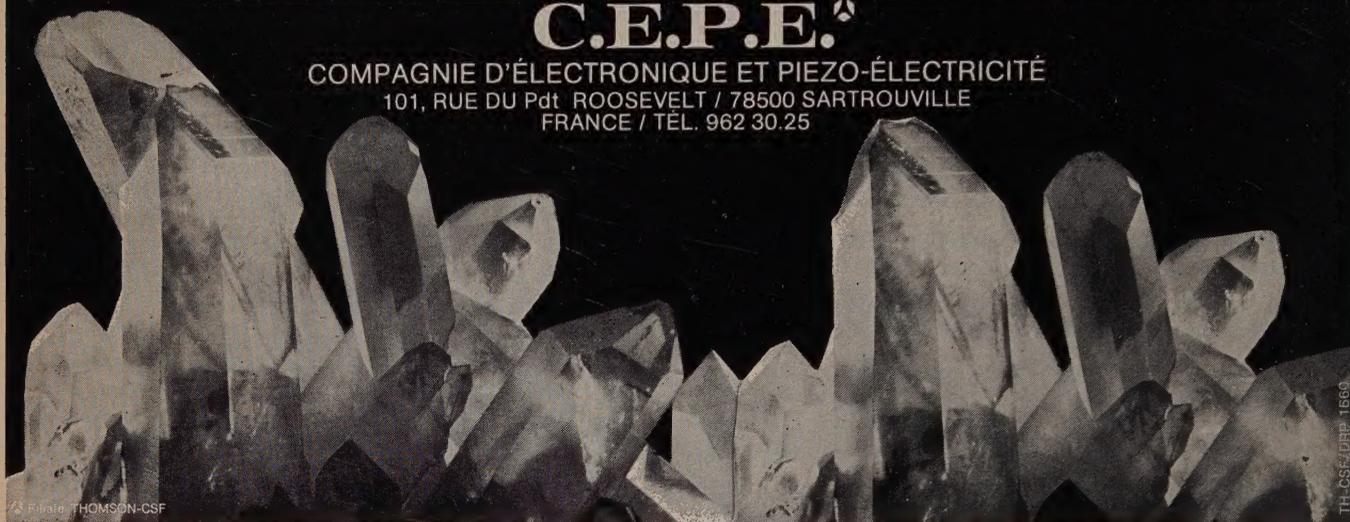
Stabilité dans des conditions d'emploi stable

Sur 1 jour : ± 1.10⁻⁷
 Sur 1 mois : ± 5.10⁻⁷
 Sur 1 an : ± 2.10⁻⁶

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



* ADDMASTER 601

lecteur de bande perforée



- **Rapide** : 120 car/s en incrémental
- **Compact** : 70 x 93 mm en façade ; masse totale : 420 grammes.
- **Fiable** : entraînement par moteur pas à pas (seule pièce mobile) ; lecture photoélectrique ; électronique tout à état solide.
- **Facile à connecter** : tous les signaux échangés sont de niveau TTL ; marche-arrêt et sens de marche commandés à distance.
- **Et si peu coûteux** : 1.780 F HT à l'unité, électronique comprise. Donc moins cher que les lecteurs mécaniques lents. Remises pour quantités. Option : montage sur platine 19" avec boîtes à paravents ; transmetteur parallèle ou série (télégraphique).

Bon à découper et à retourner à :

Ets. A. KOVACS 177 Rue de la Convention Paris 15^e - 250.89.70
 Je désire recevoir votre documentation concernant le LECTEUR 601
 Nom et adresse : _____

INDEX DES ANNONCEURS

	Pages
ADDMASTER	IV
CHIRON	II - III
CIT ALCATEL	2 c.
ITALTEL	3 c.
RTC LA RADIOTECHNIQUE COMPE- LEC	4 c.
THOMSON CEPE	IV



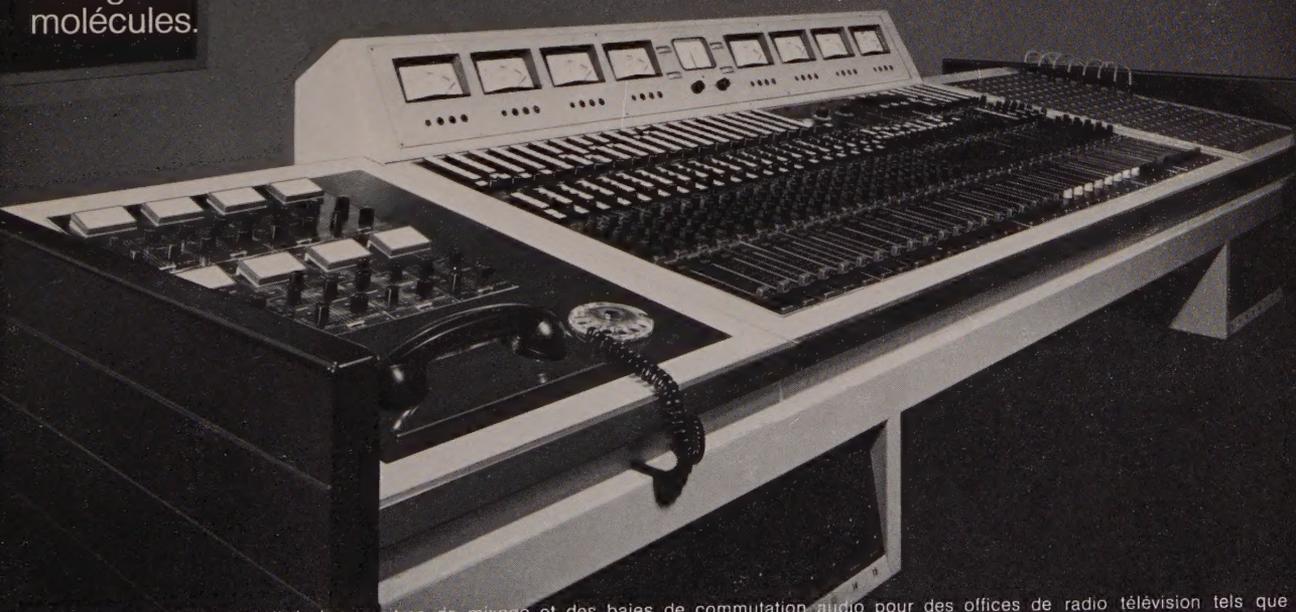
ITALTEL
SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI s.p.a.

20149 Milan (Italie)
Piazzale Zavattari 12 - Téléphone (02) 4388.1



la chimie du son

Dans le silence de nos laboratoires est en train de naître une nouvelle science: la chimie du son. Une technique électronique avancée et une connaissance approfondie de l'univers des sons nous ont permis de réaliser des pupitres de mixage en mesure de modeler les sons ainsi que le fait la chimie avec les molécules.



SPS 663/13

Nous avons projeté et réalisé des pupitres de mixage et des baies de commutation audio pour des offices de radio télévision tels que la RAI, la RTB, la RTE, la HNBFI et bien d'autres studios d'enregistrement et maisons discographiques. La satisfaction qu'ont manifestée tous nos clients est un témoignage concret de la haute qualité de nos produits.

Nos photocoupleurs s'adaptent à votre problème particulier

Des isolants à perpétuité

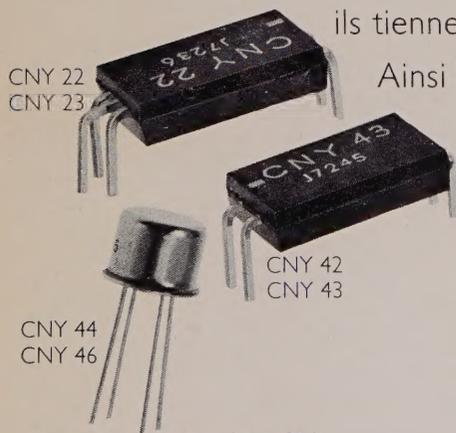


Les photocoupleurs R.T.C. : une garantie absolue pour les isolements et les transferts les plus performants et les plus économiques. Leur fiabilité autorise plus de 5×10^{12} manœuvres.

Compatibles avec les TTL, fonctionnant s'il le faut à 5 mA

ils tiennent encore à 50 mA.

Ainsi la commutation progresse avec R.T.C.



- transfert : 50 %
- tension de tenue : 4000 V crête
- VCEO : 50 V

R.T.C. c'est aussi l'optoélectronique



R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC - 130, av. Ledru-Rollin
75540 - PARIS CEDEX 11, tél. 357.69.30.