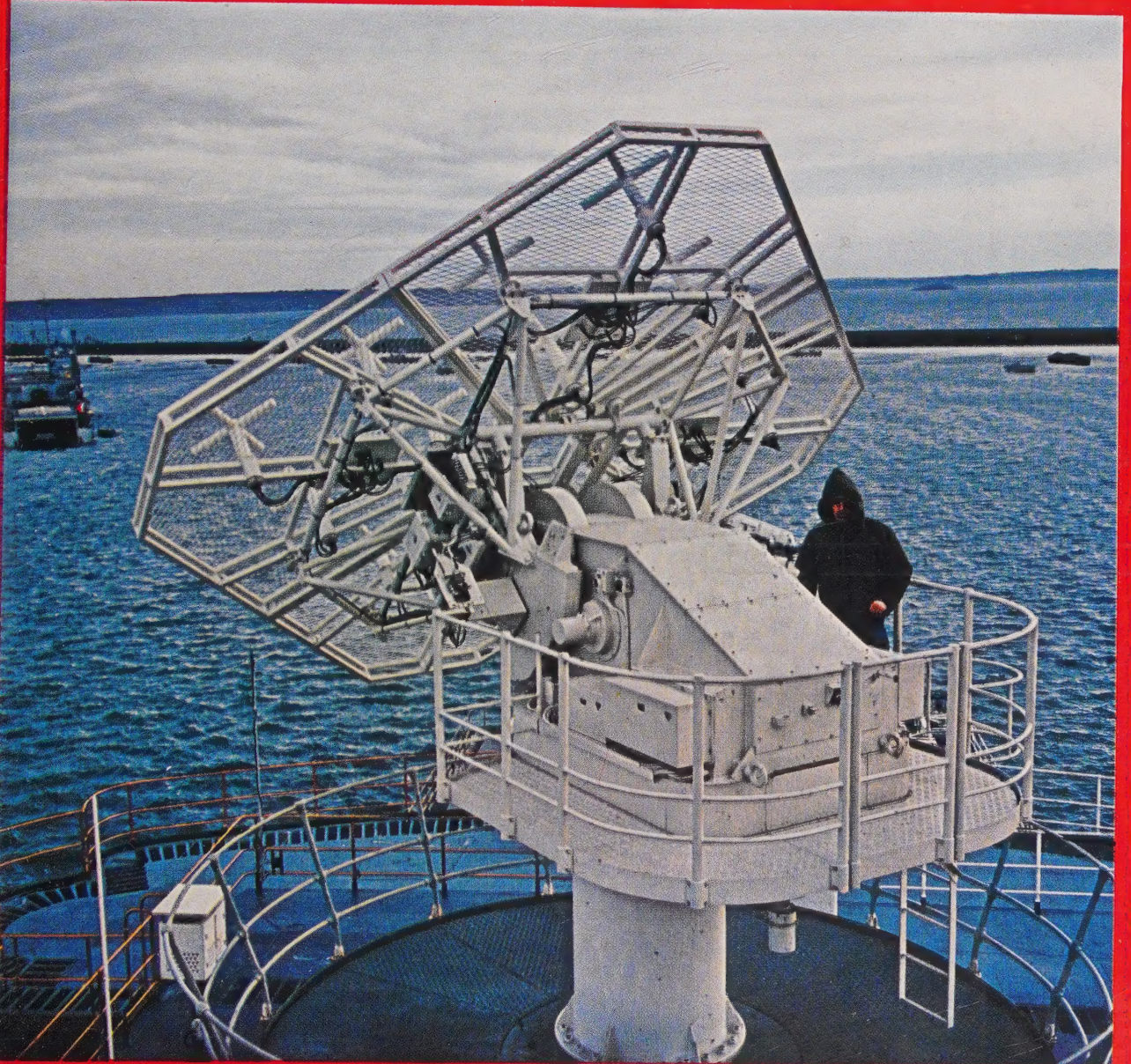


l'onde électrique

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens



nouveau !

MINI - FRÉQUENCEMÈTRES

à circuits intégrés



HB 200

0 à 12,5 MHz. Entrées "continu" et "alternatif" ■ Pilote secteur 50 Hz (quartz 5 MHz en option) ■ Affichage sur 4 tubes numériques ■ Mesures de F.-Quotient - mètre - Totalisateur - Chronomètre ■ Virgule positionnée ■ Voyants "comptage" et "dépassement" ■ Sensibilité réglable ■ Hauteur : 2 unités - Largeur : 1/2 rack.

EN OPTION : Affichage sur 5 ou 6 digits avec pilote quartz 5 MHz, 1.10^{-6} par semaine avec mémorisation et sortie enregistreur BCD-1.2.4.8.

HB 210

0 à 20 MHz - Entrées "continu" et "alternatif" ■ Pilote quartz 5 MHz. 1.10^{-6} par semaine ■ Affichage sur 6 tubes numériques avec **mémorisation** ■ Mesures de F. Périodemètre - Totalisateur - Chronomètre ■ Fonctions multipériodes ($n=1$ à $n=10^7$) ■ Voyants "comptage" - "dépassement" - "Hors gamme" ■ Unité de mesure affichée Virgule positionnée ■ Sensibilité réglable ■ Hauteur : 2 unités - Largeur : 1/2 rack.

EN OPTION : Quartz pilote haute stabilité à 5 MHz : 5.10^{-8} par mois et sortie enregistreur BCD-1.2.4.8.

La qualité FERISOL pour le prix de l'appareil de "service"



Documentation complète et prix franco sur demande.

Ets GEFROY & Cie
S.A. CAP. 9.300.000 F

18, Av. P.-V. COUTURIER - 78 - TRAPPES - Tél. 462.88.88
tél. : 25-705 - Câble : FERITRAPPE
DÉLÉGATION RÉGIONALE : 151 chemin Nicol - 31-TOULOUSE - tél. (61) 48.72.07

Article mensuel de la D.G.R.S.T.

Mémoire plane à films minces magnétiques

G. KOESSLER

CEN Grenoble

Laboratoire d'Électronique et de Technologie de l'Informatique

1. Introduction

1.1. Caractéristiques des films minces magnétiques

Les couches minces magnétiques utilisées comme mémoires sont caractérisées généralement par une anisotropie magnétique induite dans le plan du film. Le stockage de l'information binaire se fait en utilisant les deux positions stables que peut prendre l'aimantation parallèlement à la direction d'anisotropie ou axe facile (axe de facile aimantation). L'axe perpendiculaire est appelé axe difficile. L'anisotropie uniaxiale induite caractérisée par le champ d'anisotropie H_K est obtenue en soumettant l'échantillon à un champ magnétique d'orientation au cours de l'élaboration par évaporation sous vide, électrolyse ou pulvérisation cathodique. Le processus de renversement de l'aimantation peut se faire par déplacement de parois, rotation cohérente et rotation partielle. Ces deux derniers modes de commutation conduisent à des basculements rapides. En effet, si un échantillon monodomaine est soumis à un champ suffisamment important et non parallèle à l'axe facile, le couple qui s'exerce a tendance à mettre l'aimantation perpendiculaire au plan du film, celle-ci tourne alors sous l'effet du champ démagnétisant perpendiculaire très intense (de l'ordre de 10^4 Oe). Les temps de commutation qui en résultent sont de l'ordre de la nanoseconde. C'est là une propriété fondamentale des couches minces.

Pour des champs voisins de l'axe facile et d'amplitude légèrement supérieure au champ coercitif H_c du dépôt, le renversement de l'aimantation a lieu par un phénomène lent de déplacement de paroi. Pour un film magnétique donné, le mode de renversement dépend des propriétés du matériau et des conditions expérimentales au cours de la commutation. Pour des matériaux tels que le permalloy (80 % de nickel et 20 % de fer), l'anisotropie uniaxiale est suffisamment faible pour que le processus de rotation ait lieu pour des amplitudes de champs raisonnables. Les

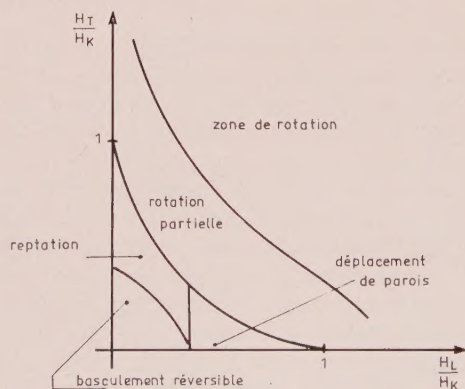


Fig. 1. — Courbes de seuil des différents modes de commutation d'un film mince magnétique.

(*) Etude financée par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

seuils correspondants à chacun des trois modes principaux sont donnés à titre indicatif sur la figure 1, pour un film de permalloy soumis à différentes combinaisons de champs transverses et longitudinaux appliqués dans le plan du film. La reptation correspond à un mode de commutation lent qui se produit sous l'action de champs transverses variables en présence de champs longitudinaux.

Le seuil de reptation est fonction des séquences relatives des champs H_T et H_L et des propriétés des dépôts.

1.2. Organisation des mémoires à films minces [1]

On peut concevoir deux types d'organisation : l'organisation par mot et l'organisation par courants coïncidents.

Cette dernière, dans le cas de réalisations de mémoires rapides, nécessite des spécifications sévères sur les paramètres magnétiques du matériau. En revanche, pour les mémoires lentes, ce type de sélection peut être utilisé et conduit à des réalisations économiques pour des capacités assez importantes ($> 10^6$ bits), du fait de la réduction des interconnexions et du nombre d'éléments de décodage.

L'organisation par mots est la plus utilisée. Elle permet de réaliser des systèmes rapides ayant de bonnes marges de fonctionnement. Dans une telle organisation, un courant de mot produit un champ transverse qui fait tourner l'aimantation de 90° à partir de la direction facile. La lecture est réalisée en discriminant la polarité de la variation de flux, parallèlement à l'axe facile. L'écriture se fait en appliquant un faible champ longitudinal dont la polarité correspond à l'information binaire à inscrire. Cette opération est décrite figure 2 et correspond au mode de fonctionnement en lecture destructive. La lecture non destructive est également utilisée mais pour des capacités relativement réduites, du fait de la faible amplitude du signal et de la diminution des marges de fonctionnement, en raison des dispersions

inévitables des caractéristiques du matériau magnétique.

1.3. Domaine d'utilisation

Les mémoires magnétiques à films minces trouvent leur application à tous les niveaux de la hiérarchie des mémoires.

— Comme mémoire bloc-note (scratch pad). Ce sont des mémoires rapides de quelques milliers de bits, utilisées, par exemple, dans les calculateurs BURROUGHS B8500 et UNIVAC 1107.

— Comme mémoire principale : IBM 360-95 (6×10^5 bits 120 ns) [9], UNIVAC (3×10^5 bits, 200 ns) [7], BURROUGHS (8×10^5 bits, 500 ns) [8].

— Comme mémoire de masse de l'ordre de 10^8 bits : travaux en cours au Lincoln Laboratory du MIT. Cependant, c'est dans le domaine des mémoires principales rapides que les mémoires magnétiques à films minces devraient trouver leur plus grand développement.

1.4. Problèmes posés par la réalisation de mémoires rapides

Le temps de commutation étant bref, ce sont uniquement des considérations de bruits et de temps de propagation qui limitent le temps de cycle des mémoires à couches minces. Au cours d'une écriture, le courant d'information produit un bruit qui se retrouve tout au long de la chaîne de lecture. Il faut alors attendre que ce bruit d'écriture ait une amplitude faible devant celle du signal (de l'ordre de 10 à 20 %) avant de pouvoir commencer une séquence de lecture. Le temps de récupération de la chaîne de lecture fait intervenir les temps de récupération propre de l'amplificateur de lecture, des lignes de digits et des lignes de liaisons. La densité des conducteurs de mots intervient dans la longueur des lignes de digits, donc dans le temps de propagation et de rétablissement sur ces lignes. Cette densité est limitée par l'amplitude de signal minimale nécessaire. La réalisation d'une mémoire rapide nécessite donc une optimisation du point mémoire pour obtenir un signal donné avec la plus grande densité mots possible et, d'autre part, une structure de la chaîne lecture-écriture permettant des temps de rétablissement brefs des bruits d'écriture. Les considérations de courant de commande minimal interviennent surtout dans le cas où la mémoire peut être commandée par une électronique intégrée.

2. Etude d'une mémoire de $3 \cdot 10^5$ bits fonctionnant à un temps de cycle de 200 ns

2.1. Etude du point mémoire

Nous déterminons expérimentalement les caractéristiques magnétiques et géométriques du point mémoire donnant le maximum de signal après perturbations. Dans les structures que nous considérons

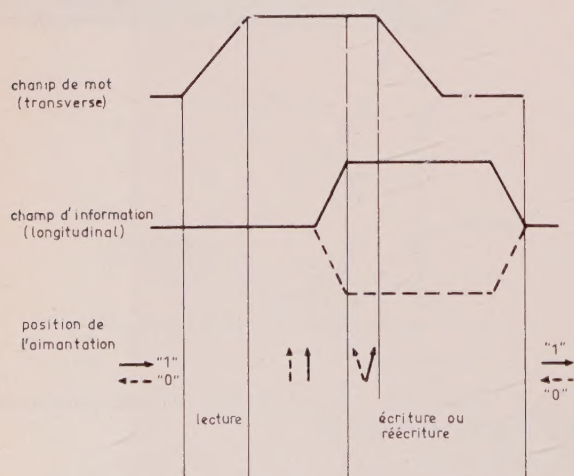


Fig. 2. — Séquence de lecture-réécriture en lecture destructive.

(structures à flux ouvert ou partiellement fermé), l'effet des perturbations par le phénomène de reptation est très sensible. La perturbation d'un bit appartenant à un mot non sélectionné est produite par la coïncidence entre un champ longitudinal de sens opposé à l'information inscrite et un champ transverse de fuite provenant de l'excitation d'un mot voisin. L'optimisation du point mémoire consiste à minimiser cet effet en diminuant les champs perturbateurs et en augmentant le seuil de perturbations des couches. La détermination des caractéristiques optimales du point mémoire est faite pour des densités de mots de 20 mots/cm, 15 mots/cm et 10 mots/cm.

2.1.1. Augmentation du seuil de reptation

L'origine de la reptation [2] est fonction de la nature des parois, donc de l'épaisseur des films. L'interprétation la plus communément admise pour la gamme d'épaisseurs que nous considérons (300 à 800 Å) est le déplacement des lignes de Bloch situées dans les parois à pointes (Cross Ties). Cela nous amène à relier le seuil de reptation au champ coercitif de déplacement des lignes de Bloch qui n'est autre que le champ coercitif transverse H_{cT} relevé sur le cycle d'hystérésis dans la direction difficile.

a) Relation entre H_{cT} et le seuil de reptation

Nous considérons deux dépôts de même épaisseur et de même K_u et H_c mais ayant des H_{cT} et α_{90} différents. La figure 3 montre les courbes d'écriture en 10^7 coups et la courbe de destruction totale de l'information. Le film ayant H_{cT} le plus grand a le seuil de reptation le plus élevé.

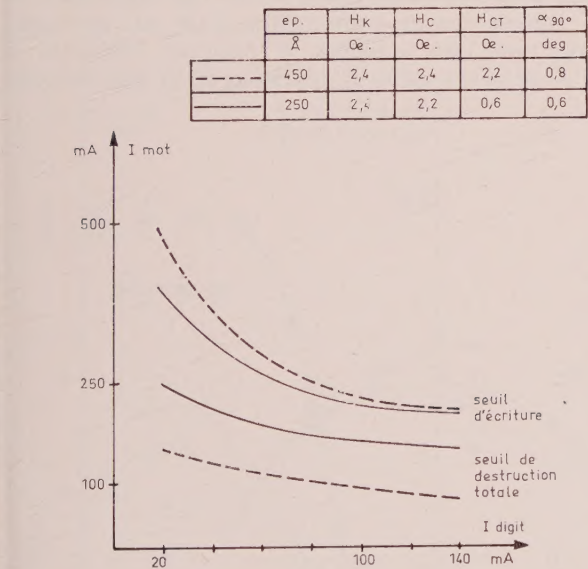


FIG. 3. — Relation entre le champ coercitif transverse et le seuil de reptation.

b) Réalisation de dépôts ayant de forts champs coercitifs transverses

Les dépôts d'épaisseurs variant de 300 à 800 Å sont préparés par évaporation sous vide sur substrat de

verre de 80 μ . Nous utilisons différents procédés pour augmenter le champ coercitif transverse :

- évaporation de FeNi avec sous-couche de Pd,
- évaporation de FeNi en atmosphère humide,
- évaporation de FeNiCo (*).

D'une façon générale nous constatons que l'augmentation de H_{cT} s'accompagne d'une augmentation de la dispersion de la direction d'anisotropie (α_{90}).

Les dépôts faits sur sous-couche de palladium présentent un fonctionnement anormal. Avec des caractéristiques magnétiques statiques identiques à celles de couches de FeNiCo de même épaisseur, elles nécessitent des champs de commande plus importants.

Les dépôts de FeNi évaporés en atmosphère humide ne donnent pas satisfaction car le contrôle de la magnétrostriction est rendu très critique par la présence de la vapeur d'eau dans l'enceinte d'évaporation. Les dépôts que nous testons par la suite ont les propriétés suivantes : $\alpha_{90} < 4^\circ$; $H_{cT} > 1,5$ Oe.

Remarque

Nous ne considérons que les films faits par évaporation sous vide sur substrat de verre. Nous n'avons pas envisagé l'utilisation de dépôts sur substrats métalliques, du fait des difficultés que nous avons rencontrées pour résoudre le problème du vieillissement de ces dépôts, du fait aussi du problème de relaxation des courants de Foucault dans le substrat, phénomène d'autant plus sensible que le taux de travail des impulsions de commande est élevé (ce qui est le cas, en général, dans les mémoires rapides).

2.1.2. Diminution des champs perturbateurs

La diminution des champs perturbateurs est obtenue en agissant sur les largeurs des conducteurs de mots, en gravant les dépôts (diminution des effets démagnétisants et du couplage magnétostatique) et en réalisant une fermeture de flux partielle à l'aide d'un « keeper » de ferrite.

2.1.3. Détermination des dimensions géométriques du point mémoire donnant le maximum de signal après perturbations

Le calcul du signal extrait d'un film magnétique à partir des caractéristiques magnétiques et géométriques du point mémoire est très complexe. Il nécessite d'une part la connaissance du champ effectif dans la couche ($H_{eff} = H_{appliqué} - H_{démagnétisant}$) et d'autre part la connaissance du seuil de perturbations. Les expressions simplifiées permettant le calcul du champ démagnétisant ne sont pas valables dans la direction transverse car elles s'appliquent à des éléments magnétiques soumis à des champs homogènes, ce qui n'est pas le cas pour des champs produits par les lignes d'accès. Enfin, nous n'avons pas pu déterminer de relation quantitative entre H_{cT} et le seuil de reptation. Pour ces raisons, nous avons utilisé un processus expérimental.

(*) Les lames de FeNiCo ont été fournies par la Société LTT.

a) Description du processus expérimental

Pour un film d'épaisseur et de caractéristiques données nous déterminons la largeur du conducteur de mot donnant le maximum de signal après perturbations. Pour chaque pas de mot, nous avons différentes largeurs de conducteurs comme le montre le tableau I.

TABLEAU I
Largeur des conducteurs de mot

Pas de mot (mm)	0,5	0,7	1
Largeur de mot (mm)	0,15 0,25 0,30	0,30 0,40 0,50	0,5 0,6 0,7

b) Description du test de perturbations

Le test que nous décrivons en tableau II est celui qui s'est avéré le plus défavorable dans le cas de la structure en bit double.

Ces opérations correspondent à la perturbation

TABLEAU II
Test de perturbations

		Digits D-1 D D+1			Nombre de coups
Préparation	Ecriture sur mots $M \pm 1$	1	0	1	10^7
	Ecriture sur mot M	0	1	0	10^7
Ecriture	Ecriture sur mot M	0	0	0	1
Perturbations	Ecriture sur mots $M \pm 1$	0	1	0	10^7
Lecture du signal perturbé sur mot M en 1 coup					

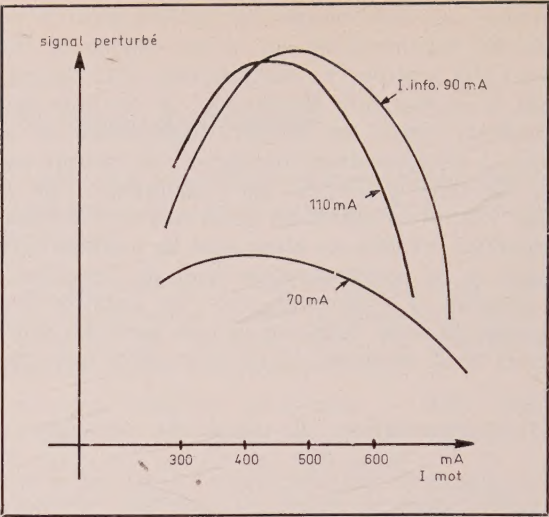


FIG. 4. — Signal perturbé en fonction du courant de mot (courant de digit en paramètre).

d'un « 0 ». Pour la perturbation d'un « 1 », il suffit d'inverser toutes les polarités des digits.

c) Mesures effectuées

Le test de perturbations que nous venons de décrire s'effectue pour différentes valeur de I_{mot} et I_{digit} . Nous relevons le réseau de courbes donné figure 4.

Le point (I_{m0}, I_{d0}) donnant le maximum de signal perturbé S_p est relevé et reporté sur une courbe donnant le signal perturbé en fonction de l'épaisseur. Nous relevons également le signal perturbé en un coup pour les mêmes valeurs (I_{m0}, I_{d0}) . L'écart entre S_{p1} coup et S_{p10^7} coups caractérise la sensibilité du dépôt à la reptation ; plus S_{p10^7} se rapproche de S_{p1} , plus la couche a une bonne tenue aux perturbations. Pour des couches d'épaisseur inférieure à 250 Å pour lesquelles la reptation n'est pas sensible,

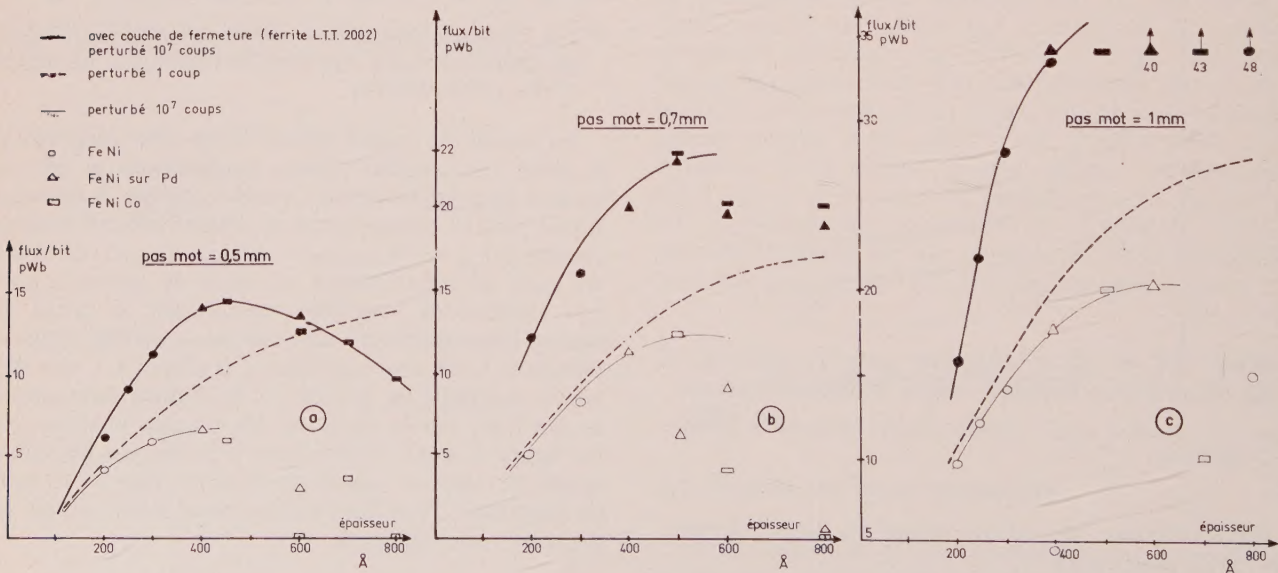


FIG. 5. — Signal perturbé en fonction de l'épaisseur des dépôts magnétiques
a) au pas de mot de 0,5 mm, b) au pas de mot de 0,7 mm, c) au pas de mot de 1 mm.

$S_p 10^7$ et $S_p 1$ sont pratiquement confondus. Le léger écart qui existe est dû au réarrangement des domaines au cours d'écritures successives, phénomène qui est lié à la rotation non cohérente et non à la reptation.

d) Résultats expérimentaux

Les figures 5 a, b et c donnent les résultats de mesures pour les différents pas de mots et ceci sur lames continues. Nous donnons ici la largeur optimale des conducteurs de mot pour chacun des pas :

pas 0,5 mm largeur 0,3 mm $W/p = 0,6$,

pas 0,7 mm largeur 0,5 mm $W/p = 0,7$,

pas 1 mm largeur 0,7 mm $W/p = 0,7$.

Remarquons que les courbes de signal perturbé en 10^7 coups présentent une discontinuité à partir de 300 Å. Au-delà de cette épaisseur, les points ont des ordonnées variables suivant les valeurs de H_{CT} .

Les figures 6 a et b donnent les courbes de signal pour des bits gravés. Pour chacun des pas, la largeur de gravure optimale est donnée. Nous remarquons, en comparant les figures 5 et 6, que la gravure n'apporte une amélioration sur le signal (de 10 % environ) que dans le cas où l'on réalise une fermeture partielle à l'aide d'un plan de ferrite (ferrite LTT 2002).

2.1.4. Conclusion

Parmi les différents procédés utilisés, le dépôt de FeNiCo (avec 3 % de Co) a donné les meilleurs résultats. Les flux extraits des structures sans couche de fermeture sont de 20 pWb (picowébers) au pas de

mot de 1 mm, 12 pWb pour $p_m = 0,7$ mm et 6,5 pWb au pas de mot de 0,5 mm. Les épaisseurs des films correspondants sont de 600 Å, 500 Å et 400 Å. Compte tenu des épaisseurs d'isolants entre les conducteurs de commande et le plan de masse (verre 80 μ et époxy 35 μ), la gravure n'apporte pas d'amélioration sensible. L'utilisation de lames gravées n'est pas justifiée par une augmentation de signal, d'autant plus que leur mise en œuvre pose des problèmes de positionnement et augmente le prix de revient du point mémoire. Enfin, les couches de fermeture (ferrite massif 2002) permettent de doubler pratiquement le flux de sortie sur couches continues. Pour une application en mémoire, il faut utiliser des ferrites souples (poudre de ferrite + liant souple) de grandes dimensions. L'efficacité est environ 30 % inférieure à celle du ferrite massif. L'augmentation de l'épaisseur des dépôts magnétiques, conséquence de l'augmentation du champ coercitif transverse et de l'optimisation de la géométrie du point mémoire se traduit par une amélioration de l'ordre de 20 à 40 % sur l'amplitude du signal par rapport aux dépôts de 250 Å que nous utilisions jusqu'à maintenant.

2.2. Description d'un plan mémoire élémentaire

La conception d'un plan mémoire élémentaire doit permettre la réalisation d'une mémoire de $3 \cdot 10^5$ bits ayant un temps de cycle de lecture - réécriture de 200 ns. D'autre part, l'implantation doit être telle que les liaisons entre plans se fassent à haut niveau. En effet, pour avoir une bonne immunité aux parasites extérieurs il est nécessaire de ne pas constituer de boucles de liaisons à bas niveau de signal. Cette condition est respectée si l'on implante

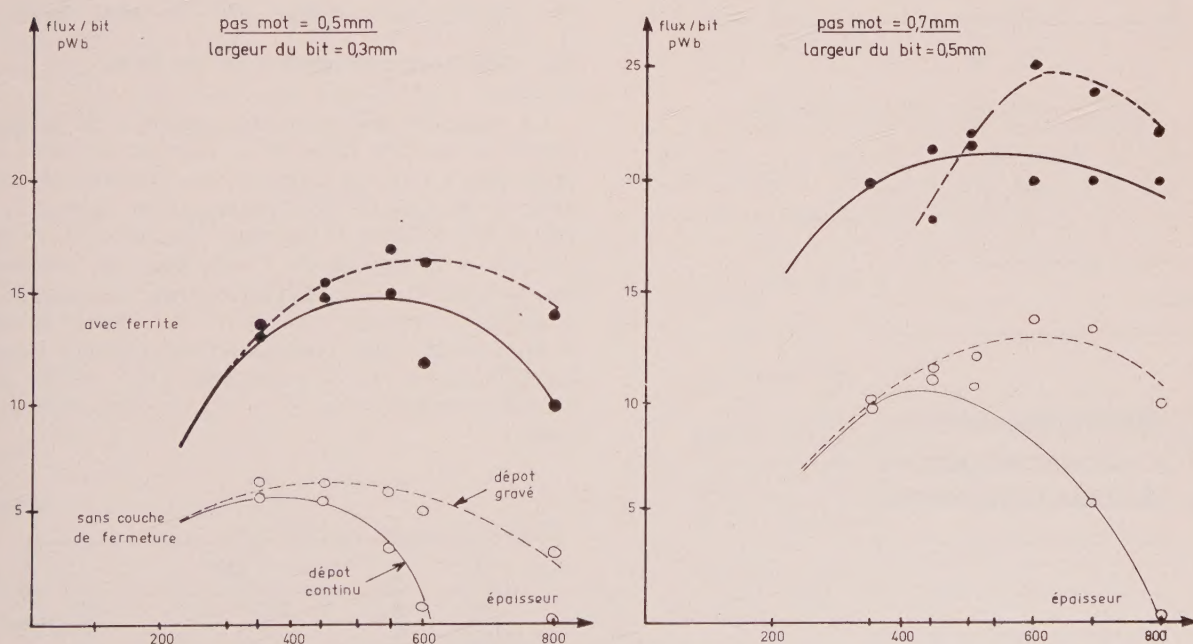


FIG. 6. — Signal perturbé : effet de la gravure des dépôts magnétiques

a) au pas de mot de 0,5 mm,

b) au pas de mot de 0,7 mm.

les amplificateurs de lecture sur le plan de masse, support des éléments mémoires.

Pour des raisons de difficulté de réalisation des circuits imprimés de grandes dimensions et pour maintenir les cotes d'un plan à des valeurs non excessives, la capacité élémentaire est de 512 mots de 72 digits.

La capacité totale de $3 \cdot 10^5$ bits est obtenue en assemblant huit plans élémentaires en parallèle. La figure 7 donne la disposition générale d'un plan et les dimensions des zones occupées par les différents éléments. La figure 8 montre l'empilage réalisé au niveau des éléments mémoires.

Le circuit imprimé double face sur support époxy 100 μ possède des trous métallisés au niveau de la matrice de décodage. Les conducteurs de mots sont en contact avec les lames (celles-ci sont isolées par un vernis). La nappe des conducteurs de commande est réalisée en juxtaposant quatre circuits imprimés identiques comprenant chacun 128 mots de 72 digits (notre installation de gravure ne nous permet pas de faire de circuits de plus grandes dimensions). Deux plaques de mumétal disposées comme indiqué,

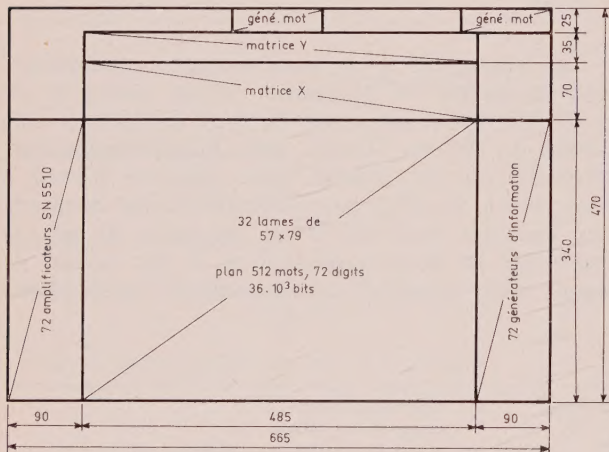


FIG. 7. — Disposition d'un plan élémentaire.

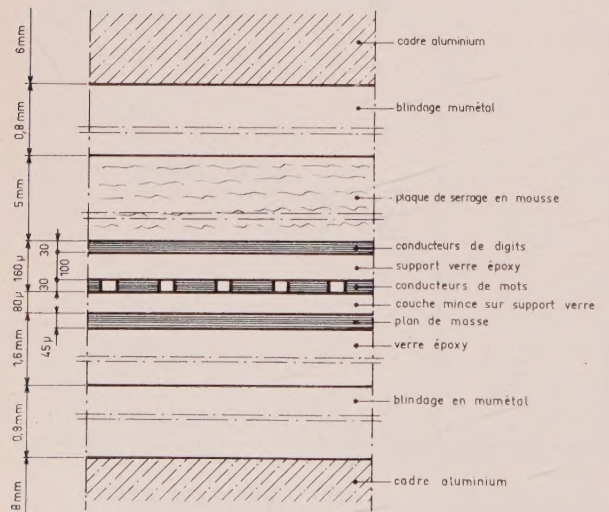


FIG. 8. — Empilage réalisé au niveau des éléments mémoires.

figure 8, blindent efficacement les éléments mémoires contre l'action des champs magnétiques extérieurs.

2.2.1. Lignes de digits

1. Choix et propriétés d'un système de compensation

Dans le domaine des performances que nous voulons atteindre, le choix de la structure digit est très important car les bruits d'écriture ont une incidence sur :

- le temps de rétablissement de l'amplificateur,
- le temps de rétablissement des lignes,
- l'amplitude des phénomènes de polarisation qui peuvent apparaître dans les liaisons amplificateurs - échantillonneurs.

La solution à adopter doit permettre une réjection des bruits d'écriture assez élevée ainsi qu'un fonctionnement en deux sites/bit pour éliminer le bruit capacitif de lecture et doubler le signal à l'entrée de l'amplificateur. Nous avons opté pour une structure avec conducteurs d'écriture et de prélèvement séparés. Nous montrons ici les propriétés du couplage entre deux conducteurs parallèles et le raisonnement qui nous a conduits à la structure finale des lignes de digit.

a) Propriétés du couplage entre deux lignes parallèles [3]

Considérons la figure 9 dans laquelle :

C_m et L_m : capacité et mutuelle inductance entre les deux lignes,

Z_1, Z_2 : impédance caractéristique des lignes 1 et 2,

$E(t)$: impulsion de tension ayant un temps de montée T_m et une amplitude E_{max} ,

l : longueur de couplage entre les deux lignes,

T_p : temps de propagation sur la ligne.

La variation de tension en un point x de la ligne 1 induit un courant capacitif se divisant en deux courants égaux i_C se propageant vers chacune des extrémités de la ligne 2. Simultanément un courant i_L est induit dans la ligne 2. Les deux courants sont proportionnels à la dérivée de l'impulsion de commande sur la ligne 1. A l'extrémité D (qui correspond au couplage direct), les courants i_C et i_L se retranchent. A l'extrémité I (qui correspond au couplage inverse) les courants i_C et i_L s'ajoutent. Dans le cas d'un milieu homogène et si $Z_1 = Z_2$, la tension en D est nulle.

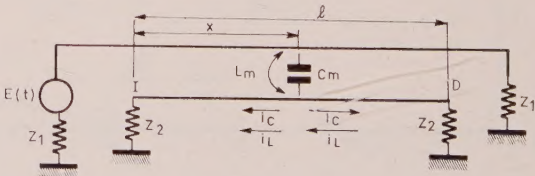


FIG. 9.

L'expression de la tension induite à chaque instant en un point de la ligne 2 est donnée par :

$$V(x, t) = K_D \frac{d}{dt} E \left(t - \frac{T_p x}{l} \right) + K_I \left[E \left(t - \frac{T_p x}{l} \right) - E \left(t - 2T_p + \frac{T_p x}{l} \right) \right]$$

avec :

$$K_D = -\frac{1}{2} \left(\frac{L_m}{Z_1} - C_m Z_2 \right)$$

$$K_I = \frac{1}{4 T_d} \left(\frac{L_m}{Z_1} + C_m Z_2 \right)$$

Le couplage à l'extrémité *D* est donné par *V*(*l*, *t*) et à l'extrémité *I* par *V*(0, *t*).

Dans les configurations que nous avons à considérer, *L_m/Z₁ > C_mZ₂*, ce qui fait que *K_D* est < 0 et *K_I* est > 0.

Toutes les tensions induites dans le sens direct sont en phase avec l'impulsion de commande et s'ajoutent. L'amplitude de la tension *V_D* apparaissant à l'extrémité *D* est ainsi proportionnelle à la longueur commune de couplage des lignes 1 et 2 et à la dérivée $\frac{d}{dt} E(t)$:

$$V_D = K_D l \frac{E_{\max}}{T_m}$$

Le couplage inverse est de nature différente. En effet, la tension induite en un point *x₂* soit *V_{I2}* arrivera à l'extrémité *I* avec un retard 2τ par rapport à la tension *V_{I1}* induite en *x₁* (*x₂ > x₁* et τ = *T_p*(*x₂ - x₁*)/*l*).

La tension *V_I* apparaissant à l'extrémité *I* a une amplitude qui n'est pas fonction de la longueur de la ligne mais une largeur = 2*T_p* ceci dans le cas de lignes longues (*T_p ≫ T_m*). Dans le cas où *T_m > 2T_p* (ce qui est le cas dans notre réalisation) l'amplitude maximale de *V_I* a lieu pour *t* = 2*T_p*.

$$V_{I\max} = K_I \frac{E_{\max} 2T_p}{T_m}$$

K_I n'a pas d'unité tandis que *K_D* est exprimé en

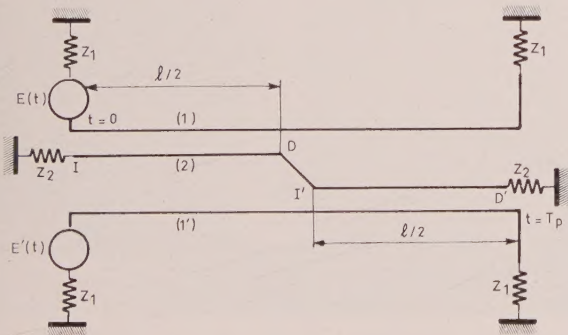


FIG. 10.

nanoseconde par mètre si *l* est en mètres et *T_m* en nanosecondes.

b) *Ordre de grandeur des tensions induites par couplage mutuel*

Le calcul des facteurs *K_D* et *K_I* en fonction des dimensions géométriques du système est pratiquement inextricable. Pour le relevé des valeurs voir la référence [4].

Pour des conducteurs de 250 μ espacés de 250 μ avec une distance de 200 μ par rapport au plan de masse, *K_D* = 0,003 ns/cm, *K_I* = 0,05. Pour des lignes de 10 cm de longueur et des variations *dE(t)/dt* = 3 V/12 ns, *V_D* = 7,5 · 10⁻³ V, ce qui conduit à une réjection dans le sens direct de 50 dB *V_I* = 15 · 10⁻³ V.

Dans ce sens, la réjection est de 44 dB.

c) *Procédé d'annulation des tensions induites par couplage*

Pour compenser la tension induite dans la ligne 2, nous induisons dans cette ligne une tension de signe opposé. Pour ce faire, nous couplons la ligne 2 avec une deuxième ligne inductrice (1') sur laquelle se propage une tension *E'(t)* opposée à *E(t)* comme l'indique la figure 11.

Considérons les tensions induites sur la ligne 2 (ligne de prélèvement) :

Au bout du temps *t* = *T_p*/2, (1) induit sur (2) :

$$V_D(1) = K_D \frac{1}{2} \frac{dE(t)}{dt}$$

Au temps *t* = *t_p*, (1') a induit sur (2) :

$$V_{D'}(1') = K_{D'} \frac{1}{2} \frac{dE'(t)}{dt}$$

Les tensions telles que *V_D* étant toutes en phase, on peut faire leur somme algébrique. D'autre part, si la structure est symétrique *K_D* = *K_{D'}*. Finalement la tension apparaissant en *D'* est :

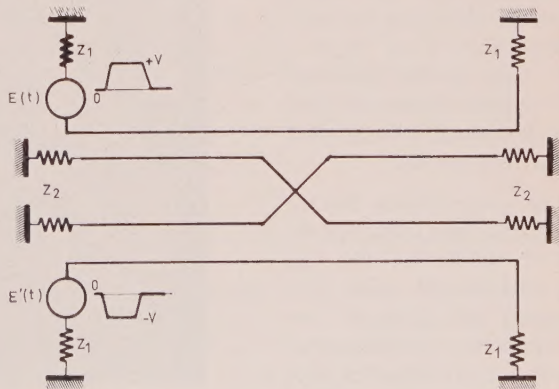


FIG. 11.

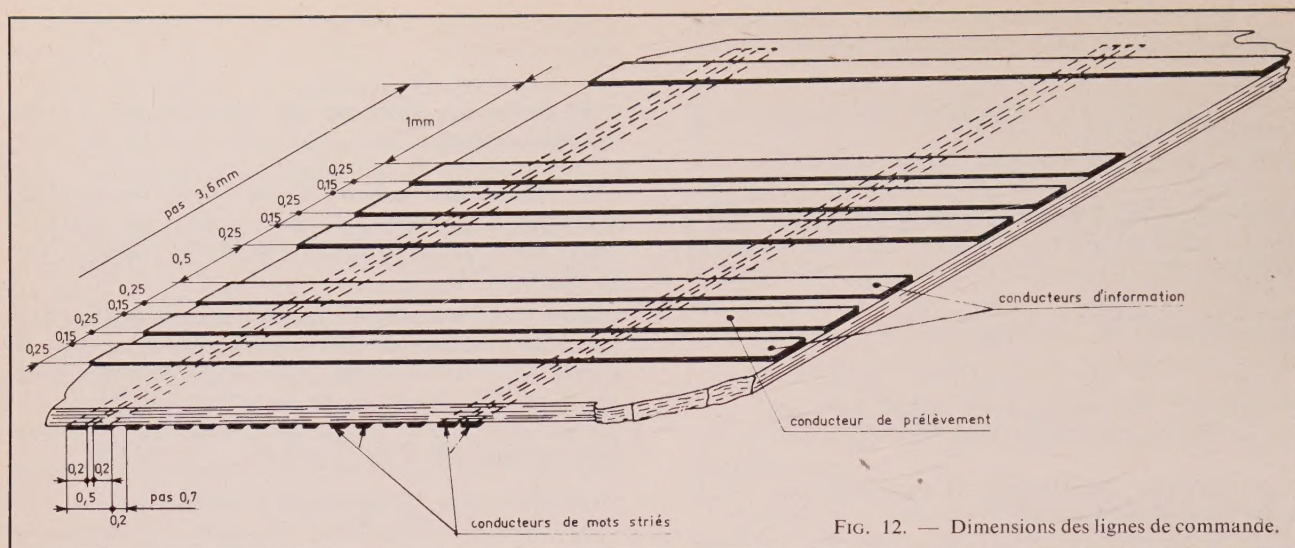


FIG. 12. — Dimensions des lignes de commande.

$$V_{D'} = K_D \frac{1}{2} \left[\frac{dE(t)}{dt} + \frac{dE'(t)}{dt} \right]$$

Si $E(t)$ et $E'(t)$ sont rigoureusement identiques $V_{D'} = 0$. Par contre, les tensions telles que V_I ne peuvent se compenser. N'étant pas en phase entre elles, elles ne peuvent s'annuler.

Nous voyons tout de suite l'intérêt de mettre l'amplificateur de lecture à l'extrémité opposée aux générateurs. Cette disposition est intéressante car elle permet de séparer les générateurs d'écriture à haut niveau des entrées des amplificateurs à bas niveau. La structure précédente s'étend facilement à la configuration à deux sites/bit (fig. 12).

d) Nature et ordre de grandeur des tensions non compensées

Les dissymétries géométriques provoquent des différences entre les coefficients K_D et $K_{D'}$. Si nous reprenons les données du paragraphe b), $V_D = 7$ mV. Des variations de 50 % de l'espacement des conducteurs entraînent des variations de 15 % sur les coefficients K_D , d'où $V_D = 1$ mV. Les modes différentiels apparaissant à l'entrée de l'amplificateur sont donc très faibles.

Les dissymétries électriques ont une influence de nature différente. Du fait des croisements, elles provoquent des tensions non compensées apparaissant en mode commun et elles sont rejetées par l'amplificateur de lecture.

2. Description et performance de la structure de digits

Les largeurs des conducteurs et le pas sont donnés figure 12. La longueur totale est de 49 cm. Les impédances sont 33Ω pour l'écriture et 50Ω pour le prélèvement.

Pour des raisons techniques de réalisation des circuits imprimés, nous partageons les lignes de digits en quatre sections égales raccordées entre elles par des straps en fil émaillé. Le croisement des lignes de prélèvement se fait au niveau du raccordement entre chaque circuit comme le montre la figure 13.

La figure 14 montre le bruit d'écriture à la sortie de l'amplificateur de lecture pour un courant digit de 100 mA.

Il est nécessaire de prévoir une logique supplémentaire, du fait de l'inversion de la polarité des signaux d'une section à l'autre.

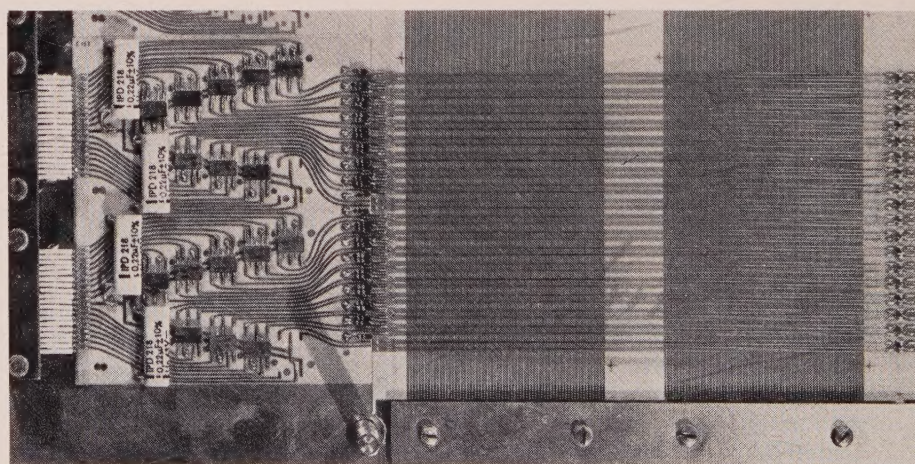


FIG. 13. — Croisements sur les lignes de prélèvement et implantation des amplificateurs de lecture.

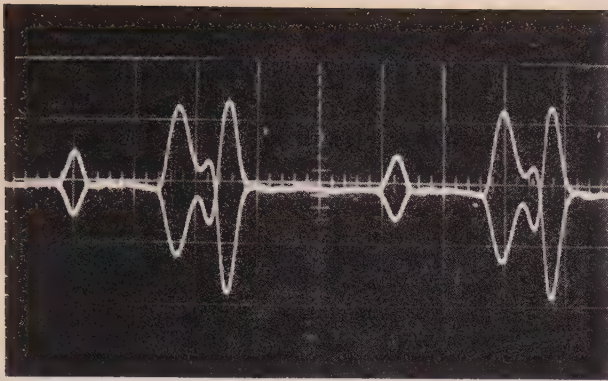


FIG. 14. — Signal et bruit d'écriture à la sortie de l'amplificateur de lecture.

3. Conclusion

La structure que nous avons conçue donne de bons résultats puisqu'elle produit un rapport bruit d'écriture/signal = 3. Par contre, sa mise en œuvre augmente considérablement le nombre de soudures sur les lignes de digits. Nous pensons qu'une solution pourrait être apportée en réalisant les croisements par trous métallisés (ce qui ne serait justifié que dans le cas d'une grande production) et des circuits de plus grande dimension (deux circuits par plan au lieu de quatre).

2.2.2. Etage de puissance du générateur d'information

Le montage de la figure 15 fournit deux impulsions de courant identiques et de polarité opposée.

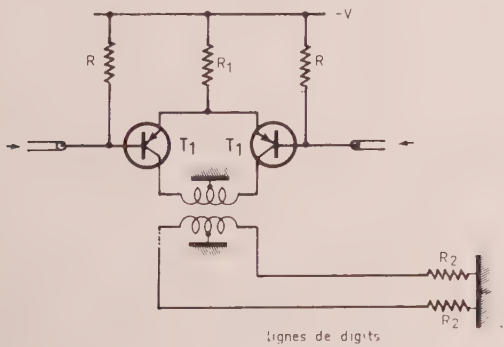


FIG. 15. — Etage de puissance du générateur d'information.

Ce montage a l'avantage d'être simple ; par contre, l'utilisation d'un transformateur provoque des variations du niveau de référence des impulsions comme l'indique la figure 16.

L'amplitude maximale du niveau continu au bout d'un grand nombre d'impulsions est donnée par $V = e\tau/T$. τ/T : taux de travail. Dans notre cas ce taux de travail est de 20 %. Avec les marges actuelles, l'amplitude des variations est acceptable. Si

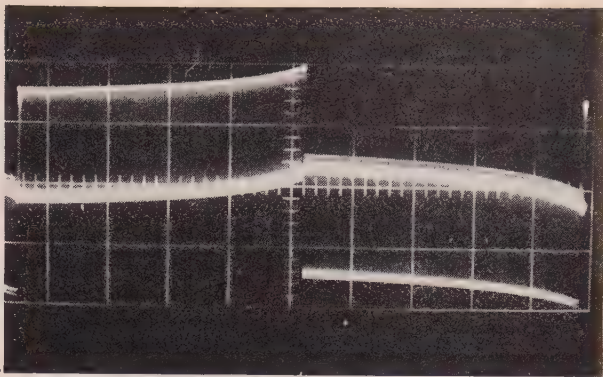


FIG. 16. — Evolution du niveau de référence des impulsions d'écriture.

le taux de travail augmentait, nous serions dans l'obligation d'adopter un autre montage.

2.2.3. Amplificateur de lecture

C'est un amplificateur différentiel intégré SN5510. Le montage réalisé sur la ligne de prélèvement est donné figure 17. Les entrées de l'amplificateur ne sont pas adaptées, ce qui permet un doublement du signal sans augmenter la récupération de la ligne de prélèvement.



FIG. 17. — Prélèvement du signal.

2.2.4. Conducteurs de mots

Les conducteurs de mots sont au pas de 0,7 mm. La largeur déterminée dans l'étude du point-mémoire est de 0,5 mm. Les lignes sont striées pour éviter la génération des courants de Foucault dans le conducteur de mot. (La dissymétrie entre signaux « 1 » et « 0 » avec des lignes non striées est de 15 %). La largeur de la strie est de 100 μ . Les lignes de mots ont 35 cm de long et sont court-circuitées à leur extrémité opposée au générateur. Ceci est possible car le temps de montée de l'impulsion de mot est grand devant le temps de propagation aller et retour sur la ligne. Nous sommes donc dans le cas d'une ligne électriquement courte.

2.2.5. Générateur de mot et matrice de sélection

Nous avons un générateur de mot pour 256 mots. Le schéma est donné figure 18. Un générateur attaque 16 portes Y. La matrice est une matrice à transistors. La résistance placée entre l'émetteur de la porte X et la masse supprime les oscillations au moment de la coupure de l'impulsion de mot.

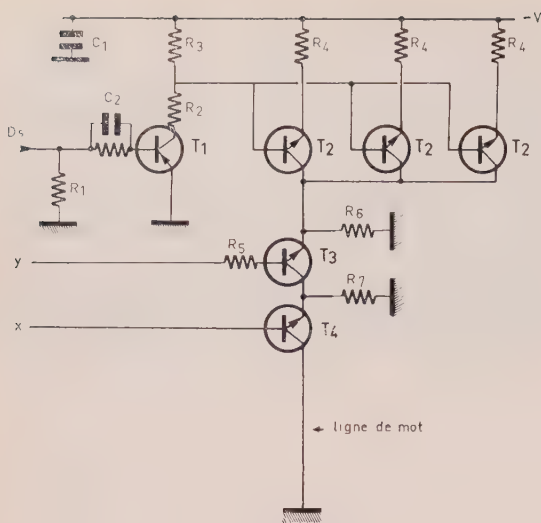


FIG. 18. — Schéma du générateur de mot et de la matrice de décodage.

2.3. Description de l'électronique associée au plan mémoire et commune à tous les plans

L'organisation d'une mémoire complète est indiquée figure 19.

2.3.1. Chaîne de lecture - écriture

Nous avons réalisé uniquement huit chaînes lecture - écriture, notre testeur ne permettant le test

que de 8 digits à la fois. Les sorties des amplificateurs situés sur des plans différents sont connectées à l'entrée d'un mélangeur. Les sorties du mélangeur sont reliées à un étage amplificateur différentiel qui attaque l'échantillonneur (fig. 20).

L'échantillonneur est constitué de deux portes « NOR » à deux entrées. Le registre est un JK Flip Flop qui sert de registre d'entrée et de sortie. Le générateur de digit est muni d'une synchronisation supplémentaire, écrire 1 écrire 2, qui permet de tenir compte de la présence des croisements sur le prélèvement. Remarquons que la liaison amplificateur - mélangeur se fait à grande impédance et ramène une capacité à la sortie de l'amplificateur de lecture. Cela a pour effet de diminuer le gain de l'amplificateur et d'augmenter la récupération sur la ligne de liaison. Nous envisageons l'utilisation d'un autre montage donné figure 21. Des essais préliminaires ont montré que cette solution permet de réduire le temps de récupération de la liaison amplificateur - étage différentiel de 30 ns, d'où un cycle de 170 ns seulement.

2.3.2. Décodeurs X Y et Z

Les trois décodeurs utilisent le même circuit de base composé d'une pyramide de $2+4+8+16$ transistors ; les quatre étages de cette pyramide sont commandés en même temps par quatre étages différentiels recevant les poids d'adresse.

Pour élaborer les ordres écrire « 1 », écrire « 2 », le poids 8 du registre d'adresse pris sur le décodeur Y est envoyé sur le distributeur de synchronisation.

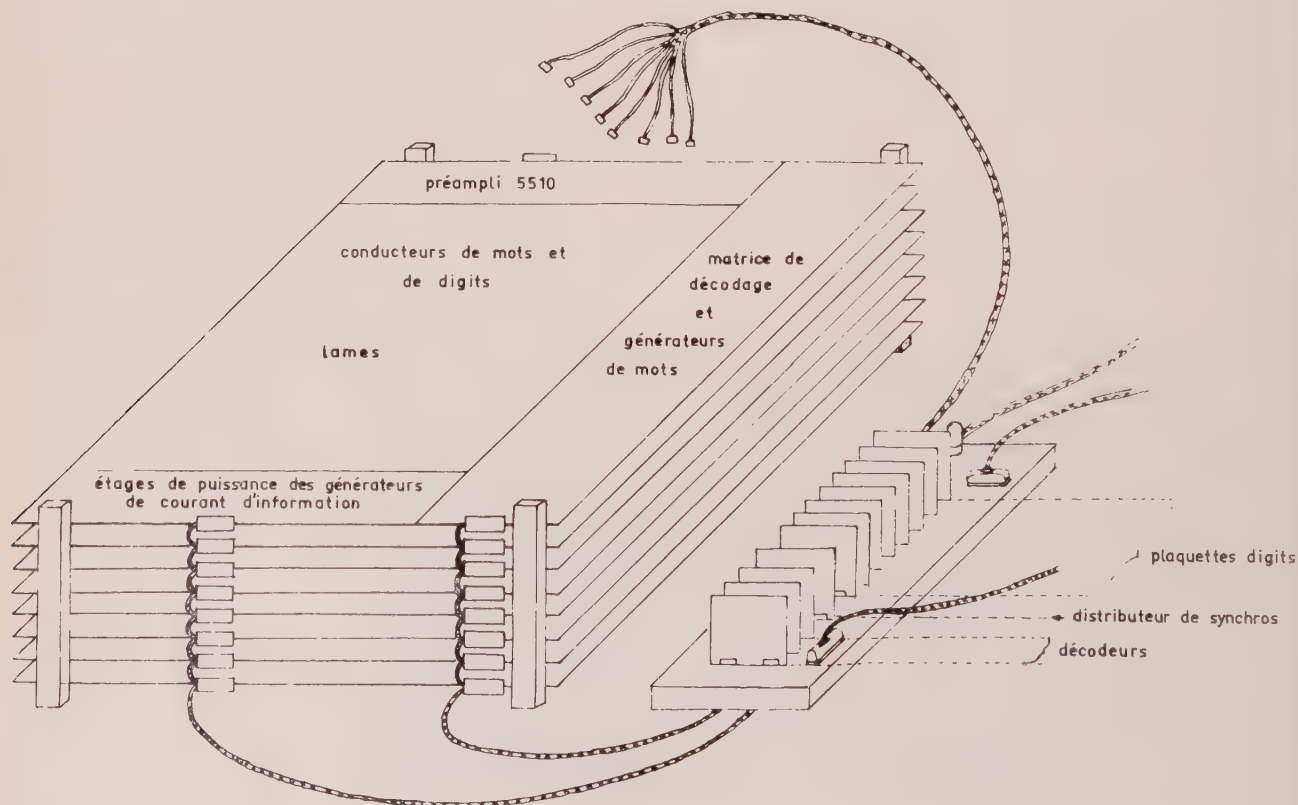
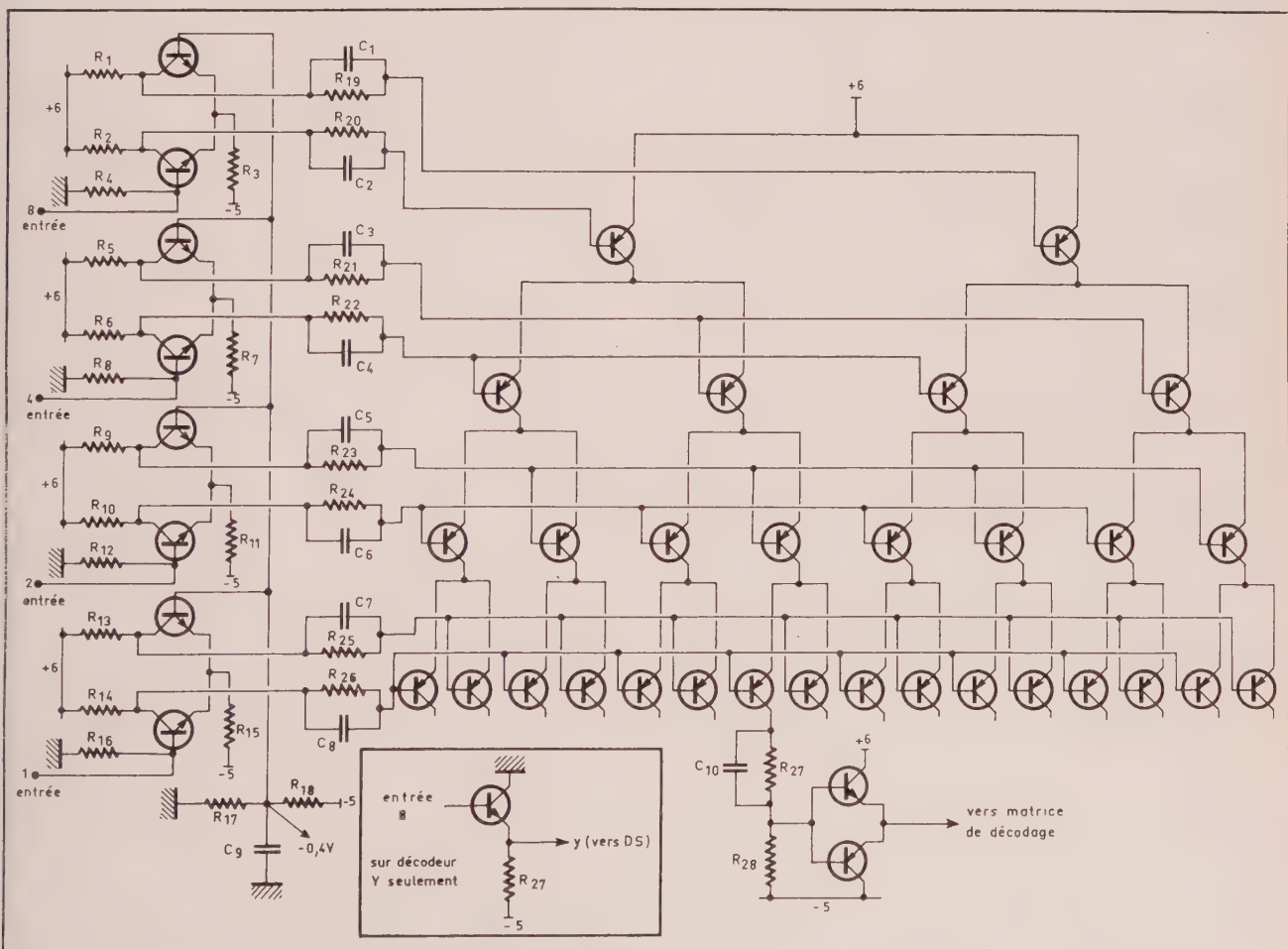
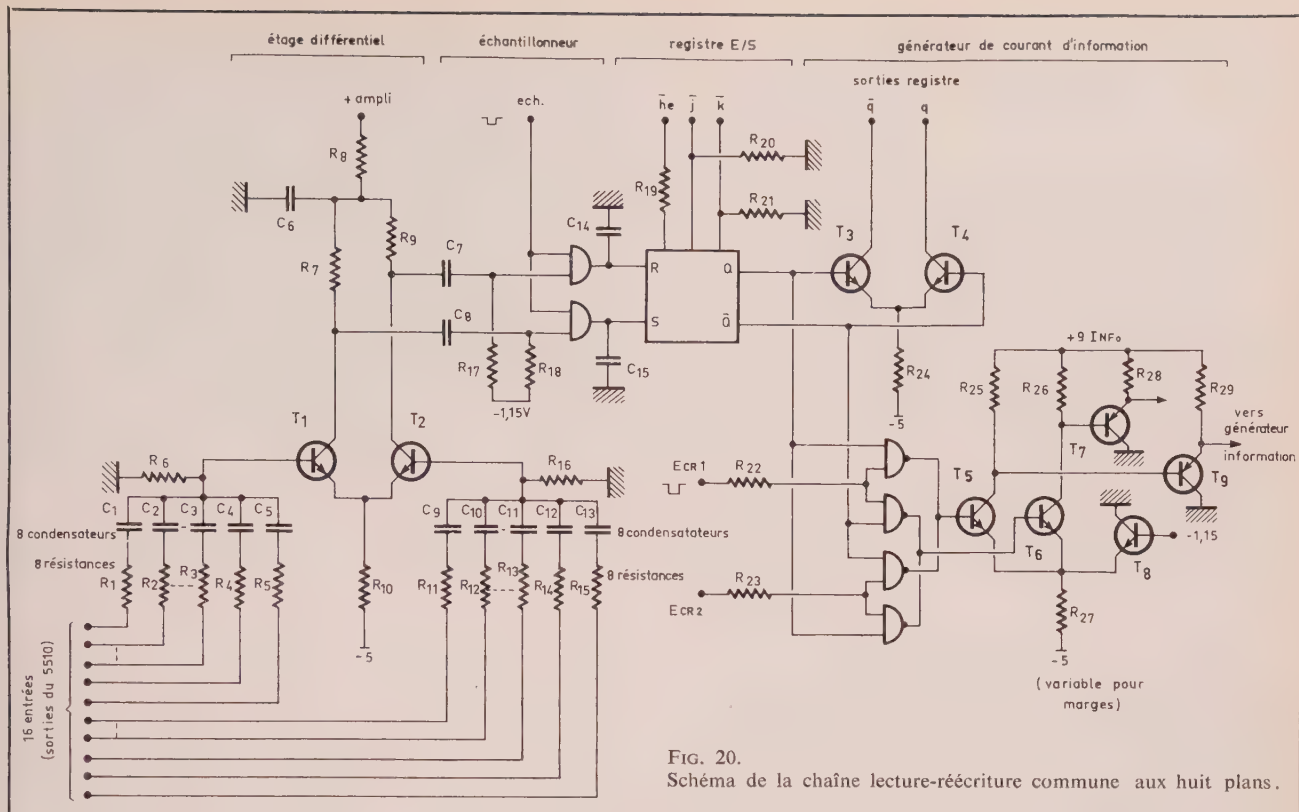


FIG. 19. — Schéma d'organisation de la mémoire complète.



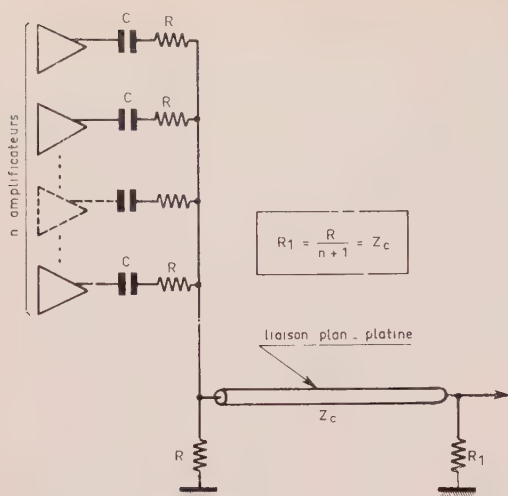


FIG. 21. — Schéma d'amélioration de la liaison amplificateur mélangeur.

Le décodeur Z est un distributeur de synchronisation de mot. Il reçoit quatre poids d'adresse et la synchronisation de mot qui est aiguillée vers la sortie décodée. Il permet ainsi de commander seize générateurs de courant de mot.

Pour avoir un temps de décodage de 40 ns, il faut un décodeur X pour quatre plans. La figure 22 montre le schéma de principe d'un décodeur.

2.3.3. Distributeur de synchronisation

Il fournit la synchronisation de mot, l'impulsion d'échantillonnage et les synchronisations écrire « 1 » écrire « 2 » qui provoquent le changement du courant d'écriture à chaque croisement. Ainsi à la lecture, le signal est le même quelle que soit l'adresse. Cette méthode a l'avantage de ne pas rallonger le temps de cycle.

2.4. Caractéristiques de la mémoire réalisée

Nous n'avons pas réalisé la capacité de $3 \cdot 10^5$ bits. Pour prouver la validité des solutions adoptées, nous avons réalisé un plan partiellement équipé de 256 mots de 16 digits répartis aux deux extrémités des lignes de mots, et un plan entièrement équipé de 512 mots de 72 digits. Ces deux plans sont branchés en parallèle et la charge des six autres plans est simulée à l'entrée de l'étage mélangeur. La figure 23 montre l'ensemble des deux plans et de l'électronique associée.

2.4.1. Caractéristiques des dépôts magnétiques utilisés

Dépôt de FeNiCo de 500 Å sur support de verre 80μ ; $H_K = 2,8$ Oe ; $H_c = 3,2$ Oe ; $\alpha_{90} < 2,5^\circ$; $\beta < 3^\circ$; $H_{cT} = 3$ Oe.

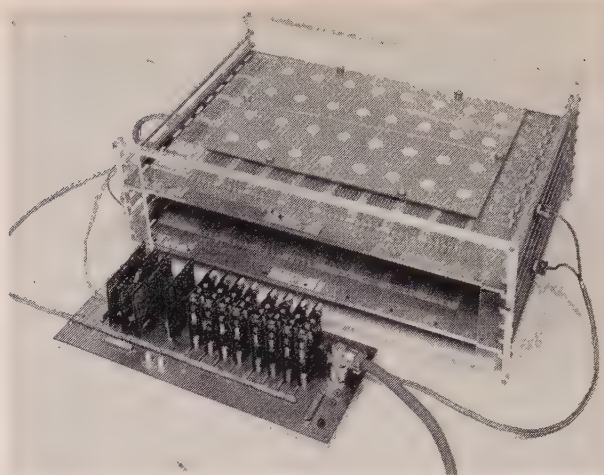


FIG. 23. — Ensemble réalisé.

2.4.2. Caractéristiques électriques

La figure 24 montre la séquence des impulsions. Nous voyons que le temps d'accès est de 100 ns et le temps de cycle de 200 ns. Les valeurs des courants de commande sont :

$$I_{mot} = 500 \text{ mA} \pm 20 \% ,$$

$$I_{digit} = 100 \text{ mA} \pm 15 \% .$$

La courbe de marge sur les courants, commune aux 40 000 points mémoires testés, est donnée figure 25.

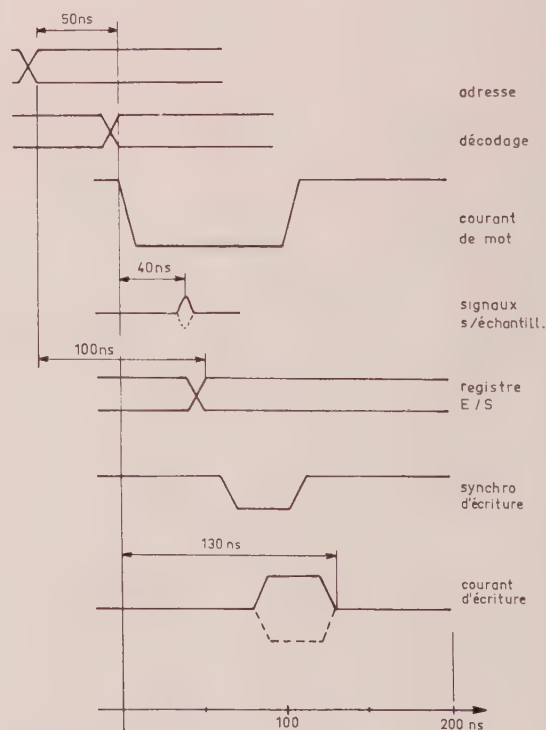


FIG. 24. — Séquence des impulsions de commande.

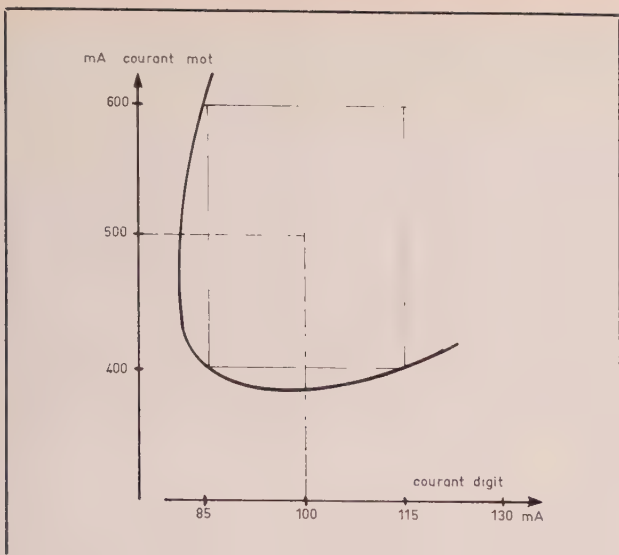


FIG. 25. — Courbe de marges sur les courants pour 40 000 points mémoires.

3. Conclusions

Nous avons réalisé une mémoire fonctionnant avec des marges supérieures à $\pm 15\%$ sur les courants de commande et un temps de cycle lecture - réécriture de 200 ns pour une capacité de $3 \cdot 10^5$ bits. La structure d'un plan élémentaire permet de réaliser des capacités totales de K fois 36 kbits (512 mots de 72 bits) où K représente le nombre de plans élémentaires pouvant varier de un à huit sans pour cela changer l'électronique commune. Cette conception se prête bien à des utilisations spéciales nécessitant des capacités variables allant jusqu'à $3 \cdot 10^5$ bits. Enfin, la mémoire possède une grande immunité aux bruits électriques et aux champs magnétiques extérieurs, ce qui lui permet de fonctionner normalement dans des conditions d'environnement rencontrées couramment.

En conclusion de l'étude, il nous semble que, pour améliorer encore le temps de cycle d'au moins un facteur 2 et diminuer le coût des réalisations, il faille s'orienter vers des structures planes avec fermeture de flux dans une direction préférentielle [10]. Les améliorations apportées par de telles structures par rapport aux structures à flux ouvert ou partiellement fermé sont les suivantes :

- augmentation importante de la densité et diminution des courants de commande,
- suppression des circuits imprimés par l'intégra-

tion des conducteurs de commande par les mêmes techniques que les dépôts magnétiques,

— compatibilité avec une électronique de commande entièrement intégrée.

Cette étude a été faite au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble au Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique, dirigé par M. CORDELLE.

L'équipe qui a réalisé la maquette appartient au Laboratoire d'Electronique physique dirigé par M. GRUNBERG. Elle se composait de MM. CHABANAS, KOESSLER, RETHORE, SAURON, FONTANET, HIRS et DALLAS.

Nous remercions MM. ANTIER, DEUTSCH et MELNICK pour leur collaboration et leurs conseils. Nous remercions également la société LTT pour la fourniture des lames et la suite qu'elle entend donner à cette étude.

Bibliographie

- [1] POHM A.V. and MITCHELL E.N. — Magnetic Film Memories, A Survey. IRE Transactions on Electronic Computers, September 1960, pp. 308-314.
- [2] KAYSER Wolfgang. — Magnetisation creep in magnetic films. IEEE Transactions on magnetics, vol MAG 3, n° 2, June 1967, pp. 141-157.
- [3] FELLER A., KAUPP H.R. and DIGIACOMO J.J. — Crootalk and reflections in high speed digital systems. Proc. Fall Joint Computer Conf. 1965, pp. 511-525.
- [4] Multilayer printed circuit boards. Technical Manual publié par The Institute of Printed circuits.
- [5] ANTIER G., GRUNBERG G., CHABANAS L., ROCHET A. — Etude et réalisation de mémoire à couches minces ferromagnétiques. (CEN Grenoble). Colloque International sur les Techniques des mémoires. Paris 1965, pp. 143-154.
- [6] JUDENSTEIN A., TYSKA J.M. — Mémoire à couches magnétiques minces à faibles courants d'accès (1 024 mots, 36 bits - 170 ns). (Lab. Central de Télécommunications Paris). *Revue des Télécommunications*, n° 42/1, 1967
- [7] MEDDAUGH S.A. and PEARSON K.L. — A 200 nanosecond thin film main memory system. (UNIVAC) Proc. Fall Joint Computer Conf. 1966, pp. 281-292.
- [8] BITTMANN Eric E. — A 16K-Word, 2 Mc magnetic thin film memory. (Burroughs). Proc. Fall Joint Computer Conf 1964, pp. 93-106.
- [9] SIMKINS Q.N. — A high-speed thin film memory. Its design and development. (IBM). Systems development division, Poughkeepsie, New York.
- [10] FINCH T.R. — A debate - Main frame memory technology. Fall Joint Computer Conf. 1967, pp. 593-600.

Procédé électromagnétique pour la détection des carrières souterraines. Simulation sur cuve électrolytique HF

R. GABILLARD, J.P. DUBUS, F. LOUAGE

Institut Radiotechnique - Faculté des Sciences de Lille

1. Introduction

Les matériaux de construction étant toujours onéreux à transporter, les bâtisseurs ont de tout temps cherché à se les procurer le plus près possible du lieu de leur mise en œuvre. Ainsi lorsque les villes étaient implantées sur des terrains d'où la pierre à bâtir pouvait être extraite, elles se sont entourées d'une ceinture de carrières. Ce fut le cas de Paris et de certaines villes de province, Lille, en particulier. Ces carrières étaient souvent souterraines et au début leur exploitation était anarchique. Lorsque les villes se sont étendues, on a donc bâti sur d'anciennes carrières dont des effondrements ultérieurs ont été la source de catastrophes. Celles-ci ont entraîné la création, en 1777, de l'Inspection générale des Carrières de la Seine. Après la création du Corps des Mines en 1810 ce service lui fut rattaché. Mais ce n'est qu'en 1967 que fut créé dans le Nord le Service départemental des Carrières souterraines.

Actuellement, les projets d'édification des métropoles régionales se font souvent sur des terrains dans lesquels d'anciennes carrières souterraines sont susceptibles d'exister. Le service des Mines est alors consulté par les urbanistes, mais dans des terrains où les carrières remontent parfois à l'occupation espagnole des Flandres, on ne peut faire appel à aucune archive, et il est nécessaire de trouver des moyens pour déceler des cavités in situ. Il existe pour cela plusieurs procédés physiques que nous rappellerons.

En collaboration avec le service des Mines de Douai, puis, après sa création, avec le Service départemental des Carrières souterraines, nous avons essayé de perfectionner le procédé bien connu de prospection

électrique, en nous efforçant de l'adapter au type particulier de carrières que l'on rencontre dans la région du Nord.

2. Type particulier de carrières rencontrées dans le Nord et procédés utilisés pour leur détection

Les terrains crayeux au sud de Lille sont criblés de cavités du type montré par la figure 1. Pour extraire la craie, on commençait par creuser un puits dont on augmentait le diamètre dès que la bonne pierre était atteinte. On approfondissait ensuite jusqu'à atteindre la nappe phréatique, ensuite, on bouchait l'orifice du puits, et le tout était abandonné. L'exploitation continuait par le même processus un peu plus loin. Les cavités laissées dans le sous-sol par ce type d'exploitation ont reçu le nom de « catiches ».

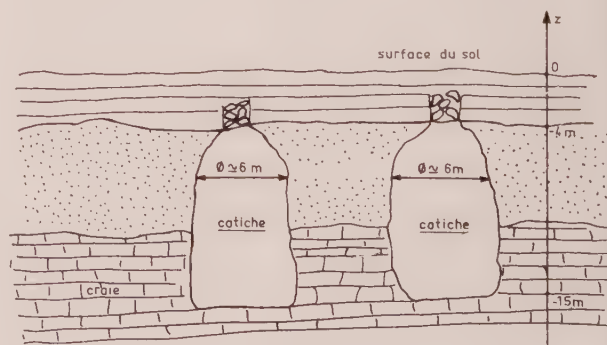


FIG. 1.

Pour détecter les catiches deux procédés sont actuellement employés (*).

2.1. La gravimétrie

Les catiches constituent des vides importants capables d'influencer le champ de gravitation local, on peut donc les détecter en observant les anomalies de ce champ à la surface du terrain prospecté.

Cette méthode donne de bons résultats dans les terrains du Nord essentiellement plats, mais elle nécessite des mesures de précision assez longues et coûteuses.

2.2. Les sondages

C'est le seul procédé permettant de déceler la présence d'une cavité avec une certitude absolue. Cette certitude est obtenue lorsque le sondage tombe dans la cavité.

Mais pour que cette méthode soit efficace, il faudrait quadriller le terrain à prospecter de sondages dont l'espacement soit de l'ordre de grandeur du diamètre des catiches (4 à 5 m). Le nombre des sondages à effectuer pour des terrains qui ont souvent plusieurs hectares de superficie, est alors prohibitif, et la méthode est trop onéreuse pour pouvoir être systématiquement employée. La méthode électromagnétique que nous avons développée permet d'augmenter l'espacement des sondages tout en conservant au procédé sa sécurité d'interprétation.

3. Principe d'un procédé de détection électromagnétique des catiches à partir d'un sondage

L'idée de base du procédé que nous allons décrire, est d'exploiter la symétrie de révolution du champ électromagnétique produit à la surface du sol par un dipôle électrique vertical enterré.

Le dipôle électrique constitué simplement par deux électrodes est descendu dans un forage (fig. 2). Si le terrain autour de ce forage est homogène, on observe seulement en surface une composante radiale E_r de champ électrique dont l'intensité décroît en fonction de la distance à l'axe du forage suivant une loi connue. Si le terrain contient une catiche, on observe en passant au-dessus une anomalie très nette du champ E_r .

Le procédé consiste donc à relever autour de chaque sondage la carte du champ E_r . Si cette carte montre une symétrie de révolution et une variation régulière de E_r , on peut affirmer avec certitude que le terrain prospecté ne contient pas de catiches.

On a ainsi la possibilité d'espacer suffisamment les sondages pour que la méthode devienne commercialement exploitable.

Ce procédé permet donc de combiner l'intérêt d'une campagne de sondages et d'une prospection

(*) D'autres procédés basés sur la sismique et sur la prospection électrique classique en courant continu, ont été également essayés sans résultats probants.

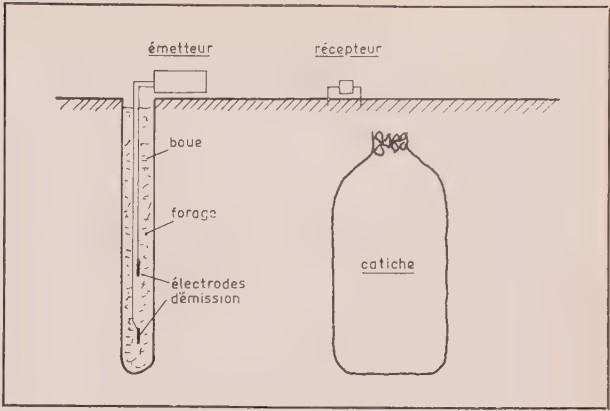


FIG. 2.

électrique. Le relevé électromagnétique augmentant le rayon d'investigation du sondage, nous avons montré que la limite de ce rayon est d'environ 30 m pour des catiches dont la partie supérieure est à moins de 5 m du sol.

4. Analyse théorique

Le champ électromagnétique créé par un dipôle électrique vertical (DEV) placé dans un demi-milieu conducteur et homogène, s'obtient à partir des équations de Maxwell, dans lesquelles on néglige le terme correspondant au courant de déplacement (hypothèse $\sigma \gg \omega \epsilon$ toujours vérifiée pour le sol).

$$\text{rot } \vec{H} = \sigma \vec{E} \tag{1}$$

$$\text{rot } \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \tag{2}$$

La composante E_r du champ électrique est dérivée du potentiel de Hertz $\vec{\Pi}$. A cause de la symétrie de révolution, $\vec{\Pi}$ ne possède qu'une composante verticale Π_z .

On a :

$$E_r = \frac{\partial^2}{\partial r \partial z} \Pi_z, \tag{3}$$

et :

$$\Pi_z = \int_0^\infty (ae^{-uz} + be^{uz}) J_0(\lambda r) d\lambda, \tag{4}$$

$$\text{avec : } u = \sqrt{\lambda^2 + \gamma^2} \tag{5}$$

$$\text{et : } \gamma^2 = j\omega \mu \sigma, \tag{6}$$

σ étant la conductivité du demi-milieu conducteur.

Les coefficients a et b sont déterminés en écrivant que les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique sont continues à la traversée de l'interface air-sol.

On trouvera le détail de ce calcul dans les références [1, 2, 3, 4], il donne pour l'expression de la composante E_r :

$$E_r = \frac{-I l r h}{2\pi \sigma R^5} (3 + 3\gamma R + \gamma^2 R^2) e^{-\gamma R} \tag{7}$$

avec :
$$R = \sqrt{r^2 + h^2} \quad (8)$$

h est la profondeur du dipôle émetteur et r la distance du point de mesure à l'axe du forage (fig. 2 et 3).

I est le courant du dipôle et l l'espacement de ses électrodes.

La formule (7) n'est valable que dans les hypothèses suivantes :

$$l \ll R \text{ (approximation du dipôle)} \quad (9)$$

$$\omega r/c \ll 1 \text{ (approximation des basses fréquences)} \quad (10)$$

La condition (10) implique seulement que la fréquence angulaire du courant sinusoïdal utilisé donne lieu à une longueur d'onde dans l'air beaucoup plus grande que le rayon d'investigation r .

Avec des valeurs de la fréquence inférieures à 10 kHz, la condition (10) est toujours satisfaite, par contre la condition (9) est plus difficile à remplir. Lorsque (9) n'est pas satisfaite, le calcul donne pour E_r l'expression [5] :

$$E_r = -\frac{I}{2\pi\sigma}r\left[\frac{1+\gamma R'}{R'^3}e^{-\gamma R'} - \frac{1+\gamma R''}{R''^3}e^{-\gamma R''}\right] \quad (11)$$

R' est la distance de l'électrode supérieure du dipôle au point de mesure, et R'' celle de l'électrode inférieure (fig. 3).

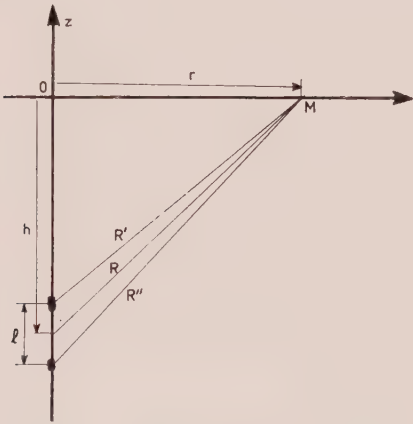


FIG. 3.

La figure 4 montre la variation du module de E_r en fonction de r donnée par la formule (11) pour les valeurs suivantes des paramètres :

$$\begin{aligned} I &= 1 \text{ A} & \sigma &= 10^{-2} \text{ S/m} \\ l &= 4 \text{ m} & f &= 2 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (12)$$

Ce résultat théorique est valable pour un terrain homogène et de surface plate. Si ce terrain contient une cavité possédant elle-même un axe de révolution vertical (comme c'est le cas des catiches), le champ du dipôle émetteur sera perturbé.

On peut admettre que la cavité va se comporter comme un dipôle secondaire induit d'axe vertical

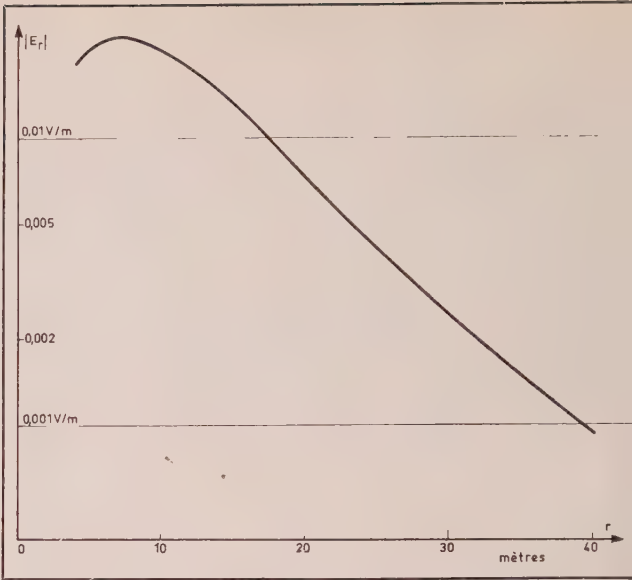


FIG. 4.

engendrant autour de lui un champ du même type que celui du dipôle émetteur mais d'amplitude plus faible. Le résultat sera une bosse sur la courbe donnant l'intensité de E_r en fonction de r (fig. 5).

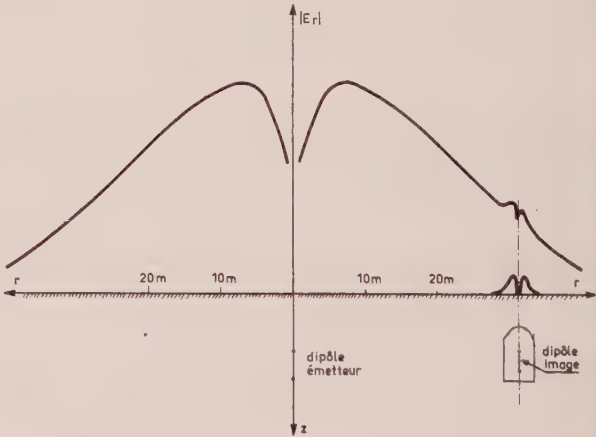


FIG. 5.

5. Résultats de mesures sur le terrain

La méthode que nous venons de décrire a été essayée sur le terrain de l'aéroport de Lille-Lesquin dans lequel des catiches ont été découvertes au cours de la construction des pistes. Un forage de 15 m de profondeur a été fait à 31 m d'une cavité connue. Dans ce forage était placé un dipôle électrique formé par deux électrodes espacées de 4 m. Par ces électrodes un courant de 500 mA à la fréquence de 2 kHz était injecté dans le sol. La conductivité de celui-ci était d'environ 10^{-2} S/m. La composante E_r était mesurée au moyen d'un amplificateur de gain étalonné branché entre deux petits piquets espacés de 1 m. La figure 6 représente le dispositif expérimental.



FIG. 6.

La courbe de la figure 7 montre le champ E_r mesuré le long d'un rayon passant par l'axe de la catiche. Cette courbe présente bien une bosse à l'endroit prévu mais la forme de cette perturbation est différente de celle montrée figure 5.

De toute évidence, l'écartement fini des piquets du mesureur de champ, doit estomper une éventuelle structure fine de la perturbation. D'autre part, la forme de la bosse doit être reliée à celle de la cavité. Celle-ci étant irrégulière, le calcul théorique exact serait certainement inextricable.

Nous avons donc essayé d'étudier l'influence de la forme de la cavité par une méthode analogique.

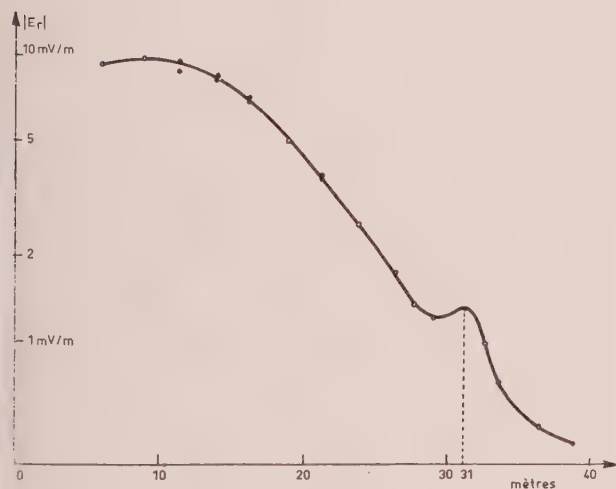


FIG. 7.

6. Simulation analogique

Nous avons employé la méthode de la cuve électrolytique haute fréquence. Cette technique se distingue du procédé classique des cuves rhéographiques en ce qu'elle réalise, entre la propagation électromagnétique dans l'eau de la cuve et dans le terrain, une similitude parfaite.

Pour comprendre son principe, considérons les équations de Maxwell (1) et (2).

Désignons par l'indice 0 les grandeurs relatives à

la cuve. Nous aurons, pour résoudre le problème de propagation dans celle-ci, les équations de base :

$$\text{rot}_0 \vec{H}_0 = \sigma_0 \vec{E}_0 \quad (13)$$

$$\text{rot}_0 \vec{E}_0 = -j\omega_0 \mu \vec{H}_0 \quad (14)$$

La dimension physique du rotationnel étant l'inverse d'une longueur, nous avons :

$$\text{rot} = \frac{L}{L_0} \text{rot}_0 \quad (15)$$

nous posons :

$$S = L/L_0 \quad (16)$$

S est le rapport de similitude entre les dimensions sur le terrain et les dimensions dans la cuve. Les équations (13) et (14) peuvent donc s'écrire :

$$\text{rot} \vec{H}_0 = \frac{1}{S} \sigma_0 \vec{E}_0 \quad (17)$$

$$\text{rot} \vec{E}_0 = -j \frac{1}{S} \omega_0 \mu \vec{H}_0 \quad (18)$$

Si l'on désire avoir :

$$\frac{\vec{E}_0}{\vec{E}} = \frac{\vec{H}_0}{\vec{H}} = k \quad (19)$$

k étant une constante quelconque, il suffira de réaliser les conditions :

$$\sigma_0 = S\sigma \quad \text{et} \quad \omega_0 = S\omega \quad (20)$$

Nous avons réalisé une cuve avec $S = 150$ ce qui nécessite de l'alimenter avec du courant à 300 kHz et d'avoir pour conductivité de l'eau $\sigma_0 = 1,5$ S/m ce que l'on obtient facilement en dosant convenablement l'électrolyte. Les cavités sont simulées par des blocs isolants.

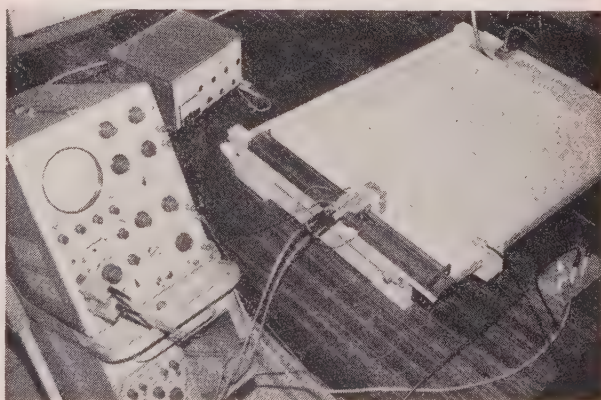


FIG. 8.

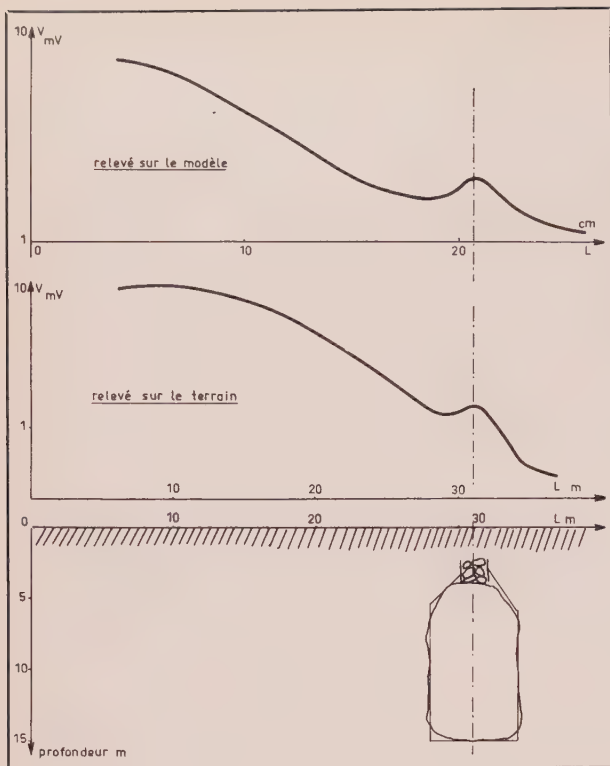


FIG. 9.

La symétrie de révolution du phénomène à simuler nous permettait d'utiliser une cuve inclinée. La figure 8 donne une vue d'ensemble de ce dispositif.

La figure 9 montre la comparaison entre les courbes $E_r = f(r)$ relevées sur le terrain et dans la cuve. On constate que les bosses des deux courbes coïncident parfaitement.

7. Détermination analogique de la forme des cavités et de leurs profondeurs

Afin d'étudier plus facilement l'influence de la forme et de la profondeur des cavités sur les anomalies qu'elles engendrent, nous faisons le rapport :

$$R = E_r / E'_r.$$

E_r étant le champ relevé lorsqu'une cavité existe dans le milieu conducteur et E'_r étant le champ lorsque ce dernier est homogène.

Dans une première phase, nous avons idéalisé les catiches par des blocs isolants cylindriques. La figure 10 montre alors le rapport R obtenu pour trois profondeurs du sommet correspondant sur le terrain à 3 m, 3,75 m et 4,5 m et pour des distances à l'axe du forage de 22 m et 31,5 m.

Dans une deuxième phase, les catiches ont été simulées par des blocs à extrémités tronconiques (fig. 11). C'est dans ce cas que nous avons observé le meilleur accord entre les résultats de la cuve et les mesures sur le terrain.

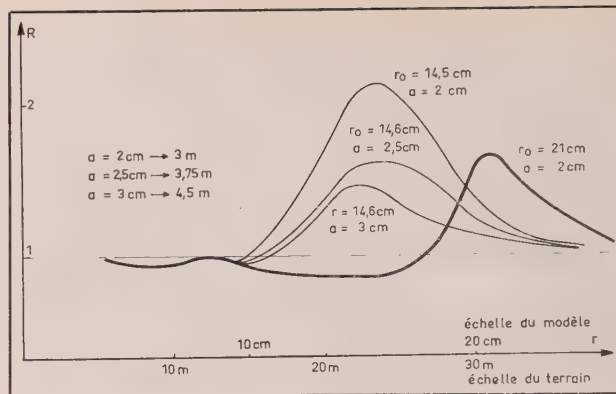


FIG. 10.

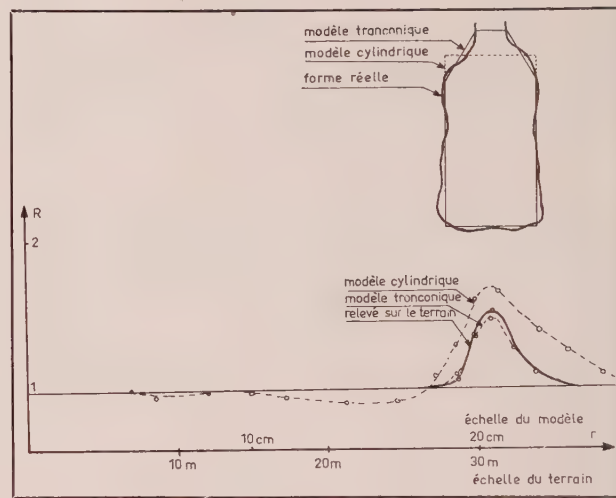


FIG. 11.

On constate que l'amplitude de l'anomalie décroît lorsque la profondeur ou l'éloignement de la cavité augmente, ce qui est conforme à l'intuition. Mais nous avons pu, grâce à la simulation analogique, déterminer quantitativement, les limites pratiques d'utilisation du procédé. L'éloignement maximal est fonction de la profondeur du sommet des catiches. Dans chaque cas particulier, celle-ci dépend de l'épaisseur du mort terrain recouvrant la pierre à bâtir. On peut donc déterminer, pour un terrain à prospector et pour une forme de catiche donnée, le pas du quadrillage de sondages qui permettra d'obtenir une certitude sur l'absence ou la présence de cavités. Par exemple, pour des cavités tronconiques, s'ouvrant à 1,5 m du sol (cas de l'aéroport de Lille), un espacement de 50 m entre les forages serait suffisant.

8. Conclusion

Nous avons développé une méthode qui permet de simplifier l'interprétation théorique d'un procédé de prospection électrique. Cette simplification résulte de la symétrie de révolution qui existe autour d'un forage dans un terrain sain.

Il n'est pas exclu que les procédés conventionnels opérant uniquement depuis la surface du sol donnent aussi des résultats, mais les sondages de reconnais-

sance étant effectués de toute façon, il est intéressant d'en tirer parti.

Nous avons d'autre part montré que la simulation sur cuve électrolytique haute fréquence permet de construire une maquette fidèle. Il est ainsi possible de mettre au point en laboratoire les procédés de prospection destinés à être utilisés sur le terrain et de déterminer à l'avance leurs possibilités et leurs limites.

9. Remerciements

Nous tenons à remercier Monsieur le Préfet du Nord, Pierre DUMONT, qui nous a soumis ce sujet de recherches et mis en rapport avec le Service départemental des Carrières souterraines du Département du Nord. Nous remercions également les ingénieurs

des Mines qui ont collaboré à ce travail, et en particulier MM. DUVERGER et FERCHAUX.

Bibliographie

- [1] WAIT J.R. — Electromagnetic waves in stratified media. Pergamon Press, Oxford, New York, Paris, 1962.
- [2] BANOS. — Dipole radiation in the presence of a conducting half space. Pergamon Press, Oxford, New York, Paris, 1966.
- [3] SOMMERFELD. — Partial differential equations in physics, Academic Press, New York, 1949.
- [4] GABILLARD R. — Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs. Application aux télécommunications souterraines. Tome 1. Propagation dans un milieu infini et dans un demi-milieu. Rapport I.R.E.L. 67-110, 1967.
- [5] DUBUS J.P. — Recherche théorique et expérimentale des possibilités d'adaptation de certaines méthodes de prospection électromagnétique à la détection des cavités souterraines. Thèse 3^e cycle, Lille, 1968.

La visualisation graphique dans la conception assistée par ordinateur

P.Y. LEHEMBRE

SINTRA

1. Introduction

L'utilisation de matériels de visualisation électronique graphique dans les différents domaines où peut être utilisée la conception aidée par ordinateur (CAO) rencontre une faveur grandissante. Des réalisations très connues concernent, en particulier la préparation de programmes de commande numérique de machines-outils, le dessin d'architecte, la préparation de circuits électroniques et l'implantation en microélectronique.

Comment s'explique cet intérêt ? On sait que les deux aspects fondamentaux des matériels de visualisation électronique graphique sont :

— D'une part, qu'ils permettent de présenter ou de modifier presque instantanément des dessins très complexes ;

— D'autre part, qu'ils permettent le dialogue entre un opérateur et un ordinateur au niveau de l'image, grâce à l'emploi du crayon électronique (« light pen »), ou d'autres moyens.

On profite de ces deux aspects fondamentaux en basant la conception aidée par ordinateur sur les deux principes suivants :

— Ecrire des programmes automatisant intégralement les parties de travail présentant un caractère de calcul ou de traitement répétitif ;

— Faire appel à un opérateur, grâce au système de visualisation, pour les parties de travail très complexes à programmer.

A ces idées fondamentales, on peut adjoindre les observations suivantes :

— Cette conception peut correspondre à la phase transitoire dans laquelle on analyse le comportement

de l'opérateur pour permettre la programmation des parties complexes.

— Il n'y a pas obligatoirement dans cette application, au contraire d'autres utilisations de matériels de visualisation, un dialogue très riche ou de niveau élevé entre opérateur et ordinateur.

Le présent article n'a pas pour but d'indiquer comment on peut utiliser un matériel de visualisation dans les applications de conception de matériels électroniques, mais de donner des indications générales sur l'emploi de ces matériels.

Cependant, avant d'aborder cette partie, nous enverrons les applications possibles ou déjà mises en œuvre dans le domaine particulier des circuits électroniques.

1.1. En ce qui concerne l'assemblage des circuits logiques (microcircuits intégrés en particulier) pour former un ensemble, on peut distinguer les phases suivantes :

1. Mise en équations logiques de la fonction recherchée,

2. Vérification et en particulier étude des états transitoires,

3. a) Répartition des microcircuits nécessaires en utilisant des cartes existantes, et dans ce cas, étude de l'implantation des cartes,

b) Implantation des microcircuits nécessaires sur des cartes réalisant des fonctions complètes, compte tenu des contraintes de plans de câblage,

4. Etablissement des différents éléments d'un dossier de production.

Ces opérations sont toutes d'un caractère qui permet assez aisément leur programmation. Il semble, a priori,

qu'il ne soit donc pas nécessaire de faire appel à un matériel de visualisation pour en faciliter la réalisation. Cependant les travaux actuels laissent apparaître assez souvent une difficulté de mise en œuvre des critères d'optimisation, surtout lorsqu'il s'agit de problèmes de topologie. Il peut être intéressant, dans ce cas, de faire appel à la visualisation pour permettre à un opérateur de choisir parmi des solutions successivement proposées par l'ordinateur.

1.2. En ce qui concerne l'assemblage d'éléments actifs ou passifs pour réaliser un circuit (analogique en particulier), les phases du travail sont :

1. Le dessin du circuit.
2. L'essai de ce circuit : réponses pour divers types d'entrées ou des variations de valeurs d'éléments.
3. Implantation des éléments sur un circuit imprimé. C'est dans ce domaine que des travaux importants ont été effectués : on connaît, par exemple, le Sketchpad du MIT, le Graphpad de DEC., les programmes IBM. Il est évident que, pour ces problèmes, l'utilisation d'un matériel de visualisation est d'un très grand intérêt, l'opérateur pouvant « dessiner » le circuit sur l'écran (phase 1) et demander au calculateur le résultat de simulations (phase 2) directement sur ce dessin, ceci avec des temps d'attente relativement réduits.

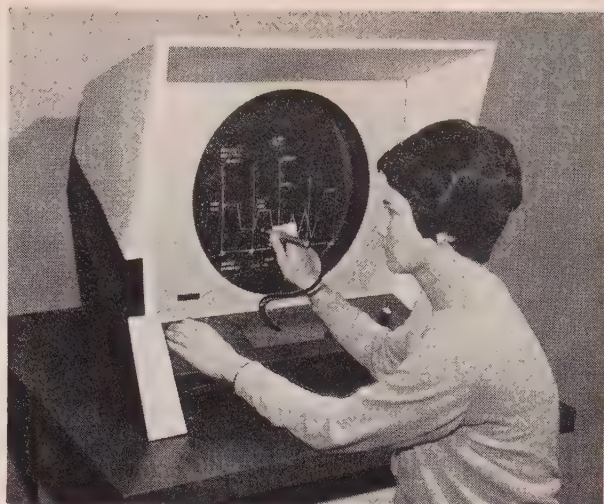
1.3. En ce qui concerne la réalisation de micro-circuits intégrés à couche mince ou hybrides, l'intérêt du matériel de visualisation réside non plus dans le suivi direct de calculs de simulation faits par l'ordinateur, mais dans la recherche par l'opérateur aidé de l'ordinateur de la meilleure topologie (on pourrait cependant envisager la simulation par l'ordinateur de certaines caractéristiques du circuit, par exemple thermiques).

Ce domaine est très riche de promesses. Il faut cependant préciser qu'au stade actuel, la définition d'image des matériels de visualisation en rend l'emploi difficile dans le cas des circuits à haute densité, et en particulier, des circuits intégrés. Par contre, ils doivent permettre l'étude rapide de nouveaux circuits à couche mince, ce qui est d'un très grand intérêt lorsqu'on envisage le problème des circuits qui ne correspondent pas à de grandes productions (circuits spéciaux pour matériels aéroportés ou satellisés, par exemple).

2. Composition d'un système de visualisation graphique

Dans les systèmes graphiques actuels, il y a une constante : l'emploi du tube à rayons cathodiques comme moyen d'affichage. Le procédé de tracé sur ce tube consiste à faire parcourir le dessin par le spot suivant un ordre logique qui correspond à la description de ce dessin faite par l'ordinateur. On n'utilise donc pas une méthode d'analyse (comme le balayage par lignes de la télévision) qui imposerait une traduction trop complexe.

Le tube à rayons cathodiques est commandé par un ensemble de génération d'image qui comprend généralement au moins la possibilité de placer le « spot »



n'importe où sur l'écran, la possibilité de lui faire tracer des traits, et celle de lui faire dessiner des caractères. Tous ces tracés sont eux-mêmes commandés par des instructions, dites « instructions élémentaires de visualisation », codées à la manière des instructions d'un ordinateur.

On pourrait, bien entendu, « câbler » des tracés plus complexes : cercles, ellipses, symboles compliqués. Cela est rarement fait ; on préfère généralement laisser au calculateur le soin de décrire par des suites de traits les figures qui ne sont pas d'un emploi universel.

Il ne faut pas oublier qu'un système de visualisation graphique est un outil de dialogue, c'est-à-dire qu'il ne se contente pas de présenter des images, il permet aussi de donner des ordres au calculateur. Pour cela, on met à la disposition des utilisateurs des moyens plus ou moins raffinés :

- le clavier alphanumérique, peu commode d'emploi, sauf lorsqu'il s'agit de faire apparaître du texte sur l'écran ;

- le clavier fonctionnel qui permet de demander au calculateur l'exécution de certains sous-programmes ou localement de sélectionner certaines possibilités du matériel ;

- les appareils de désignation indirecte : manche à balai, boule roulante, tables X/Y , qui permettent de déplacer un repère sur l'écran et d'envoyer à l'ordinateur les coordonnées de certains points ;

- le « crayon électronique », appareil de désignation directe. Il permet d'attirer l'attention de l'ordinateur sur un élément particulier de l'image dont il a ordonné l'affichage. Mais on peut l'utiliser également pour déplacer un repère, ce qui permet, en particulier, de dessiner directement sur l'écran avec l'aide de l'ordinateur.

3. Connexion d'un système de visualisation graphique à un ordinateur

3.1. Structures des systèmes

La structure des systèmes incluant un ensemble de visualisation graphique dépend, pour une grande

part, de la manière dont sont envisagés l'entretien des images et la programmation.

3.1.1. L'entretien des images

Les tubes à rayons cathodiques ont un écran revêtu d'un phosphore qui constitue le transducteur énergie électrique (faisceau d'électrons) - énergie lumineuse. Dans certains types de tubes, il suffit d'exciter une seule fois l'écran, c'est-à-dire de faire décrire une seule fois l'image par le faisceau d'électrons ; l'écran garde ensuite la « mémoire » de l'image. Ce genre de tube n'est pas utilisé dans les matériels envisagés ici pour des raisons de technologie, de qualité d'image et de commodité d'emploi. Il faut donc « entretenir » l'image, c'est-à-dire la réécrire suffisamment souvent pour que, la persistance rétinienne aidant, elle paraisse de luminosité constante. Bien que les phosphores présentent une certaine rémanence, la fréquence de renouvellement nécessaire est assez élevée : 40 fois par seconde dans les applications courantes. Si la fréquence de rafraîchissement est inférieure, on voit scintiller l'image : ce défaut est extrêmement désagréable pour l'utilisateur.

Il faut donc que l'installation comprenne une mémoire contenant la liste des instructions de visualisation. Le bloc de commande appelle ces instructions en séquence à un rythme qui varie avec leur temps d'exécution. Dans ces matériels de visualisation graphique où les vitesses sont élevées, les quantités d'instructions grandes et le rythme d'appel variable, il s'agit généralement de mémoires à tores.

On voit ici apparaître une première alternative : ou bien cette mémoire est constituée par une partie de la mémoire de l'ordinateur principal, ou bien on utilise une mémoire d'« entretien » spéciale. Lorsqu'on utilise la mémoire de l'ordinateur, il se pose généralement des problèmes de vitesse (les canaux ont souvent un débit insuffisant) et de charge en temps d'occupation du calculateur.

3.1.2. La programmation

Dans un système incluant calculateur et visualisation graphique, la programmation comprend une partie « application » et une partie « visualisation ». La partie « visualisation » réalise :

- d'une part, certaines fonctions locales particulières qui ne sont pas câblées, par exemple l'entraînement d'un marqueur par le crayon électronique,

- d'autre part, la traduction d'ordres issus du programme d'application en instructions élémentaires de visualisation. Il s'agit, par exemple, de la traduction d'un ordre de tracé d'un symbole complexe (représentation d'un transistor dans un schéma électronique) en une suite de vecteurs.

Cette décomposition en programmation d'application et en programmation de visualisation explique l'intérêt qu'on peut trouver à attribuer la deuxième à un calculateur spécialisé, d'importance réduite. Celui-ci est connecté à l'ordinateur principal traitant

le programme d'application. Mais, que cette attribution des tâches à deux calculateurs soit réalisée ou non, il ne fait pas perdre de vue les difficultés de transfert des résultats du programme d'application dans la liste des instructions de visualisation.

3.2. Connexion à l'ordinateur

Un système de visualisation graphique peut être relié à un ordinateur de différentes façons :

- *Interface canal.* On utilise la mémoire à l'ordinateur principal pour assurer l'entretien de l'image et on se connecte à un canal standard du calculateur ;

- *Interface accès direct.* On utilise encore la mémoire de l'ordinateur principal, mais on dispose d'un accès direct à cette mémoire permettant la simultanéité de cet accès et des autres accès de l'ordinateur. On peut alors accroître la vitesse et la souplesse des transferts ;

- *Ordinateur local.* On utilise un ordinateur spécialisé pour assurer l'entretien de l'image et le traitement des informations de visualisation.

3.2.1. Interface du bloc de commande de visualisation

Le bloc de commande de visualisation obéit à des instructions élémentaires qu'il appelle au fur et à mesure qu'il les traite. On distingue deux types d'instructions :

- Les « instructions périodiques » sont essentiellement des instructions de tracé. Ces instructions sont périodiques parce qu'il faut renouveler l'image,

- Les « instructions non périodiques », comme la demande du contenu d'un registre donné.

Inversement, le bloc de commande fournit à l'ordinateur, sur sa demande, le contenu de certains registres (codes de touche de clavier, par exemple). Ce sont les « informations de dialogue ».

Sur les trois voies correspondant aux instructions périodiques (entrée), aux instructions non périodiques (entrée), et aux informations de dialogue (sortie), les informations transitent sous forme de mots successifs.

En plus de ces voies « parallèles », un certain nombre d'impulsions (« signaux d'alerte » ou « interruptions ») peuvent être émises sur des fils spécifiques par le bloc de commande, signalant par exemple que l'opérateur a utilisé une touche du clavier alphanumérique.

3.2.2. Interface canal

Si l'équipement de visualisation est connecté en sortie de l'ordinateur sur un canal unique, toutes les instructions, qu'elles soient périodiques ou non, circuleront sur ce canal. Il faudra donc simplement les séparer à l'entrée de l'équipement.

3.2.3. Interface accès direct

En dehors des problèmes posés éventuellement par une vitesse de transfert insuffisante, l'interface canal présente l'inconvénient suivant : il n'est généralement pas prévu dans les canaux d'exécuter des sauts. Or il est intéressant et souvent indispensable de pouvoir lire la liste de visualisation de manière souple, c'est-à-dire :

- De pouvoir sauter des instructions, ce qui permet, sans manipuler et seulement en modifiant quelques instructions particulières, d'obtenir des images différentes (en particulier sous conditions d'actions effectuées par l'opérateur sur ses moyens d'entrée).
- De pouvoir disposer de sous-images. Par exemple, dans un schéma électronique, le symbole complexe qu'est un transistor revient fréquemment. Il est intéressant de n'en avoir la description qu'une seule fois dans la liste de visualisation et de faire appel à cette sous-liste aux moments voulus. Cela exige de pouvoir traiter des sauts avec rangement d'adresses.

Une unité de liaison pour accès direct constitue donc une tête de canal spéciale qui permet d'effectuer, en particulier, des sauts simples et des sauts avec rangement.

Elle est reliée, d'autre part, par un canal ou par liaison programmée :

- En sortie de l'ordinateur pour les informations non périodiques et l'instruction permettant au calculateur de charger une adresse de départ dans le registre d'adresse de l'unité de liaison pour accès direct.
- En entrée du calculateur pour les informations de dialogue et l'envoi au calculateur de l'adresse correspondant à une impulsion du crayon électronique (voir ci-après).

4. Utilisation d'un système de visualisation électronique

Avant d'énumérer les différentes opérations possibles, il est bon de rappeler comment fonctionnent les moyens d'entrée directe, c'est-à-dire la boule roulante et le crayon électronique. Ces deux appareils jouent approximativement le même rôle ; ils permettent tous deux à l'opérateur de travailler directement au niveau de l'écran. Mais il faut bien distinguer les deux opérations différentes que sont la désignation et le pointage.

Par pointage, on entend le fait que l'information issue du moyen d'entrée est une position XY de la surface de l'écran. Si, par hasard, cette position coïncide avec celle d'un point d'un élément d'image (point isolé, caractère ou trait), l'ordinateur ne pourra le savoir qu'en effectuant une *corrélation*, c'est-à-dire en comparant la position du point fixé par le moyen d'entrée avec tous les points par où passe le tracé de l'image. Le pointage est l'opération que permet la boule roulante.

Par désignation, on entend le fait que l'information

issue du moyen d'entrée est l'indication d'un élément de l'image. On ne peut donc en déduire une position XY qu'en recherchant la position XY de l'élément désigné. De plus, s'il s'agit d'un trait, ce n'est pas une seule position XY qui sera trouvée mais l'ensemble de positions constituant le trait. La désignation est l'opération que permet le crayon électronique.

4.1. La boule roulante

La boule roulante est simplement un mécanisme permettant de faire tourner simultanément deux codeurs en X et Y . On les utilise pour afficher sur l'écran un marqueur à la position ainsi définie. Nous nous étendrons davantage sur le fonctionnement du crayon électronique.

4.2. Le crayon électronique

Il comporte une cellule qui permet de détecter l'instant précis auquel est affiché un élément d'image sur l'écran. C'est-à-dire que, contrairement à l'œil de l'opérateur qui voit l'élément fixe, le crayon n'est sensible qu'à la lumière émise au moment de l'écriture de l'élément et pas à la rémanence du phosphore ; il ne présente pas non plus, bien entendu, de phénomène semblable à la persistance rétinienne. Donc le crayon émet une impulsion au moment de l'affichage d'un élément. Sachant quel élément est affiché au moment où l'impulsion est émise, on en déduit quel élément d'image l'opérateur veut désigner.

Le crayon produira une impulsion à chaque cycle de visualisation tant qu'il restera en face d'un élément d'image. De façon à pouvoir éliminer les inconvénients qui peuvent en résulter dans certains cas, l'opérateur dispose sur le crayon d'un interrupteur de *validation*. Le bloc de commande fournit deux signaux d'alerte séparés :

— Une impulsion récurrente produite à chaque cycle d'affichage tant que la touche validation est enfoncée,

— Une impulsion produite lors du premier affichage qui suit l'enfoncement de la touche validation.

4.3. Les opérations possibles

La manière d'utiliser un système de visualisation graphique dépend beaucoup du genre de problème dans lequel il intervient. On peut considérer trois classes d'opérations.

4.3.1. L'affichage d'une image par le calculateur

Dans ce cas, l'image comprend généralement une partie fixe et des « valeurs ».

Pour obtenir l'affichage de la partie fixe, il faut dessiner l'image sur un papier quadrillé, relever les cotes des points intéressants et écrire la description de l'image soit en langage machine, c'est-à-dire à partir d'instructions élémentaires de visualisation,

soit en langage plus évolué dont l'ordinateur déduira, par assemblage et compilation, la description en langage machine. Il s'agit donc d'opérations de codage relativement simples.

Pour obtenir l'affichage de valeurs variables en certains points de la partie fixe, il faut prévoir, dans la liste de visualisation, des emplacements où le programme pourra glisser ces valeurs, issues du programme d'application. Ces valeurs peuvent être introduites sous forme de caractères ou sous forme de modifications de caractéristiques de tracé. Il est donc nécessaire d'établir une liste de correspondance entre les résultats de calcul et les adresses des éléments dont l'affichage dépend de ces résultats.

4.3.2. Les réactions de l'opérateur à l'examen de l'image

Il s'agit d'opérations que l'utilisateur demande à l'ordinateur de faire. Pour désigner et expliciter ces opérations, l'utilisateur devra généralement :

- Choisir au clavier une fonction, c'est-à-dire demander l'exécution d'un sous-programme particulier,

- Compléter ce choix de fonction par des paramètres qui peuvent être des indications alphanumériques, une désignation directe sur l'écran d'un élément d'image, grâce au crayon électronique ou un pointage direct sur l'écran, grâce à la boule roulante.

4.3.3. La modification de l'image par l'opérateur

Ce n'est en réalité qu'un cas particulier de l'opération précédente. En effet, le résultat des fonctions

demandées par l'opérateur peut comprendre une modification de l'image. Mais on peut cependant classer séparément l'opération qui consiste à dessiner sur l'écran, en utilisant le crayon électronique.

Ce mode de travail peut s'effectuer de bien des façons, plus ou moins souples.

L'une des plus simples consiste à utiliser une « grille » de points que le calculateur affiche sur demande de l'opérateur. Celui-ci peut désigner certains points de cette grille et demander :

- que des caractères soient tracés à partir du point désigné,

- qu'une ligne réunisse deux points désignés,

- qu'un certain symbole complexe soit dessiné à l'emplacement du point désigné, etc.

La méthode la plus souple mais aussi la plus délicate à réaliser consiste à faire entraîner un marqueur par le crayon électronique.

Cela suppose que le marqueur comprenne en réalité plusieurs éléments d'image (une croix faite de quatre petits traits par exemple) que l'ordinateur déduise de ceux de ces éléments qui sont vus par le crayon, la position réelle du marqueur par rapport au crayon, et qu'il corrige en conséquence la position du marqueur. A partir du moment où le marqueur est ainsi asservi à suivre le crayon, on peut demander toutes sortes d'opérations : mémorisation de certains points et tracé à partir de ou entre ces points. Bien entendu, cette méthode est délicate car l'asservissement nécessite que la mesure de l'écart crayon-marqueur soit réalisée fréquemment si on veut que le marqueur suive, même si le crayon est entraîné rapidement par l'opérateur.

La visualisation graphique conversationnelle.

Analyse des circuits par le programme ECAP-2250

— ses développements futurs

A. HAMEL, Cl. IMBRECHTS, J. LE BER, NGUYEN KIM

Centre d'Études Nucléaires de Saclay

1. Introduction

Après avoir pris un essor prodigieux aux États-Unis, la « VISUALISATION GRAPHIQUE CONVERSATIONNELLE » atteint l'Europe et s'engage, là aussi, dans la voie ouverte par les firmes d'Outre-Atlantique.

Quelle technique nouvelle désigne donc cette terminologie singulière ? On sait déjà qu'il s'agit de l'une des plus récentes méthodes d'emploi des ordinateurs et qu'elle fournit une solution séduisante aux problèmes posés par le dialogue homme-machine.

La « Console de Visualisation Graphique » connectée à l'ordinateur permet d'établir une communication permanente et efficace entre l'utilisateur et le programme en cours d'exécution :

- le programme présente ses résultats sous la forme d'un dessin sur l'écran d'un tube cathodique,

- l'utilisateur peut employer des dispositifs variés pour introduire de nouvelles informations en réponse à l'image obtenue : données à traiter ou indications guidant le programme dans son déroulement.

Aussi, la console de visualisation graphique est-elle devenue un périphérique extrêmement précieux pour les problèmes de CONCEPTION ASSISTÉE PAR ORDINATEUR (CAO).

Au mois d'août 1968, en connectant à Saclay une console de visualisation graphique IBM-2250 à l'ordinateur IBM 360-75, le Département de Calcul Electronique du Commissariat à l'Energie Atomique abordait la Visualisation Graphique Conversationnelle (VGC).

Le lancement d'un système de programmes, graphique et conversationnel, d'emploi général —

GAS ⁽¹⁾ —, puis la mise en service du programme ECAP-2250 pour le calcul et l'analyse des circuits électroniques, utilisant l'un et l'autre la console IBM-2250, ont permis d'obtenir rapidement des résultats intéressants en ce nouveau domaine.

C'est pourquoi, sans perdre de vue l'apport de la VGC à la Conception Assistée par Ordinateur, il a semblé utile d'enrichir cet exposé de développements relatifs aux principes d'utilisation de la console de visualisation graphique, à la méthode d'exploitation employée actuellement à Saclay, et aux applications de la VGC.

2. Constitution et fonctionnement de la console de visualisation graphique conversationnelle (2)

Une console VGC se compose schématiquement de deux groupes d'organes : les organes de sortie et les organes d'entrée, dénommés ainsi selon leur fonction vis-à-vis de l'ordinateur.

2.1. Les organes de sortie

Ces organes permettent la réalisation du graphique composé pendant l'exécution en ordinateur du

⁽¹⁾ On trouvera une description détaillée du système GAS, dans la revue *Automatisme*, tome 13, n° 9, septembre 1968, sous le titre : GAS, système Fortran pour visualisation graphique conversationnelle.

⁽²⁾ Les lecteurs qui désireraient une information plus abondante peuvent se reporter à la revue *Automatisme*, tome 13, n° 9, septembre 1968, où ils trouveront plusieurs articles consacrés à la console VGC.

programme utilisateur. Ils comprennent :

- *un tube cathodique* dont le faisceau, piloté par le programme d'image, trace le dessin présenté à l'observateur.

- *des circuits générateurs d'image* qui interprètent les ordres et données du programme d'image et les traduisent en commandes analogiques agissant sur les systèmes de déflexion et d'intensité du faisceau cathodique.

Ils peuvent comprendre les commandes et générateurs de fonctions suivants :

- Commande de position (du faisceau cathodique),
- Générateur de points,
- Générateur de vecteurs (segments de droites),
- Générateur de caractères,
- Générateur de cercles,
- Commande de tiré (découpage de vecteurs en tirets),
- Commande de brillance,
- Commande de clignotement.

- *une mémoire (éventuellement)*. La stabilité de l'image est obtenue par sa régénération réalisée en exécutant, à une fréquence suffisante, le programme d'image. Celui-ci est souvent contenu dans une mémoire auxiliaire, liée à la console afin de rendre cette opération indépendante de l'ordinateur.

2.2. Les organes d'entrée

Chaque dispositif d'entrée permet de communiquer avec l'ordinateur et de fournir au programme utilisateur, en cours d'exécution, des informations de divers types. Voici les organes d'entrée les plus fréquents :

- *le clavier de fonctions* : à touches allumées par programme, transmet le numéro de la touche enfoncée.

- *le clavier alphanumérique* : introduit les textes et les nombres frappés.

- *le crayon électronique* : permet, en visant l'écran, de désigner une partie de l'image ou d'introduire les coordonnées d'un point quelconque (pas obligatoirement lumineux) de l'écran ; le crayon électronique permet de dessiner sur l'écran (« light-pen tracking »).

- *la boule traçante et le manche à balai* : déplacent une croix à la surface de l'écran et introduisent ses coordonnées.

- *la tablette graphique* : du type « rand tablet », composée d'une fine grille de fils conducteurs emprisonnés dans une matière isolante introduit les dessins effectués à sa surface à l'aide d'un stylet.

2.3. Possibilités de la console VGC

L'expression graphique des « sorties » et la variété des moyens d'entrée, assurent un dialogue de la plus grande efficacité entre l'ordinateur et l'homme. Ces deux possibilités font de la console VGC un élément qui révolutionne les méthodes d'emploi des ordina-

teurs. Néanmoins, cela ne va pas sans problèmes ; c'est ce que nous allons voir maintenant.

3. Principes d'utilisation de la console de visualisation graphique conversationnelle

3.1. Conditions du dialogue

La figure 1 schématise le dialogue qui s'établit entre l'utilisateur et son programme en cours d'exécution, à l'aide de la Console de Visualisation Graphique.

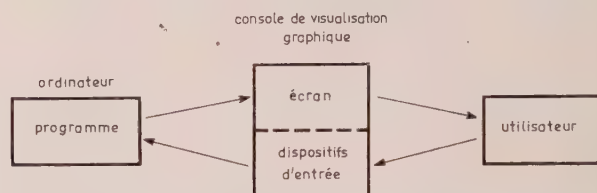


FIG. 1. — Schéma du dialogue homme machine par l'intermédiaire de la console de visualisation graphique.

Par le cycle d'opérations répété à volonté :

- 1) exécution d'une phase de travail du programme et communication des résultats à l'écran,

- 2) examen des résultats par l'utilisateur et communication d'information nouvelle au programme par les dispositifs d'entrée,

s'établit l'alternance des phases de travail de l'ordinateur et de l'homme : en phase 1, l'ordinateur travaille et l'homme attend tandis qu'en phase 2 l'homme travaille et l'ordinateur attend.

Dans ces conditions, pour que le dialogue soit rentable, il est nécessaire que les temps d'attente des deux parties ne soient pas trop longs, et ceci entraîne :

- une élaboration des résultats à un niveau synthétique suffisamment élevé pour que la réflexion de l'utilisateur ne dépasse pas quelques minutes (temps d'immobilisation improductive du matériel).

- un temps assez bref d'exécution des phases du programme entre l'introduction d'information et la création de la nouvelle image (immobilisation de la console de visualisation et de l'utilisateur pendant une durée où ils seraient libres dans un « passage » non conversationnel du programme).

3.2. Le couple ordinateur - console de visualisation graphique

Le coût minimal d'immobilisation des matériels dans le mode de travail conversationnel conduit aux configurations d'exploitation suivantes, selon l'importance des centres de traitement :

- *Console de visualisation + petit calculateur*

Un seul programme se déroule à la fois, et la totalité du matériel (calculateur y compris) est immo-

bilisée pendant tout le temps que l'utilisateur reste à la console pour traiter son problème.

— *Console de visualisation + gros calculateur*

Le programme conversationnel est exécuté dans un environnement de multiprogrammation. Pendant les temps de réflexion de l'utilisateur, le programme en attente ne bloque pas l'unité centrale qui travaille alors au profit d'autres programmes présents simultanément dans la mémoire centrale de l'ordinateur.

Pendant les temps d'attente du programme conversationnel dus à l'utilisateur, le matériel immobilisé est limité à la console et à la partie de mémoire centrale occupée par le programme.

— *Console de visualisation + calculateur satellite + gros calculateur*

Cette solution évite le déplacement des utilisateurs travaillant dans des bureaux éloignés du centre de traitement.

Pour un programme conversationnel, les calculs importants sont effectués dans le gros calculateur en multiprogrammation, tandis que les traitements auxiliaires sont exécutés par le calculateur satellite qui assure également la communication avec la console

3.3. Types d'applications

Les problèmes résolus par visualisation graphique conversationnelle se groupent schématiquement autour de deux pôles :

3.3.1. Problèmes déjà résolus par passages successifs du programme (type 1)

Le mode de résolution antérieur obligeait de répéter plusieurs fois un cycle d'opérations variées où l'activité intellectuelle de l'utilisateur était souvent faible :

- 1 présenter le programme à l'ordinateur,
- 2 exécution en ordinateur,
- 3 reprise du programme par l'utilisateur,
- 4 étude des résultats,
- 5 modification des données,
- 6 perforation des modifications.

Pour aboutir aux résultats désirés, le travail s'étendait sur plusieurs jours ou quelques semaines (sur la base d'un passage par jour, par exemple) et l'utilisateur y consacrait un nombre d'heures important.

Maintenant, le mode de résolution conversationnel avec visualisation graphique permet d'obtenir les résultats définitifs en une seule phase de travail de durée souvent inférieure à une heure.

Le gain en heures de travail de l'utilisateur et la rapidité d'obtention des résultats mesurent la valeur des apports de la nouvelle méthode.

Exemple

Le programme ECAP (dont nous parlerons plus loin) permet le calcul et l'analyse des circuits électroniques. Diffusé par la Société IBM, il existait

sans visualisation pour ordinateur 360, et était utilisé par passages successifs afin d'obtenir les circuits voulus. Maintenant, une version avec visualisation conversationnelle a été créée, ECAP-2250, utilisant la console de visualisation IBM-2250. Elle facilite grandement le travail de l'électronicien, comme on le verra plus loin.

3.3.2. Problèmes n'ayant pas reçu de solution satisfaisante auparavant (type 2)

La solution apportée par la visualisation graphique conversationnelle est due aux possibilités nouvelles telles que :

- dessin sur l'écran de la console à l'aide du crayon électronique,
- animation des figures, ce qui permet par exemple de donner une bonne impression de relief aux objets tridimensionnels par rotation lente et continue commandée par l'utilisateur.

La visualisation graphique conversationnelle ouvre ainsi aux ordinateurs de nouveaux champs d'application aux développements insoupçonnables.

Exemple

La visualisation, avec relief de structures moléculaires complexes, fournit au spécialiste une information sensible qu'il ne possédait pas auparavant et l'aidera beaucoup dans ses recherches.

3.4. Coût d'une console de visualisation graphique

Conséquence de la variété des consoles, les prix de vente s'échelonnent approximativement, pour les matériels décrits dans ce texte, de 100 000 F à 1 500 000 F selon les performances et les dispositifs ajoutés à l'unité standard.

Le coût moyen d'une console assez complète possédant :

- une sortie graphique avec générateurs de vecteurs et de caractères,
- une mémoire auxiliaire de taille convenable,
- à l'entrée : un clavier de fonctions, un clavier alphanumérique et un crayon électronique,

est d'environ 600 000 à 800 000 F hors taxes.

3.5. Rentabilité de la visualisation graphique conversationnelle

Problèmes de type 1 (§ 3.3.1)

Quelques éléments de bilan comptable peuvent être obtenus en comparant les dépenses supplémentaires des deux méthodes (visualisation conversationnelle et passages successifs) l'une par rapport à l'autre.

On suppose, en moyenne sur différents problèmes, que le temps de calcul en mode conversationnel est, en première approximation, du même ordre de grandeur que la somme des temps d'exécution des passages successifs.

— Coûts supplémentaires de la version conversationnelle

1) Emploi de la console pendant toute la durée du travail.

2) Pendant les temps d'attente du programme dans l'ordinateur, immobilisation du petit calculateur ou de la partie de mémoire centrale occupée par le programme dans le cas du gros calculateur avec multiprogrammation.

— Coût supplémentaire de la version à passages successifs

Temps d'occupation de l'utilisateur passé aux opérations du cycle répété décrit au paragraphe 3.3 dont on aura déduit le temps de l'unique phase conversationnelle.

On « joue » le coût de l'heure homme, contre le coût de l'heure du matériel (console + calculateur ou console + mémoire centrale partielle), et la balance évolue en fonction des variations de prix.

Cependant, on peut déjà affirmer que ce calcul brutal penche pour la solution conversationnelle bien avant qu'une dizaine d'heures d'homme cède place à une phase de travail conversationnel d'une heure.

Mais il faut en outre, tenir compte des avantages d'autre nature en faveur de la visualisation graphique conversationnelle.

— Obtention rapide des résultats

En VGC ceux-ci sont disponibles à la fin de l'unique phase de travail ; leur présentation peut même être graphique et correspondre aux images dessinées sur l'écran de la console (photos sur films par enregistreur à tube cathodique, par exemple, ou graphiques par traceur digital). Par contre, en passages successifs, il faut attendre la dernière exécution pour obtenir les résultats définitifs.

— Libération du spécialiste vis-à-vis des opérations purement matérielles

En effet, dans le cas des passages successifs, les tâches manuelles prennent une part importante dans le cycle des travaux et gaspillent le temps du spécialiste.

En revanche, en VGC, l'activité de l'utilisateur est centrée sur les travaux nobles de conception.

La VGC permet ainsi un meilleur emploi de l'homme.

Enfin, une dernière remarque : l'évolution normale des coûts respectifs des matériels et du travail humain, ne peut, à échéance, que faire pencher davantage la balance vers la solution par visualisation graphique conversationnelle.

Problèmes de type 2 (§ 3.3.2)

Dans ce cas, aucune comparaison comptable de rentabilité ne peut être échafaudée : sans console graphique, on se contentait de solutions très imparfaites. Maintenant, à l'aide de la console et pour un prix abordable, on obtient des résultats jadis inestimés.

Dans ces conditions, les possibilités d'emploi de la visualisation graphique conversationnelle deviennent alors considérables.

4. La visualisation graphique conversationnelle au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

4.1. Les consoles de visualisation graphique IBM-2250

Une console de visualisation graphique IBM-2250 modèle 1 a été connectée en août 1968 à l'ordinateur IBM 360-75 du Département de Calcul Electronique.

Ses principales caractéristiques sont indiquées ci-dessous y compris les dispositifs ajoutés en option :

- un écran de 12" × 12" (30,5 cm × 30,5 cm),
- l'adressage de 1 024 points en *X* et *Y*,
- un générateur de vecteur,
- un générateur de caractères,
- un clavier alphanumérique,
- un clavier de fonctions à 32 boutons poussoirs à éclairage programmé,
- un crayon électronique,
- une mémoire auxiliaire de 8 192 octets, cycle de 4,2 μs.

Deux nouvelles consoles graphiques IBM-2250, modèle 3 (fig. 2) entreront en service avec l'ordinateur IBM 360-91 au début de l'année 1969.

Ces consoles diffèrent du modèle 1 par une sensible amélioration des performances et leur connexion au 360-91 est réalisée par une unité de contrôle commune contenant une mémoire auxiliaire de 32 768 octets avec temps d'accès de 2 μs par paire d'octets.

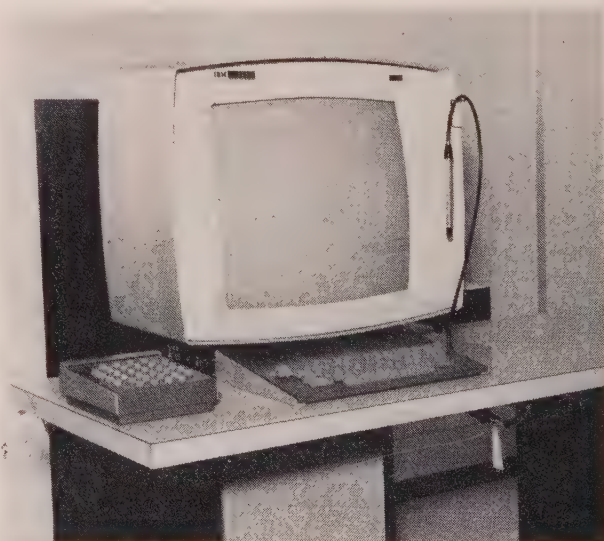


FIG. 2. — Console de visualisation graphique IBM 2250-modèle 3

4.2. Exploitation en 360-75 des programmes utilisant la console graphique IBM-2250

4.2.1. Multiprogrammation et partage de mémoire

Comme on l'a vu dans le paragraphe 3.2, il ne pouvait être question d'immobiliser le 360-75 pour l'exécution conversationnelle des travaux employant la console 2250.

La solution adoptée permet l'exécution simultanée des programmes normaux (« sans console 2250 ») et des programmes « avec console 2250 ».

Schématiquement, le travail du 360-75 s'exécute en multiprogrammation avec deux tâches permanentes :

- la tâche n° 1 pour les programmes avec console 2250,
- la tâche n° 2 pour les programmes normaux.

La mémoire du 360-75 de 1 000 K octets est divisée en deux zones ou « partitions », de tailles fixes, chacune d'elles étant affectée à une tâche.

- 200 K octets à la partition « 2250 »,
- 700 K octets à la partition « non 2250 », (100 K octets sont occupés par le système d'exploitation).

4.2.2. Partage du temps

Pendant tout le temps où un utilisateur travaille à la console, son programme (ou une partie seulement en cas d'emploi de la technique des recouvrements (overlay) est présent dans la partition « 2250 ».

Lorsque le programme « 2250 » a besoin d'être exécuté, il fait appel à l'unité centrale et a priorité sur tout programme « non 2250 » en cours d'exécution, ce qui est indispensable pour travailler en mode conversationnel à la console 2250.

Mais pour que les travaux normaux ne soient pas exagérément retardés par les séquences d'exécution des travaux « avec 2250 », un partage de l'activité de l'unité centrale a été établi comme suit.

En début d'exécution chaque programme « 2250 » a droit à 2 mn de calcul de la part de l'unité centrale et sa priorité joue sans restriction tant que ce temps n'est pas consommé, que ce soit en une ou plusieurs fois. Chaque séquence de calcul du programme « 2250 » est effectuée sans interruption.

Mais, au-delà des 2 mn, si le programme « 2250 » demande encore des calculs, malgré sa priorité qui joue encore, le temps de travail de l'unité centrale, au lieu d'être continu, est découpé cycliquement en tranches, jusqu'à la fin de l'exécution de la séquence du programme 2250 qui est en cours :

- une seconde de travail est accordée au programme « 2250 »,
- neuf secondes de travail sont accordées au programme normal.

Aussi les programmes 2250, exploités environ à la cadence d'un travail par heure ne peuvent consommer plus de 8 mn de temps d'unité centrale par

heure d'horloge. La consommation est plus vraisemblablement bien moindre encore.

Enfin, le rapport de partage de temps de 1/10 peut éventuellement être modifié pour tenir compte de circonstances particulières telles que l'heure où se place le travail avec console dans le cycle quotidien d'exploitation de l'ordinateur.

4.3. Les applications au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Deux voies sont suivies parallèlement :

- diffusion de systèmes généraux à graphiques,
- adaptation de systèmes intégrés utilisant la console IBM-2250.

4.3.1. Emploi du système graphique GAS

Un système graphique (GAS) d'utilisation générale mais simple a été créé au Département de Calcul Electronique du Commissariat à l'Energie Atomique pour permettre une réalisation facile des premiers programmes employant la console 2250.

Constitué d'un ensemble homogène et complet de 17 appels Fortran, il convient à un bon nombre de problèmes conversationnels. Sa simplicité a permis de le mettre à la disposition des agents des services, clients du Département de Calcul Electronique, qui l'emploient dans leurs programmes.

Par ailleurs, il a le mérite de constituer pour les utilisateurs un moyen d'apprentissage conduisant aux langages graphiques généraux plus puissants mais plus complexes, tels que GSP créé par la Société IBM.

4.3.2. Systèmes graphiques spécialisés

Simultanément sont effectuées l'adaptation et la mise en service de systèmes spécialisés et intégrés, axés sur la résolution de problèmes spécifiques et faisant appel à la visualisation graphique conversationnelle. C'est en particulier le cas du programme ECAP-2250 conçu pour le calcul et l'analyse des circuits électroniques et auquel nous consacrons le paragraphe 5.

5. Calcul et analyse des circuits électroniques par le programme ECAP-2250

5.1. Généralités

Le programme ECAP 2250 permet à l'électronicien de calculer et d'analyser rapidement les circuits électroniques en régimes continu, alternatif et transitoire.

Grâce à la console de visualisation graphique, l'utilisateur peut dialoguer très facilement avec l'ordinateur. Il réalise ainsi en une seule phase de travail continu à la console toutes les opérations nécessaires à une analyse complète d'un circuit.

Il lui suffit pour cela, soit de dessiner son réseau

sur l'écran, soit d'introduire, sous forme de cartes perforées, un programme écrit dans le langage ECAP pour décrire la topologie, les éléments et les sources d'excitation de son circuit ainsi que le type d'analyse choisi.

L'énorme gain de temps pour l'électronicien, la rapidité d'élaboration des projets de circuits, l'accroissement considérable des possibilités de conception apportées aux spécialistes rendent extrêmement rentable l'exploitation des consoles de visualisation graphique à l'aide de programmes spécialisés et intégrés, tel qu'ECAP 2250.

5.2. Domaine d'application

On peut analyser des circuits comprenant des éléments passifs (résistance, self, capacité) en régimes continu, alternatif et transitoire.

Les éléments actifs (transistor, diode, etc.) doivent être simulés par leurs circuits équivalents composés d'éléments passifs et d'éléments d'inter-branche (inductances mutuelles, sources de courant dépendantes, switch).

Les sources de courant dépendantes sont définies par leurs gains en courant BETA ou par leurs transconductances GM.

Le switch, utilisé en régime transitoire, possède deux états (OFF, ON) qui sont commandés par l'inversion du courant *J* de la branche où se trouve le switch.

- Si $J \leq 0$, le switch est OFF.
- Si $J > 0$, le switch est ON.

On précise d'autre part les branches du circuit influencées par le switch et chaque fois que celui-ci change d'état, les composantes de ces branches changent de valeurs (chaque élément a une valeur correspondant à l'état du switch).

La taille maximale d'un circuit est donnée par le tableau I.

TABEAU I
Taille maximale d'un circuit analysé avec le programme ECAP 2250

Eléments	Nombre maximal
Nœuds physiques	50
Nœuds logiques	25
Branches	100
Switches	25
Inductances mutuelles	25
Sources de courant dépendantes	25
Sources de courant dépendantes du temps ..	25
Sources de tension dépendantes du temps ..	25

5.3. Analyse en régime continu

Les éléments propres au régime continu sont les résistances, les sources fixes de tension, les sources fixes de courant et les sources de courant dépendantes.

Les options de calculs possibles sont :

- calcul de la solution nominale,
- matrice des impédances et des conductances,
- modification automatique des paramètres,
- calcul des dérivées partielles,
- écart-type et pire cas,
- sources de Thévenin et de Norton.

5.4. Analyse en régime alternatif

Les éléments propres au régime alternatif sont les résistances, les capacités, les selfs, les inductances mutuelles, les sources de tension fixes, les sources de courant fixes, les sources de courant dépendantes.

Les solutions sont obtenues pour une fréquence fixée par l'utilisateur.

Les options de calculs possibles sont :

- solution nominale,
- matrice des admittances,
- réponse en fréquence,
- solutions après modification des paramètres,
- sources de Thévenin et de Norton.

5.5. Analyse en régime transitoire

Les éléments propres au régime transitoire sont les résistances, les capacités, les selfs, les sources de tension, les sources de courant, les sources de courant dépendantes et les switches.

On peut obtenir la réponse transitoire et la solution stationnaire d'un circuit attaqué par un signal d'entrée quelconque.

5.6. Utilisation conversationnelle avec la console graphique IBM-2250

Le programme ECAP 2250 se compose de quatre modules interconnectés entre eux par un programme moniteur établissant le dialogue « homme-machine », grâce à ces quatre points d'entrées :

- le module DRAW permet de construire un schéma électronique à l'écran,
- le module CARD permet de visualiser les instructions ECAP correspondant au schéma dessiné à l'écran,
- le module ANALYZE permet d'effectuer les trois types d'analyse,
- le module OUTPUT permet de sélectionner les paramètres à visualiser.

De ce fait, un utilisateur peut, à tout moment, modifier son schéma en fonction des résultats obtenus sous forme de courbes ou de listes de valeurs et relancer le calcul immédiatement.

L'utilisation combinée du crayon électronique, du clavier de fonctions et du clavier alphanumérique permet d'effectuer les opérations suivantes :

- numéroté un circuit,
- choisir le type d'analyse,
- modifier la topologie du circuit,
- affecter ou réaffecter des valeurs numériques,

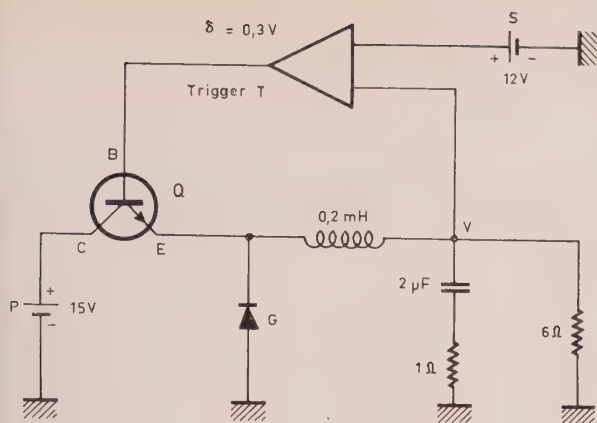


FIG. 3. — Régulateur de tension.

- visualiser les instructions ECAP,
- modifier ces instructions,
- introduire de nouvelles « cartes » (instruction),
- supprimer des « cartes »,
- choisir les paramètres à visualiser,
- imprimer les résultats,
- changer les échelles,
- introduire un titre.

5.7. Exemple d'utilisation

Nous montrerons maintenant sur un exemple de circuit, en l'occurrence un régulateur de tension (fig. 3), tout le parti qu'on peut tirer de cette méthode de traitement des circuits électroniques.

On commence par transformer le schéma du circuit en utilisant les éléments conventionnels permettant de représenter les éléments actifs tels que diode, transistor et « trigger ». On doit insister ici sur le très grand intérêt de cet élément, le « switch » qui permet de simuler simplement les changements d'état et traiter ainsi les problèmes de commutation.

Cette transposition effectuée, on peut commencer à implanter le circuit sur l'écran de la console au moyen du crayon électronique. Ayant désigné les nœuds du circuit sur l'écran, on vise les éléments électroniques, résistances, condensateurs, selfs, générateurs, etc. qui viennent s'intercaler entre ces nœuds. Au fur et à mesure de l'introduction de ces éléments, leurs valeurs sont désignées au moyen du clavier alphanumérique. Le circuit apparaît terminé sur l'écran comme le montre la figure 4.

A ce moment, l'électronicien indique le type d'analyse désiré, ici une analyse transitoire de la tension du nœud de sortie ainsi que quelques éléments de calcul complémentaires tels que le pas de calcul, le nombre de points de sortie, et le temps au bout duquel on arrêtera le calcul.

Au bout de 10 à 30 s, suivant l'importance du problème, le calcul est terminé. Il ne reste plus alors qu'à nommer le numéro du nœud dont on veut connaître la tension pour voir apparaître la courbe de cette tension sur l'écran (fig. 5). On peut dilater à volonté une partie de la courbe, permettant par exemple de mieux observer un temps de montée d'impulsion ou encore demander à voir la courbe

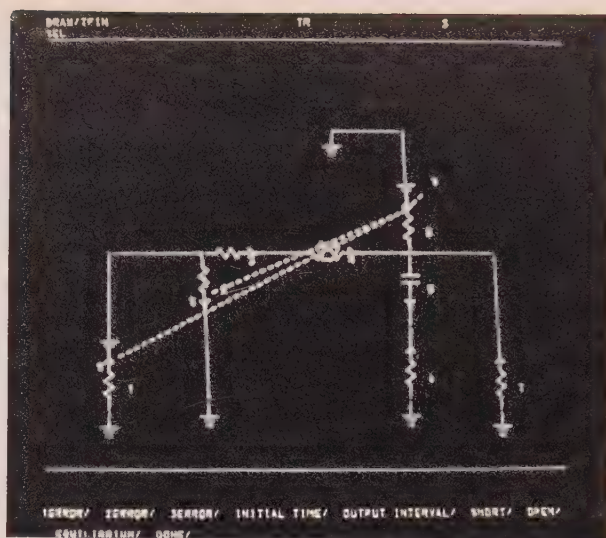


FIG. 4. — Circuit équivalent au régulateur de tension.

d'une autre tension nodale et ainsi travailler de façon analogue à celle de l'électronicien devant son oscilloscope. Au vu des résultats obtenus, on peut modifier la topologie du circuit ou la valeur des éléments le composant et faire recalculer le circuit modifié.

Ainsi, en quelques passages successifs, l'électronicien peut effectuer la mise au point de son circuit ; à titre indicatif, on peut dire qu'après un examen préalable du circuit, il peut en faire l'étude en 1 h devant la console et en n'utilisant que 2 à 5 mn de temps machine.

L'étude terminée, il obtient un imprimé des résultats numériques et un paquet de cartes perforées, traduction en langage ECAP du circuit traité. Lors d'une analyse ultérieure du même circuit, ce jeu de cartes lui évitera de le redessiner sur l'écran. Il est en outre envisagé, pour les images obtenues à l'écran,

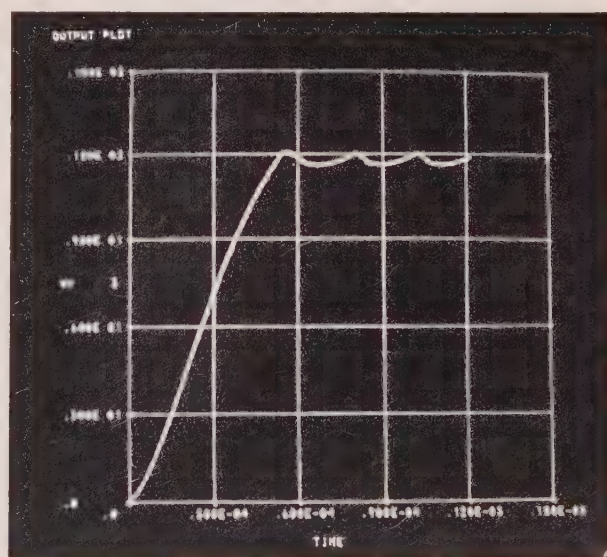


FIG. 5. — Tension de sortie en fonction du temps.

de fournir à l'électronicien une copie sur film par enregistreur à tube cathodique ou un dessin sur traceur digital.

6. Perspectives de développement du CAO conversationnel

6.1. Calcul des circuits électroniques

Les programmes de calcul existants seront adaptés de façon à leur donner une optique conversationnelle et à obtenir directement les résultats chiffrés et les courbes de sortie sur l'écran d'une console graphique, par exemple IBM-2250.

6.1.1. Dans un premier temps, il peut être envisagé d'adapter sur console IBM-2250 le programme IMAG I, réalisé par l'Institut de Mathématiques Appliquées de Grenoble, de façon à obtenir la visualisation des courbes de réponse transitoire au fur et à mesure du déroulement du calcul du circuit ; on pourrait ainsi arrêter un calcul au vu des résultats obtenus et le recommencer après modification des données, en économisant un précieux temps de calcul.

6.1.2. Une extension des symboles visualisés permettrait d'englober les éléments actifs : diodes et transistors auxquels se rattacheraient des modèles mathématiques mis en mémoire, et une bibliothèque des différents types de ces composants avec leurs paramètres mesurés (valeurs nominales et dispersions).

6.1.3. En complément aux deux objectifs précédents, on constituerait une bibliothèque de programmes conversationnels pour le calcul de circuits utilisant un langage commun, qui permettrait l'utilisation

du programme optimal en fonction de l'option de calcul souhaitée.

6.2. Implantation des circuits

L'utilisation de composants aux dimensions normalisées, qu'ils soient discrets ou intégrés, doit permettre, grâce à des programmes d'implantation automatique d'éléments, la réalisation des circuits électroniques sur console, au moindre encombrement et avec le minimum de connexions. Le dessin automatique sur traceur digital, Benson par exemple, fournirait ensuite le dossier de fabrication complet du circuit précédemment calculé. On pourrait ainsi, de l'étude jusqu'à la fabrication d'un prototype, automatiser au maximum les différentes phases de conception des circuits électroniques (calcul des circuits, implantation des éléments, projet de maquette, édition de la nomenclature des éléments constitutifs, etc.).

6.3. Fabrication des matériels électroniques

De la même façon, l'utilisation d'éléments mécaniques normalisés (racks, tiroirs) permettrait d'envisager sur console l'implantation d'éléments tels que potentiomètres, contacteurs, voyants, prises, figurant sur les panneaux avant et arrière des matériels, et, par suite, leur dessin automatique qui servirait de base à leur fabrication industrielle.

* * *

L'éditeur tient à la disposition de ceux de nos lecteurs que la question intéresserait une annexe ronéotypée traitant de l'histoire et des applications de la VGC aux Etats-Unis.

Générateur-Synthétiseur programmable 300 Hz - 60 MHz et équipements périphériques

J. ROYER, R. CHARBONNIER

Société Adret Electronique

Il est à peine utile d'attirer une fois de plus l'attention sur l'importance des problèmes de l'instrumentation et de la mesure ; d'une part, dans le domaine des appareils de grandes performances, l'essor de cette branche industrielle conditionne les progrès de la recherche et, par suite, engage l'avenir ; cet essor permet également de caractériser et de juger le niveau de connaissances techniques et scientifiques d'un pays, et son dynamisme intellectuel ; d'autre part, en ce qui concerne les appareils de mesure d'un type plus courant, par le marché qu'ils représentent et surtout par les marchés qu'ils permettent d'atteindre et de contrôler (en particulier dans le domaine de l'engineering industriel), leur développement ne saurait laisser indifférent.

De l'ensemble de ces questions, la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique se préoccupe activement et à un double titre : au niveau des actions concertées, un comité spécialisé est chargé de lancer un certain nombre d'actions pilotes dans le domaine des appa-

reils de mesure de laboratoires, afin de montrer, sur des exemples concrets, à quel point peut être féconde la triple association physicien-industriel - constructeur - utilisateur. Par ailleurs les comités techniques chargés des opérations de développement pour la construction électrique et la construction mécanique ont tous deux inscrit le thème « appareils de mesure » dans leurs objectifs prioritaires. Dans la mesure où il convient essentiellement d'aboutir à des appareils commercialisables dans des délais aussi brefs que possible, il était légitime que le secteur industriel de la mesure soit soutenu au titre du développement et non au titre des actions concertées.

L'une des lignes d'action dont l'intérêt s'impose particulièrement dans la conjoncture actuelle, concerne l'adaptation de l'appareillage à l'informatique, et c'est pourquoi la série des appareils ci-dessous exposée a reçu, pour son lancement, une aide de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

DGRST,

1. Considérations sur l'évolution de l'instrumentation numérique dans le domaine des générateurs

1.1. Les techniques numériques dans l'instrumentation

On sait l'importance prise maintenant par les techniques numériques dans de nombreux domaines de l'instrumentation, qu'il s'agisse d'usage de laboratoires ou d'applications industrielles.

Liée étroitement à l'évolution des besoins des utilisateurs ainsi qu'aux moyens offerts par la technologie électronique cette pénétration du « numérique » trouve de nombreuses justifications, bien connues, objet de non moins nombreuses publications.

Nous n'en citons donc, pour mémoire, que les plus significatives :

- Commodités d'affichage, de lecture, d'enregistrement, de manipulation ;
- Précision ;

- Rapidité ;
- Compatibilité avec les moyens de traitement d'information, etc.

1.2. Le décalage entre les appareils « actifs » et les appareils « passifs »

Mais il est intéressant de constater que cette pénétration ne s'est pas effectuée de façon uniforme dans l'ensemble de l'instrumentation électronique.

Considérons, en effet, les deux grandes familles d'instruments que sont, d'une part, les *mesureurs* et, d'autre part, les *générateurs*.

Nous entendons par mesureurs les instruments du type « passif » dont l'objet est de fournir une ou plusieurs informations sur une grandeur électrique, tels que les voltmètres, ampèremètres, ohmmètres, fréquencemètres, chronomètres, phasemètres, etc. Ces appareils réalisent une « mesure ».

Par ailleurs, les générateurs, instruments de type

« actif », sont destinés à délivrer un ou plusieurs signaux artificiels. Ces appareils réalisent une « *simulation* ».

Ces deux familles ne constituent pas, bien entendu, la totalité de l'instrumentation mais en représentent, ensemble, la part fondamentale par l'universalité de leur emploi.

Il est alors aisé de constater que les procédés numériques se sont introduits beaucoup plus rapidement et beaucoup plus profondément dans le domaine des mesureurs que dans celui des générateurs et ce bien que, historiquement, les principes et les moyens en aient pratiquement été connus aux mêmes époques.

Cet état de fait tient, aux origines, à diverses causes telles que :

- Le niveau insuffisant de performances des mesureurs par rapport à celui des générateurs,
- Le développement important des procédés numériques, applicables aux mesureurs, dans d'autres domaines (circuits logiques, ordinateurs),
- La relative complexité des solutions numériques applicables aux générateurs, entraînant des considérations économiques,
- La nature souvent « analogique » des signaux fournis par les générateurs,
- La généralisation d'emploi des mesureurs dans tous les domaines d'application,
- L'intérêt croissant de l'enregistrement numérique des résultats, etc.

1.3. Développement parallèle des générateurs numériques et dualité des deux familles instrumentales

Mais trois considérations fondamentales conduisent maintenant au développement des procédés numériques dans les techniques de génération, à savoir :

- Les progrès de la technologie (procédés d'*intégration*),
- Les exigences croissantes en performances (*précision, stabilité*),
- Le développement de l'automatisation au niveau des procédés de mesure et de contrôle (*programmation*).

Cette nouvelle évolution permet alors d'aborder un aspect plus général et, dans un sens, plus philosophique des caractères propres aux deux familles essentielles de l'instrumentation moderne.

Nous avons essayé de concrétiser cet aspect sous la forme du tableau (fig. 1) dans lequel sont représentés symboliquement :

à gauche : le domaine des mesureurs,

à droite : le domaine des générateurs,

à la partie supérieure : l'instrumentation classique schématisée par des instruments comportant, côté mesureur, une aiguille se déplaçant devant un cadran

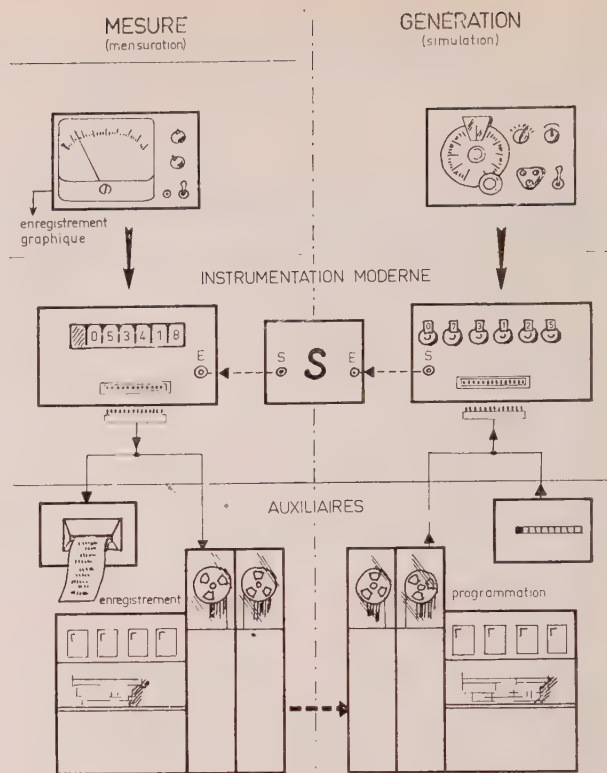


FIG. 1.

gradué et, côté générateur, un cadran gradué se déplaçant derrière un index,

au milieu : l'instrumentation moderne schématisée par, côté mesureur, un instrument comportant un affichage numérique et disposant de *sorties* d'informations codées et, côté générateur, un instrument comportant une commande et un affichage numériques et disposant d'*entrées* d'informations codées,

à la partie inférieure : les auxiliaires (facultatifs) de cette instrumentation schématisés, côté mesureur, par des équipements d'enregistrement ou de traitement de l'information et, côté générateur, par des équipements de programmation soit manuelle (télécommande), soit automatique (programmeurs complexes, ordinateurs, etc.).

Ce tableau fait alors clairement apparaître la dualité des procédés de mesure et de génération tels que nous les voyons se dessiner au niveau des besoins les plus évolués.

1.4. L'automatisme et la recherche d'une plus grande efficacité

Il permet déjà, pour chacune des familles d'instruments considérées, de saisir l'aspect essentiel de l'évolution caractérisé par la faculté des instruments de pouvoir être raccordés à des équipements auxiliaires intervenant soit « en deçà », soit « au-delà » des fonctions instrumentales proprement dites, dans un but unique de plus grande efficacité.

Les utilisateurs peuvent alors exploiter, selon la nature de leurs problèmes, tout un éventail de techni-

ques instrumentales allant de l'utilisation manuelle la plus courante à l'automatisme intégral et à l'optimisation.

1.5. L'optimisation des procédés de mesure, contrôle, réglage, etc.

A partir du moment où il est possible, au stade le plus évolué de la conception d'une chaîne instrumentale, de faire intervenir un ordinateur, on peut envisager le « bouclage » de la chaîne et ainsi réaliser une rétroaction de la mesure sur la simulation en vue d'obtenir un résultat « optimal » au niveau du système ou du dispositif soumis aux essais (S sur le tableau).

On retrouve ici le schéma de principe classique de la régulation automatique des processus industriels (« process control ») mais ce qui nous semble important de souligner c'est, maintenant, la possibilité d'extension des mêmes procédés d'optimisation à bien d'autres domaines de l'activité scientifique et industrielle, qu'il s'agisse de la recherche pure et des travaux de laboratoires, où l'empirisme et la recherche du meilleur résultat sont des données permanentes, ou qu'il s'agisse de l'automatisation des procédés et moyens de contrôle et de réglage, généralement moins développée que celle des procédés et moyens de production.

2. Conception de générateurs modernes de signaux sinusoïdaux

Notre propos n'est pas, présentement, d'entrer dans le détail de la réalisation technique au niveau des circuits — dont les structures peuvent d'ailleurs être très diverses — mais d'insister plus particulièrement, en nous appuyant sur un exemple concret de réalisation, sur la mise en application de nouveaux concepts instrumentaux découlant de l'analyse précédente.

Nous nous bornerons simplement, au préalable, à rappeler succinctement les principes de base sur lesquels reposent les procédés de génération de fréquence à structure numérique en précisant ceux qui ont été retenus dans la réalisation citée.

2.1. Procédés de génération de fréquence à structure numérique

Bien que les mêmes procédés soient applicables à d'autres types (générateurs d'impulsions, par exemple) nous n'évoquerons ici que le cas des générateurs de signaux sinusoïdaux qui, de la très basse fréquence (TBF) aux hyperfréquences (UHF) embrassent un très vaste domaine d'applications.

Le principe utilisé est celui dit de « synthèse » par lequel le signal délivré est engendré à partir d'un maître oscillateur unique (F_0) et de certains de ses différents harmoniques.

Partant de ce principe, plusieurs procédés peuvent être envisagés pour obtenir un même résultat, à savoir :

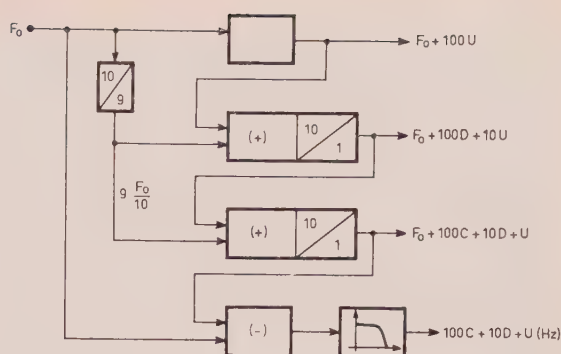


FIG. 2.

sélectionner individuellement les différents chiffres du nombre mesurant la fréquence désirée, le signal délivré étant toujours, quelle que soit sa valeur, asservi au maître oscillateur.

Parmi ces procédés, nous avons retenu celui dit de « synthèse itérative » schématisé sur la figure 2 dans le cas simple d'une fréquence comportant trois chiffres significatifs.

Soient C (centaines), D (dizaines) et U (unités), les 3 chiffres du nombre désiré. Si l'unité retenue est le hertz (Hz), la fréquence délivrée devra avoir pour valeur : $(100 C + 10 D + U)$ Hz.

Le procédé consiste, partant d'une fréquence auxiliaire F_0 , à engendrer successivement les fréquences $(F_0 + 100 U)$, $(F_0 + 100 D + 10 U)$, $(F_0 + 100 C + 10 D + U)$.

Un mélangeur soustracteur final, recevant également la fréquence F_0 , délivre la fréquence de sortie $100 C + 10 D + U$.

Ainsi qu'on le voit, chaque unité insérant un nouvel incrément de fréquence (ou « décade de fréquence ») doit diviser par 10 la somme des « incréments » précédents et ajouter son propre incrément.

La figure 3 schématise la structure possible d'une telle décade de fréquence.

Si A est la somme des incréments précédents, la fréquence incidente $F_0 + A$ est divisée par 10 et appliquée au « mélangeur-sommateur » de sortie, ainsi que la fréquence $9 F_0/10 + B$ issue de l'oscillateur O.

La fréquence de sortie est égale à $F_0 + A/10 + B$, ainsi qu'il est recherché.

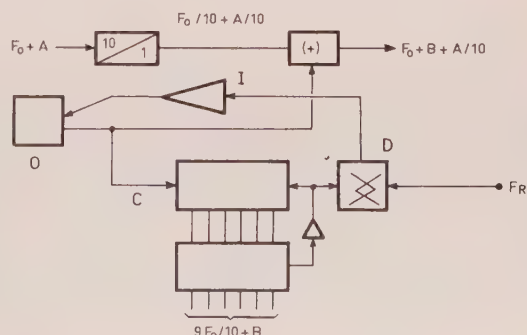


FIG. 3.

La génération de la fréquence $9 F_0/10 + B$ est obtenue à l'aide du *compteur à capacité variable C*, dont la fréquence de recyclage est comparée à la fréquence de référence F_r à l'aide du discriminateur de phase *D*. Celui-ci commande, à travers l'amplificateur *I*, la fréquence de l'oscillateur *O*.

Pratiquement, le compteur à capacité variable *C* constitue l'élément proprement numérique du système.

Son rôle est donc fondamental car c'est en agissant sur sa prédétermination, à l'aide de signaux codés, par exemple, que peut être réalisée la *programmation* manuelle ou automatique de chaque décade du générateur-synthétiseur.

2.2. Données fondamentales de la conception des appareils

S'appuyant sur les considérations générales que nous avons tout d'abord exposées et exploitant des principes et procédés tels que celui que nous venons de citer, les caractères fondamentaux de générateurs de signaux électriques de conception moderne peuvent se résumer comme suit :

— *Commodité de réglage et de lecture* : par l'affichage numérique direct des grandeurs désirées.

— *Précision, définition* : nombre de chiffres aussi élevé qu'on le désire, compatible avec la stabilité des éléments étalons.

— *Stabilité* : ne dépendant que d'un minimum d'éléments étalons. L'élément étalon, unique pour les générateurs, peut être, par exemple, un quartz thermostaté permettant d'atteindre des stabilités de l'ordre de 10^{-9} à 10^{-10} .

Il est également très aisé, pour certaines applications, d'y substituer une source de référence à haute performance, telle qu'un étalon atomique.

— *Programmation, télécommande, automatisme* : aisément réalisés par action directe sur les circuits numériques (compteurs à capacité variable, compteurs prédéterminés...).

— *Multiplicité des fonctions* : par l'association judicieuse de circuits numériques et linéaires.

— *Technologie intégrée* : pratiquement accessible à la quasi-totalité des équipements électroniques exploitant des circuits logiques (techniques numériques).

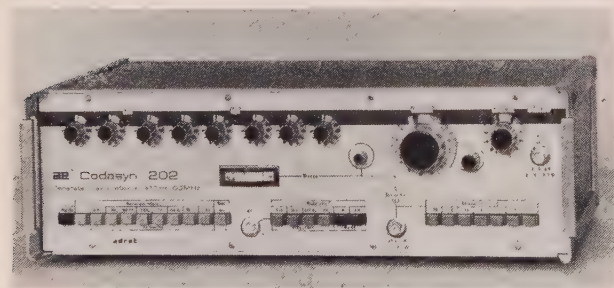


FIG. 4.

— *Faibles poids, encombrement, consommation et dissipation* : par l'emploi de composants de micro-électronique.

— *Standardisation et normalisation poussées* : structures mécaniques, composants, codes et niveaux d'interconnexion, etc.

C'est à ces caractères généraux que répond le générateur que nous décrivons ci-après.

3. Générateur-synthétiseur 300 Hz à 60 MHz (fig. 4)

3.1. Domaines d'applications

En tant que générateur de hautes performances, cet appareil couvre un champ d'applications très étendues, telles que :

- Télécommunications, radar, télémesures,
- Etude, contrôle et réglage des filtres,
- Résonance magnétique nucléaire,
- Pilotage d'émetteurs (réglage, télécommande),
- Etalon de laboratoire,
- Recherche médicale,
- Contrôle et tests automatiques, etc.

3.2. Spécifications et performances

— *Gamme de fréquence* : 300 Hz à 60 MHz,

— *Affichage numérique (définition)*, 8 chiffres par « pas » de 1 Hz à 10 MHz, en rapports décimaux.

N.B. important : L'utilisation d'un compteur électronique auxiliaire permet, si nécessaire, d'atteindre la définition de 0,001 Hz.

— *Stabilité de fréquence* (quartz thermostaté) :

- $\geq 10^{-7}$ /jour (option a),
- $\geq 2 \cdot 10^{-9}$ /jour (option b).

— *Pilotage extérieur* (éventuel) : tout étalon de fréquence 1 ou 5 MHz.

— *Tension de sortie* :

- Non modulée ou FM : 1 V/50 Ω ,
- AM : 0,5 V/50 Ω .

— *Atténuateur de sortie* : 0 à -60 dB, par atténuateur à touches + vernier.

— *Signaux parasites* :

- Bruit de phase : -70 dB.
- Signaux non harmoniques : -80 dB.
- Signaux harmoniques : -34 dB.

— *Modulation AM et FM* :

- Par générateur interne : 50 - 400 - 1 000 Hz.
- Par générateur externe : ± 5 V (crête), utilisation en wobulateur.

— *Oscillateur de recherche* : par décades, de 1 Hz à 10 MHz

— *Programmation :*

Entrées codées : BCD 1-2-4-8.

Niveau logique « 0 » : -1 V à $+0,1\text{ V}$.

Niveau logique « 1 » : $+6\text{ V}$ à $\pm 1,5\text{ V}$.

Impédance d'entrée : $4\,700\ \Omega \pm 20\%$.

— *Temps de réponse en programmation :*

0,2 ou 1 ms.

— *Consommation :* 60 VA.

3.3. Equipements périphériques de programmation et accessoires

3.3.1. Programmeurs

Le générateur précédent, grâce à ses entrées de programmation, peut éventuellement être inclus dans un ensemble complexe de calcul, d'optimisation, d'automatisme ou de télécommande (télé réglage de fréquence).

Mais cette faculté de programmation peut être utilement mise à profit dès qu'un tel instrument est appelé à être utilisé de manière plus ou moins répétitive. Tel est le cas, par exemple, de l'utilisation à un poste de contrôle ou de réglage dans une chaîne de production, voire même le cas de certaines études de laboratoire.

Tout en conservant un mode d'utilisation manuel, il est alors plus sûr et plus rapide de disposer d'une « mémoire » intermédiaire constituée par un clavier à touches, chacune d'elles correspondant à une valeur préalablement fixée et éventuellement modifiable. Le gain de temps des manipulations et l'élimination de tous risques d'erreurs peuvent ainsi conduire à des économies pouvant atteindre 90 % du coût des opérations de contrôle, de mesure ou de test.

C'est à cette fin que sont conçus divers modèles de programmeurs tels que celui représenté figure 5.

Cet appareil permet de prédéterminer, individuellement, huit valeurs différentes de fréquences. Un montage en cascade permet de porter ce nombre à une valeur quelconque.

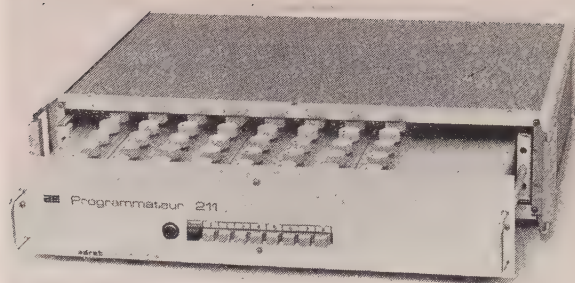


FIG. 5.

3.3.2. Afficheur numérique

Un appareil programmé étant « aveugle » lors de son utilisation en programmation, il peut être utile et commode de visualiser et, ainsi, de pouvoir contrôler chaque valeur de consigne issue d'un ensemble générateur + programmeur.

A cette fin est conçu l'afficheur numérique permettant également le téléaffichage des informations dans l'utilisation directe du générateur.

3.3.3. Autres accessoires

En vue d'exploiter au mieux les possibilités offertes par ce générateur programmable et d'augmenter éventuellement certaines performances, l'utilisateur peut disposer d'accessoires standards tels que :

— *Un atténuateur programmé 0 à 99 dB, par pas de 1 dB, pour la programmation éventuelle de la tension de sortie,*

— *Un programmeur double (tension, fréquence),*

— *Des programmeurs spécifiques pour signaux standards de télémesure (standards IRIG, par exemple),*

— *Un générateur d'harmonique 0 à 100 MHz.*

Augmentation du pouvoir séparateur d'une antenne voies multiples et décision statique

S. DRABOWITCH, M. METHAIS, C. AUBRY

Cie Fse Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt

1. Introduction

1.1. Généralités

La théorie classique du pouvoir séparateur des instruments d'optique est fondée sur le critère de résolution formulé en 1879 par Lord Rayleigh. D'après ce critère, la limite de résolution des images de deux objets ponctuels est approximativement égale au rayon de la tache centrale de la figure de diffraction de l'instrument.

Dans le domaine des antennes directives qui utilisent des ondes cohérentes, le pouvoir séparateur obtenu avec les méthodes actuelles est, de façon analogue, limité par la largeur du lobe principal du diagramme de diffraction.

Le but de cet exposé est de présenter une méthode nouvelle permettant de mesurer l'écart angulaire de deux objets ponctuels, cet écart pouvant être inférieur à la largeur du lobe de diffraction. Cette méthode permet également, dans certaines conditions, d'évaluer le diamètre apparent d'un objet non ponctuel.

1.2. Conceptions récentes sur le problème du pouvoir séparateur

Selon le critère de Rayleigh, la limite de résolution d'un instrument est l'écartement de deux points-objets dont les images constituées par des figures de diffraction sont telles que le maximum du lobe central de l'une coïncide avec le premier zéro de l'autre (fig. 1). Il en résulte la formule du pouvoir séparateur que l'on trouve sous diverses formes dans

tous les traités d'optique :

$$\alpha = \frac{\lambda}{D}$$

où λ est la longueur d'onde et D le diamètre de la pupille de l'instrument.

On définit le spectre de fréquences spatiales ν d'une antenne par la transformée de Fourier de son diagramme [1]. Ce spectre est à support borné et présente une fréquence spatiale de coupure ν_0 donnée approximativement par :

$$\nu_0 = \frac{D}{2\lambda}$$

La limite de résolution définie par le critère de Rayleigh s'exprime donc à partir de ν_0 par la relation :

$$\alpha = \frac{1}{2\nu_0}$$

ce qui représente précisément l'intervalle d'échantillon-

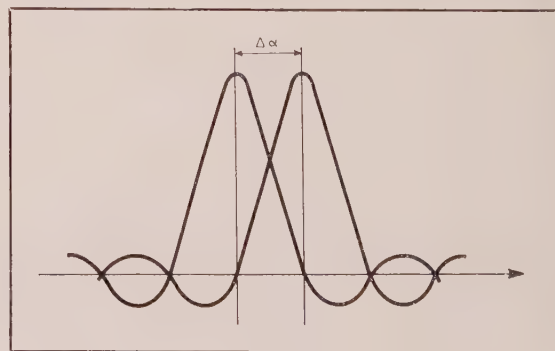


FIG. 1.

nage au sens du théorème de Shannon, d'un signal dont le spectre est borné à ν_0 .

Cette liaison entre résolution et échantillonnage permet d'assimiler la notion de pouvoir séparateur angulaire à celles de pouvoir séparateur en distance ou en vitesse qui sont utilisées dans le domaine du radar ; c'est la durée d'une impulsion qui limite la résolution en distance d'un radar. De même, c'est la largeur de son spectre qui limite la résolution en vitesse obtenue par effet Doppler.

Cependant, depuis déjà quelques années, on utilise un critère plus nuancé applicable, en particulier, aux techniques de radar à corrélation (radar à bruit ou à compression d'impulsion). Les travaux de WOODWARD et d'autres chercheurs ont montré que le pouvoir de résolution en distance et en vitesse était limité, non par la durée du signal ou la largeur de son spectre, mais bien plutôt, par celles de leurs fonctions d'autocorrélation. Cette fonction d'autocorrélation présente un lobe principal dont la largeur détermine le pouvoir de résolution. Un radar générant de longues impulsions de fréquence aléatoire peut donc présenter un haut pouvoir de résolution en distance si le spectre du signal émis est assez large [2, 3].

Récemment, cette nouvelle formulation de la notion de pouvoir de résolution a été transposée dans le domaine des antennes par URKOWITZ, HAUER et KOVAL [4]. Ces auteurs donnent comme critère de résolution d'une antenne, non pas la largeur de sa tache de diffraction, c'est-à-dire du lobe principal de son diagramme, mais l'ouverture angulaire de la fonction d'autocorrélation de son diagramme de rayonnement. Cette façon de voir permet, d'ailleurs, d'imaginer de nouvelles structures d'antennes dont le diagramme est quasi omnidirectionnel et ne présente aucune directivité marquée, tout en étant doué d'un pouvoir séparateur élevé ; on pourrait envisager un diagramme d'allure aléatoire, modulé selon un certain code, la résolution entre deux objectifs étant obtenue par corrélation des signaux renvoyés avec les codes de références.

Cependant, sous les diverses formes que nous avons énumérées, ces critères de résolution ne font que généraliser les critères de Rayleigh et, comme lui, ils présentent une lacune importante ; ils ne font pas intervenir directement la notion de bruit. Cette critique, déjà faite depuis quelques années [5], a été formulée de façon explicite à l'occasion du Congrès International sur les antennes à Copenhague, en juin 1962 [6].

Il semble bien qu'une formulation correcte du critère de résolution doive être compatible avec les notions fondamentales de la théorie de l'information et s'exprimer en termes de probabilité.

Jusqu'à ces dernières années, la seule voie envisagée pour accroître le pouvoir séparateur d'une antenne était l'hypothétique antenne « superdirective ». La façon correcte de poser le problème nous semble la suivante : étant donné une antenne de dimension donnée et équipée de récepteurs possédant un facteur de bruit donné, quelle est la quantité d'informations qui peut être transmise par cette antenne pendant un certain temps (par exemple, une seconde) ? Cette quantité d'informations dépend :

1. du nombre de degrés de liberté de l'antenne,
2. du rapport signal/bruit relatif à chaque voie.

Rappelons les résultats importants suivants qui résultent, en grande partie, des travaux de WOODWARD [2, 7] et de G. TORALDO DI FRANCA [5].

Le nombre de degrés de liberté d'une antenne est égal au nombre de points de son ouverture où la loi d'illumination peut être contrôlée indépendamment. Si, pour des raisons de couplages, on veut maintenir l'écartement entre deux tels points à une valeur supérieure à $\lambda/2$, le nombre de degrés de liberté de l'antenne sera au maximum :

$$N_{\max} = \frac{2D}{\lambda}.$$

Il est, par conséquent, nécessaire d'accroître les dimensions de l'antenne pour augmenter $N_{\max}$. Ce nombre exprime également le nombre de directions de l'espace où le diagramme de rayonnement peut être contrôlé indépendamment.

Si le diamètre de l'antenne D est fixé, on ne peut accroître $N_{\max}$ qu'en resserrant le nombre de points de contrôle ; on est ainsi amené à considérer des lois d'illumination dont le rayon de corrélation est faible vis-à-vis de la longueur d'onde : c'est le domaine des antennes superdirectives.

Au lieu de considérer le nombre de points de contrôle indépendants sur l'ouverture, on peut également considérer le nombre de voies de l'antenne donnant lieu à un diagramme de rayonnement indépendant des autres. Dans le cas d'un réseau, ce sera, par exemple, un ensemble de diagrammes en $\sin x/x$ orthogonaux entre eux, constituant l'échantillonnage du diagramme le plus général. On peut, également, considérer toutes les combinaisons linéaires entre ces diagrammes : en particulier, les sommes et les différences. On voit donc qu'une antenne monopulse classique fonctionnant dans un espace plan ne possède que deux degrés de liberté (les deux diagrammes orthogonaux sont la somme et la différence) [8, 9].

Ce nombre est suffisant pour déterminer deux paramètres relatifs à l'objet ponctuel considéré :

- l'intensité du signal reçu (par le signal somme Σ),
- la direction (par le signal différence Δ rapporté au signal somme Σ , soit Δ/Σ).

Cette direction est définie avec une précision qui ne dépend que du rapport signal/bruit pendant la durée de la mesure pour une antenne donnée.

Pour localiser deux objets dans un espace plan, il est nécessaire et suffisant de disposer de trois degrés de liberté. Il y a, en effet, trois paramètres à déterminer (nous supposons ici, les rayonnements des deux objectifs incohérents) :

- l'intensité globale du signal reçu (obtenue par le signal Λ),
- la direction moyenne de l'objet (obtenue par le signal Σ),

— l'écart angulaire entre ces objets (obtenu par l'utilisation d'une voie indépendante supplémentaire que nous définirons et appellerons voie ECART E).

Dans le cas de deux objets cohérents, deux paramètres supplémentaires apparaissent : leurs amplitudes et phases relatives. Cependant, les trois signaux Σ , Δ , E sont suffisants car la connaissance de leurs phases et amplitudes fournit cinq équations qui permettent de déterminer les paramètres de l'objectif en l'absence de bruit.

En présence de bruit, une méthode inspirée de la théorie de la décision permet de définir les valeurs les plus vraisemblables de ces paramètres.

2. Principe de la méthode

2.1. Lois d'illuminations orthogonales et diagrammes correspondants

Considérons une antenne formée d'un réseau linéaire d'ouverture D fonctionnant à la longueur d'onde λ . Nous allons envisager plusieurs lois d'illuminations orthogonales de ce réseau auxquelles correspondront des diagrammes de rayonnement orthogonaux (fig. 2). Soit x l'abscisse d'un point de cette ouverture.

Les deux premières illuminations que nous allons considérer sont du type de celles que l'on utilise habituellement dans la méthode monopulse [8] : d'abord une illumination paire que nous supposons uniforme, représentée par la fonction :

$$f_{\Sigma}(x) = \text{rect} \frac{2x}{D} = \text{rect} \frac{v}{v_0}.$$

La fonction $\text{rect } x$ est unitaire pour $|x| < 1$ et nulle pour $|x| \geq 1$. La variable $v = x/\lambda$ est la fréquence spatiale, v_0 est la fréquence de coupure [1].

Cette illumination donne naissance, en première approximation, à un diagramme de rayonnement

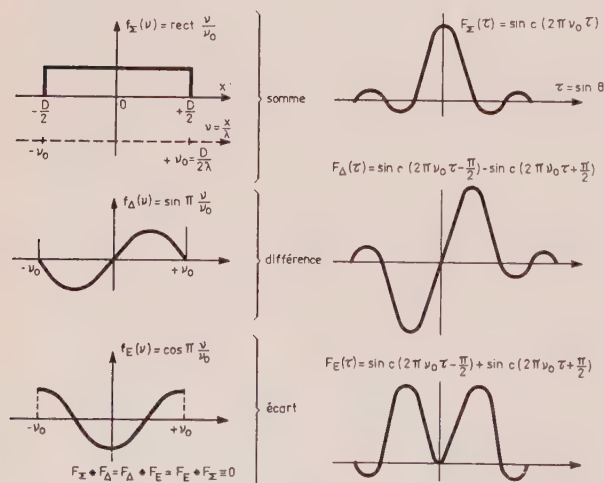


FIG. 2.

de la forme :

$$F_{\Sigma}(\tau) = \frac{\sin 2\pi v_0 \tau}{2\pi v_0 \tau}$$

avec $\tau = \sin \theta$, θ étant la variable angulaire. C'est le diagramme « somme » de la technique monopulse. C'est également une fonction d'échantillonnage du filtre linéaire que constitue l'antenne.

Nous considérons ensuite une illumination impaire que nous supposons sinusoïdale et de la forme :

$$f_{\Delta}(x) = \sin \pi \frac{v}{v_0} \text{rect} \frac{v}{v_0}.$$

Il lui correspond un diagramme de rayonnement impair : le diagramme différence de la technique monopulse. Il est facile de voir que ce diagramme résulte de la différence entre deux échantillons orthogonaux disposés symétriquement par rapport à l'axe :

$$\begin{aligned} F_{\Delta}(\tau) &= \frac{1}{2} \frac{\sin(2\pi v_0 \tau - \pi)}{2\pi v_0 \tau - \pi} - \frac{1}{2} \frac{\sin(2\pi v_0 \tau + \pi)}{2\pi v_0 \tau + \pi} \\ &= \frac{\sin 2\pi v_0 \tau}{4\pi^2 v_0^2 \tau^2 - \pi^2}. \end{aligned}$$

Nous allons maintenant considérer une illumination nouvelle par rapport à la méthode monopulse classique : une illumination paire, orthogonale aux deux premières, et que nous supposons en cosinus. C'est ce que nous appellerons la loi d'illumination « d'écart » car c'est celle qui nous livrera l'information d'écart entre deux objectifs :

$$f_E(x) = \cos \pi \frac{v}{v_0} \text{rect} \frac{v}{v_0}.$$

Pour vérifier l'orthogonalité, il suffit de constater les identités suivantes :

$$\begin{aligned} \int_{-v_0}^{+v_0} f_{\Sigma}(v) f_{\Delta}(v) dv &= \int_{-v_0}^{+v_0} f_{\Sigma}(v) f_E(v) dv \\ &= \int_{-v_0}^{+v_0} f_{\Delta}(v) f_E(v) dv = 0. \end{aligned}$$

Le diagramme correspondant est pair ; il résulte de la somme de deux échantillons dont nous avons considéré précédemment la différence :

$$\begin{aligned} F_E(\tau) &= \frac{1}{2} \frac{\sin(2\pi v_0 \tau - \pi)}{2\pi v_0 \tau - \pi} + \frac{1}{2} \frac{\sin(2\pi v_0 \tau + \pi)}{2\pi v_0 \tau + \pi} \\ &= \frac{2\pi v_0 \tau \sin 2\pi v_0 \tau}{4\pi^2 v_0^2 \tau^2 - \pi^2}. \end{aligned}$$

On voit donc que la méthode consiste à effectuer une « analyse fine » du champ reçu par l'antenne en

considérant les termes successifs de son développement en série de Fourier, chaque terme donnant lieu à une voie séparée. Nous nous sommes limités, ici, aux trois premiers termes mais rien n'empêche de considérer les termes d'ordre supérieur. Cependant cette possibilité est très limitée car les niveaux de bruit relatifs aux termes successifs sont de plus en plus grands.

2.2. Parties principales au voisinage de l'axe des fonctions « gain » des divers diagrammes

En supposant que le réseau est, non plus plan, mais carré de côté D avec une loi uniforme dans tous les cas dans la direction perpendiculaire au plan de la feuille, la fonction gain relative à une loi d'illumination donnée $f(v)$ s'obtient par la formule [10] :

$$G(\tau) = G_0 \frac{\left| \int_{-v_0}^{+v_0} f(v) e^{-j2\pi v \tau} dv \right|^2}{2v_0 \int_{-v_0}^{+v_0} |f(v)|^2 dv},$$

avec :

$$G_0 = 4\pi \frac{D^2}{\lambda^2}.$$

Le calcul conduit aux expressions suivantes des parties principales des fonctions gain en voies somme, différence et pour la nouvelle voie « écart » :

$$G_\Sigma = G_0,$$

$$G_\Delta = G_0 2 \left(\frac{D}{\lambda} \theta \right)^2,$$

$$G_E = G_0 2 \left(\frac{D}{\lambda} \theta \right)^4.$$

Les expressions correspondantes en amplitude sont de la forme :

$$\Sigma = \sqrt{G_0},$$

$$\Delta = \sqrt{G_0} \sqrt{2} \frac{D}{\lambda} \theta,$$

$$E = \sqrt{G_0} \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \theta \right)^2.$$

2.3. Exploitation des informations issues des trois voies : somme, différence et écart

2.3.1. Cas d'un objet double situé dans l'axe de l'antenne

Pour bien faire comprendre comment la voie d'écart donne effectivement l'angle de séparation 2α entre deux points objets, nous allons commencer par le cas le plus simple : deux points brillants voisins de l'axe de rayonnement de l'antenne sont placés symétriquement par rapport à cet axe dans les directions $+\alpha$ et $-\alpha$ et sont excités en phase (fig. 3) avec l'am-

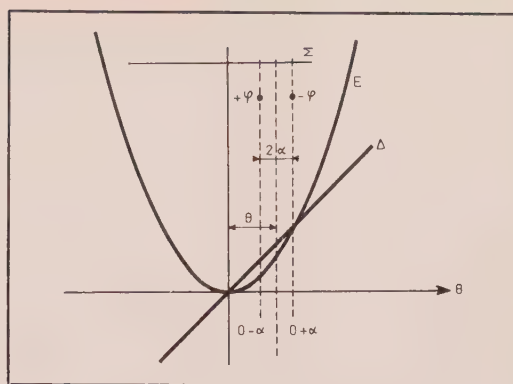


FIG. 3.

plitude $1/2$. Les signaux reçus dans les trois voies sont alors respectivement :

$$\Sigma = \sqrt{G_0},$$

$$\Delta = \sqrt{G_0} \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \frac{D}{\lambda} \alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{D}{\lambda} (-\alpha) \right] = 0,$$

$$E = \sqrt{G_0} \left[\frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{D}{\lambda} \alpha \right)^2 + \frac{\sqrt{2}}{2} \left(-\frac{D}{\lambda} \alpha \right)^2 \right] = \sqrt{G_0} \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \alpha \right)^2.$$

On voit donc que la voie somme reçoit un signal important, la voie différence reçoit un signal nul, la voie d'écart reçoit un signal faible proportionnel au carré de l'écart. Pour exploiter ce signal on peut procéder de la façon suivante (fig. 4) : après échange de fréquence, la chaîne moyenne fréquence de la voie somme comporte un système de contrôle de gain (CAG⁽¹⁾) de façon à délivrer un signal d'amplitude constante de la forme $\Sigma/|\Sigma|$.

La tension CAG est appliquée à l'amplificateur de la voie d'écart qui délivre le signal $E/|\Sigma|$. Les deux signaux ainsi obtenus sont envoyés dans un

(1) CAG : contrôle automatique de gain.

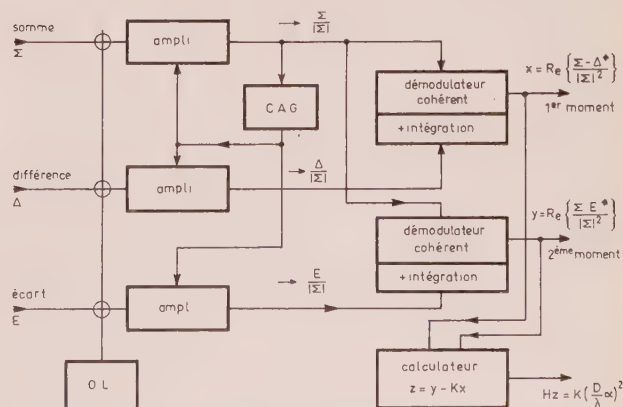


FIG. 4. — Bloc diagramme d'exploitation.

démodulateur cohérent dont le signal de sortie mesure le produit des tensions d'entrées par le cosinus de leurs phases relatives ⁽²⁾. Il s'exprime donc sous la forme :

$$y = \text{Réel} \left\{ \frac{\Sigma E^*}{|\Sigma|^2} \right\}.$$

On a donc :

$$y = \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \alpha \right)^2.$$

2.3.2. Cas général de deux objets inégaux de phases quelconques (objets « incohérents »)

Nous supposons, dans ce paragraphe, que les phases des ondes rayonnées par les deux objets sont quelconques et varient avec une fréquence supérieure à la fréquence de coupure des CAG des chaînes d'amplification.

C'est le cas de deux objectifs voisins non reliés physiquement ou d'un objectif unique en rotation.

Nous désignerons par θ la direction du centre des deux objectifs par rapport à l'axe de l'antenne, 2α leur écartement angulaire, $+\varphi$ et $-\varphi$ leurs phases, $(1+r)$ et $(1-r)$ les amplitudes des ondes rayonnées par chaque objectif.

Dans ces conditions, les signaux reçus dans les trois voies ont pour expression :

$$\Sigma = \cos \varphi + jr \sin \varphi,$$

$$\Delta = \sqrt{2} \frac{D}{\lambda} [(\theta + \alpha r) \cos \varphi + j(\alpha + \theta r) \sin \varphi],$$

$$E = \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 [(\theta^2 + \alpha^2 + 2r\alpha\theta) \cos \varphi + j(2\alpha\theta + r(\alpha^2 + \theta^2)) \sin \varphi].$$

En associant les signaux différence et écart au signal somme dans deux démodulateurs cohérents et en choisissant convenablement les constantes de temps vis-à-vis de la vitesse de variation de la phase, les signaux de sortie des démodulateurs sont les fonctions d'intercorrélations norm  es :

$$\bar{X} = \text{Réel} \left\{ \frac{\Sigma \Delta^*}{|\Sigma|^2} \right\} = \sqrt{2} \frac{D}{\lambda} \left(\theta + \frac{2r\alpha}{1+r^2} \right),$$

$$\bar{Y} = \text{Réel} \left\{ \frac{\Sigma E^*}{|\Sigma|^2} \right\} = \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \left(\theta^2 + \alpha^2 + \frac{4r\alpha\theta}{1+r^2} \right).$$

Si l'on réalise, au moyen d'un calculateur, l'opération :

$$Z = Y - kX^2, \quad k = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

⁽²⁾ C'est le produit scalaire des vecteurs images associés aux tensions d'entrées $\Sigma/|\Sigma|$ et $E/|\Sigma|$.

on obtient :

$$Z = \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \alpha \right)^2 \left(\frac{1-r^2}{1+r^2} \right)^2,$$

Z est bien le signal chargé. Si l'on connaît r a priori, le signal donne l'écartement α . Si l'on ne connaît pas r , on peut dire qu'il donne le « moment d'inertie » du système formé de deux objets ponctuels.

On remarque, en particulier, que si $r = \pm 1$, c'est-à-dire s'il ne reste qu'un seul objet, on a bien $Z = 0$.

2.3.3. Cas de deux objets « cohérents »

Dans le cas où les phases des ondes rayonnées par les deux objets varient avec une fréquence inférieure à la fréquence de coupure des CAG des chaînes d'amplification, il est nécessaire d'écrire quatre équations entre les quatre inconnues θ , α , r et φ . Ces quatre équations sont obtenues au moyen d'une démodulation cohérente de Δ et E d'une part par Σ , d'autre part par $j\Sigma$:

$$X = \text{Réel} \left\{ \frac{\Sigma \Delta^*}{|\Sigma|^2} \right\} = \sqrt{2} \frac{D}{\lambda} \left[\frac{r\alpha}{M} - \theta \right],$$

$$Y = \text{Réel} \left\{ \frac{\Sigma E^*}{|\Sigma|^2} \right\} = \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \left[\alpha^2 + \theta^2 - \frac{2r\alpha\theta}{M} \right],$$

$$X' = \text{Im} \left\{ \frac{\Sigma \Delta^*}{|\Sigma|^2} \right\} = \sqrt{2} \frac{D}{\lambda} \frac{\alpha(r^2 - 1) \sin 2\varphi}{2M},$$

$$Y' = \text{Im} \left\{ \frac{\Sigma E^*}{|\Sigma|^2} \right\} = \sqrt{2} \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \frac{\alpha\theta(r^2 - 1) \sin 2\varphi}{M},$$

avec $M = \cos^2 \varphi + r^2 \sin^2 \varphi = |\Sigma|^2$.

On en déduit :

$$\theta = \frac{Y'}{2X'} \quad \text{et} \quad \alpha^2 = Y + 2X \frac{Y'}{X'} + \left(\frac{Y'}{X'} \right)^2.$$

Ces résultats montrent qu'étant donné un objectif bi-ponctuel formé de deux sources cohérentes, une

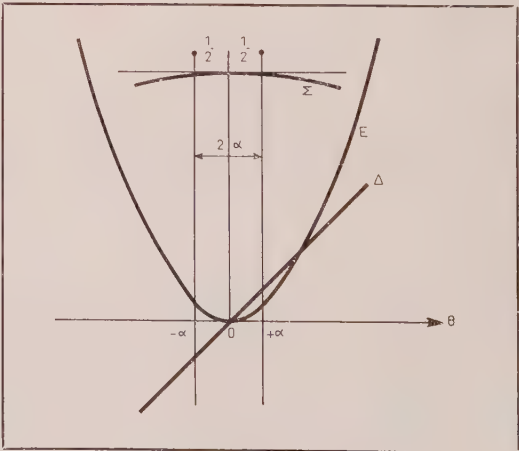


Fig. 5.

antenne possédant les trois diagrammes « somme », « différence » et « écart » et les circuits d'exploitation adéquats, permet de mesurer la direction moyenne θ et l'écart angulaire 2α des courbes quelles que soient leurs phases et amplitudes relatives.

Dans le cas d'un objectif complexe quelconque (un avion par exemple), l'antenne donne les paramètres d'un système bi-ponctuel équivalent. Elle permet donc d'éliminer le phénomène classique du « bruit de pointage angulaire » qui apparaît généralement avec un tel objectif et de donner un ordre de grandeur des dimensions transversales de cet objectif.

3. Influence du bruit thermique. Estimation statistique de la configuration

La présence inévitable du bruit de fond des récepteurs venant perturber le résultat des mesures, la configuration des cibles ne peut être décrite qu'en termes de probabilités.

Une méthode inspirée de la théorie de la décision consiste à prendre comme estimation des directions inconnues les valeurs qui rendent maximale la fonction de vraisemblance [10].

Dans le cas où au problème d'estimation s'ajoute un problème de détection c'est-à-dire de résolution (y a-t-il une ou deux cibles ?), la méthode doit être aménagée. On peut définir une règle de décision conduisant à des résultats assez satisfaisants. Ainsi, pour un rapport signal/bruit suffisamment élevé ($R > 35$ dB) ⁽³⁾, on peut améliorer le critère de Rayleigh dans un rapport de un à cinq avec une probabilité, évaluée au moyen d'une simulation sur ordinateur, supérieure à 0,8.

4. Conclusion

Du point de vue théorique, l'intérêt de la méthode que nous venons de décrire, réside essentiellement dans le fait qu'elle permet de s'affranchir du caractère arbitraire du critère classique de résolution et qu'elle exprime le pouvoir séparateur en termes de probabilités.

Du point de vue pratique, signalons qu'une maquette en ondes millimétriques a été réalisée, laquelle a permis de vérifier la validité du principe dans le cas de deux cibles voisines incohérentes. La courbe de la figure 6 met en évidence l'amélioration obtenue dans le cas de deux objets ponctuels identiques et symétriques [11, 12].

Diverses applications de cette méthode peuvent être envisagées dans le domaine du radar et de la goniométrie.

L'étude qui fait l'objet de la présente communication a été conduite dans le cadre d'un marché passé par la Direction des Recherches et Moyens d'Essais à la Compagnie Française Thomson-Houston.

⁽³⁾ $R = \frac{\text{Energie du signal pendant la durée de la mesure}}{\text{Densité spectrale de puissance de bruit}}$

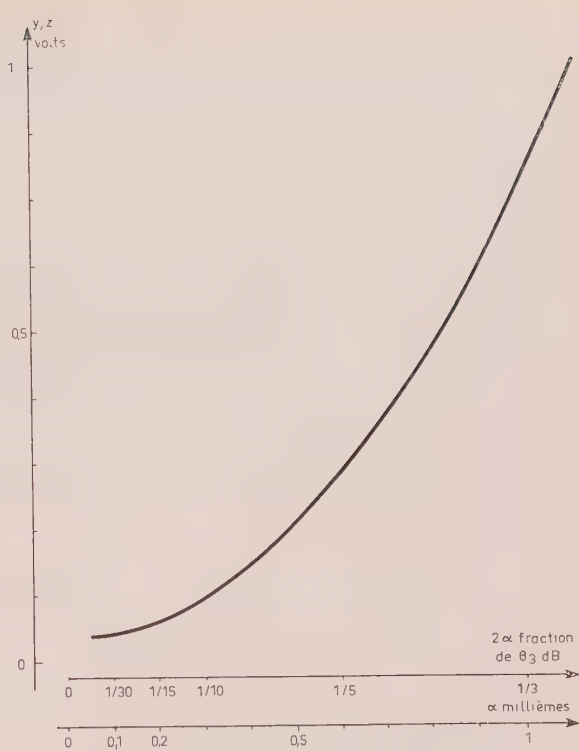


Fig. 6. — Augmentation du pouvoir séparateur. Relevé du pouvoir séparateur.

Bibliographie

- [1] DRABOWITCH S. — Application de la théorie du signal aux antennes. *L'Onde Electrique*, mai 1965, p. 550.
- [2] WOODWARD P.M. — Probability and information theory application to radar. Pergamon Press Ltd, London, 1953.
- [3] CARPENTIER M. — Radars. Théories modernes. Dunod, Paris, 1963.
- [4] URKOWITZ, HAUER et KOVAL. — Generalized Resolution in radar System. *PIRE*, octobre 1962.
- [5] TORALDO DI FRANCIA G. — Directivy. Super again and information. IRE Transaction on Antennas and Propagation, juillet 1956.
- [6] HAUSZ Walter. — Angular location, Monopulse and resolution. Symposium international sur la théorie électromagnétique sur les antennes, Copenhague, juin 1962.
- [7] WOODWARD P.M. — The theoretical precision with which an arbitrary radiation. Pattern may be obtained from a source of finite Size. *PIEE*, septembre 1948.
- [8] RHODES D.R. — Introduction to monopulse. Mc. Graw-Hill Book Company Inc., New York, 1959.
- [9] DRABOWITCH S. — Multimodes antennas. *Microwave journal*, janvier 1966.
- [10] KSIENKI A.A., MCGHEE R.B. — Angular Resolution Beyond the Rayleigh Limit. Scientific Report n° 1 on Contract, AF 18 (628), 4358, Hughes Aircraft Company.
- [11] DRABOWITCH S. — Augmentation du Pouvoir séparateur d'une antenne par décomposition du champ reçu en distributions orthogonales. Thèse présentée à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris.
- [12] DRABOWITCH S. — Procédé et dispositif d'antennes à pouvoir de résolution élevé. Brevet français n° PV 935.219, U.S. Patent 3.273.149.

Centre de phase et astigmatisme des antennes

C. ANCONA, D. LITAUDON

STAREC

1. Importance du problème

Dans la mesure où un système rayonnant est assimilable à une source ponctuelle, il importe de connaître la localisation approximative du point d'où paraît émaner le rayonnement, c'est-à-dire du centre de phase moyen de l'aérien. Si, par exemple, on est amené à utiliser le système rayonnant comme source primaire d'un miroir ou d'une lentille, il faut évidemment pouvoir faire coïncider ce centre de phase moyen avec le foyer du système optique.

Cependant les spécialistes s'attachent depuis quelques années à déterminer non seulement les centres de phases moyens, mais encore leur évolution en fonction des différents paramètres et notamment de la direction considérée. La raison en est la suivante : dans le passé, la technique radioélectrique n'était pas suffisamment avancée pour que l'on soit limité par l'incertitude sur la connaissance du centre de phase des aériens ; au fur et à mesure que l'on a appris à effectuer des mesures de localisation ou de guidage de plus en plus précises, l'incertitude sur la connaissance du centre de phase jouait un rôle de moins en moins négligeable.

Quelques exemples vont nous permettre d'illustrer ces aspects récents :

1. Dans le cas où l'on cherche à étalonner un système de localisation angulaire, on a souvent recours à des balises radioélectriques aéroportées munies de sources lumineuses permettant d'effectuer un étalonnage par des moyens optiques. Or cet étalonnage n'est valable que si l'on peut identifier le centre de phase de la balise à la source lumineuse, ou tout au moins si l'on connaît avec précision sa position géométrique par rapport à celle de la source.

2. Les systèmes classiques d'aide à l'atterrissage qui utilisent des dispositifs d'intersection de faisceaux, guident, en principe, l'aéronef suivant l'axe d'inter-

section de ces faisceaux. En fait, ce n'est pas l'ensemble de l'avion mais son antenne, et plus précisément le centre de phase de cette antenne qui se trouve sur cet axe d'intersection. Il importe donc, pour les systèmes précis, non seulement de localiser le centre de phase de l'aérien de bord, mais encore de connaître son déplacement en fonction du tangage, du roulis ou du lacet de l'avion [5].

Ce cas se rencontre également dans tous les dispositifs de localisation (radars par exemple) utilisant un répondeur à bord du véhicule.

3. Considérons un système de localisation interférométrique utilisant des antennes directives orientables. Il est évidemment nécessaire de connaître la position du centre de phase dans l'axe de ces antennes directives, mais il importe encore plus de déterminer le déplacement de ce centre de phase, en cas d'imperfection du pointage de l'aérien. Un léger dépointage peut n'entraîner qu'une atténuation faible du signal, mais il peut causer une erreur de phase considérable si l'antenne présente un astigmatisme notable.

2. Notions générales

A la différence des diagrammes d'amplitude du champ rayonné à grande distance qui ne dépendent pas de l'origine exacte du système de coordonnées, les diagrammes de phase dépendent fondamentalement de cette origine.

S'il existe une origine particulière pour laquelle le diagramme de phase est isotrope (front d'onde sphérique), cette origine est le centre de phase de l'aérien. Sinon, cette origine particulière sera limitée à une faible zone angulaire pour laquelle le diagramme de phase reste pratiquement constant.

C'est pourquoi nous définirons le centre de phase comme étant le centre de courbure du cercle osculateur au front de l'onde rayonnée à grande distance

dans une direction d'un plan déterminé et dans une polarisation spécifiée.

Ce centre de courbure peut être indépendant de la direction, et dans ce cas la source est ponctuelle, ou dépendre de la direction et dans ce cas la source a de l'astigmatisme ; on ne peut alors définir que des centres de phases instantanés au voisinage d'une certaine direction et dans un certain plan, le lieu géométrique de tous ces points étant la « caustique » du système rayonnant. La « caustique » est donc la courbe enveloppe des normales au front d'onde dans le plan considéré : c'est la développée du front d'onde dans ce plan (fig. 1).

Pourquoi le lieu des centres de phase dépend-t-il

de phase en polarisation verticale, le dipôle horizontal ne joue aucun rôle du point de vue du rayonnement, et l'on peut identifier ce centre de phase à celui du dipôle vertical considéré comme une source ponctuelle.

Dans le cas où la mesure s'effectue en polarisation horizontale, la situation s'inverse et l'on retrouve un centre de phase décalé de $\lambda/4$

Notons que le même champ à polarisation circulaire pourrait être obtenu par deux dipôles croisés superposés, alimentés en quadrature de phase (tourniquet). Dans ce cas, les centres de phase seraient superposés.

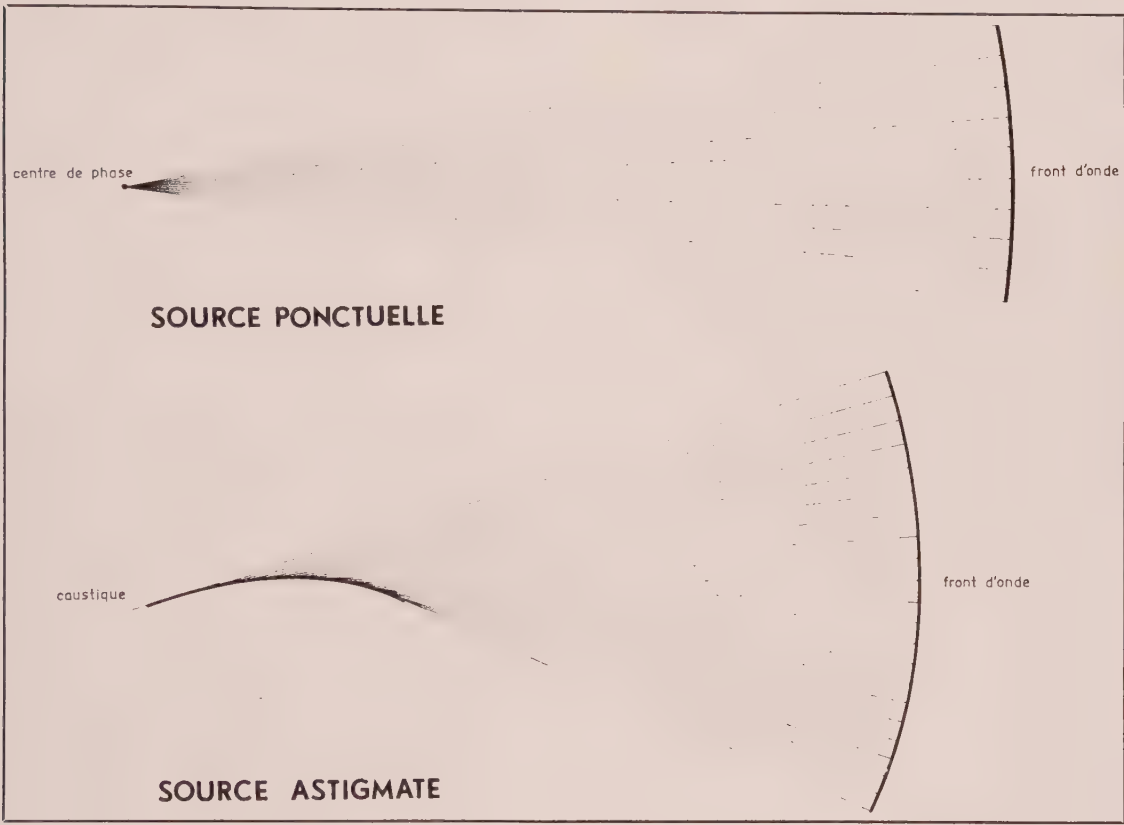


FIG. 1.

du plan considéré ? Tout simplement parce que, dans le cas général, le rayon de courbure dans un plan n'a aucune raison de s'identifier au rayon de courbure dans le plan orthogonal, sauf si le front d'onde est sphérique au voisinage de la direction considérée. On peut en conclure, dans le cas général, que la caustique aura deux nappes correspondant aux deux plans principaux orthogonaux.

Nous avons dit en outre que la position du centre de phase dépendait de la polarisation considérée. Un exemple simple nous permettra de mettre ce fait en évidence.

Considérons deux dipôles croisés espacés de $\lambda/4$ et alimentés en phase. Le champ rayonné dans la direction qui relie leurs centres est évidemment polarisé circulairement. Si l'on recherche le centre

Notons également, et dans le même esprit, qu'il n'existe pas a priori de relation rigide entre le diagramme de phase et le diagramme d'amplitude du champ rayonné à grande distance. En effet, un même diagramme d'amplitude peut théoriquement être obtenu à l'aide d'une infinité de distributions différentes dans l'ouverture rayonnante correspondant à autant de diagrammes de phases différents ; de même, un même diagramme de phase (par exemple isotrope) peut correspondre à une infinité de diagrammes d'amplitude différents les uns des autres.

Cependant il existe certains cas particuliers pour lesquels la solution du problème est unique c'est-à-dire que, dans ces cas, il n'existe qu'une sorte de distribution permettant d'obtenir un diagramme d'ampli-

tude donné. Il est bien évident qu'à ce moment, la courbe de phase à grande distance est également unique et, par conséquent, qu'elle se trouve liée de façon étroite au diagramme d'amplitude recherché. Il s'agit par exemple des réseaux à gain maximal [6].

Notons, en outre, une constatation faite dans un certain nombre de cas pratiques qui correspondent, en général, à des distributions simples et régulières : la source sera, dans la plupart des cas, assimilable à une source ponctuelle au voisinage de la valeur stationnaire du diagramme d'amplitude (angle à 3 dB par exemple) et elle aura tendance à s'en écarter quand la dérivée du diagramme d'amplitude s'accroît.

3. Relation entre diagramme de phase et centre de phase

Considérons dans un plan un système de coordonnées r et ψ et soit A un point à grande distance de la source (fig. 2). Soit δ le champ au point A défini par rapport à une origine O par la relation :

$$\delta = E(\psi) e^{j(\phi(\psi) - \beta r)},$$

avec $\beta = 2\pi/\lambda$ (constante de propagation).

Soit S le contour équiphase et B le point d'intersection du rayon de courbure au point A avec l'axe Ox , point distant de δ de l'origine.

On montre [1] que la distance δ est reliée à la courbe de phase $\phi(\psi)$ par la relation fondamentale :

$$\delta = -\frac{\lambda}{2\pi \sin \psi} \frac{d\phi}{d\psi}. \quad (1)$$

La condition d'absence d'astigmatisme est que δ soit constant quelles que soient les variations de ψ et de λ . Il faut donc avoir :

$$\frac{d\phi}{d\psi} = -\frac{C_1 \sin \psi}{\lambda},$$

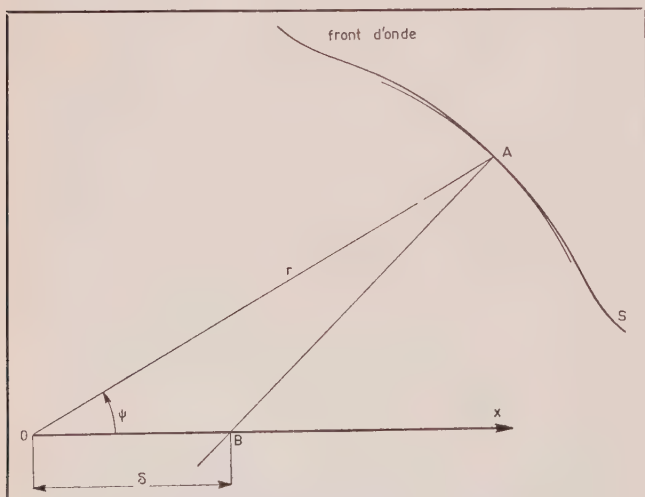


FIG. 2. — Détermination du centre de phase.

soit :

$$\phi = \int -\frac{C_1}{\lambda} \sin \psi \, d\psi,$$

ou :

$$\phi = \frac{C_1}{\lambda} \cos \psi + C_2 \quad (*)$$

C_1 et C_2 étant des constantes.

A ce moment, $\delta = C_1/2\pi$.

A partir de cette condition, on peut montrer [7, 9] qu'elle s'applique en particulier au réseau uniforme alimenté en phase ou uniformément déphasé, dans la mesure où les éléments de ce réseau sont eux-mêmes assimilables à des sources ponctuelles. A ce moment, le centre de phase du réseau est indépendant de la direction du rayonnement et du déphasage entre éléments, il est situé au milieu géométrique du réseau. Ce résultat est important non seulement en raison des multiples applications des réseaux (notamment dans le balayage électronique) mais parce qu'il montre bien qu'une source peut être ponctuelle bien au-delà de l'ouverture à demi-puissance et jusque dans ses lobes secondaires.

4. Mesure de la caustique

Revenons à la formule (1) ci-dessus. Elle permet de constater qu'il suffit théoriquement de mesurer une seule courbe de phase $\phi(\psi)$, par rapport à une origine quelconque, pour déterminer la distance δ (abscisse de l'intersection de la normale au front d'onde avec l'axe de référence Ox), en fonction de l'angle ψ .

Le tracé des normales permet alors théoriquement de déduire la « caustique » dans le plan considéré, courbe enveloppe de tous ces rayons, le point de tangence de la caustique avec le rayon constituant le centre de phase instantané.

Si la source est ponctuelle, δ est constant et toutes ces normales sont concourantes au centre de phase.

Cependant si on se limite à cette possibilité théorique, des difficultés apparaissent, car la grandeur que l'on utilise est la dérivée de la courbe de phase et il faut une grande précision de mesure pour que cette dérivée soit exploitable. C'est surtout vrai au voisinage de l'axe des aériens symétriques, pour lequel $d\phi/d\psi$ tend vers zéro en même temps que $\sin \psi$.

C'est pourquoi il est plus précis d'effectuer un certain nombre de relevés de courbes de phase, correspondant à des origines décalées. Ces relevés seront, de préférence, effectués de façon automatique, de manière à ce que la durée d'un relevé soit suffisamment réduite pour que les dérives de fréquence ou de température soient négligeables.

La mesure de phase s'effectue par comparaison à

(*) On trouvera la condition d'absence d'astigmatisme dans l'espace en coordonnées sphériques dans [7].

une antenne de référence fixe, à l'aide d'un phase-mètre enregistreur et du montage de la figure 3 comportant un positionneur qui permet de déplacer l'axe de rotation de l'antenne de mesure.

De plus, et dans le but d'éviter d'introduire des erreurs dues à la précision de la mesure de phase, on n'exploitera, de chaque relevé, que les valeurs stationnaires de la courbe de phase, qui donneront les normales au front d'onde passant par l'axe de rotation correspondant.

Un exemple en est donné par la courbe de la figure 4 sur laquelle on peut observer un minimum correspondant au rayon dans l'axe et deux maximums correspondant à des angles de $\pm 13^\circ$, angles pour lesquels la normale au front d'onde passe par l'axe de rotation.

Cependant au fur et à mesure qu'on s'approchera du centre de phase dans l'axe de l'antenne, ces bosses sur le diagramme vont tendre à se confondre et la mesure redeviendra imprécise.

C'est pourquoi le centre de phase dans l'axe sera déterminé par le point d'inversion de la courbure du relevé de phase au voisinage de l'axe, point correspondant au changement de signe de $d\phi/d\psi$. Un exemple de cette inversion de courbure est représenté sur la figure 5. Dans cet exemple, le centre de phase dans l'axe est situé entre l'abscisse $x = 80$ mm et l'abscisse $x = 100$ mm.

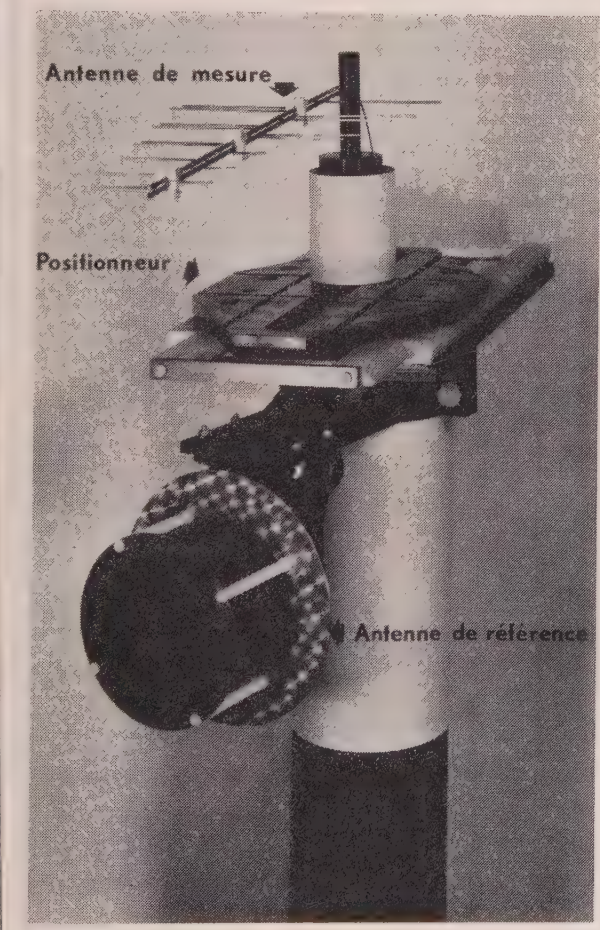


FIG. 3. — Montage de mesure.

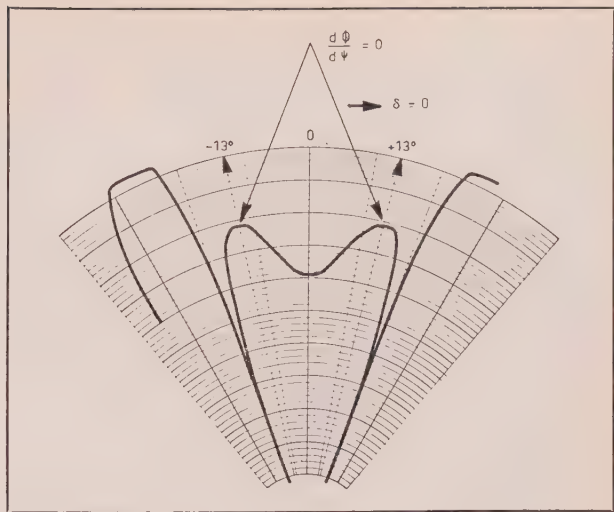


FIG. 4. — Exemple d'enregistrement de courbe de phase.

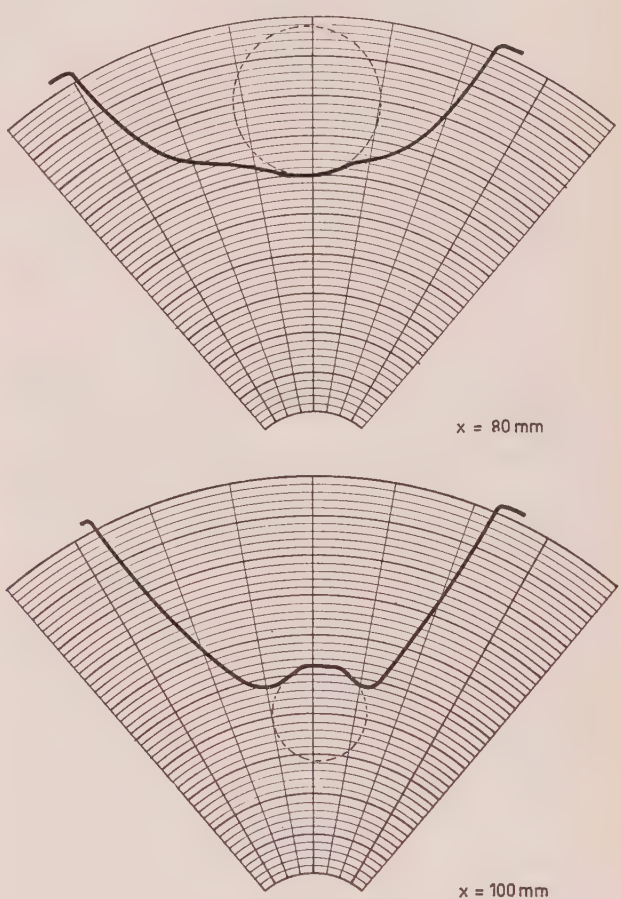


FIG. 5. — Détermination du centre de phase dans l'axe.

La figure 6 représente un exemple d'exploitation des points de mesure pour la construction de la caustique dans le cas d'une fente dans un cylindre. De la courbe $\psi = f(\delta)$, dont chaque point correspond à un relevé de phase, on déduit par construction graphique les normales au front d'onde dont l'enveloppe constitue la caustique.

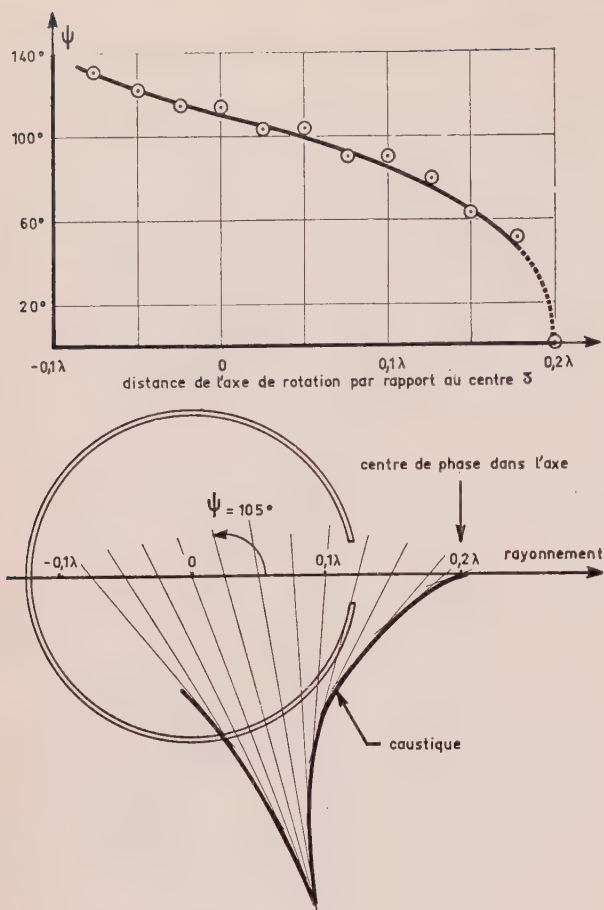


FIG. 6. — Antenne fente sur cylindre plan E .

5. Résultats de mesure sur des modèles théoriques

Nous avons effectué des mesures sur deux modèles d'antennes dont les caractéristiques de phase du champ rayonné sont connues théoriquement :

1. Le cornet sectoriel plan (d'après Y.Y. HU [4]).

2. Le dipôle à périodicité logarithmique calculé par R.L. CARREL [1].

Signalons à ce sujet que les documents théoriques disponibles dans la littérature se limitent, en général, au module du champ à grande distance, l'argument étant, le plus souvent, passé sous silence, car il n'offre pas d'intérêt dans la plupart des problèmes.

Notons aussi que nous ne disposons de la caustique calculée directement que pour le deuxième cas.

Dans les deux modèles considérés, nous nous sommes limités à la caustique dans un seul plan et uniquement au voisinage du maximum du lobe principal.

Les résultats des mesures concernant le cornet sectoriel sont représentés sur la figure 7.

Outre un dessin à l'échelle de l'aérien, on a représenté sur cette figure le diagramme d'amplitude mesuré, la caustique mesurée et la caustique déduite des calculs.

On observe que les deux caustiques sont sensiblement parallèles avec un décalage axial de $0,45 \lambda$ environ. On peut attribuer cette différence aux approximations de la théorie classique des cornets basée sur l'inexistence de modes supérieurs au mode fondamental, et sur l'absence de courant à l'extérieur du cornet.

Ces approximations, qui donnent déjà des écarts notables entre les diagrammes d'amplitude calculés et mesurés, sont sans doute encore plus sensibles pour les diagrammes de phase.

On remarquera, en outre, que le cornet sectoriel présente un astigmatisme non négligeable dans l'angle à 3 dB (déplacement du centre de phase de l'ordre de $0,2 \lambda$).

Les résultats des mesures concernant le dipôle à périodicité logarithmique sont représentés sur la figure 8.

On observe que les caustiques théorique et expérimentale sont très voisines et que les centres de phase ne diffèrent que de $0,02 \lambda$ environ. En outre, on peut considérer cette antenne comme une source prati-

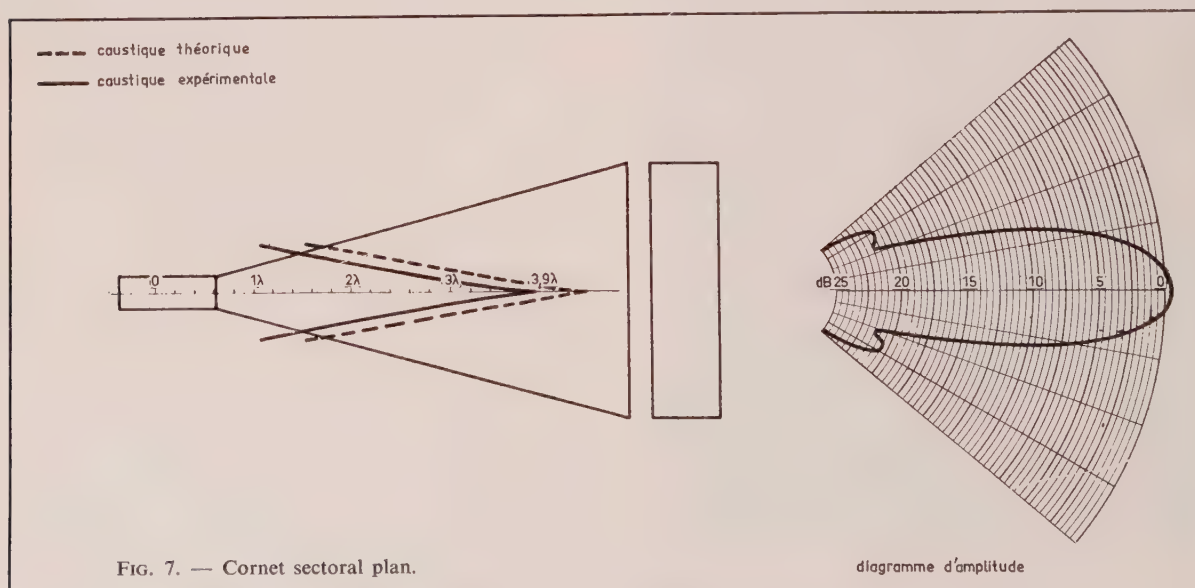


FIG. 7. — Cornet sectoriel plan.

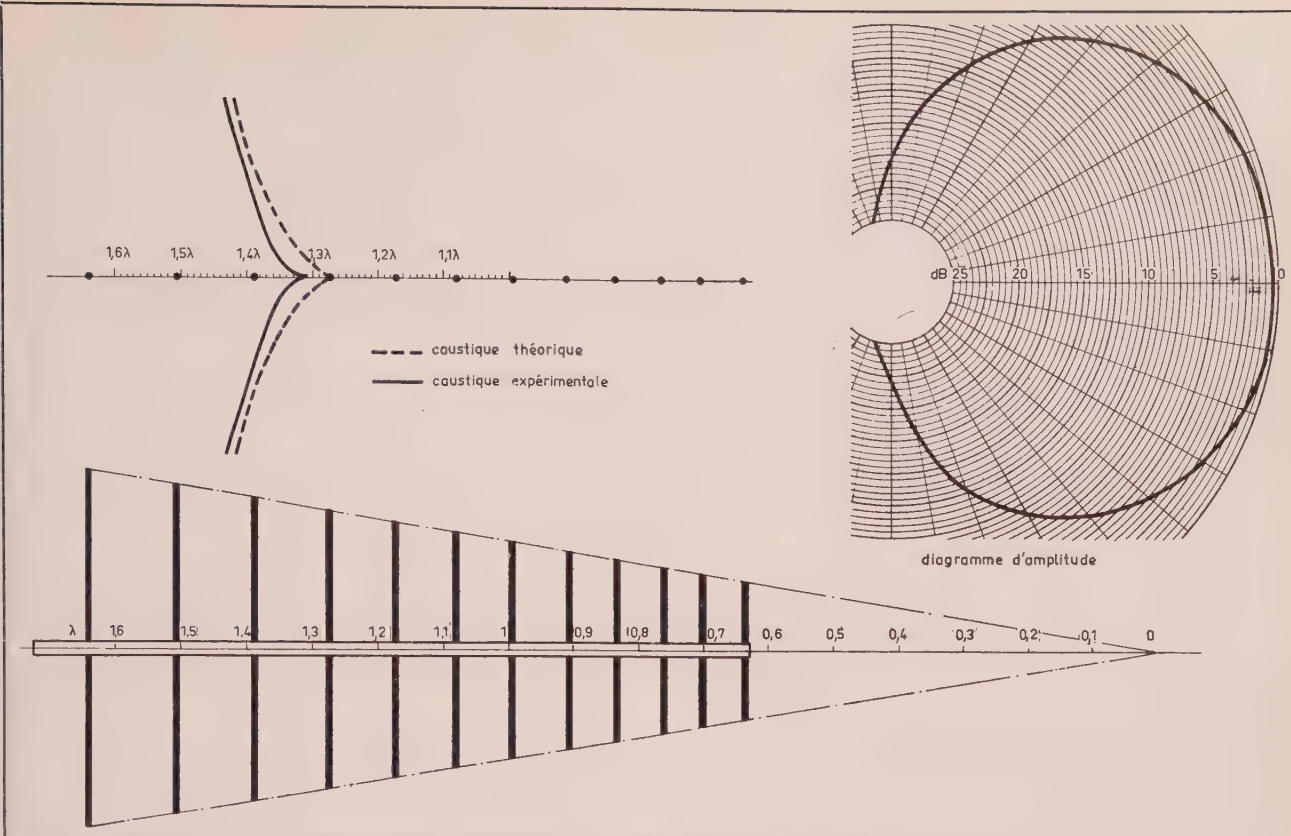


FIG. 8. — Antenne log périodique plan H .

quement ponctuelle dans l'angle à 3 dB (déplacement du centre de phase de l'ordre de $0,04 \lambda$).

Ces résultats sont particulièrement intéressants si l'on se rappelle qu'il s'agit du seul aérien pour lequel nous disposons directement d'une caustique calculée.

16. Conclusion

Nous avons essayé de souligner l'intérêt dans les applications modernes de la connaissance de la structure fine des centres de phase et des caustiques des sources rayonnantes que nous avons tenté de définir. Une méthode de mesure de ces caustiques a été décrite à partir des relations entre le diagramme de phase et le centre de phase et les résultats des mesures comparés à des données théoriques.

Nous ne voulons pas conclure sans remercier la Direction des Programmes et du Plan du Centre National d'Etudes Spatiales qui a autorisé la publication de ce texte dont les principaux éléments ont été élaborés au titre du marché CNES 233/66.

Bibliographie

- [1] CARREL R.L. — Analysis and Design of the Log-Periodic Antenna. Technical report n° 52 (DDC-AD-264 558), Antenna Laboratory of Illinois Urbana, octobre 1960.
- [2] CARTER D. — Phase Centers of Microwaves Antennas. IRE Transactions on Antennas and Propagation, octobre 1956.
- [3] DYSON J.D. — Determination of the Phase Center and Phase Patterns of Antennas. 12^e Symposium de l'AGARD, Dusseldorf, 7-13 juillet 1966.
- [4] HU Y.Y. — A method of determining Phase Centers and its application to electromagnetic Horns. *Journal of the Franklin Institute*, 271, janvier 1961.
- [5] JONES I.L. — Movements of the Phase Center of Its Airborne Localizer aeriels on a Varsity Aircraft. 12th Symposium of the Avionics Panel of Agard, 7-13 juillet 1966.
- [6] TAYLOR T.T. and WHINNERY J.R. — Applications of Potential Theory to the Design of Linear Arrays. *Jour. of Appl. Phys.*, janvier 1951, p. 19.
- [7] VOL'PERT A.R. — On the Phase Center of Antennas. *Radio Engineering USSR*, vol. 16, n° 3, 1961.
- [8] WHEELER M.S. — Phase Characteristics of Spiral Antennas for Interferometer applications. *IEEE International Convention Record*, 12, part II, pp. 143-152, mars 1964.
- [9] ANCONA C. — Focalisation de miroirs non paraboliques à l'aide de sources multilobes corrigées en phase. Symposium de l'URSI sur les ondes électromagnétiques, Stresa, juin 1968.

Adaptation d'un couple de réflecteurs à une source primaire

Y. TOCQUEC

Laboratoires de Marcoussis

1. Définition du problème

La construction des grandes antennes nécessitées par le développement des liaisons par satellites, a suscité depuis une dizaine d'années un certain nombre d'études qui ont fait progresser la technique dans ce domaine des télécommunications. En particulier, compte tenu des dimensions et du prix de ces antennes, on a cherché à utiliser au mieux la surface des réflecteurs pour obtenir le gain maximal pour un encombrement donné, c'est-à-dire à accroître le rendement de l'antenne. Cette recherche du gain maximal revient, pour l'antenne considérée en émission, à réaliser dans le plan d'ouverture la loi d'éclairement qui se rapproche le plus possible d'une loi constante en amplitude, en phase et en polarisation.

2. Réflecteurs en forme de quadriques

2.1. Antenne parabolique de révolution

C'est la forme d'antenne la plus simple : un réflecteur parabolique transforme l'onde sphérique issue de la source primaire (cornet) placée au voisinage du foyer du paraboloïde en une onde plane rayonnée suivant l'axe de l'antenne. Connaissant le diagramme de rayonnement de la source primaire, on peut en déduire la loi d'éclairement du grand réflecteur et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

On peut démontrer [1] que pour les formes de diagramme de sources primaires couramment utilisées, le rendement de l'antenne ne peut excéder 82 % ; cette valeur du rendement est due à deux effets :

1. le réflecteur parabolique n'est pas éclairé à un niveau constant ; le rendement de la loi d'illumina-

tion pour des conditions optimales de gain est voisin de 0,90,

2. une fraction de l'énergie rayonnée par la source primaire n'est pas interceptée par le réflecteur et cette fraction est au moins égale à 10 %, ce qui correspond à un rendement énergétique voisin de 0,90.

Le rendement théorique de l'antenne est le produit de ces deux rendements, sa limite supérieure se situe donc aux alentours de 81 %.

On peut aussi considérer cet aérien fonctionnant en réception : l'antenne parabolique focalise les ondes interceptées par le réflecteur au voisinage du foyer ; dans le plan focal du paraboloïde, cette focalisation s'effectue suivant une série de taches concentriques appelées anneaux d'AIRY [2].

Pour une antenne parabolique dont le rapport F/D est grand, l'équation de ces taches de champ est de la forme :

$$E_{\rho} = E_0 \frac{J_1\left(\frac{\pi D}{\lambda F} \rho\right)}{\frac{\pi D}{\lambda F} \rho}, \quad (1)$$

J_1 : fonction de Bessel de première espèce d'indice 1,

ρ : distance du point considéré au foyer,

D : diamètre de l'antenne,

F : distance focale.

Le rayon de la première tache focale est donné par :

$$\rho_1 = 1,22 \frac{F}{D} \lambda.$$

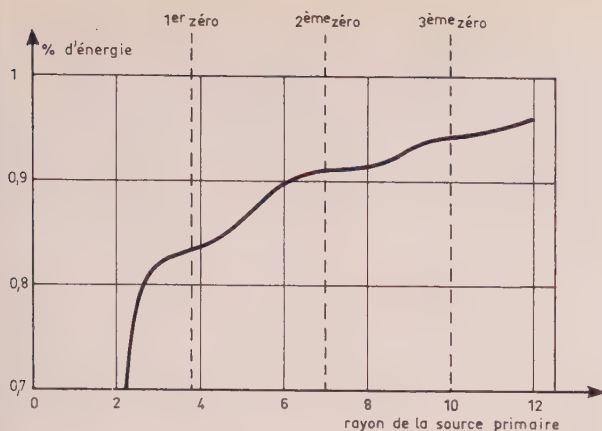


FIG. 1. — Energie contenue dans un cercle de rayon ρ du plan focal du paraboloïde.

La fraction de l'énergie totale interceptée par l'antenne et concentrée dans le cercle de rayon ρ_1 est égale à 84 % (fig. 1). Dans ces conditions, on conçoit qu'un cornet classique, de forme conique, excité suivant le mode fondamental, ne puisse capter plus de 84 % de l'énergie interceptée par le réflecteur ; en réalité, comme on ne sait pas en général créer dans l'ouverture du cornet la structure exacte de champ requise, le rendement théorique de l'antenne est inférieur de quelques pour cent à cette valeur ; on peut songer à capter deux ou plusieurs anneaux successifs des taches d'énergie en utilisant des cornets de plus grandes dimensions mais ces dispositifs sont à bande étroite, puisque la dimension des taches focales dépend de la longueur d'onde suivant l'équation (1).

2.2. Antenne Cassegrain

Une antenne Cassegrain est constituée par l'association d'une source primaire avec un couple de réflecteurs : le grand miroir est un paraboloïde de foyer F_1 , le petit miroir est un hyperboloïde dont l'un des foyers est situé en F_1 , l'autre foyer coïncidant avec le centre de phase de la source primaire (fig. 2).

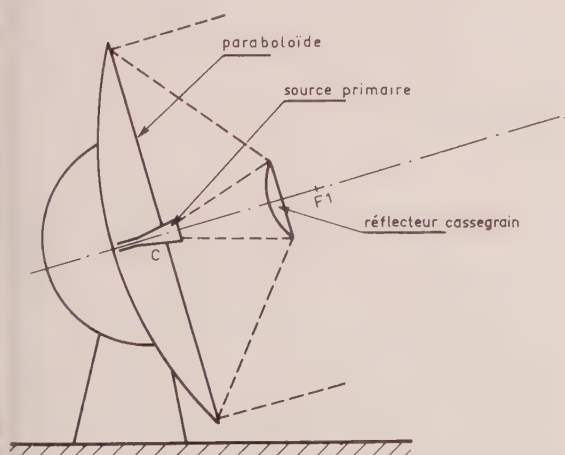


FIG. 2. — Antenne Cassegrain.

Pour cette antenne, on peut définir un paraboloïde équivalent, dont les caractéristiques de rayonnement sont identiques à celles de l'antenne Cassegrain [3] ; les résultats du paragraphe précédent sont valables aussi bien pour le paraboloïde équivalent que pour l'antenne Cassegrain proprement dite ; en particulier, le rendement ne peut excéder 84 % et, en réalité, il sera même inférieur à cette valeur à cause des effets de diffraction sur le pourtour du petit réflecteur.

En résumé, pour les deux types d'antennes quadriques considérées ci-dessus, antenne à excitation classique ou antenne Cassegrain, le problème de l'adaptation de la source au réflecteur, en vue de réaliser le gain maximal se réduit à deux conditions : placer la source primaire au voisinage d'un foyer, et dimensionner cette source de façon qu'elle éclaire la périphérie du réflecteur avec une densité d'énergie dix fois plus faible que dans la zone centrale.

3. Réflecteurs dont l'équation est de degré supérieur à deux

Ces réflecteurs ont été étudiés en vue d'améliorer les performances des antennes Cassegrain, en particulier les performances de gain ou de rendement.

Disposant d'une source primaire dont les caractéristiques de rayonnement sont connues, et en considérant l'antenne à l'émission, on cherche à modifier le profil des quadriques pour que toute l'énergie rayonnée par la source se trouve répartie avec une loi constante sur le plan d'ouverture de l'antenne.

3.1. La source primaire

Le problème est d'autant plus facile à résoudre que le rayonnement de la source primaire suit une loi simple ; en particulier le niveau des lobes secondaires devra être faible (≥ 20 dB) comparé au niveau du lobe central, et la largeur angulaire devra peu varier avec la fréquence ; la forme idéale du diagramme est un lobe unique d'allure parabolique ; des sources primaires possédant de telles caractéristiques de rayonnement ont été développées pour cet usage [4] et elles sont caractérisées par l'emploi d'obstacles à l'intérieur des cornets, destinés à créer des modes supérieurs.

Le petit réflecteur doit être conçu dans un double but :

1. Intercepter la quasi-totalité du rayonnement de la source primaire ; cette condition définit le diamètre du réflecteur en fonction de sa distance à la source,

2. Rayonner cette énergie vers le grand réflecteur suivant un diagramme qui permet d'obtenir la loi constante dans le plan de l'ouverture.

Le grand réflecteur est dimensionné de façon à capter toute l'énergie rayonnée par le petit réflecteur et son profil est conçu de façon à transformer l'onde incidente en une onde plane dans le plan d'ouverture.

La méthode suivie consiste à comparer à la même

fréquence sur la surface du miroir Cassegrain, d'une part, le champ rayonné par la source primaire en émission, d'autre part, le champ focalisé par l'antenne en réception ; on cherche à réaliser en tout point de la surface du miroir Cassegrain l'identité de ces deux champs.

Les surfaces de phase de l'onde rayonnée par la source primaire s'écartent en général assez peu de sphères dont le centre est situé à l'intérieur du cornet en un point que l'on appelle précisément le centre de phase de la source primaire ; on définit ainsi toute une série de surfaces de phase Σ concentriques, distantes par exemple de λ . Sur chacune de ces surfaces de phase, on connaît l'intensité du champ émis par la source primaire, d'après le diagramme de rayonnement.

3.2. Focalisation des ondes au voisinage du miroir Cassegrain

En appliquant les lois de l'optique géométrique à la réflexion d'une onde plane sur le grand réflecteur, on peut calculer les surfaces de phase S_1 des ondes focalisées au voisinage du miroir Cassegrain (fig. 3).

On se donne arbitrairement l'équation du grand réflecteur :

$$Z = f(R),$$

r_1 et z_1 désignant les coordonnées du point courant de la surface de phase, on peut établir les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= R - (Z + L_1) \frac{2Z'}{1 + Z'^2} \\ z_1 &= Z + (Z + L_1) \frac{1 - Z'^2}{1 + Z'^2} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

L_1 désignant la distance mesurée sur l'axe de l'antenne entre le sommet du réflecteur et le sommet de la surface de phase.

Les relations précédentes donnent une représentation paramétrique des surfaces de phase, le paramètre

étant R , rayon du point considéré sur le grand réflecteur ; on a ainsi établi une correspondance point par point entre le grand réflecteur et la surface de phase S_1 .

On peut aussi calculer la concentration d'énergie sur une surface de phase : elle est exprimée par le rapport :

$$k = \frac{R dR}{r_1 ds_1} \quad \text{avec} \quad ds_1^2 = dr_1^2 + dz_1^2.$$

On peut donc calculer et tracer les surfaces de phase S_1 correspondant aux valeurs L_1 , $L_1 + \lambda$, $L_1 + 2\lambda$, etc. dans la zone où doit se situer le miroir Cassegrain.

3.3. Profil du miroir Cassegrain

Connaissant les surfaces de phase Σ_1 de l'onde rayonnée par la source primaire, et les surfaces de phase S_1 de l'onde focalisée par le grand réflecteur, on peut en déduire le profil du miroir Cassegrain : un miroir Cassegrain est la surface bissectrice entre une surface Σ_1 et une surface S_1 ; une surface bissectrice étant définie comme une surface dont les points sont équidistants des deux surfaces considérées (fig. 3).

On voit donc qu'il existe une infinité de miroirs Cassegrain satisfaisant au problème, c'est-à-dire réalisant un chemin optique constant entre la source primaire et le plan d'ouverture du grand réflecteur ; une fois qu'on s'est fixé un point du miroir, par exemple le point sur l'axe, le profil est entièrement déterminé.

Sur le profil ainsi obtenu, on peut représenter les lois de champ résultant, d'une part, du rayonnement de la source primaire, d'autre part, de la focalisation des ondes par le grand réflecteur. La concordance des lois de champ sur la surface du miroir Cassegrain ne peut pas, en général, être réalisée de façon rigoureuse en tout point ; il en résulte une baisse du rendement de l'antenne que l'on sait calculer ; pour donner un ordre de grandeur, on peut préciser que si une des lois de répartition d'énergie sur le miroir Cassegrain présente, par rapport à l'autre loi, des ondulations de ± 1 dB le rendement de la loi d'illumination du grand réflecteur sera supérieur à 0,99 ; la recherche de la concordance des lois de champ n'a donc pas lieu, en général, d'être poussée au-delà de cette valeur de ± 1 dB.

Remarque. Avec les hypothèses employées dans le calcul des réflecteurs (optique géométrique), tout écart de la loi du diagramme de rayonnement de la source primaire par rapport à la loi de focalisation des ondes par le grand réflecteur, peut être directement transcrite en écart de la loi d'illumination de l'ouverture de l'antenne par rapport à une loi constante : si en un point m du petit réflecteur, il existe un rapport k entre les deux densités d'énergie, au point M correspondant sur le grand réflecteur, la densité d'énergie sera k , la densité 1 correspondant à une illumination constante de l'ouverture.

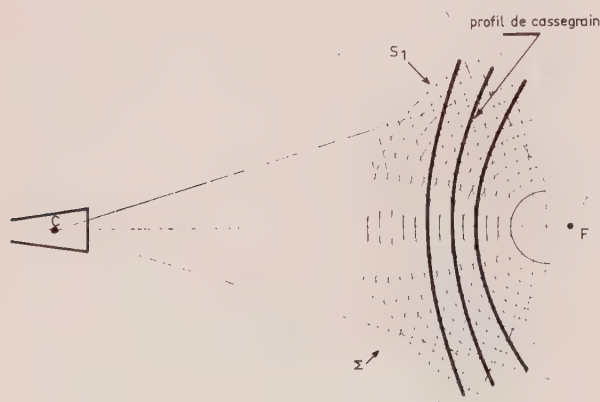


FIG. 3. — Détermination de profils de miroir Cassegrain.

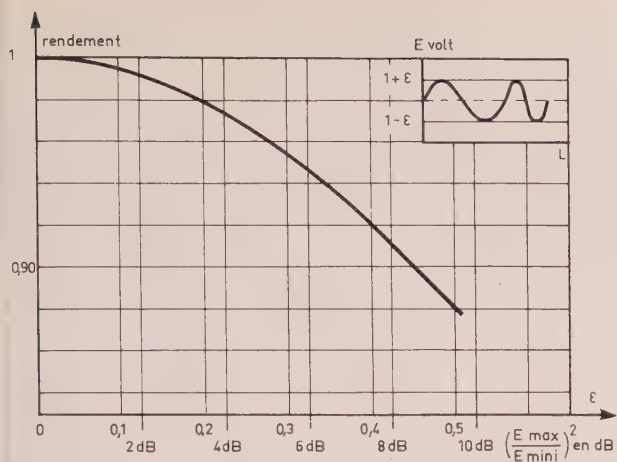


FIG. 4. — Rendement minimal théorique d'une antenne en fonction des ondulations de champ.

On peut tracer une courbe donnant le rendement minimal de la loi d'illumination de l'ouverture en fonction des ondulations de la loi de répartition d'énergie effectivement réalisée (fig. 4).

3.4. Méthode de calcul

La méthode de calcul utilisée est une méthode par approximations successives ; partant de l'équation d'un paraboloïde de révolution :

$$Z = \frac{R^2}{4f} \quad 0 < R < 1,$$

on introduit, au second membre, un terme de degré supérieur à 2, affecté d'un coefficient A_n :

$$Z_1 = \frac{R^2}{4f} + \frac{R^n}{A_n} \quad (3)$$

L'allure générale du grand réflecteur doit différer très peu du profil parabolique puisque, en réception, on veut concentrer l'énergie dans une zone bien définie où doit se situer le réflecteur Cassegrain. Le terme A_n doit donc être beaucoup plus petit que la quantité $\frac{R^2}{4f}$.

A partir de cette équation, on peut calculer le profil des surfaces de phase dans la zone du petit miroir, à l'aide des relations (2).

Ces calculs se prêtent bien au traitement sur machine ; en effet, les expressions utilisées sont uniquement des polynômes et même une machine de faible capacité peut effectuer ces opérations ; par ailleurs, nous avons vu qu'il était nécessaire de connaître plusieurs profils successifs des surfaces de phase, le calcul à la main deviendrait rapidement fastidieux. La comparaison entre la loi de focalisation du grand réflecteur et le diagramme de rayonnement de la source primaire, effectuée sur divers profils de miroirs Cassegrain, permet de conclure si l'introduction du

terme R^n/A_n dans l'équation du réflecteur est judicieuse.

Pour modifier éventuellement ce terme, on est guidé par le sens physique du problème ; plus la puissance n est élevée, moins son influence se fait sentir dans la zone centrale de l'antenne et plus elle est importante à la périphérie ; un coefficient A_n positif a pour effet de concentrer davantage l'énergie vers l'axe de l'antenne, un terme A_n négatif se traduit par une dispersion plus grande que dans le cas du paraboloïde.

La méthode par approximations successives est très rapidement convergente et, en général, il suffit d'introduire dans l'équation du réflecteur un ou deux termes supplémentaires pour réaliser la concordance des lois de champ à ± 1 dB près.

La modification du profil de la méridienne par rapport à une parabole, due à l'existence des termes R^n/A_n dans la formule (3), est toujours très faible devant R : de l'ordre de $R/100$ par exemple. Pour une antenne de 30 m de diamètre, l'écart longitudinal entre le réflecteur ainsi obtenu et le paraboloïde d'équation $Z = R^2/4f$ n'atteint donc que 15 cm. Comme, en général, ces grands réflecteurs sont constitués de panneaux élémentaires juxtaposés, on peut très bien envisager de construire la nouvelle surface ainsi obtenue avec des panneaux d'équation parabolique, dont les sommets sont réglés sur le profil de la méridienne définie par la formule (3) ; la surface ainsi réalisée ne doit pas s'écarter de plus de quelques centièmes de longueur d'onde de la surface théorique et cette condition est évidemment d'autant plus facile à satisfaire que les dimensions des panneaux sont faibles.

Cas particulier

Les calculs sont simplifiés dans le cas où la surface de phase du rayonnement de la source primaire au voisinage du miroir Cassegrain est une onde plane ; dans cette hypothèse, on peut établir les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} r &= R - 2LZ' \\ z &= Z - LZ'^2 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Ces relations donnent la correspondance entre un point RZ du grand réflecteur, et un point rz du petit réflecteur, ces points étant situés sur le trajet optique d'un pinceau ; L désigne la distance entre les sommets des réflecteurs.

En fait, on peut ramener, à ce cas particulier, la plupart des sources primaires ; par rapport à une onde plane, le rayonnement d'une source primaire présente un écart de phase que l'on peut compenser en modifiant en conséquence le profil du miroir Cassegrain ; ces retouches sur la méridienne du miroir sont faibles et elles ne changent pas la répartition d'énergie sur la surface.

3.5. Performances de l'antenne

Pour une antenne Cassegrain, il est intéressant de calculer l'amélioration des performances de gain

qui résulte de l'adaptation du couple de réflecteurs à la source primaire.

Pour une antenne Cassegrain classique (réflecteurs quadriques), on sait que le rendement théorique ne peut dépasser 82 %, cette valeur tenant compte de la fraction d'énergie interceptée par le réflecteur ($\sim 90\%$) et de la loi d'illumination du grand réflecteur.

Pour une antenne à réflecteurs adaptés, on peut envisager d'intercepter une fraction plus importante de l'énergie rayonnée par la source primaire, de l'ordre de 95 % par exemple ; le rendement de la loi d'illumination pourra être voisin de 0,98 ce qui donne un rendement global théorique de 0,93 ; toutes choses étant égales par ailleurs, l'adaptation du profil des réflecteurs se traduit donc par une augmentation du gain de l'antenne de 0,5 dB ; dans la pratique, sur une antenne dont les réflecteurs sont des quadriques, ce résultat peut être obtenu par une nouvelle disposition des panneaux du grand réflecteur et une modification du profil de la méridienne du petit réflecteur.

4. Conclusion

En modifiant légèrement le profil d'une antenne Cassegrain dont les réflecteurs sont des quadriques,

on peut obtenir une augmentation de gain de l'ordre de 10 % ; la méthode utilisée pour définir le nouveau profil des réflecteurs consiste à identifier, autant que possible, le champ rayonné par la source primaire et le champ focalisé par l'antenne au voisinage du miroir Cassegrain ; cette méthode peut être utilisée pour optimiser toute autre performance d'une antenne, par exemple le niveau des lobes secondaires ou les performances de poursuite ; elle est valable dans la limite de l'optique géométrique, c'est-à-dire pour des antennes dont les dimensions sont très grandes par rapport à la longueur d'onde.

Bibliographie

- [1] SILVER S. — *Microwave antenna theory and design*. McGraw-Hill, 1949, p. 426.
- [2] BORN M. — *Principles of optics*. Pergamon Press, 1959, p. 395.
- [3] HANNAN P.W. — *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP4, mars 1961, p. 140.
- [4] POTTER P.D. — *The Microwave Journal*, Juin 1963, p. 71.

Réseau optimal adapté au domaine de balayage

J. SALMON et R. TRIGON

Compagnie générale de télégraphie Sans Fil

1. Introduction

Dans le balayage d'une antenne, la quantité d'informations est proportionnelle au domaine angulaire (angle solide) exploré. On peut donc espérer réduire le nombre d'éléments actifs d'une antenne réseau proportionnellement au domaine de balayage désiré (c'est-à-dire son prix dans des proportions presque équivalentes).

Or, si l'on se tient à la formule des réseaux réguliers donnant la distance maximale entre sources, on trouve que cette réduction est très limitée.

Nous nous proposons d'exposer ici les moyens qui permettent d'obtenir une réduction substantielle de ce nombre de sources et, plus particulièrement, celui qui permet d'atteindre la valeur minimale théorique.

2. Groupement des sources

Prenons un exemple concret :

Considérons un réseau linéaire régulier de N sources, balayant dans un angle de $\pm 45^\circ$ par rapport à sa normale ; la distance maximale entre sources sera :

$$d = \frac{\lambda}{1 + \sin 45^\circ} \sim 0,58 \lambda,$$

λ étant la longueur d'onde du rayonnement.

Si l'on réduit le balayage à $\pm 4,5^\circ$, la distance maximale entre sources devient :

$$d' = \frac{\lambda}{1 + \sin 4,5^\circ} \sim 0,92 \lambda,$$

on aura donc au minimum $N/1,6$ sources, au lieu des $N/10$ que l'on aurait attendues.

Que se passe-t-il si l'on ne dispose que de ces $N/10$ sources ? Pour ne pas perdre en gain, il faut évidemment que ces sources soient 10 fois plus grandes (et uniformément éclairées).

Le diagramme élémentaire de chaque source a donc une demi-largeur à 3 dB égale à :

$$\theta_{3 \text{ dB}} = \frac{1}{2} \frac{51 \lambda}{a} = \frac{1}{2} \frac{51 \lambda}{5,8 \lambda} \sim 4,5^\circ.$$

Le facteur de réseau étant périodique en $\sin \theta$ et de période :

$$\frac{\lambda}{d} = \frac{1}{5,8} = 0,17,$$

le premier lobe de réseau, lorsque le faisceau principal est dans la direction $\theta_0 = 4,5^\circ$, se trouve à un angle θ_1 , tel que :

$$\sin \theta_1 = 0,17 - \sin 4,5^\circ = 0,09,$$

soit

$$\theta_1 = 5^\circ.$$

La figure 1 montre le diagramme résultant obtenu. Il présente un lobe très élevé (-1 dB environ) et une perte de gain de 3 dB sur le lobe principal.

On peut trouver un meilleur compromis entre le nombre de sources et le niveau des lobes secondaires mais, pour un niveau convenable (meilleur que -18 dB par exemple), on est très au-dessus des $N/10$ sources attendues.

On peut améliorer la situation en « cassant » la périodicité du réseau (structure pseudo-aléatoire par exemple). Mais comme il ne faut pas de « trous »

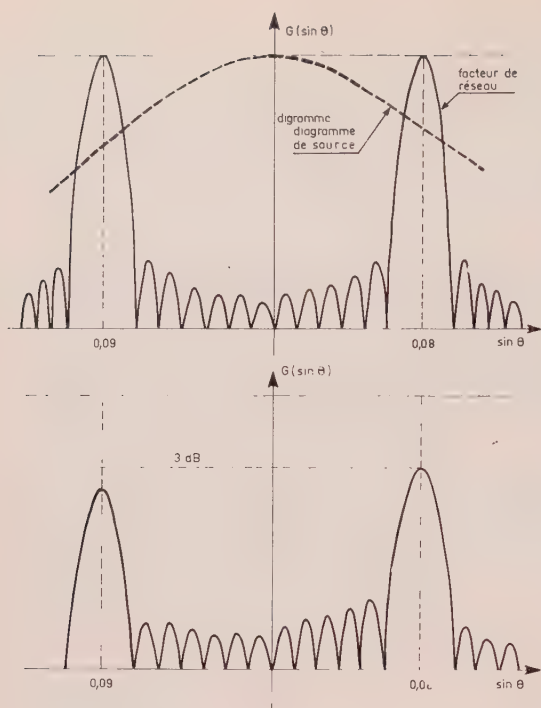


FIG. 1. — Diagramme d'un réseau de sources groupées.

dans la surface rayonnante pour des considérations de rendement, on est conduit à un nombre important de types différents de sources (ces sources de directivité différente peuvent être obtenues par des groupements plus ou moins importants de sources élémentaires identiques).

Quoi qu'il en soit, le fait d'étaler le spectre de la répartition remplace quelques lobes très élevés par un rayonnement diffus qui est cependant important et la perte de gain est pratiquement la même que celle du réseau régulier utilisé dans les mêmes conditions.

Enfin, même si l'on ne s'attache qu'au critère de lobes secondaires, on ne peut pas atteindre la valeur minimale théorique du nombre de sources ($N/10$ dans l'exemple précédent).

3. Optique du type « Télescope »

Une autre façon de réduire le nombre d'éléments actifs est d'utiliser une optique (genre télescope par exemple).

C'est bien en effet ce que l'on réalise en optique pour augmenter le pouvoir séparateur (ou le gain) de la pupille de l'œil en réduisant son champ.

Considérons le schéma d'une lunette astronomique (fig. 2). Elle est constituée de deux lentilles L_1 et L_2 de focales f_1 et f_2 disposées de façon à présenter un foyer commun F.

Une pupille de diamètre d_1 placée devant la lentille L_1 est transformée en une pupille de diamètre d_2 correspondant au diamètre de la lentille L_2 avec :

$$\frac{d_2}{d_1} = \frac{f_2}{f_1} = \gamma \text{ (grossissement).}$$

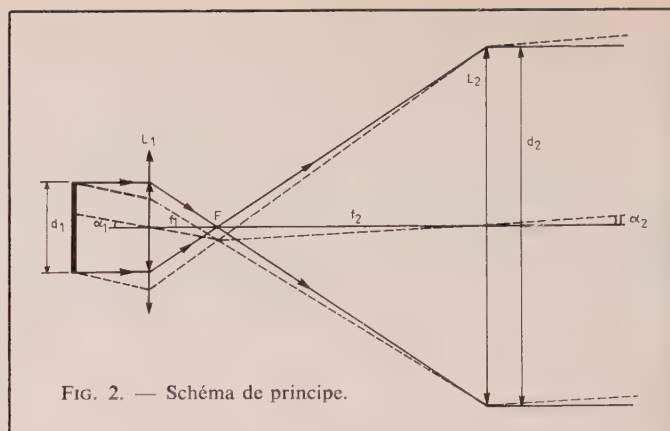


FIG. 2. — Schéma de principe.

Si le faisceau émis par d_1 est incliné de α_1 par rapport à l'axe, le faisceau émergent de L_2 sera incliné de α_2 tel que : $\frac{\tan \alpha_2}{\tan \alpha_1} = \frac{f_1}{f_2}$,

$$\text{soit sensiblement : } \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{1}{\gamma}.$$

Nous avons donc bien transformé une source de petites dimensions balayant un angle important, en une source de grandes dimensions balayant un angle réduit, et ceci proportionnellement.

Si ce système est très simple dans son principe, on se heurte, dès la première application, à quelques difficultés dont les principales sont :

- Les effets de masque (lorsqu'on utilise des réflecteurs).
- Les aberrations (distorsion de phase surtout).
- La linéarité (constance du grossissement au cours du balayage).
- Le champ angulaire (réduction de la pupille).

Une mise en équation du système est possible, si l'on se limite aux approximations de l'optique géométrique. Le nombre de paramètres est suffisant (trois surfaces au minimum) pour remplir de façon satisfaisante les conditions de stigmatisme, de linéarité et de champ désirées.

Les solutions adoptées sont toujours des cas d'espèce, compromis entre la complexité de l'optique et les performances à réaliser.

Nous allons examiner deux cas particuliers qui ont été étudiés plus profondément dans nos laboratoires.

4. Maquettes - Résultats

4.1. Optique cylindrique

Le problème posé était le suivant :

- Balayage important en azimut ($\pm 60^\circ$ souhaitable).
- Balayage réduit en site : $4,5^\circ$.

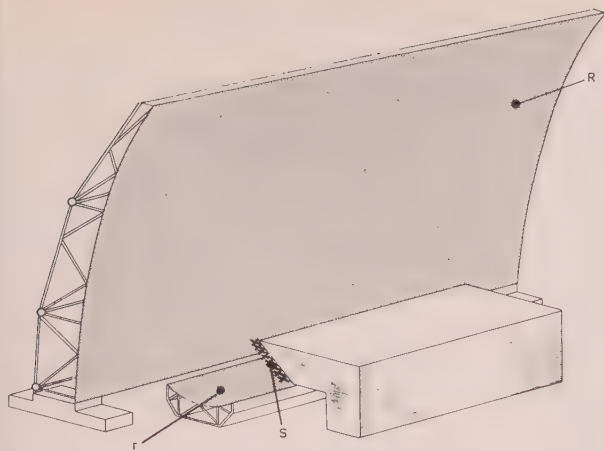


FIG. 3. — Antenne « télescope cylindrique ».

— Largeurs de faisceau dans les deux plans : 2° environ.

L'optique utilisée est donc une optique cylindrique n'opérant un grossissement que dans le plan vertical.

L'utilisation de lentilles pour de telles dimensions (plusieurs dizaines de mètres) étant à proscrire (perte, poids, prix, etc.) le problème de l'effet de masque est le premier à résoudre.

Compte tenu de la faible directivité relative en site, l'offset s'impose. L'antenne est donc constituée de la façon suivante (fig. 3) :

Un cylindre parabolique R de 40λ de hauteur et 100λ de longueur est éclairé par un ensemble source constitué d'un panneau de dipôles de hauteur réduites (4λ) et d'un réflecteur cylindrique r de 9λ de hauteur.

Cette optique a un grossissement en site de 6. Sa petite pupille présente un champ angulaire de 40° . En gisement, le grossissement est nul, c'est-à-dire que la largeur du faisceau et l'angle de balayage sont donnés directement par le panneau primaire.

Afin de simplifier l'approche théorique du problème, nous nous sommes fixé la forme de l'objectif : un cylindre parabolique. Pour satisfaire aux conditions de champ angulaire, il faut d'abord que le centre de l'illumination secondaire reste fixe pendant le balayage (fig. 4). Cela est obtenu en prenant comme directrice

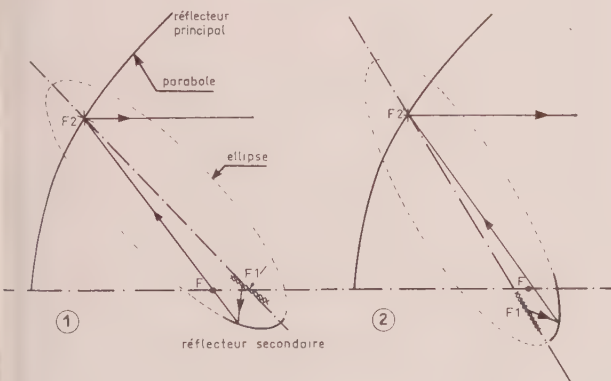


FIG. 4. — Disposition des réflecteurs.



FIG. 5. — Maquette de contrôle.

du réflecteur r , une ellipse ayant pour foyer le centre F_1 de la source primaire S d'une part, et le centre F_2 du réflecteur principal R d'autre part.

Deux dispositions de la surface utile de r sont possibles.

La disposition 1 permet de compenser les aberrations du cylindre parabolique alors que, dans la disposition 2, les aberrations s'ajoutent.

Pour satisfaire aux conditions de linéarité, il est nécessaire de modifier légèrement cette courbe, et la courbe finalement retenue est le meilleur compromis entre les trois conditions à remplir.

Ce compromis, réalisé au moyen du calcul de l'optique géométrique pour dégrossir le problème, et de calculs de diffraction pour élaborer le projet définitif, a conduit à la réalisation d'une maquette (fig. 5) dont les performances sont résumées sur le tableau I et les figures 6 et 7. Nous voyons que les variations de gain sont faibles au cours du balayage ($\pm 0,4$ dB), les lobes secondaires sont presque partout inférieurs à -18 dB, la linéarité est excellente.

TABEAU I

Déflexion primaire	-20°	-10°	0°	$+10^\circ$	$+20^\circ$
Déflexion secondaire	$-2^\circ, 2$	$-1^\circ, 07$	0°	$+1^\circ$	$2^\circ, 13$
Gain en dB	23,5	23,6	23,9	24,2	23,8
Ouverture	$2^\circ, 10$	$2^\circ, 07$	2°	$1^\circ, 95$	$1^\circ, 95$
Niveau du lobe le plus haut	18 dB	21 dB	16 dB	18 dB	18 dB

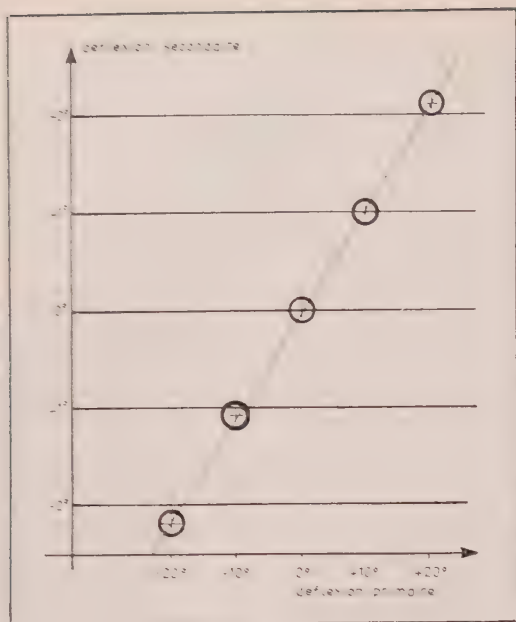


FIG. 6. — Courbe donnant la déflexion secondaire de la déflexion primaire.

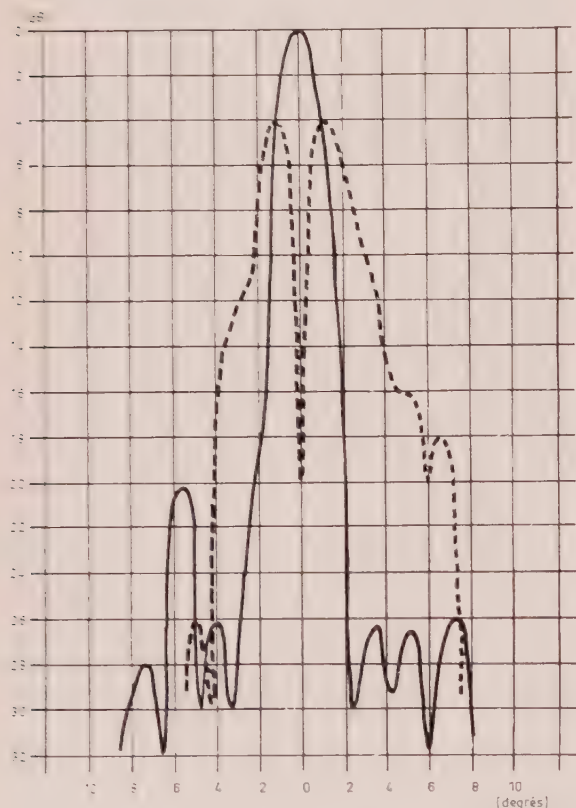


FIG. 7. — Diagramme site dans le plan de symétrie.

4.2. Optique de révolution

Le problème à résoudre est le suivant :

— Balayage dans un cône de 5° de demi-angle au sommet.

— Largeur du faisceau dans les deux plans : 0,8° environ.

La directivité assez élevée permet d'utiliser une optique centrée. L'antenne est donc une antenne Cassegrain classique dont le miroir hyperbolique est remplacé par un réseau fonctionnant en réflexion (fig. 8). Une source monopulse S (multimode éventuellement) éclaire un réseau de guides circulaires court-circuités dans lesquels sont placés des déphaseurs (à diodes ou ferrites). Le réflecteur actif r ainsi constitué forme une image virtuelle de la source en un point mobile M du plan focal du paraboloïde P (en première approximation). La direction du faisceau émergent du paraboloïde dépend de la position du point P .

Afin de limiter l'effet de masque à $(1/8)^2$ (maximum admissible si l'on veut avoir des lobes meilleurs que -18 dB), le grossissement est de 8 en première approximation. Le balayage primaire est donc de $\pm 40^\circ$, ce qui est tout à fait raisonnable.

Les problèmes des aberrations et de linéarité peuvent être résolus par application de lois de phase convenable pour chaque direction de pointage. En réalité, un compromis s'impose entre les performances radioélectriques et la complexité du calculateur de phase. Cette étude est actuellement en cours.

Dans cette structure, le problème du champ est sacrifié à la simplicité. Comme le montre la figure 8, la pupille de sortie se déplace sur l'ouverture, ce qui se traduit par des variations de gain et du niveau des lobes secondaires.

Si cela était nécessaire, le problème pourrait être résolu par une structure plus complexe basée sur le principe des lentilles de champ des lunettes astronomiques (fig. 9).

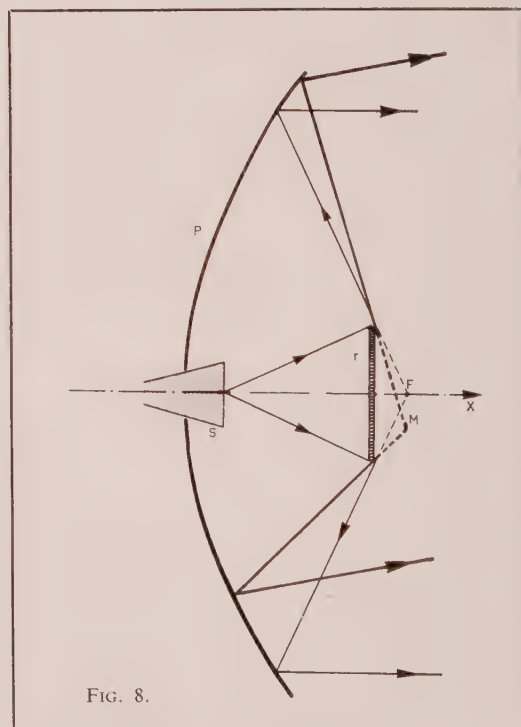


FIG. 8.

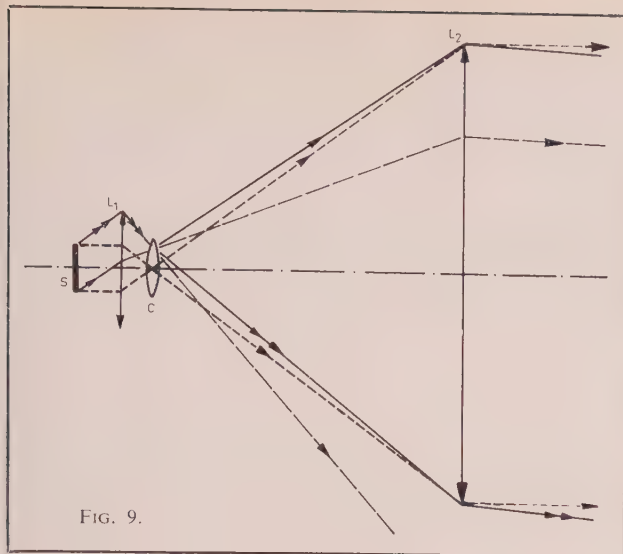


FIG. 9.

Les calculs en cours donnent des résultats satisfaisants (lobes secondaires meilleurs que -18 dB, linéarité meilleure qu'un milliradian).

La figure 10 est une photo de la maquette servant à confirmer les résultats des calculs.

5. Conclusion

Les optiques présentées au cours de cet exposé permettent de transformer une ouverture de grandes dimensions qui contient des informations sur tout le demi-espace frontal, en une couverture de plus petites dimensions qui ne contient plus que les informations relatives à l'angle solide réduit envisagé.

Les informations existant sur cette ouverture peuvent alors être traitées par tous les moyens classiques (balayage électronique, multi-faisceaux, c'est-à-

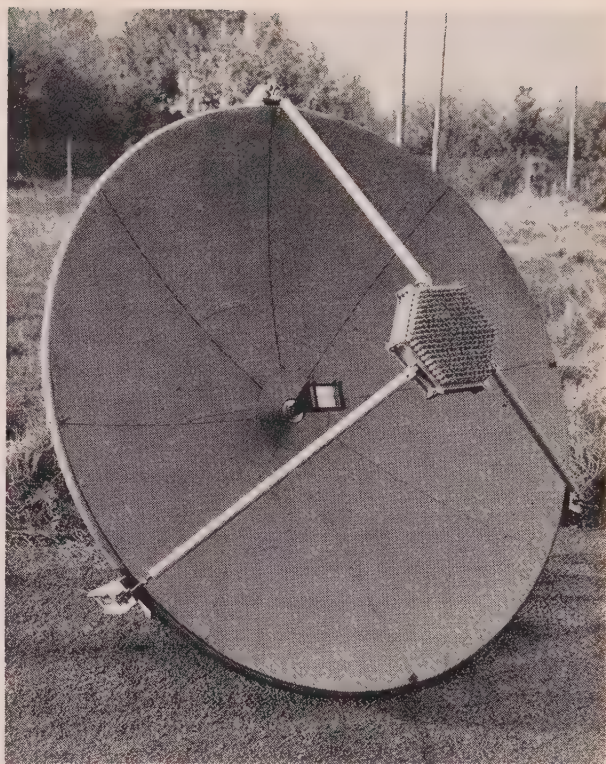


FIG. 10. — Maquette de contrôle.

dire traitement analogique) ou par réception modulaire et codage (amplitude et phase) dans chaque élément, avec traitement par ordinateur.

Les résultats expérimentaux encourageants, qui cadrent bien avec les calculs théoriques, permettent d'envisager l'utilisation de ce type d'optique chaque fois que l'on a à explorer un angle relativement réduit (inférieur à 10° par exemple) : veille et poursuite des engins balistiques, analyse d'un ensemble de cibles dont les trajectoires sont voisines, antenne adaptative de relais par satellite, etc.

Balayage rapide par traitement du signal

M. NICOLAS, C. PIROLI

ELECMA

1. Introduction

Le développement récent des antennes à balayage électronique a été rendu possible par les progrès technologiques dans le domaine des éléments déphaseurs et commutateurs hyperfréquence à commande électronique, et l'utilisation de calculateurs électroniques capables d'exploiter, en temps réel, les cadences d'informations élevées fournies par ces antennes.

Cependant, les déphaseurs et commutateurs présentent encore des limites, en puissance crête et rapidité, qui peuvent être gênantes dans certaines applications.

Le principe de balayage électronique présenté ici diffère des systèmes classiques utilisant des déphaseurs par les points suivants :

- le balayage du faisceau peut être beaucoup plus rapide que celui qui est autorisé par les performances actuelles des déphaseurs.

- Le balayage est, en principe, systématique, à vitesse angulaire sensiblement constante.

- Les caractéristiques du balayage sont étroitement liées aux caractéristiques du signal émis (ou reçu), de sorte qu'on peut considérer qu'il s'agit d'antennes à traitement de signal.

- Dans les applications à l'émission, on profite d'avantages analogues à ceux qui sont fournis par une compression d'impulsion de rapport élevé.

Ajoutons aussi que ce principe de balayage semble particulièrement apte à utiliser des avantages offerts par la miniaturisation des éléments hyperfréquence, en progrès rapide actuellement.

Nous exposerons successivement le système de balayage à la réception, à l'émission, et les systèmes combinés émission-réception (application radar). Nous décrirons ensuite une maquette qui a été construite

en vue de démontrer la validité des principes mis en jeu, et nous esquisserons les applications envisageables.

2. Balayage rapide en réception

Le procédé de balayage très rapide décrit ci-après permet d'effectuer une réception par échantillonnage de signaux quelconques de largeur de bande connue provenant de directions inconnues. Il est équivalent, quant au rapport signal/bruit, à un filtrage adapté : c'est là son avantage essentiel. Le principe utilisé est le suivant :

Considérons le réseau linéaire de la figure 1 contenant n aériens élémentaires régulièrement répartis (pas : d), associés à des éléments de déphasage croissant linéairement (incrément φ entre voies successives).

Soit un émetteur dans une direction fixe θ et rayonnant une onde entretenue pure de longueur d'onde λ .

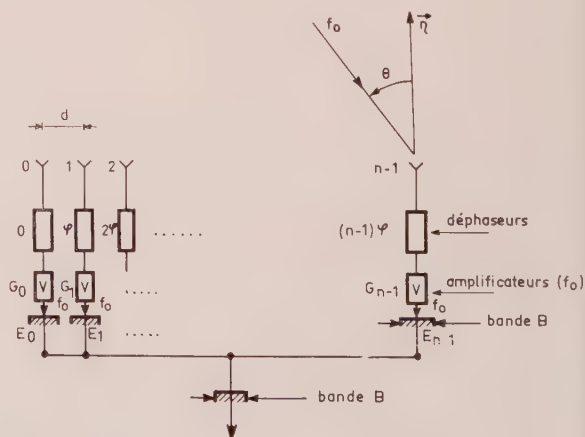


FIG. 1. — Réseau à commande de phase.

Le champ recueilli en sortie du sommateur du réseau est bien évidemment :

$$E = \sum_{m=0}^{n-1} E_m e^{jm(\varphi - \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta)}$$

La forme du lobe de l'aérien est la transformée de Fourier de la loi des E_m , et la direction de pointage est :

$$\theta = \arcsin \frac{\lambda}{2\pi d} \varphi.$$

On peut donc maîtriser la loi de balayage de l'espace en choisissant convenablement la variation de φ en fonction du temps. La réalisation et le fonctionnement du système sont particulièrement simples si l'on adopte une loi linéaire $\varphi = \omega_r t$.

En effet, il suffit, pour obtenir ce résultat, conformément à la figure 2, d'introduire un changement de fréquence utilisant des générateurs locaux dont les fréquences sont décalées d'une quantité constante f_r entre voies successives.

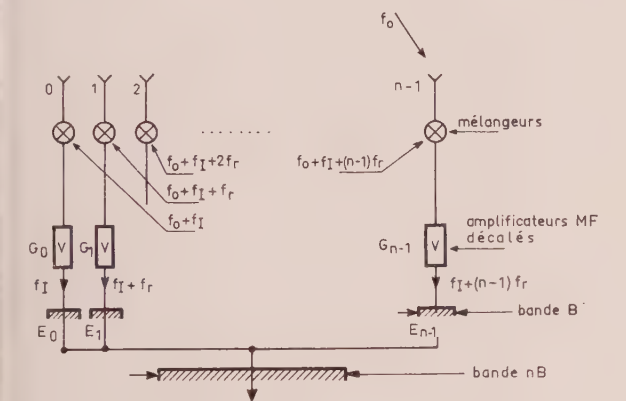


FIG. 2. — Réseau à balayage rapide en réception.

Le diagramme du réseau balaie alors régulièrement le secteur angulaire compris entre deux lobes principaux successifs dans la période :

$$T_r = \frac{2\pi}{\omega_r} = \frac{1}{f_r}, \tag{1}$$

et donne naissance, en réception, à un train d'impulsions périodiques.

Si l'espacement d entre sources est $\leq \lambda/2$, le lobe principal unique décrit le secteur $O\pi$ durant cette période T_r et selon la loi :

$$\sin \theta = 2f_r t \text{ (pour } d = \lambda/2) \tag{2}$$

L'augmentation de la vitesse du balayage compensant exactement l'élargissement du lobe de l'aérien en déflexion, le temps de passage du lobe dans la direction θ de l'émetteur, et plus généralement la

forme de l'impulsion reçue, sont indépendants de cette direction. Les signaux reçus sont donc exactement les mêmes que si l'on faisait tourner tout le réseau, pointé selon sa normale, autour de son centre et à la vitesse angulaire :

$$\Omega = \left[\frac{d\theta}{dt} \right]_{\theta=0} = \frac{\omega_r}{\pi} = 2f_r. \tag{3}$$

En particulier, quelle que soit la direction de l'émetteur, si la loi d'illumination E_m est uniforme, la largeur à demi-puissance de l'impulsion reçue est :

$$\tau_{3\text{ dB}} \simeq \frac{T_r}{n}. \tag{4}$$

On peut évidemment vérifier cette interprétation physique sur l'expression du champ reçu (fig. 2) :

$$E = \sum_{m=0}^{n-1} E_m e^{j[\omega_I + m(\omega_r t - \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta)]}. \tag{5}$$

Soit, dans le cas d'une illumination constante :

$$E = E_0 e^{j\omega_I t} \cdot e^{j(n-1)\frac{\phi}{2}} \frac{\sin \frac{n}{2} \phi}{\sin \frac{\phi}{2}} \tag{6}$$

avec :

$$\phi = \omega_r t - 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta$$

L'expression (5) fournit d'ailleurs un point de vue plus direct du fonctionnement. Elle indique en effet que le spectre du signal reçu est un spectre de raies cohérentes, réparties à intervalle régulier f_r , et occupant la largeur de bande totale nf_r . Les caractéristiques de l'impulsion d'échantillonnage (et notamment les expressions (1) et (4)) s'en déduisent immédiatement par une transformation de Fourier.

Le procédé reste évidemment utilisable en présence de plusieurs émetteurs situés dans des directions différentes (et inconnues) et rayonnant vers le réseau de réception des signaux quelconques de largeur de bande connue B .

La critère de Shannon indique que la fréquence minimale de balayage de l'espace, et par conséquent l'incrément de fréquence entre locaux successifs (fig. 2), est précisément : $f_r = B$. Le mouvement du lobe de l'aérien conduit à un multiplexage des signaux dans le temps. Il est donc facile de discriminer ces signaux, de les reconstituer par filtrage des échantillons dans un filtre passe-bande rectangulaire de largeur B , et éventuellement de connaître la direction des émetteurs. Les caractéristiques globales de cette réception sont entièrement déterminées par le filtre disposé dans chacune des voies du réseau. En particulier, la réception peut être optimale si le filtre adapté au signal est utilisable.

Le cas particulier de la réception de signaux impulsionnels constitue une illustration de ces propriétés. Considérons le schéma de la figure 2 et, pour simplifier, une pondération uniforme ($E_0 = E_1 \dots = E_{n-1}$).

Supposons un signal incident constitué par des impulsions de spectre rectangulaire de largeur B . Ces impulsions affectent la forme d'un $\sin kt/kt$ de largeur entre zéros : $\theta_{00} = 2/B$.

Le signal en sortie du sommateur possède un spectre rectangulaire constitué de n spectres de largeur B , jointifs. L'impulsion d'échantillonnage a donc pour largeur entre zéros : $\tau_{00} = \theta_{00}/n$ et puisque la période de balayage est $T_r = 1/B$, l'impulsion longue est échantillonnée deux fois dans son lobe principal et une fois dans chacun de ses secondaires.

On effectue ainsi un balayage du secteur $O\pi$ « dans l'impulsion » et il est visible qu'aucune impulsion incidente ne risque d'échapper à cette analyse, quelle que soit la direction de l'émetteur.

Une démonstration fournie dans l'annexe I indique d'autre part, que ce principe de réception conserve le rapport signal/bruit et que tout se passe, à ce sujet, comme si le réseau était pointé dans la direction de l'onde incidente et que la réception s'effectuait dans un filtre adapté (de largeur B) avec le facteur de bruit commun à toutes les voies.

Les indications précédentes demeurant valables si le spectre $\phi(f)$ du signal est quelconque, à condition d'effectuer, dans chacune des n voies de réception, un filtrage adapté. La figure 3 indique le spectre du signal en sortie du sommateur.

Dans le cas le plus général, l'enveloppe des échantillons est le signal de sortie du filtre disposé dans chacune des voies, tandis que la forme des échantillons est uniquement déterminée par la loi de pondé-

ration du réseau, et peut se régler globalement par filtrage MF en sortie du sommateur.

Il n'est d'ailleurs pas indispensable d'utiliser un diagramme de réception directif et on peut imaginer des lois d'illumination diverses, en phase et en amplitude, qui conserveraient le pouvoir séparateur (qui ne dépend que de la « bande effective de fréquences spatiales ») et l'énergie recueillie pendant une période de balayage (qui est indépendante du gain de l'aérien dans le plan de balayage).

3. Balayage rapide en émission

Le principe du balayage rapide est directement utilisable pour éclairer périodiquement un objectif situé dans une direction fixe selon le schéma de la figure 4 par exemple.

Le signal reçu par l'objectif est la transformée de Fourier du spectre des raies cohérentes émises ($A_0, A_1, \dots, A_{p-1}$). Le réglage en phase et en amplitude de cette loi d'illumination (réalisable par filtrage à bas niveau) assure donc la maîtrise de la forme des im-

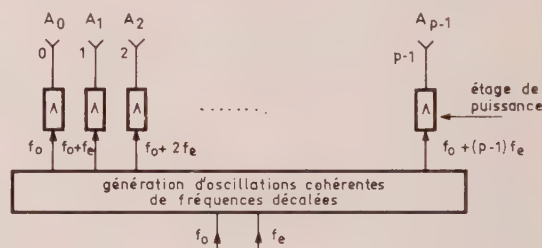


FIG. 4. — Réseau à balayage rapide en émission.

pulsions émises. La fréquence de récurrence des impulsions est égale à l'incrément de fréquence entre raies successives (f_e).

Plus concrètement, on peut dire que c'est le mouvement du lobe de l'aérien qui génère le signal : l'objectif reçoit un maximum d'énergie lors du passage du lobe de l'aérien dans sa direction et sous la forme d'une impulsion qui retrace le diagramme de rayonnement.

Bien que chacun des p émetteurs du réseau fonctionne en continu, l'ensemble se comporte comme un émetteur impulsionnel et permet, en particulier, d'effectuer des mesures de distance.

L'intérêt essentiel du procédé réside dans la conjonction de conditions favorables à l'émission d'une puissance importante :

- possibilité de fractionner la puissance suivant le nombre des émetteurs,
- utilisation d'émetteurs entretenus (ou fonctionnant avec un facteur de forme élevé),
- absence de circuits de déphasage dissipatifs.

4. Radar à balayage rapide

L'association des principes représentés schématiquement figures 2 et 4 permet de construire un radar

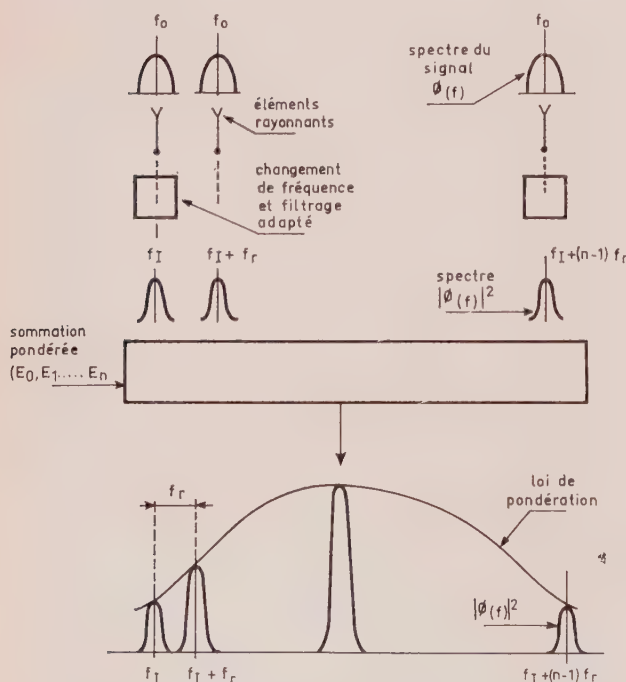


FIG. 3. — Spectre du signal échantillonné par le mouvement de balayage.

qui réunit les propriétés des associations d'émetteurs et celles du balayage dans l'impulsion.

Le balayage dans l'impulsion s'impose d'ailleurs dès que l'on utilise le principe du balayage rapide à l'émission. En effet, si le lobe de réception suivait le même mouvement que le lobe d'émission, on ne pourrait analyser, dans chaque quantum angulaire qu'un seul quantum en distance à chaque récurrence.

Au contraire, si, conformément aux indications du paragraphe 2, on adopte un balayage suffisamment rapide en réception, toutes les directions peuvent être analysées sur chaque quantum de distance et aucune impulsion ne peut échapper à l'échantillonnage.

Si $B = p f_e$ est la bande de fréquences du signal émis, la fréquence de récurrence du balayage réception doit être, d'après le paragraphe 2 : $F_r = f_r = p f_e$, soit p fois la fréquence du balayage à l'émission.

Comme nous l'avons indiqué figure 5, alors que la largeur à demi-puissance de l'impulsion émise est voisine de $1/p f_e$, celle de l'impulsion courte est n fois plus faible.

Il se trouve d'ailleurs que les deux principes (association d'émetteurs et balayage dans l'impulsion) sont complémentaires. En effet, le balayage dans l'impulsion permet essentiellement d'éviter l'obligation de laisser l'antenne pointée durant au moins une récurrence dans chaque direction, même dans le cas d'un rapport signal/bruit suffisant sur une seule impulsion. Le principe va donc souvent de pair avec l'émission d'une puissance importante.

Dans un tel radar, les mesures d'angle et de distance se ramènent simplement à des mesures de temps. Le principe de ces mesures est indiqué figure 5. Les lois de balayage y sont figurées, pour plus de simplicité par des droites, ce qui ne change en rien le raisonnement.

Soit une cible dans la direction α et à la distance D . Le lobe de l'aérien d'émission est pointé dans la direc-

tion α à l'instant t_1 . La cible reçoit une impulsion qui affecte la forme I (diagramme de l'aérien d'émission). L'onde réfléchie apparaît à l'instant $t_2 = t_1 + 2D/c$ et donnerait naissance, si l'antenne de réception était omnidirectionnelle, à un signal de forme II (passage de l'impulsion I dans un filtre adapté).

En fait, le signal n'apparaît à la sortie du sommateur que lorsque le diagramme du réseau de réception est pointé dans la direction α , c'est-à-dire aux instants $t_a, t_b, \dots t_i$ d'échantillonnage.

La mesure de l'un quelconque de ces instants (t_a) à partir de l'origine du balayage correspondant (O) fournit directement le gisement α puisque l'on connaît la loi de balayage (2).

La mesure de la distance ($\tau = 2D/c$) exige, pour utiliser pleinement la précision du système, la reconstitution de la forme de l'impulsion reçue (II) à partir de ses échantillons.

Cette opération est réalisable par des procédés analogiques connus : filtrage dans un filtre de caractéristique rectangulaire de largeur de bande B , visualisation des échantillons etc., ou par une opération logique particulièrement simple dans le cas où l'illumination à l'émission est uniforme :

$$t_2 = \frac{t_a V_a + t_b V_b}{V_a + V_b}$$

Ceci fait, la distance se déduit immédiatement de la mesure de l'intervalle $t_2 - t_1$.

Les caractéristiques théoriques fondamentales du radar sont aisément calculables et peuvent s'interpréter facilement par analogie avec un système comportant deux aériens tournants.

Tout d'abord, le radar est équivalent quand au bilan énergétique à un radar à balayage classique, de même surface d'antenne, et utilisant la même puissance moyenne pendant le même temps de mesure.

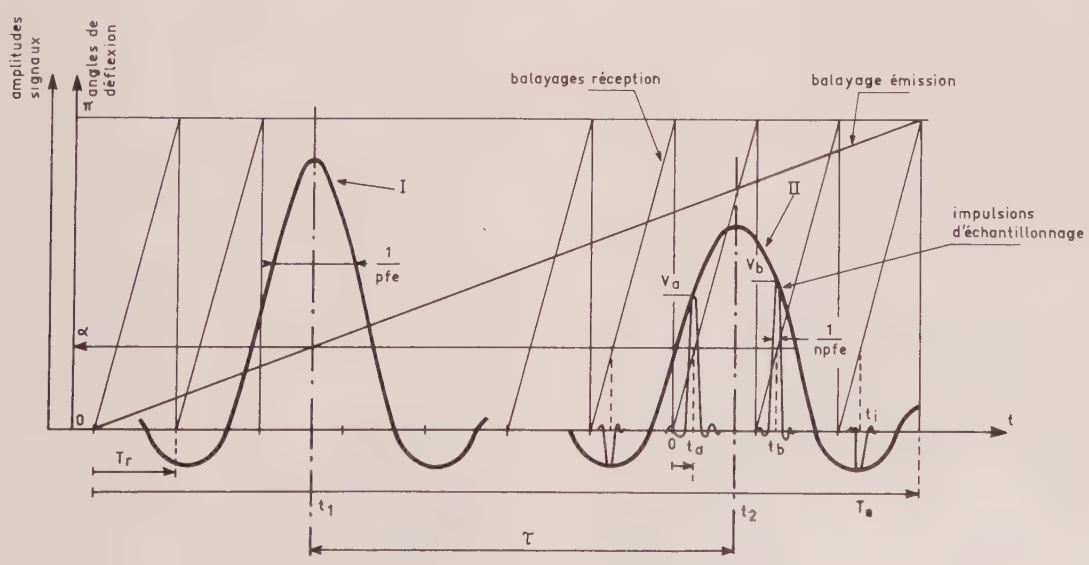


FIG. 5. — Extraction des informations angulaires (α) et de la distance ($\tau = \frac{2D}{c}$).

Cette propriété découle immédiatement de la conservation du rapport signal/bruit en réception (annexe I). Un calcul simple et une application numérique reportés en annexe II illustrent l'avantage que l'on peut, dans ces conditions, escompter de l'association des émetteurs : la puissance crête par élément p nécessaire pour constituer un système à balayage rapide comportant deux réseaux identiques de N éléments, équivalent à un radar classique de même gain disposant d'une puissance crête P , est réduite à :

$$p = \frac{P}{N^2}.$$

Comme dans tout dispositif à aériens tournants, les caractéristiques de précision peuvent s'exprimer indifféremment en fonction de la « bande effective » (ou moment du second ordre) du spectre $\phi(f)$ du signal, ou en fonction de la « bande effective » de fréquences spatiales de la loi d'illumination $A(v)$, puisque ces deux grandeurs sont proportionnelles :

$$B(f) = \Omega B(v)$$

La formule de WOODWARD s'applique évidemment et fournit directement, selon le paramètre introduit ($B(f)$ du signal émis, ou $B(v)$ de l'aérien de réception), l'écart-type des erreurs de mesure en distance ou en angle.

De même, les pouvoirs séparateurs « pratiques » se calculent à partir des seuls modules des lois d'illumination selon des expressions connues qui conduisent par exemple pour des illuminations uniformes, aux valeurs suivantes :

— en distance : $t_{mm} = 1/pf_e$ qui ne dépend évidemment que de la largeur du spectre émis,

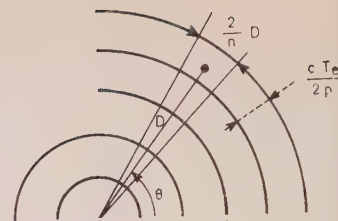
— en angle : $\theta_{mm} = \lambda/nd$, sensiblement égal à l'ouverture à demi-puissance du lobe de réception.

L'ambiguïté en distance est simplement déterminée par la période du balayage d'émission $T_e = 1/f_e$ et l'ambiguïté en vitesse par l'intervalle de fréquences entre les raies émises f_e .

Les indications qui précèdent mettent en évidence une liaison entre la portée maximale : $D = \frac{c}{2} T_e$ et le pouvoir discriminateur (ou la précision) en distance : $D_{mm} = \frac{c}{2} \frac{T_e}{p}$, liaison qui peut paraître gênante dans le cas de systèmes à grande portée puisque le nombre d'éléments p est forcément limité par la dimension maximale de l'aérien d'émission.

Cependant, dans tout système radar, les caractéristiques de discrimination en distance tangentielle, qui découlent du pouvoir séparateur angulaire, souffrent forcément d'une limitation de même nature. Dans la plupart des problèmes de localisation, ces caractéristiques sont tout aussi importantes que le pouvoir discriminateur en distance radiale et on a intérêt à ce que la cellule de mesure en limite de portée, là où la densité de cibles risque d'être élevée, soit

FIG. 6. — Dimensions de la cellule de mesure.



sensiblement carrée. On peut vérifier, figure 6, que dans le système à balayage rapide les cellules de mesure sont des secteurs de couronnes dont les dimensions latérales en limite de portée sont effectivement du même ordre (et même égales si $p = n/2$).

Toutefois, si, dans certaines applications, un meilleur pouvoir discriminateur en distance radiale est indispensable, il est possible de recourir au fonctionnement « en découpé » de la figure 7. En pratique, grâce à une concession raisonnable sur la puissance moyenne utilisable (facteur de forme T_e/T_R de l'ordre de plusieurs dixièmes), on peut satisfaire la plupart des besoins.

Dans des conditions d'utilisation normale, la fonction d'ambiguïté du système à balayage rapide ne présente pas de particularités.

L'enveloppe des échantillons étant entièrement déterminée par le filtrage effectué sur chacune des voies de réception (voir le spectre de la figure 3), le décalage Doppler qui affecte le spectre des signaux incidents produit exactement le même effet que dans un radar classique qui effectuerait le même filtrage sur son unique voie de réception.

L'effet Doppler est donc normalement exploitable. En outre, les circuits d'un système à balayage rapide sont bien adaptés au maintien de la cohérence entre les impulsions émises et se prêtent à la constitution de systèmes MTI.

La correspondance entre le temps et les angles pourrait faire craindre un couplage, générateur d'une ambiguïté, entre ces deux paramètres. La fonction d'ambiguïté généralisée, dont une expression est donnée en annexe III, montre qu'il n'en est rien et que les deux paramètres se séparent. Ce résultat est d'ailleurs intuitif puisque, dans le principe de l'extraction des informations α et D évoqué ci-dessus, la mesure du gisement α est tout à fait indépendante.

Comme dans tout radar à fonctionnement continu, des problèmes de découplage émission - réception peuvent se poser pour éviter d'introduire, en réception, un bruit supplémentaire résultant de la non-linéarité des étages d'entrée.

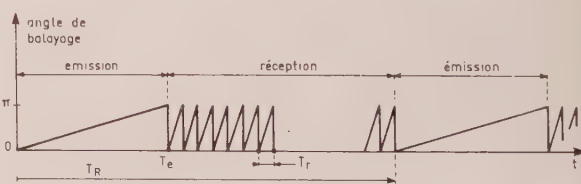


FIG. 7. — Fonctionnement en émission découpée.

Dans les applications à courte portée où le niveau d'émission est faible, le problème peut être résolu à l'aide de dispositifs de multiplexage classiques. Pour les systèmes à grande portée, le découpage de l'émission qui s'impose le plus souvent élude la difficulté. Dans les cas intermédiaires, la séparation des aériens d'émission et de réception constitue une solution.

5. Vérification expérimentale

Nous avons entrepris, au titre d'un marché DRME, une vérification expérimentale du principe de fonctionnement d'un radar à balayage rapide.

La figure 8 représente une photographie de la maquette comportant un aérien cylindro-parabolique de 2 m d'envergure, éclairé en off-set par un réseau de 16 éléments, et fonctionnant à 2 500 MHz, les circuits d'élaboration des raies cohérentes à l'émission et à la réception, le récepteur et l'extracteur.

Les caractéristiques principales de cette maquette sont les suivantes :

- fréquence de balayage émission : $f_e = 15$ kHz,
- fréquence de balayage réception :
 $f_2 = 16 \times 15 = 240$ kHz,
- distance sans ambiguïté : 10 km,

- pouvoir séparateur en distance : 625 m,
- pouvoir séparateur en gisement : 7° .

Les essais nous ont permis notamment de vérifier les caractéristiques essentielles concernant la conservation du rapport signal/bruit, les valeurs pratiques des pouvoirs séparateurs, et les effets attendus du couplage interéléments. Sur le plan pratique, nous avons constaté que le système se prêtait à une visualisation particulièrement simple et que la génération des oscillations cohérentes et la conservation de leurs caractéristiques de phase et d'amplitude dans le temps étaient réalisables sans complexité excessive.

Si une période de balayage émission T_e contient n périodes de balayage réception, on réalise une visualisation indiquant directement la distance en ordonnée et le gisement en abscisse, en appliquant des tensions en dent de scie (synchronisées à l'origine avec le balayage émission) de période T_e/n et $T_e/(n-1)$ respectivement sur les plaques horizontales et verticales d'un oscilloscope dont le faisceau est modulé par le signal reçu. Les figures 9 et 10 indiquent, dans une telle visualisation, la présence de deux cibles contenues dans le même quantum angulaire ($\Delta\theta = 3^\circ$) séparables en distance ($\Delta D \simeq 600$ m) puis confondues.

Les oscillations cohérentes nécessaires à l'émission et à la réception sont issues de batteries de générateurs MF pilotés par des quartz décalés de la quantité voulue (f_e ou f_r). Chaque générateur est asservi en phase sur le précédent : le battement entre deux

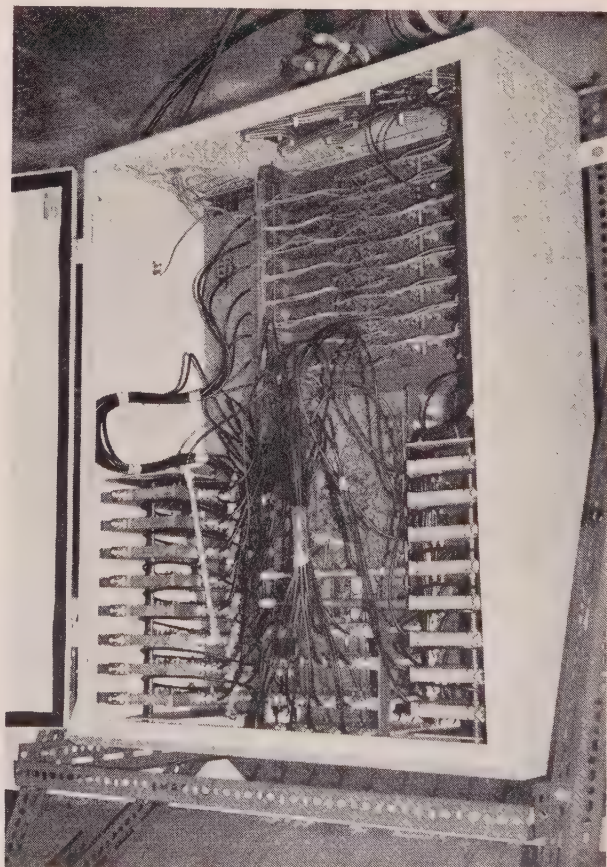
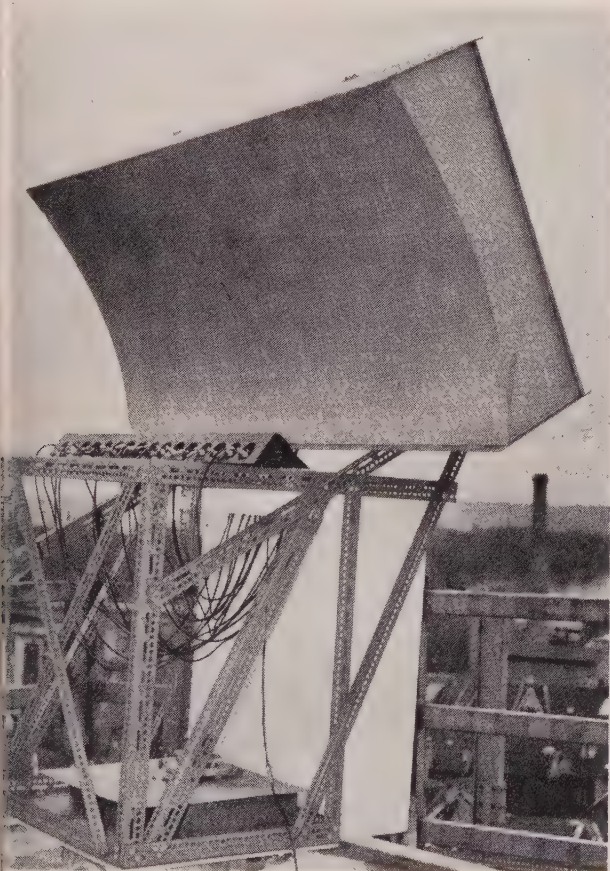


FIG. 8. — Vue générale de la maquette : aériens et circuits.

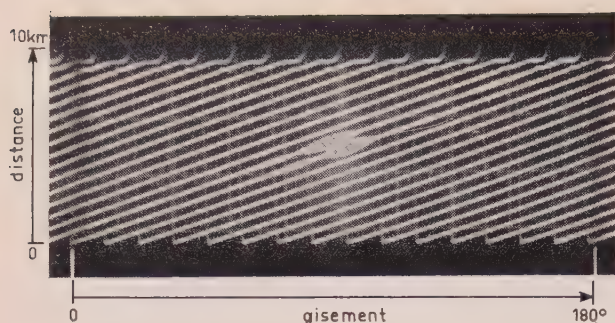


FIG. 9. — Visualisation de deux cibles identiques séparables en distance ($\Delta D \approx 600$ m).

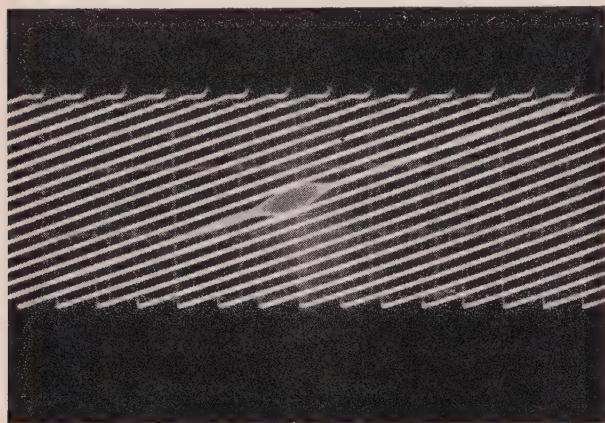


FIG. 10. — Confusion des deux cibles.

oscillateurs successifs est comparé dans un discriminateur à un signal de référence dérivé d'une horloge unique à la fréquence de base f_e . Cette méthode permet, sans précautions technologiques spéciales, de maîtriser la forme des signaux et d'abaisser au besoin le niveau relatif des secondaires à moins de 20 dB. A titre d'exemple, les figures 11 et 12 représentent les signaux d'échantillonnage dans le cas d'une illumination de réception uniforme (secondaires à 13 dB) et dans le cas d'une illumination dégressive (secondaires à 20 dB).

6. Conclusion

Le procédé de balayage décrit ci-dessus établit une correspondance simple entre les caractéristiques angulaires d'un diagramme d'antenne et les caractéristiques temporelles du signal émis ou reçu.

Il est utilisable soit dans un seul sens pour effectuer des transmissions point à point entre une base réceptrice et des émetteurs dispersés dans des directions inconnues (ou réciproquement), soit dans des liaisons bi-directionnelles du type radar ou sonar, à la seule condition de connaître la largeur de bande des signaux.

Dans la première catégorie d'applications, on aboutit à un système possédant les propriétés des antennes multilobes capables d'utiliser simultanément la direc-

tivité de l'aérien dans toutes les directions, et intéressant notamment pour la surveillance et la goniométrie en contre-mesures, ou les liaisons soumises à des perturbations de direction : propagation ionosphérique et troposphérique.

Dans la deuxième catégorie, les qualités utilisables sont : la cadence d'information élevée, les avantages résultant des associations d'émetteurs, la cohérence entre impulsions. On peut donc envisager les domaines d'application suivants :

- Radars embarqués à haute cadence d'information, réalisables dès maintenant à l'aide de générateurs à l'état solide contrôlables en phase (LSA, diode à effet Gunn).

- Stations de veille lointaine : franchissement de la limite technologique en puissance d'un tube unique.

- Systèmes à élimination d'échos fixes et en particulier radars sur navires.

Nous remercions vivement les représentants de la DRME, et en particulier Monsieur l'Ingénieur en Chef CORFDIR et Monsieur l'Ingénieur militaire BERGER, du soutien qu'ils nous ont fourni et de leurs suggestions, notamment en ce qui concerne la généralisation du principe de balayage à des systèmes radars tridimensionnels.

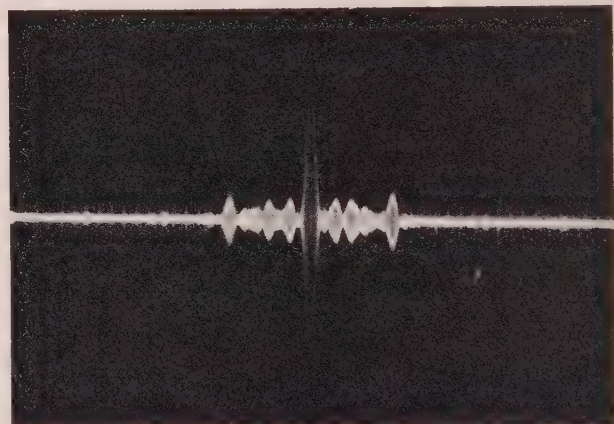


FIG. 11. — Forme de l'impulsion d'échantillonnage (illumination uniforme) $N_s = 13$ dB.

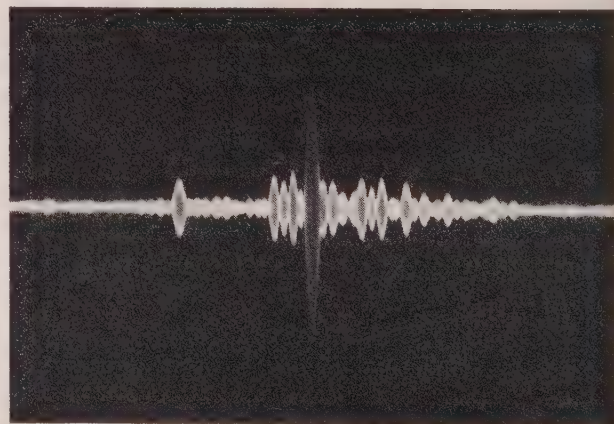


FIG. 12. — Illumination dégressive, ($N_s = 20$ dB).

Annexe I

Nous nous proposons de montrer que le réseau de la figure 1, pointé dans la direction de l'émetteur et le réseau de la figure 2 fonctionnant par échantillonnage détectent des signaux dans les mêmes conditions de rapport signal/bruit.

Nous supposons :

— que le signal attendu possède un spectre rectangulaire de largeur $B = f_r$ et que le filtre adapté à ce signal est disposé sur chacune des n voies réception (figures 1 et 2 ; ou en sortie du sommateur, figure 1) ;

— que les facteurs de bruits, sur toutes les voies (fig. 1 et 2) sont identiques ; et que les bruits sur chaque voie sont indépendants (bruits internes prédominants) et de densité uniforme b .

La pondération de la loi d'éclairement, identique sur les deux réseaux, n'intervient pas dans le résultat et nous la supposons uniforme.

Figure 1. Soit T la « durée » de l'impulsion inci-

dente et E la tension crête en sortie du sommateur, l'énergie recueillie à chaque impulsion est donc :

$$\text{Cte} \times T \times E^2 ;$$

et, la densité spectrale en sortie de sommateur étant b , le rapport signal/bruit est égal à $\text{Cte} \times TE^2/b$.

Figure 2. Le bruit en sortie du sommateur est constitué de n spectres rectangulaires jointifs contenant chacun une « puissance moyenne » bB/n . La densité spectrale du bruit, dans la bande nB n'est donc que : b/n . D'autre part, la « durée » d'un échantillon étant réduite à T/n , l'énergie recueillie est :

$$\text{Cte} \frac{T}{n} E^2.$$

L'étalement du spectre de bruit dans toute la bande nB a donc pour résultat la conservation du rapport signal/bruit.

Annexe II

Comparaison entre un radar à balayage classique. (Lobe émission et lobe réception confondus) disposant d'un émetteur unique de puissance crête P , et le système à balayage rapide du paragraphe 4 dans lequel chaque élément rayonnant est alimenté par une onde entretenue de puissance p .

Nous supposons évidemment que les signaux (impulsions de durée τ et de période T_e) et les gains des aériens (réseaux de N éléments) sont identiques.

Système classique

L'énergie reçue par une cible à chaque récurrence est proportionnelle à $NP\tau$. Le temps nécessaire pour analyser une couverture imposée α , à raison d'une impulsion par position de pinceau, est au moins $NT_e \alpha/\pi$.

Système à balayage rapide

L'énergie reçue par la cible à chaque récurrence (c'est-à-dire à chaque balayage émission) est $N^2p\tau$. Le nombre d'impulsions disponibles pendant le temps de mesure étant égal à $N\alpha/\pi$, l'énergie totale du signal, dans l'hypothèse d'une intégration cohérente s'élève à $N^3p\tau\alpha/\pi$.

Les deux systèmes sont équivalents, dans le cas où la couverture est suffisamment proche de π , si $p \simeq P/N^2$. L'utilisation d'émetteurs entretenus procure donc un avantage équivalent à une compression d'impulsion de rapport N .

L'intégration cohérente suppose naturellement que la variation de vitesse des cibles durant le temps de mesure ($\Delta T = NT_e\alpha/\pi$) soit faible devant la discrimination en vitesse c'est-à-dire que l'accélération γ des cibles soit limitée.

$$\gamma \ll \frac{1}{\Delta T^2} \frac{\lambda}{2}.$$

Cette condition, d'autant moins sévère que la portée est réduite, est vérifiée dans de nombreuses applications.

A titre d'exemple : dans un radar embarqué fonctionnant en bande X, de portée 15 km, ayant un pouvoir discriminatoire de 150 m, on pourrait remplacer un tube émetteur unique fournissant une puissance crête supérieure à 1 kW par 100 émetteurs à l'état solide fournissant chacun 100 mW.

Annexe III

Fonction d'ambiguïté à trois paramètres : distance τ
angle θ , Döppler f_d .

Soit

$$s_1 = s(t_0, \sin \theta_0) e^{j2\pi f_{d0}t}$$

le signal recueilli en sortie du sommateur et réfléchi
par une cible de référence (t_0, θ_0, f_{d0}) .

Soit :

$$s_2 = s(t_0 - \tau, \sin \theta_0 - \sin \theta) e^{j2\pi(f_{d0} - f_d)t}$$

le signal correspondant à une cible décalée selon les
trois paramètres considérés. La fonction d'ambiguïté
est par définition (*) la sortie du récepteur adapté
à s_1 , recevant le signal s_2 :

$$A(\tau, \theta, f_d) = \text{Cte} \int_T s(t_0, \sin \theta_0) s^*(t_0 - \tau, \sin \theta_0 - \sin \theta) e^{j\omega_d t} dt.$$

(*) SKOLNIK : Introduction to radar Systems, p. 485.

Les deux termes de l'intégrale se présentent sous
la forme de séries et le résultat n'est pas immédiate-
ment exploitable dans le cas général. Cependant,
pour des illuminations uniformes et des réseaux
émission et réception identiques (N éléments), on
trouve rapidement dans les hypothèses simplifica-
trices habituelles ($N\omega/\omega_0 \ll 1$) :

$$A(\tau, \theta, f_d) =$$

$$\text{Cte} \frac{\sin\left(\frac{1}{2}\omega_d T\right)}{\frac{1}{2}\omega_d T} \frac{\sin\frac{N}{2}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\bar{\theta} - \omega\tau\right)}{\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\bar{\theta} - \omega\tau\right)} \frac{\sin\frac{N}{2}\frac{2\pi d}{\lambda}\bar{\theta}}{\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\bar{\theta}\right)}$$

avec : $\bar{\theta} : \sin \theta_0 - \sin \theta$,

$\omega : \text{incrément de pulsation à l'émission,}$

$\omega_0 : \text{pulsation de la porteuse.}$

Calcul du champ rayonné par une antenne à périodicité logarithmique

A. ROEDERER (*)

Société d'Etudes et de Réalisations Nucléaires
Antennes Professionnelles Hyperlec

1. Introduction

A la suite des travaux relativement récents de RUMSEY et DUHAMEL, un nouveau type d'antennes, l'antenne à périodicité logarithmique, a pris une importance considérable dans les télécommunications.

La géométrie de ces aériens est choisie de telle sorte que leurs propriétés électriques se répètent périodiquement avec le logarithme de la fréquence. Ces antennes se composent, par exemple, de dipôles dont les longueurs augmentent en progression géométrique et qui sont disposés (en progression de même raison) sur une ligne d'alimentation (fig. 1).

Dans ces conditions, à une fréquence élevée, un groupe de dipôles de faibles dimensions rayonne l'énergie, alors qu'à une fréquence basse, celle-ci se propage le long de la ligne et est rayonnée par un groupe de dipôles de plus grandes dimensions, homogénéiques des premiers, de sorte que le comportement radioélectrique de l'antenne se reproduit.

Leur usage, actuellement très répandu en hautes fréquences (HF), tend à se généraliser dans les gammes très hautes fréquences (VHF) et ultra hautes fréquences (UHF).

La réalisation et la mise au point des antennes à périodicité logarithmique, ainsi que celles des réseaux de dipôles, exigent actuellement un travail très important tant en études qu'en expérimentations.

Les études, jusqu'à présent, étaient fondées sur des techniques empiriques ne prenant pas le couplage mutuel en ligne de compte de manière complète. Il en résultait une mise au point longue et délicate.

Les calculateurs rapides permettent de résoudre avec une précision suffisante les équations intégrales et les équations de ligne donnant les distributions exactes de courant sur les dipôles et, par suite, le champ rayonné. Il était donc logique de mettre en forme les équations utiles et de développer une méthode de calcul numérique pour les résoudre.

La méthode présentée dans cet article est générale. Elle est appliquée ici à un exemple d'antenne à périodicité logarithmique de dipôles, mais peut s'employer, avec quelques ajustements, pour n'importe quel réseau d'antennes minces parallèles.

2. Equations intégrales pour les courants sur les dipôles

L'antenne étudiée est composée de N dipôles en progression géométrique de raison $1/\tau$, alimentés par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c . Cette ligne est soumise au point O à une tension $V_0 e^{j\omega t}$ où $\omega = 2\pi F$, F étant la fréquence de fonctionnement. La connaissance de la densité de courant dans $J_f(z_j)$ en tout point de cote z_j de chaque dipôle j (j variant de 1 à n) permettra de calculer le champ rayonné.

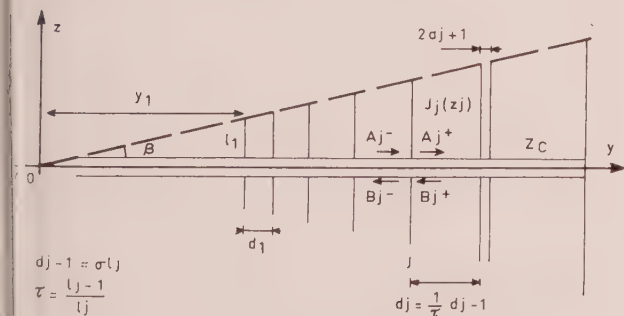


FIG. 1. — Schéma de principe.

(*) Actuellement au Centre d'Etudes Théoriques de la Détection et des Communications.

L'antenne est décrite sur la figure 1.

Dans ce chapitre, nous chercherons à obtenir les courants $J_j(z_j)$, connaissant V_0 , Z_0 , σ , l_1 , a_1 , τ , F .

Nous considérons d'abord les N dipôles dans leurs positions respectives sans nous occuper de la ligne de transmission.

Si $A(P)$ est le potentiel vecteur en P , son introduction dans les équations de Maxwell fournit les équations suivantes :

$$E(P) = -j\omega\mu A(P) + \frac{\text{grad} [\text{div} A(P)]}{j\omega\epsilon}, \quad (1)$$

$$A(P) = \int_{S'} J(r') G(r, r') ds', \quad (2)$$

où S' est la surface portant le courant J , r' est le vecteur OP' , P' décrivant S' , et r est le vecteur OP .

$$G(r, r') = \frac{e^{-jk(r-r')}}{4\pi |r-r'|}. \quad (3)$$

Combinant (1) et (2), on obtient pour un dipôle cylindrique l'équation intégrale de Hallen (4), correspondant à un champ source $V\delta(z)$:

$$\int_{-1}^{+1} J(z') G(z, z') dz' = B \cos kz - \frac{jV}{2Z_0} \sin k|z|. \quad (4)$$

Ceci représente le potentiel vecteur sur la surface du dipôle, c'est-à-dire A_z .

Dans notre problème, nous aurons pour le j -ième dipôle :

$$A_{jz}(z) = B_j \cos kz - \frac{jV_j}{2Z_0} \sin k|z|. \quad (5)$$

D'après l'équation (2), ceci sera égal à :

$$B_j \cos kz_j - \frac{jV_j}{2Z_0} \sin k|z_j| = \sum_{i=1}^{i=N} \int_{S_i} J_i(r'_i) G(r'_i, r_j) ds'_i. \quad (6)$$

Mais $J_i(r'_i)$ ne dépend que de z ; après une intégration, on obtient :

$$B_j \cos kz_j - \frac{jV_j}{2Z_0} \sin k|z_j| = 2\pi \sum_{i=1}^{i=N} a_i \int_{-l_i}^{l_i} J_i(z'_i) G(z'_i, z_j) dz'_i \quad (7)$$

avec :

$$G(z'_i, z_j) = \frac{1}{4\pi} \exp - \frac{jk(r_j - r'_i)}{|r_j - r'_i|} \quad (8)$$

avec, pour $i \neq j$:

$$|r_j - r'_i| = \left[(z_j - z'_i)^2 + (y_1^2 + x_1^2) \left(\frac{1}{\tau_{j-1}} - \frac{1}{\tau_{i-1}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (9)$$

et pour $i = j$:

$$|r_j - r'_j| = [(z_j - z'_j)^2 + a_j^2]^{1/2}. \quad (10)$$

L'équation (9) comporte une approximation justifiée par le fait que $a_j \ll d_j$. (a_j est le rayon du j -ième dipôle, d_j sa distance au dipôle suivant). Les équations (7) (j varie de 1 à n) constituent le système de base de ce problème.

3. Equations de ligne

Les inconnues dans les équations (7) (il y en a une par dipôle) sont les B_j , les V_j et les J_j .

Il nous faut maintenant d'autres équations pour calculer les V_j et les B_j .

D'après la figure 1, les A_j représentant une onde qui progresse dans le sens positif sur la ligne, les B_j , une onde réfléchie, on peut écrire les équations de ligne suivantes :

$$V_j = A_j^+ + B_j^+ = A_j^- + B_j^- \quad (11)$$

$$A_j^+ - A_j^- - B_j^+ + B_j^- = -Z_c I_j(0) \quad (12)$$

$$A_j^- = A_{j-1}^+ e^{-j\gamma d_{j-1}} = \alpha_{j-1} A_{j-1}^+ \quad (13)$$

$$A_j^- = B_{j-1}^+ e^{j\gamma d_{j-1}} = \frac{1}{\alpha_{j-1}} B_{j-1}^+ \quad (14)$$

$$\text{où} \quad \alpha_j = e^{-j\gamma d_j}. \quad (15)$$

A partir de ce système, nous obtenons :

$$-2\pi a_j Z_c J_j(0) = \frac{2V_j[1 - \alpha_j^2 \alpha_{j-1}^2] - 2V_{j+1} \alpha_j (1 - \alpha_{j-1}^2) - 2V_{j-1} \alpha_{j-1} (1 - \alpha_j^2)}{(1 - \alpha_j^2)(1 - \alpha_{j-1}^2)} \quad (16)$$

qui lie les V_j au $J_j(0)$.

Il y a N équations du type (16), supposant V_0 connu et V_{N+1} nul.

Notons maintenant que la condition d'annulation des courants aux extrémités des dipôles fournit N équations du type :

$$J_j(l_j) = 0 \quad (17)$$

Pour nous résumer, nous aurons le système d'équations suivantes :

a) N équations du type (7) associées aux équations (8, 9, 10) qui définissent $G(z'_i, z_j)$:

$$B_j \cos kz_j - \frac{jV_j}{2Z_0} \sin k|z_j| = 2\pi \sum_{i=1}^{i=N} a_i \int_{-l_i}^{l_i} J_i(z'_i) G(z'_i, z_j) dz'_i$$

b) N équations du type (17) : $J_j(l_j) = 0$.

c) N équations du type (16) :

$$-Z_c J_j(0) =$$

$$\frac{2V_j(1-\alpha_j^2\alpha_{j-1}^2)-2V_{j+1}\alpha_j(1-\alpha_{j-1}^2)-2V_{j-1}\alpha_{j-1}(1-\alpha_j^2)}{2\pi a_j(1-\alpha_j^2)(1-\alpha_{j-1}^2)}$$

C'est-à-dire, en tout, $3N$ équations et nous avons $3N$ inconnues : $(N) B_j$, $(N) V_j$, $(N) J_j$.

Divisant les dipôles en « tranches » Δz_j , on obtient, en supposant que les courants sont constants sur les « tranches », un système linéaire qui peut être résolu numériquement.

4. Calcul du champ rayonné

Au point $P(x, y, z)$ de l'espace tel que $OP = r$, on a :

$$A(P) = \sum \oint_c \int_l J_z(z') \frac{e^{-jk|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} dz' \quad (18)$$

Relation identique à l'équation (2).

Elle se transforme, dans notre cas, en :

$$A(P) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i \int_{-l_i}^{l_i} J_i(z'_i) \frac{e^{-jk|r-r'_i|}}{|r-r'_i|} dz'_i \quad (19)$$

ou r'_i caractérise un point de coordonnées (x'_i, y'_i, z'_i) appartenant au i -ème dipôle.

Le champ en P est relié au potentiel vecteur A par l'équation (1) :

$$E(P) = -j\omega\mu A(P) + \frac{1}{j\omega\epsilon} \text{grad div } A(P).$$

Comme $A(P)$ a seulement une composante suivant Oz (à cause de (19)), l'équation (1) devient :

$$E(P) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial z \partial x} u_x + \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial z \partial y} u_y + \left(\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} - j\omega\mu A_z \right) u_z \quad (20)$$

où u_x, u_y, u_z , sont les vecteurs unitaires dans le système de coordonnées de la figure 1.

Dans l'équation (19), notons que :

$$|r-r'_i| = R'_i = [(x-x'_i)^2 + (y-y'_i)^2 + (z-z'_i)^2]^{1/2}. \quad (21)$$

Dans l'équation (19), on peut dériver sous le signe somme par rapport à x, y , et z et obtenir :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial z \partial x}, \quad \frac{\partial^2 A_z}{\partial z \partial y}, \quad \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2}$$

ce qui, reporté dans (20), donne pour la valeur de $E(P)$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2j\omega\epsilon_0} \left[\sum_{i=1}^N a_i \int_{-l_i}^{l_i} J_i(z'_i) (z-z'_i) (x-x'_i) \Gamma(R'_i) dz'_i \right] u_x \\ & + \left[\frac{1}{2j\omega\epsilon_0} \sum_{i=1}^N a_i \int_{-l_i}^{l_i} J_i(z'_i) (z-z'_i) (y-y'_i) \Gamma(R'_i) dz'_i \right] u_y \\ & + \left[\sum_{i=1}^N a_i \int_{-l_i}^{l_i} \left(J_i(z'_i) \frac{(z-z'_i)}{2j\omega\epsilon_0} \Gamma(R'_i) - \frac{1}{2j\omega\epsilon_0} L(R'_i) - \frac{j\omega\mu_0}{2} G(R'_i) \right) dz'_i \right] u_z \end{aligned} \quad (22)$$

où :

$$G(R'_i) = \frac{e^{-jkR'_i}}{R'_i} \quad (23)$$

$$L(R'_i) = e^{-jkR'_i} \left[\frac{jk}{R'^2_i} + \frac{1}{R'^3_i} \right] \quad (24)$$

$$(R'_i) = e^{-jkR'_i} \left[\frac{-k^2}{R'^3_i} + \frac{3jk}{R'^4_i} + \frac{3}{R'^5_i} \right]. \quad (25)$$

On peut vérifier que la composante radiale de $E(P)$ varie avec R'_i comme :

$$\sum_{i=1}^N -\frac{jk \cos \theta}{R'^2_i} K_i$$

où K_i est une constante et θ l'élévation (22) en coordonnées sphériques.

La composante transversale de $E(P)$ varie comme $\sum \frac{1}{R'_i} K'_i$.

Maintenant, à partir de l'équation (25) et de la connaissance des courants sur toutes les « tranches » des N dipôles, courants obtenus à partir des équations du début, on voit que le module du champ rayonné, c'est-à-dire :

$$|E(P)| = [E_x E_x^* + E_y E_y^* + E_z E_z^*]^{1/2}$$

peut être calculé, les paramètres de l'antenne étant connus.

Ce module peut être exprimé en fonction des coordonnées sphériques de P par la transformation :

$$x = R \sin \theta \cos \varphi, \quad y = R \sin \theta \sin \varphi, \quad z = R \cos \theta$$

Ceci permet d'obtenir les diagrammes de rayonnement dans la représentation classique.



FIG. 2. — Antenne étudiée type XLDI.

5. Solution numérique

Les équations (7), (16) et (17) sont discrétisées et arrangées pour former un système linéaire.

Le fait que sur tout dipôle j : $J_j(z) = J_j(-z)$ est aussi utilisé de sorte que l'on aboutit à un système de :

$$\left(\sum_1^N S_j + N \right) \text{ équations complexes}$$

(S_j est le nombre de divisions sur le j -ième demi-dipôle).

Le système est résolu par une méthode itérative et les courants sont substitués dans (22) d'où les champs dans les plans E et H .

Les distributions de courant ont été calculées sur les dipôles mais ne sont pas représentées ici.

Le calcul est fait aux trois fréquences F_1, F_2, F_3 pour une antenne à périodicité logarithmique de douze dipôles en alternance de phases.

On utilise 176 divisions pour l'ensemble des dipôles. Les paramètres de cette antenne sont indiqués au chapitre suivant.

Les calculs ont été effectués sur CDC 6600.

6. Résultats

L'antenne étudiée est représentée sur la figure 2. Elle fonctionne dans la bande 450-900 MHz.

Les figures 3 à 5 montrent les valeurs mesurées et calculées prises par le champ dans les plans H et E aux trois fréquences : $F_1 = 450$ MHz, $F_2 = 700$ MHz et $F_3 = 900$ MHz.

Les paramètres de l'antenne sont les suivants :

$$\begin{aligned} N &= 12, & l_1 &= 41,6 \text{ mm}, & \sigma &= 0,742, \\ \tau &= 0,89, & Z_c &= 90 \Omega, & a_1 &= 1 \text{ mm}. \end{aligned}$$

Les résultats issus du calcul (représentés en trait continu) y sont comparés aux résultats de mesure (trait interrompu).

On remarque une bonne coïncidence entre les résultats calculés et mesurés, compte tenu des approximations faites dans le calcul (hypothèse de sources en fonction de Dirac, linéarisation, approximation des intégrales) et de la précision des mesures.

Les écarts constatés à 450 MHz (fig. 3a et 3b) peuvent s'expliquer par des réglages effectués sur l'antenne pour obtenir une meilleure adaptation aux fréquences basses, réglages dont on n'a pu tenir compte dans le calcul.

Il semble que les résultats de calcul ne puissent plus être notablement améliorés dans ce cas particulier car la convergence est optimale avec le nombre de subdivisions utilisé.

7. Conclusion

Ce travail, fondé sur l'utilisation d'ordinateurs, montre que l'on peut obtenir une solution raisonnablement exacte d'équations intégrales d'Hallen, système qui prend en considération tout couplage mutuel.

La technique de programmation permet une discrétisation très fine, donc une précision suffisante. Cette méthode peut d'ailleurs s'étendre à des réseaux d'antennes plus compliqués.

En effet, les équations fondamentales de départ sont générales et la méthode peut théoriquement s'appliquer à n'importe quel réseau d'antennes minces parallèles, simple ou complexe, dont nous avons étudié ici un cas. Cette technique devrait également pouvoir être exploitée pour la résolution de certains problèmes impliquant des antennes non filaires ou en présence d'obstacles de géométrie simple.

L'utilisation de calculateurs, rapides, qui a rendu possibles les calculs exposés dans cet article, ouvre des perspectives étendues pour la détermination des distributions de courants et par la suite des champs rayonnés pour des systèmes de plus en plus complexes.

* * *

L'auteur tient à exprimer sa reconnaissance à Monsieur le Professeur K. MEI pour ses enseignements, à Monsieur le Professeur M. BOUX pour ses suggestions utiles et à M. BERNELLE pour sa contribution à l'analyse numérique et à la programmation. Il remercie la Direction de la SODERN qui a rendu possible cette étude.

Bibliographie

- [1] BOUX M. — Les discontinuités du rayonnement électromagnétique. Dunod 1966, p. 84.
- [2] KRAUS J.D. — Antennas. McGraw-Hill Co, 1950, pp. 230-250.
- [3] KING R. — The Theory of linear antennas. Cambridge Mass. Harvard University Press, 1956.
- [4] MEI K.K. — On the Integral Equations of thin wire Antennas. IEEE Trans, on Antennas and Propagation, vol. AP 13, May 1965, pp. 374-378.

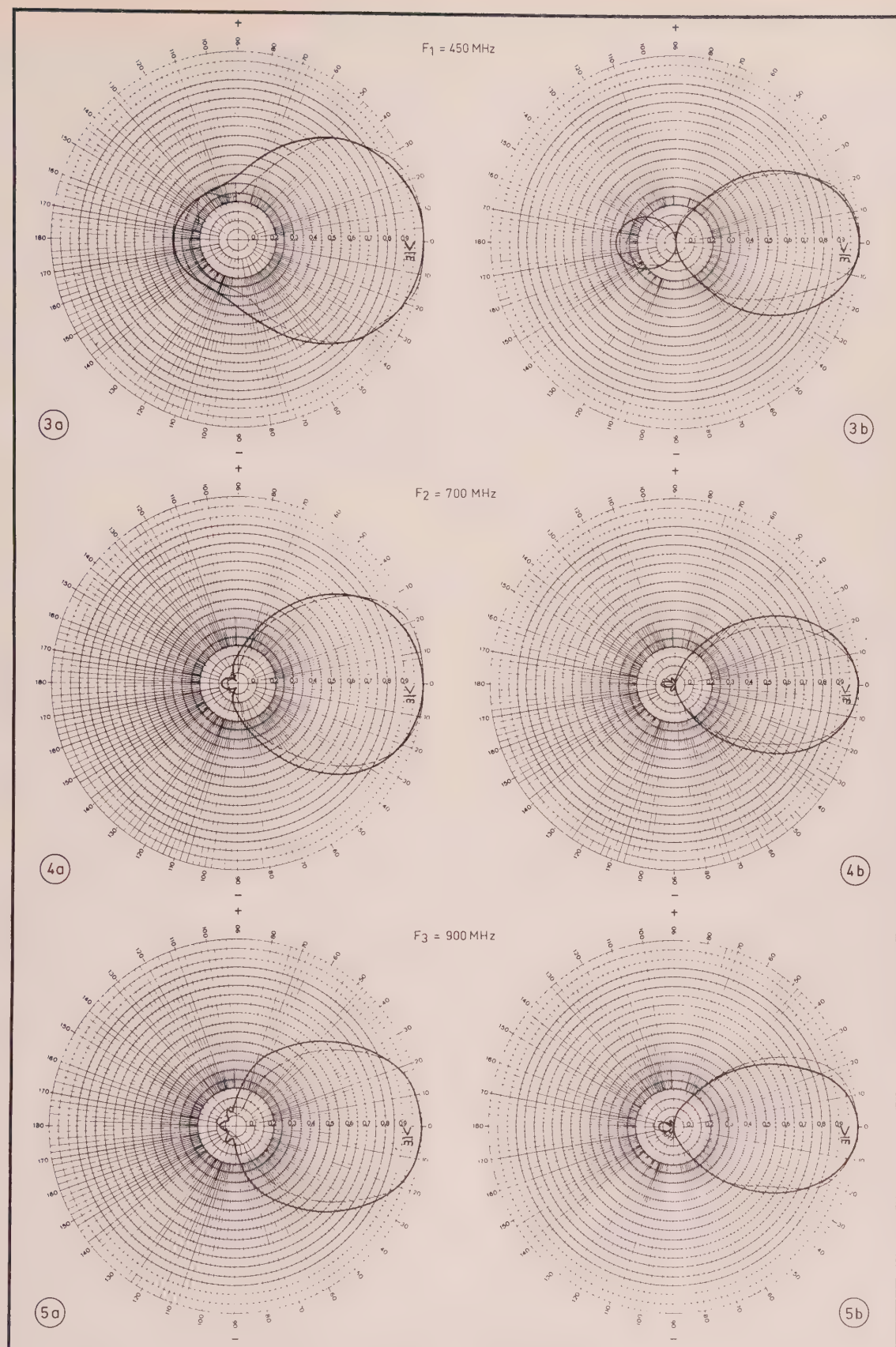


FIG. 3, 4, 5. — Diagrammes de rayonnement de l'antenne à périodicité logarithmique à trois fréquences. Les courbes en trait interrompu, sont les valeurs mesurées des champs rayonnés.

A gauche : diagramme de rayonnement dans le plan H . A droite : diagrammes de rayonnement dans le plan E .

L'antenne de mesure autopointée du « Henri Poincaré »

D. KLEIN

Cie de Signaux et d'Entreprises Électriques

Le 26 novembre 1965, au large de Gabès, la station de télémesures embarquée à bord du Guépratte enregistrait à 15 h 40 mn les premiers signaux émis par le satellite français A1, lancé depuis Hammaguir au moyen de la fusée porteuse Diamant.

Quoique la puissance de l'émetteur n'ait été à l'époque que de 7 W et que l'aérien de réception n'ait été construit que pour fournir un gain de 13 dB, la propagation de signaux dans la gamme VHF sur une distance de 1 215 km attestait la viabilité d'une station de réception résistant aux conditions marines tout en offrant les mêmes performances de sensibilité et d'aptitude à la poursuite qu'une station terrestre.

Cette expérience devait encourager le Service d'Équipement des Champs de Tir à persévérer dans la création d'un réceptacle marin, et à faire aboutir le projet de doter le Centre d'Essais des Landes d'un navire équipé pour la télémesure et la trajectographie des véhicules d'essai lancés de Biscarrosse.

Baptisé Henri Poincaré, opérationnel depuis avril 1968, ce navire comporte, entre autres instruments scientifiques, une antenne directive autopointée que nous nous proposons de décrire.

1. Influence du gain d'une antenne mobile sur ses autres caractéristiques

L'activité intense qui s'est manifestée au cours des dernières années à propos des liaisons entre satellites et stations terrestres a rendu familières les images de ces antennes géantes : Ahmedabad aux Indes, Brewster Flat aux États-Unis, Chtchelkovo en URSS, Fucino en Italie, Goonhilly en Grande-Bretagne, Pleumeur-Bodou en France, etc. autant de lieux-dits rendus célèbres par la présence imposante

d'un aérien mobile hautement directif, dont l'envergure s'exprime en décamètres, la masse en centaines de tonnes et le gain en dizaines de décibels. La sensibilité de ces antennes est telle que des flux de puissance rayonnée aussi faibles que 10^{-16} W/m² suffisent à une réception convenable ; mais le gigantisme des masses en mouvement est un obstacle à la rapidité de leurs évolutions et les caractéristiques dynamiques du pointage qu'elles permettent ne conviennent que pour des satellites à faible vitesse angulaire de défilement.

Le cas de la poursuite d'une fusée dans la phase qui suit immédiatement son lancement est tout différent : la vitesse angulaire peut être notable en raison de la distance réduite à laquelle elle défile, et la chaîne cinématique doit être calculée en conséquence. Mais le flux de puissance au lieu de réception atteint souvent 10^{-14} W/m², grâce à la puissance plus élevée que l'on peut donner à l'émetteur, du fait de la brièveté de son fonctionnement et grâce aussi à la faible distance de propagation.

On peut donc, dans le cas précité, renoncer délibérément à un gain élevé pour favoriser d'autres caractéristiques, telles que : prise au vent faible (à cause de l'envergure réduite), probabilité élevée d'acquisition (grâce à l'angle solide important qu'embrasse le lobe principal du diagramme de rayonnement), accélération et vitesses angulaires notables (du fait que les moments d'inertie et les efforts centrifuges décroissent très vite avec l'envergure). Pour montrer le handicap dont sont frappées les grandes antennes, on peut appliquer les lois de similitude à deux aériens semblables dont les dimensions linéaires seraient liées par l'échelle n : la puissance reçue croîtrait comme n^2 , la masse comme n^3 , le moment d'inertie comme n^5 , le couple dû au vent comme n^3 . L'exposant 2, le plus faible de tous, concerne justement le seul paramètre qui soit avantageux. Et l'on

n'a pas mentionné l'incidence de facteurs qui deviennent souvent prohibitifs aux grandes envergures : fréquence de résonance mécanique trop basse, temps de propagation des efforts trop élevé, déformations consécutives aux gradients thermiques difficiles à maîtriser, lobe principal trop étroit pour que la probabilité d'acquisition soit grande, etc.

Comme la valeur maximale souhaitée pour le gain de l'antenne du Henri Poincaré était inférieure à 20 dB, cela conduisait à une envergure inférieure à 6 m, à un lobe principal assez large (une vingtaine de degrés entre l'axe radioélectrique et la direction du premier zéro), à une masse voisine de 500 kg et à un moment d'inertie d'environ 6 000 m²·kg, valeurs tout à fait adaptées à une solution apparemment facile et économique du problème posé par l'écoute et la poursuite du mobile. Mais la difficulté allait venir des paramètres proprement cinématiques qu'il fallait améliorer considérablement, pour tenir compte des sujétions dues à la mer, par rapport aux stations terrestres déjà réalisées.

2. Détermination des vitesses et accélérations angulaires

Considérons le cas simplifié d'un mobile cheminant à vitesse constante suivant une trajectoire rectiligne horizontale (fig. 1). L'angle α sous lequel le voit un observateur O est donné figure 2 en fonction du temps ainsi que la vitesse angulaire $d\alpha/dt$ et l'accélération angulaire $d^2\alpha/dt^2$:

$$\alpha = \text{Arctg } Vt, \\ V \text{ étant la vitesse maximale}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\alpha}{dt} &= \frac{V}{1+V^2t^2} = v, \\ \frac{d^2\alpha}{dt^2} &= \frac{-2V^3t}{(1+V^2t^2)^2} = -2Vv^2t = \gamma. \end{aligned} \right\}$$

Le maximum de l'accélération se produit à l'instant $t = -1/V\sqrt{3}$ pour lequel α vaut $-\pi/6$ radian et v vaut $3V/4$.

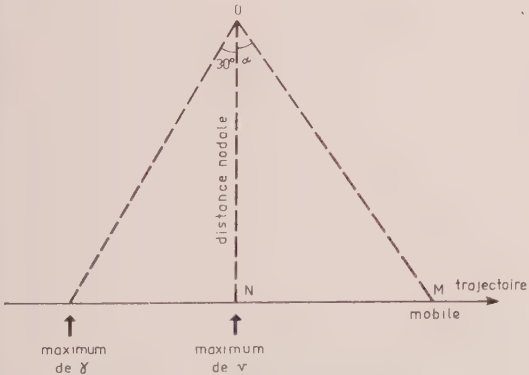


FIG. 1. — Vol de défilement rectiligne et horizontal.

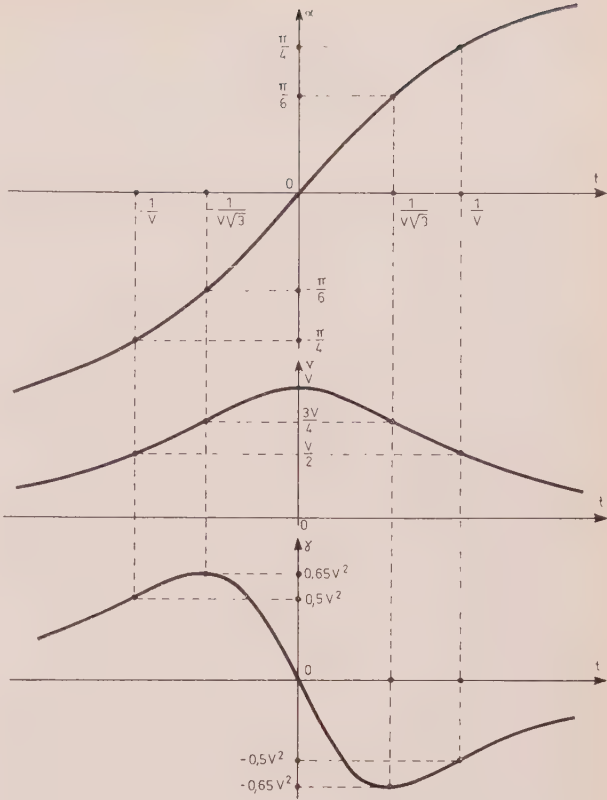


FIG. 2. — Angle de visée, vitesse et accélération angulaires d'un vol de défilement.

L'ordonnée de ce maximum est alors :

$$\gamma_{\max} = \frac{9}{8\sqrt{3}} V^2 \neq 0,65 V^2,$$

$\gamma_{\max}$ étant exprimé en radian par seconde carrée et V en radian par seconde. On doit retenir que l'accélération nominale de poursuite doit croître comme le carré de la vitesse nominale, et que la puissance que fournit le moteur de pointage pour vaincre l'inertie de la masse pivotante croît comme le cube de cette vitesse.

Prenant l'exemple numérique d'un vol de défilement à 4 km/s suivi à une distance nodale de 10 km, on trouve :

$$V = 0,4 \text{ rd/s} \neq 23^\circ/\text{s},$$

$$\gamma_{\max} = \frac{9}{8\sqrt{3}} (0,4)^2 = 0,104 \text{ rd/s}^2 = 5,96^\circ/\text{s}^2.$$

Le produit de ces deux valeurs, multiplié par le moment d'inertie de la masse pivotante, exprime la puissance « installée » du moteur de pointage, c'est-à-dire la puissance pour laquelle il doit être calculé, bien que la puissance qu'il déploie soit théoriquement toujours inférieure, du fait de la concomitance des maximums :

$$P_{\text{inst}} = JV\gamma_{\max} = 0,4 \times 0,104 \times 6\,000 = 250 \text{ W}$$

avec $J = 6\,000\text{ m}^2\cdot\text{kg}$ comme mentionné au paragraphe précédent.

En réalité, le calcul simplifié qui vient d'être fait n'a pas tenu compte de l'angle de site, supposé nul puisqu'on raisonnait en géométrie plane. Dans la monture à deux axes du type « théodolite » couramment employée pour les visées sur l'horizon, mais mal commode pour les observations célestes, il faut diviser la vitesse angulaire de défilement du mobile par le cosinus de l'angle de site pour calculer la vitesse maximale sur l'axe d'azimut. L'observation à 60° de site exige donc une vitesse doublée et une puissance octuplée par rapport au site 0.

Il faut aussi tenir compte des mouvements de plate-forme auxquels est soumis le navire porteur du support, et qui peuvent atteindre des vitesses et accélérations angulaires notables. Lorsque l'antenne est orientée par le travers, à tribord par exemple, un roulis sinusoidal d'amplitude 7° et de période 8 s demande au mécanisme de pointage vertical une vitesse de $5,5^\circ/\text{s}$ et une accélération de $4,3^\circ/\text{s}^2$ pour maintenir l'axe radioélectrique de l'antenne fixe dans l'espace inertiel. Mais si celle-ci est orientée vers l'avant, c'est au mécanisme de pointage latéral à faire la compensation du roulis ; tâche facile si l'objectif est à faible hauteur sur l'horizon, mais qui exige du mécanisme une vitesse et une accélération croissant comme la tangente de l'angle de site. Avec les valeurs précédemment énoncées, le maintien de l'axe radio-électrique sur un site de 60° , par exemple, demande au mécanisme de pointage latéral une vitesse de $9,5^\circ/\text{s}$ et une accélération de $7,5^\circ/\text{s}^2$.

Ces valeurs ne peuvent être que majorées par la rotation suivant les deux autres axes du trièdre lié au navire : tangage et lacet. Mais les vitesses angulaires mesurées habituellement sur ces deux axes sont faibles, de 2 à $4^\circ/\text{s}$ environ, et interviennent d'autant moins que la loi d'addition des vitesses n'est pas arithmétique. Tenant compte en effet de ce que les lois du mouvement de l'objectif et du mouvement de plate-forme ne sont pas corrélées, on a coutume d'ajouter les valeurs quadratiques de chacune des valeurs maximales individuelles pour déterminer la valeur nominale globale.

Les vitesses retenues pour l'antenne décrite sont de $50^\circ/\text{s}$ en pointage latéral et de $15^\circ/\text{s}$ en pointage vertical. Une étude préalable effectuée au Centre de Calcul Analogique de Bruxelles a montré qu'un objectif animé d'une vitesse angulaire maximale de $15^\circ/\text{s}$ pouvait être suivi jusqu'au site de 72° par l'axe de l'antenne avec une probabilité de dépointage assez faible, même par roulis de 8° et tangage de 4° , pour qu'il soit inutile d'augmenter ces vitesses de pointage.

Pour les accélérations angulaires, il a été fait une distinction entre les valeurs nominales, calculées d'après l'équation cinématique des mouvements de l'objectif, et les valeurs admissibles, déterminées d'après les contraintes mécaniques tolérables pour la survie de l'antenne. Le premier des deux chiffres est imposé, le second résulte du soin apporté par le constructeur à choisir les matériaux les plus aptes à transmettre les efforts sans déformation. Le quotient des deux chiffres exprime, en quelque sorte, la « qua-

lité » du travail de conception, ainsi que le « brio » du mécanisme observé en poursuite sur objectif très évolutif.

Un calcul simple permet de voir l'intérêt d'une accélération admissible élevée : la plage angulaire α nécessaire pour faire passer la vitesse de la valeur nominale V jusqu'à zéro vaut, en mouvement uniformément décéléré, $V^2/2\gamma_{\text{adm}}$. Or il est important que α soit faible, aussi bien pour favoriser les performances du servomécanisme que pour réaliser un arrêt d'urgence qui ne mette pas en jeu la vie du personnel ou la conservation du matériel. On retrouve alors une proportionnalité entre l'accélération et le carré de la vitesse, comme on en avait vu une à propos de la poursuite d'un vol de défilement.

On a donc adopté, pour les deux axes de l'antenne décrite, une accélération admissible de $125^\circ/\text{s}^2$, alors que les accélérations nominales sont de $50^\circ/\text{s}^2$ en pointage latéral et $10^\circ/\text{s}^2$ en pointage vertical.

3. Délimitation du champ de battage

Quoique l'angle solide strictement nécessaire pour l'écoute soit de 2π stéradians, on le majore habituellement d'environ un stéradian pour tenir compte du roulis et du tangage. Il convient en effet, que l'on puisse assurer l'écoute dès le « lever » du véhicule d'essais sur l'horizon, même si le roulis R et le tangage T sont tous deux maximaux. A cette fin, on donne à l'antenne une zone de pointage vertical négatif, d'amplitude égale à la somme quadratique $\sqrt{R^2 + T^2}$.

Comme il n'est pas possible de placer la butée mécanique très au-delà de cet angle, et qu'une zone de décélération est nécessaire avant cette butée pour en éviter l'écrasement, on impose à l'antenne une vitesse limite d'autant plus basse qu'elle est plus près de la fin de course. Matérialisée par une came rotative et un palpeur à galet, la loi de décroissance pourrait être donnée par un quart d'ellipse (fig. 3) dont l'équation serait donnée par la loi du roulis :

$$\begin{cases} r = R \sin \omega t \\ v = \frac{dr}{dt} = \omega R \cos \omega t \end{cases}$$

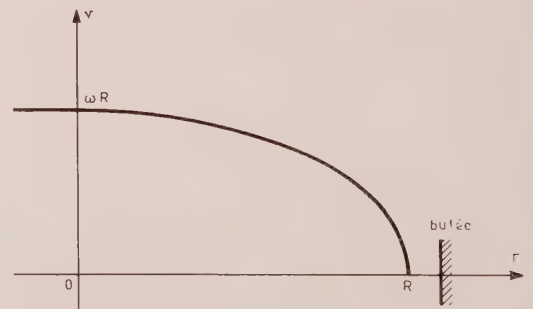


FIG. 3. — Vitesse v dont l'antenne doit être capable en pointage vertical, pour compenser l'effet de roulis r .

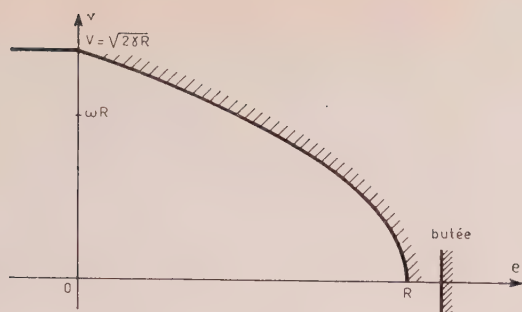


FIG. 4. — Limitation théorique de vitesse imposée à l'antenne pour une décélération uniforme.

qui donne, par élimination du paramètre t :

$$\frac{r^2}{R^2} + \frac{v^2}{\omega^2 R^2} - 1 = 0.$$

Dans la réalité, la vitesse nominale ωR du roulis est souvent inférieure à la vitesse nominale du pointage vertical, et l'on préfère se baser sur une loi parabolique conforme à la cinématique (fig. 4) :

$$v^2 = 2 \gamma (R - e),$$

e étant l'angle d'élévation compté négativement.

Pour que la parabole soit constamment extérieure à l'ellipse, ce qui est favorable à l'utilisation optimale du champ de battage, il suffit que la vitesse nominale en pointage vertical soit supérieure à $\sqrt{2}$ fois la vitesse de roulis ωR , ce qui est souvent le cas en pratique.

La tension issue du dispositif à came et galet palpeur est exploitée dans un réseau inhibiteur qui interdit au point caractéristique de la vitesse de franchir la limite de la zone interdite du graphique, même si les termes de commande habituels ordonnent alors à la vitesse d'être très grande. Au voisinage du sommet de la parabole, la came épouse en pratique une forme linéaire de pente compatible avec la stabilité de l'asservissement, et se prolonge dans la zone des vitesses négatives pour dégager éventuellement l'antenne de la butée (fig. 5).

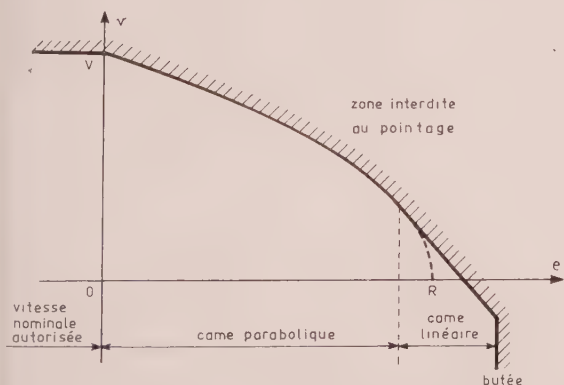


FIG. 5. — Limitation pratique de vitesse imposée à l'antenne par le ralentisseur à came et palpeur.

En pointage latéral, un dispositif analogue est utilisé pour exploiter au mieux les 700° du champ de battage, et assurer l'arrêt sur les 10° de la zone d'action du dispositif de fin de course, même si la vitesse commandée est, par ailleurs, maximale.

4. Différents modes de pointage

Le qualificatif « autopointé » appliqué à l'aérien ne signifie pas que le pointage soit obligatoirement automatique. L'acquisition de l'objectif suppose un prépointage dans une direction approchée, prépointage qui peut être fait manuellement ou à partir d'une consigne extérieure capable d'assurer l'orientation par télécommande.

Pour le pointage manuel, l'opérateur utilise un manipulateur à deux axes montés à la Cardan suivant un principe voisin du manche à balai d'un avion. Le couple de rappel à zéro du manipulateur est fourni ici non par un ressort, mais par un moteur électrique fournissant un couple proportionnel à la vitesse vraie de l'antenne. Il a été observé que la donnée physiologique ainsi communiquée au pointeur lui permettait d'apprécier à distance la « réactivité » de l'aérien et de lui imprimer des mouvements instinctivement conformes aux lois du pilotage le plus rationnel. Un jeu de cadrans à aiguilles multiples le renseigne sur la position de consigne, quand il y en a une, et sur la position réelle de l'antenne suivant chaque axe. Ce pilotage « aux instruments » peut finalement être considéré comme un asservissement de position, puisque l'œil et la main de l'opérateur ferment la boucle qui permet d'annuler l'erreur de position.

Dans le pointage télécommandé, ce terme d'erreur est fourni par un synchrodétecteur élaborant la différence entre l'angle électrique de consigne appliqué aux trois bornes du stator et l'angle mécanique qu'occupe le rotor. Convenablement amplifiée, la tension rotorique représentative de l'erreur ε est convertie en vitesse d'antenne avec un facteur de proportionnalité K_v :

$$K_v = \frac{v}{\varepsilon},$$

suivant le principe de la chaîne vélocydne.

Le facteur K_v , homogène à l'inverse d'un temps, est quelquefois appelé « pulsation de coupure », car le déphasage entre position de consigne et position réelle, en thème sinusoïdal, atteint $\pi/4$ lorsque la pulsation du thème vaut K_v .

Dans la pratique, K_v est fixé à partir des valeurs de l'inertie J de la charge entraînée, de la résistance ohmique R du moteur et du taux β de contre-réaction tachymétrique, suivant la formule :

$$K_v \leq \frac{\beta}{4RJ \frac{V^2}{E^2}},$$

V/E étant le quotient de la vitesse V et de la force contreélectromotrice E du moteur.

Pour obtenir le minimum d'erreur ε pour une vitesse de pointage v donnée, on a tendance à augmenter K_v , mais on est habituellement limité dans cette voie par le fait que l'erreur V/K_v pour laquelle la vitesse nominale est atteinte, représente un angle en général insuffisant pour permettre l'arrêt de l'antenne lancée à pleine vitesse.

Si on examine, en effet, le cas d'une erreur initiale très grande, le mouvement de ralliement se fait à la vitesse nominale. Il convient d'imprimer à l'antenne la première décélération assez tôt pour que le passage au zéro de l'erreur se fasse à vitesse nulle. La façon de « négocier » la fin du ralliement sur une position de consigne télécommandée fait partie de l'art du servo-mécanicien, qui donne à la courbe $v = f(\varepsilon)$ une non-linéarité calculée (fig. 6).

Plus difficile encore est le fonctionnement en poursuite automatique. La tension d'erreur est alors issue de la chaîne de réception radio-électrique, qui

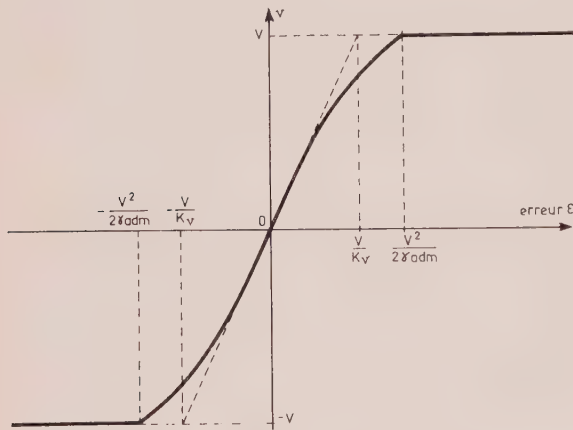


FIG. 6. — Caractéristique $v = f(\varepsilon)$ utilisée pratiquement en pointage télécommandé à partir d'un organe de désignation extérieur.

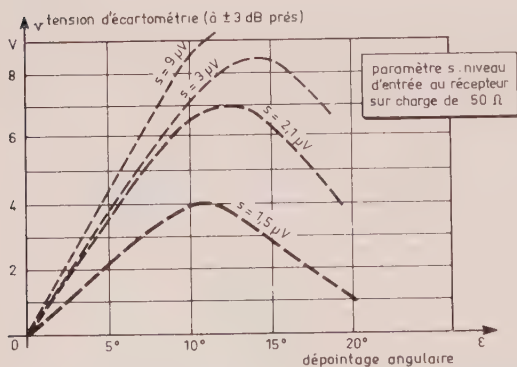


FIG. 7. — Tension fournie par l'écartométrie radioélectrique en fonction de l'angle de dépointage.

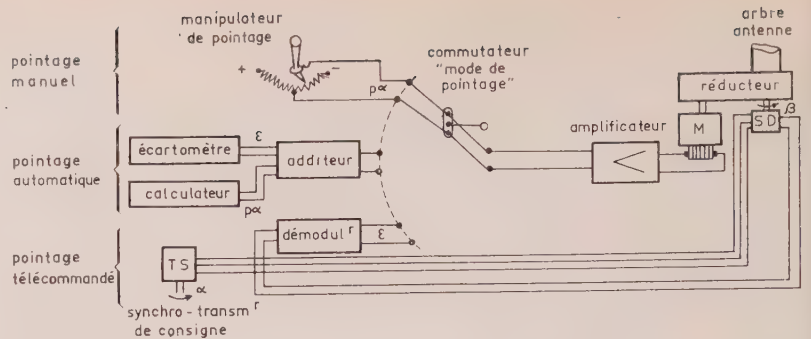


FIG. 8. — α : position de consigne ; $p\alpha$: vitesse de consigne ; β : position vraie ; $\varepsilon = \alpha - \beta$: erreur de position.

exploite séparément les signaux issus de chacun des quatre panneaux de l'aérien pour engendrer la tension d'écartométrie. Cette tension devrait pouvoir être traitée théoriquement comme l'erreur issue d'un synchrodétecteur, et multipliée par le même K_v . Le graphique de la figure 7 montre qu'en pratique le gradient de tension peut varier dans un rapport de 1 à 4, suivant le niveau du signal reçu, et que le sommet de la courbe d'écartométrie est d'ordonnée également très variable. Il est donc illusoire de vouloir travailler à K_v constant, et de compter atteindre la vitesse maximale avec le seul signal d'erreur.

Pour éviter que l'antenne soit en retard sur l'objectif en mouvement, on adjoint donc au signal d'erreur un autre signal de tachymétrie qui exprime la vitesse estimée de l'objectif. Cette tachymétrie incidente est élaborée par le calculateur du bord, qui traite en permanence les paramètres du vol du véhicule en essai et les mouvements de plate-forme du navire pour en déduire les vitesses angulaires souhaitables sur chacun des axes de pointage. Avec cette disposition, le signal d'écartométrie n'est plus qu'un terme d'appoint, destiné à corriger les erreurs qui peuvent être faites sur l'estimation de la vitesse et sur son intégration. Il va de soi que le taux d'amplification que l'on applique à ce terme d'appoint n'a pas besoin d'être méticuleusement déterminé ; on peut, en particulier, le réduire lorsque la réception est bruitée, pour éviter d'infliger aux moteurs de l'antenne des accélérations erratiques d'effet cinématique nul, mais préjudiciables à la survie des mécanismes.

Le schéma de principe de la figure 8 explicite les trois modes de pointage : manuel, automatique, télécommandé.

5. Technologie des asservissements

Si l'on examine le point de vue énergétique, on peut dire que le moteur de pointage, vu des bornes de sortie de l'amplificateur, est un dipôle purement réactif : il emmagasine et restitue de l'énergie sous forme cinétique, sans pratiquement en dissiper.

On sait combien les amplificateurs à semiconducteurs sont allergiques aux charges réactives, et combien les échanges alternés d'énergie leur sont préjudiciables

si l'on ne prend pas soin de ménager un itinéraire pour le courant de récupération qui se manifeste lorsque le moteur de pointage, ayant à ralentir, devient générateur.

La meilleure destination qui se puisse trouver pour l'énergie ainsi libérée est évidemment le secteur. Mais à bord d'un navire, le secteur est loin d'avoir une puissance infinie, et les autres abonnés peuvent se trouver gênés par le caractère capricieux des mouvements d'énergie. Il est donc bon d'interposer un réservoir intermédiaire d'énergie capable d'amortir les à-coups de consommation. Le groupe Ward-Léonard, qui a été retenu ici, est un excellent réservoir d'énergie cinétique, qui emmagasine quelque 200 kJ. Pour lancer rapidement l'antenne à pleine vitesse, soit avec une énergie de quelque 10 kJ en pointage latéral, il ne perd que 2,5 % de sa vitesse. Cette diminution est lentement compensée par l'appoint du secteur, qui réduit peu à peu le glissement du moteur asynchrone d'entraînement. Lorsqu'il s'agit au contraire de ralentir l'antenne, ce moteur devient hypersynchrone, du fait de l'énergie cinétique récupérée (fig. 9).

Il est curieux de voir pourquoi l'électrotechnique supplante ici l'électronique dans le domaine des amplificateurs de puissance. L'intérêt d'un tel groupe réside dans son aptitude à la surcharge, ainsi que dans son caractère parfaitement bivoque, la nature sinusoïdale et symétrique du courant absorbé sur chaque phase du réseau, l'isolement galvanique assuré entre le moteur et le circuit d'attaque, ainsi qu'entre ces derniers et le réseau.

L'électronique n'est cependant pas absente et assure, à l'aide de composants au silicium, la totalité de la préamplification des signaux d'entrée, jusqu'à l'étage d'excitation des inducteurs de la génératrice. Deux thyristors en montage tête-bêche assurent cette excitation à partir d'une source à 400 Hz. Des dispositions sont prises pour compenser l'hystérésis de la dynamo, réduire artificiellement sa résistance interne, abréger la constante de temps L/R de ses inducteurs, en un mot pour donner à la machine Gramme, dont le principe est vieux maintenant d'un siècle, une nouvelle jeunesse.

A l'inverse de la dynamo amplificatrice, qui est à vitesse quasi fixe et à excitation variable, le moteur de pointage est à excitation fixe et à commande de vitesse par variation de la tension d'induit. Pour maintenir la fixité du rapport tension-vitesse, la source d'excitation est régulée en intensité au moyen d'une source non dissipative, de résistance interne infinie. Comme la tension n'est pas, malgré cette précaution, assez représentative de la vitesse, on accouple au moteur une dynamo tachymétrique qui fournit à l'amplifi-

cateur un terme de contre-réaction. L'effet de ce terme, introduit avec le facteur β , conduit à diviser par $(\beta + 1)$ la résistance d'induit du moteur, et à accroître la raideur du système face à une perturbation due au vent ou à un balourd. La bande passante se trouve élargie, ainsi qu'il a été vu au paragraphe 4, et le facteur K_v d'amplification de l'erreur peut être majoré sans danger d'instabilité.

Le réducteur liant le moteur à l'antenne est du type à engrenages droits, à nombre d'étages réduit et à haut rendement ($\eta > 90 \%$). Il est largement dimensionné pour tenir, sans déformation inadmissible, les couples dus à l'effort du vent et à l'inertie entraînée.

6. Description générale de l'antenne

La figure 10 représente l'aérien Télémaque sur son piédestal.

Le piédestal est de conception et de réalisation Cie de Signaux et d'Entreprises Electriques (CSEE). Il se caractérise par une aptitude au pointage vertical négatif, une tenue à un roulis de 15° en exploitation normale et de 45° en position verrouillée, une bonne résistance à la corrosion marine et aux embruns, une grande vitesse de pointage latéral. Pièce maîtresse du pivotement de l'ensemble, le roulement à galets croisés qui porte l'ensemble présente une excellente tenue au couple de renversement, qui se traduit par une garantie de résistance à un vent de 100 nœuds(*), les axes étant verrouillés. Les jeux et les torsions ont été réduits au minimum grâce à la qualité des usinages et aux concepts appliqués en matière de résistance des matériaux. Il en résulte une fréquence de résonance de 14 Hz, beaucoup plus élevée que la fréquence de coupure des servo-mécanismes (1,5 Hz), si bien que l'ensemble est vu, depuis ces derniers, comme une structure indéformable. La puissance nominale des moteurs est de 8,1 kW en pointage latéral, et 1,4 kW en pointage vertical.

Conçu et réalisé par ELECMA, déjà utilisé par le Service d'Equipement des Champs de Tir pour d'autres stations, l'aérien Télémaque I couvre la gamme de 215 à 260 MHz. Il est constitué d'un réflecteur grillagé divisé en quatre quadrants ; les quatre dipôles plans de chaque quadrant sont croisés pour recevoir les deux polarisations. Des coupleurs de répartition collectent tous les signaux élémentaires reçus, et les combinent pour en extraire les signaux « différence », sur chacun des axes de pointage, et le signal « somme » destiné à la réception proprement dite. L'ensemble est rigide, d'épaisseur faible, offre peu de prise au vent, et peut être monté très près de l'axe de rotation, ce qui réduit le contrepoids d'équilibrage et le moment d'inertie de l'ensemble.

L'asservissement, réalisé par la CSEE, comporte un tiroir de sécurité, un tiroir préamplificateur-mélangeur et un tiroir amplificateur disposés dans une baie Marine standard. Le groupe convertisseur Ward-Léonard est double, chaque génératrice étant disposée de part et d'autre du moteur d'entraînement ; ce dernier est accouplé, par ailleurs, à un alternateur

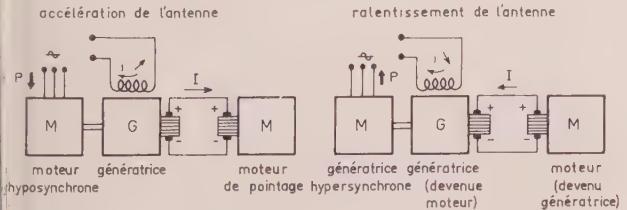


FIG. 9.

(*) 185 km/h.

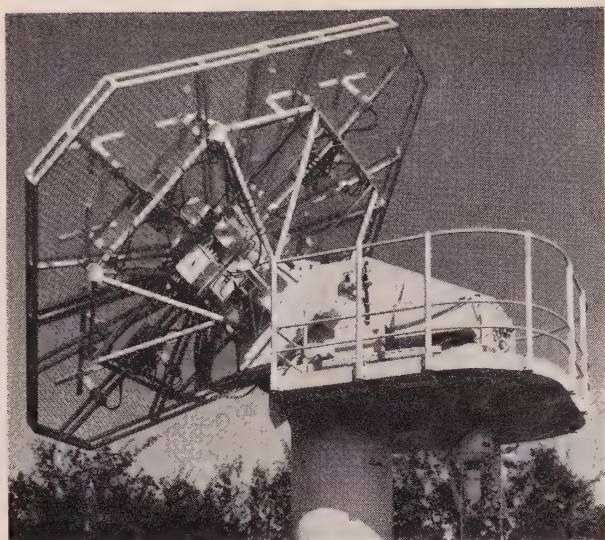


FIG. 10. — Aérien de télémessure sur son piédestal à monture théodolite. a) Antenne en cours d'essais à Riom. b) Antenne en place sur le Henri Poincaré.

diphase 400 Hz d'où est extraite, par l'intermédiaire des thyristors du tiroir amplificateur, la puissance d'excitation des dynamos amplificatrices.

Le pupitre CSEE de commande comporte tous les auxiliaires utiles à l'exploitant : cadrans affichant les angles d'azimut et de site, voyants lumineux relatifs aux différentes sécurités, commutateur de mode de pointage, manipulateur de pointage, indicateur de champ radioélectrique reçu, voltmètres de tension d'écartométrie, etc. Un seul opérateur est nécessaire

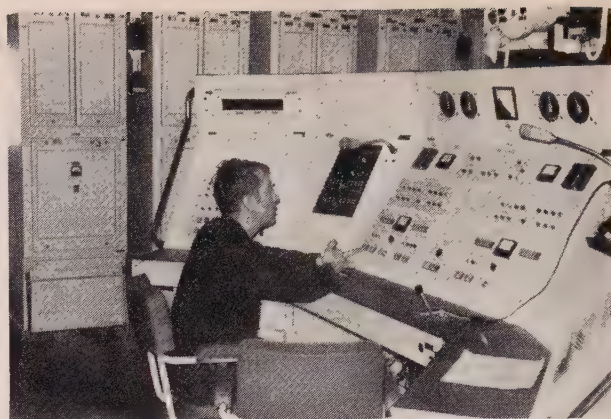


FIG. 11. — Pupitre de commande du piédestal d'antenne. L'exploitation peut se faire au choix en simple ou double commande sur l'un ou l'autre des deux manipulateurs de pointage.

On aperçoit dans le fond les baies « Marine » standard utilisées pour le pointage. Chaque baie d'asservissement comporte un tiroir préamplificateur-mélangeur, un tiroir amplificateur de puissance et un tiroir de sécurités et de servitudes. La baie de droite est destinée à l'élaboration des signaux d'écartométrie utilisés pour l'autopoursuite.

pour l'exploitation de l'antenne, ainsi qu'on peut le voir sur la figure 11. Un deuxième opérateur peut lui être adjoint pour commander individuellement le pointage manuel de chaque axe.

7. Conclusion

Conçue initialement comme un moyen de recevoir les signaux de télémessure d'un engin très évolutif, l'antenne du « Henri Poincaré » a bénéficié de tous les perfectionnements que permettait l'état de la technique pour être constamment bien pointée. De fait, les premières expérimentations ont confirmé que son axe radioélectrique était orienté sur l'émetteur avec une précision suffisante pour que l'on puisse, par codage des angles de pointage, réactualiser le calculateur du bord, et braquer sur l'objectif d'autres moyens de visée. La directivité de l'antenne ainsi réalisée, qui semblait n'être qu'un moyen d'obtenir le gain souhaité, devient ainsi une fin seconde de l'installation de télémessure : l'acquisition de l'objectif par les autres moyens de poursuite, qui est déterminante pour le succès d'une campagne, doit pouvoir se faire à l'aide d'un élément autopointé, celui-ci doit donc être de grande portée, de champ suffisant et de grande fiabilité. L'antenne de télémessure du Poincaré réunit toutes ces qualités.

8. Remerciements

L'auteur exprime ici sa gratitude à Monsieur l'Ingénieur en Chef de l'Armement BEDOURA, Directeur du SECT, ainsi qu'à Messieurs les Ingénieurs en Chef de l'Armement BESSEAU et DE LAUNET qui ont bien voulu l'autoriser à publier cet article et l'éclairer de leur compétence et de leurs suggestions, depuis la conception jusqu'à la phase finale de réalisation de l'antenne décrite.

Echo 1: 93 mois dans l'espace

P. KOHLER

Service Dynamique Spatiale de l'Observatoire de Meudon

Qui de nous n'a pas aujourd'hui, au hasard de promenades nocturnes, observé parmi les étoiles le passage d'un de ces petits points lumineux que sont les satellites artificiels ? Et parmi la dizaine d'objets repérables à l'œil nu, le satellite ballon Echo 1 fut sans conteste le plus populaire. Sa nature et ses dimensions en faisaient en effet un astre artificiel qui rivalisait d'éclat avec les plus brillantes étoiles. Bon nombre de revues et journaux avaient d'ailleurs pris l'habitude de publier régulièrement les horaires de ses passages.

Mais celui qui fut pendant près de huit ans le fidèle compagnon de nos soirées d'été n'est plus. Et il était 1 h 40 en France, le 24 mai 1968, lorsque Echo 1 termina sa carrière au-dessus du Pacifique Est, entre les îles Hawaï et les côtes du Chili.

1. Le satellite Echo 1

Lancé le 12 août 1960 depuis Cap Canaveral — aujourd'hui cap Kennedy — Echo 1 était bien vite devenu très célèbre. Sa naissance remonte en fait à 1954, c'est-à-dire antérieurement à l'ère spatiale. A cette époque le Dr PIERCE, directeur des Bell Telephone Laboratories, eut en effet l'idée d'un « miroir spatial » qui, placé à haute altitude, serait en visibilité directe depuis des points distants de plusieurs milliers de kilomètres et pourrait de cette manière constituer un relais idéal pour des ondes électromagnétiques. De son côté W. O'SULLIVAN Jr, chercheur au Langley Research Center, ne cessait, depuis des années, de songer à ce problème et se dit que le relais en question pourrait fort bien être un gros ballon métallique en orbite.

O'SULLIVAN, qui devait devenir ainsi le véritable « père » des satellites Echo, présenta son projet le 26 janvier 1956 devant une commission réunie à Ann Arbor (Michigan) et chargée de sélectionner les expériences à effectuer dans le cadre de l'Année

Géophysique Internationale, qui devait débiter en juillet 1967 en coïncidence avec un maximum de l'activité solaire.

Mais c'est à un véritable scepticisme collectif que W. O'SULLIVAN se heurta. Le matériau susceptible de constituer l'enveloppe du ballon était pourtant déjà trouvé ; il s'agissait d'une matière plastique ayant une résistance à la traction considérable (1/3 de celle de l'acier doux) et capable de supporter des amplitudes de température dépassant 200 °C. Il s'agissait d'un polyester, le mylar, fabriqué par la société Du Pont. A l'époque, par ailleurs, REYNOLDS venait de réussir à déposer un film d'aluminium sur du papier ; le ballon serait donc recouvert d'une fine pellicule de ce métal, déposée sous vide et destinée à lui donner un pouvoir réflecteur élevé dans la gamme des ondes électromagnétiques : 95 % dans le visible et 98 % dans les fréquences hertziennes.

1.1. Dix essais avant le lancement réussi

Après quelques réalisations préliminaires le centre de recherches de Langley entreprit cependant la réalisation d'un ballon de 3,7 m qui, O'SULLIVAN ayant obtenu l'approbation du président EISENHOWER, fut lancé le 23 octobre 1958 par une fusée Jupiter C ; mais cette dernière n'atteignit pas son orbite et deux nouvelles tentatives effectuées respectivement les 16 juillet et 14 août de l'année suivante au moyen de Junon II furent également des échecs.

Mais, persévérant, O'SULLIVAN décide la réalisation d'une gigantesque sphère d'un diamètre de 100 pieds (30,5 m) dont la construction sera confiée à la Schjeldahl Co et qui devrait permettre de vérifier les théories du D. PIERCE, d'ailleurs chargé de l'électronique du projet. Toutefois, la construction d'une sphère de cette taille n'alla pas sans difficultés ; il fallait d'abord tailler en fuseau 82 bandes de mylar de 48 m sur 120 cm, les assembler puis les coller à

l'aide d'une matière plastique adhésive. La sphère était ensuite pliée suivant une technique particulière et 242 trous de 8/10 de millimètre avaient été percés dans l'enveloppe afin que l'air occlus puisse s'échapper lors du pliage.

Des tests de structure furent effectués au sol en « grandeur nature » mais il fallut se rendre pour cela à Weeksville (Caroline du Nord) dans un ancien hangar à dirigeables, aucun laboratoire ne pouvant contenir une sphère aussi gigantesque... Et il fallait en définitive que l'énorme ballon de 15 000 m³ puisse tenir dans un minuscule container 100 000 fois moins volumineux !

Cinq essais de gonflage dans l'espace eurent lieu depuis la base de Wallops Island (Virginie) grâce à une fusée Shot Put spécialement créée pour ce projet. Le premier verra l'explosion du ballon dont les milliers de paillettes d'aluminium déployées à 360 km d'altitude et scintillant au soleil seront visibles à 1 500 km à la ronde. En janvier 1960, les joints sont renforcés mais c'est la fusée qui échoue et le mois suivant, au troisième essai, le ballon se déchire à nouveau.

Puis un succès partiel étant enregistré en avril la décision est prise de tenter une satellisation avec la Thor Delta, fusée de 50 t nouvelle venue dans la panoplie spatiale américaine d'alors. Cet engin à trois étages, de 28 m de haut, développait quelque 70 t de poussée ; le premier étage n'était autre que le missile IRBM « Thor » construit par Douglas pour

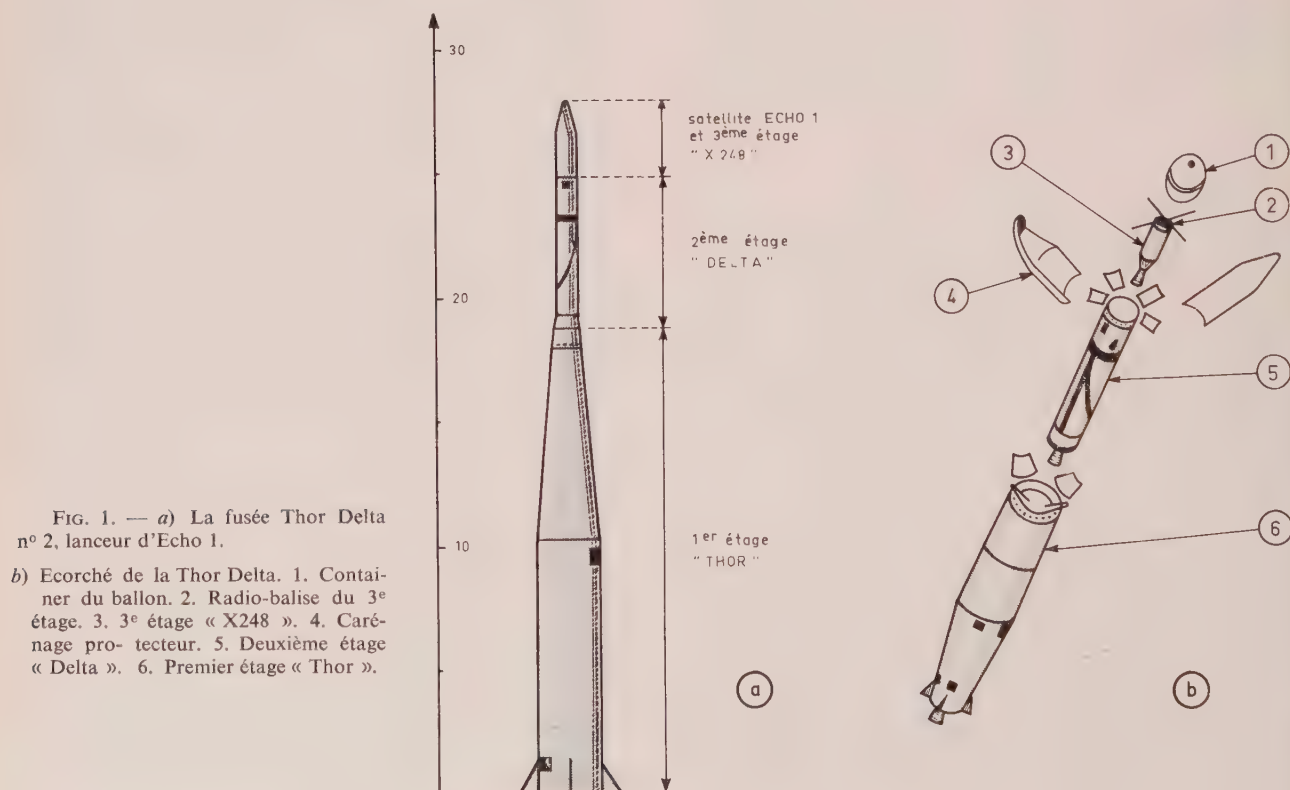
l'USAF, le second — baptisé « Delta » — était fabriqué par Aerojet General et le troisième, seul à utiliser un carburant solide, par Alleghany.

Le lancement, tout d'abord programmé pour le 5 mai à 9 h 35 TU est reporté au 13 et c'est l'échec par suite d'un mauvais fonctionnement du système d'attitude du second étage. Un cinquième et dernier essai « Shot Put » intervient alors le 31 du même mois et c'est un succès complet, comme le sera enfin deux mois et demi plus tard, grâce à la Thor Delta n° 2, la satellisation d'Echo 1 (fig. 1 et 2).

1.2. Echo 1 dans l'espace

Au moment du lancement l'énorme enveloppe de plastique aluminisé se trouvait repliée dans un container de 67 cm seulement de diamètre, le tout (76 kg) étant placé au sommet du troisième étage, désigné par le matricule X 248, et à qui incombait la délicate mission d'assurer l'injection en orbite.

La mise à feu de la Thor Delta intervint à 5.40 heure locale (10.40 heure française) pour des raisons d'éclairement ; la mise en orbite s'effectua une vingtaine de minutes plus tard à 1 520 km d'altitude à l'aplomb d'un point situé par 7° de latitude nord et 43° de longitude ouest, au large de l'embouchure de l'Amazone. La vitesse atteinte était de 25 600 km/h (fig. 3). Peu après, des boulons explosifs détachèrent le container du dernier étage et sous l'impulsion d'un ressort les deux objets s'éloignèrent l'un de



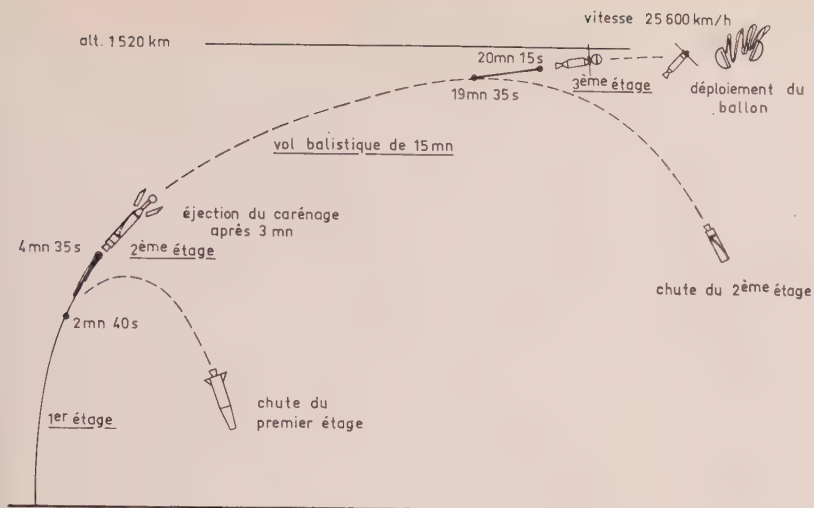


FIG. 2. — Schéma de la mise en orbite d'Echo 1.

l'autre à une vitesse relative de 2 m/s environ, cela afin d'éviter une éventuelle collision lors du gonflement du satellite. Puis, deux minutes plus tard, les deux hémisphères en magnésium de la coquille protectrice se séparèrent en libérant le ballon qui commença alors à se déployer sous la pression (0,003 g/cm²) provoquée par le peu d'air résiduel et la sublimation de produits chimiques.

A l'intérieur de l'enveloppe avaient en effet été placés 4,5 kg d'anthraquinone et 9 kg d'acide benzoïque pulvérulent, substances qui passent directement de l'état solide à l'état gazeux sous l'effet de la chaleur solaire. Afin d'assurer cette sublimation, l'heure de départ et les paramètres de l'orbite avaient d'ailleurs été fixés de telle sorte que le satellite reste constamment éclairé pendant une dizaine de jours. La masse des produits sublimants avait d'autre part été calculée de manière à ce que, dans l'hypothèse d'une conversion complète et instantanée, la pression du gaz libéré n'entraîne pas l'éclatement du ballon. Le gaz de l'acide benzoïque s'échappa d'ailleurs assez

rapidement tandis que celui de l'anthraquinone resta plusieurs semaines à l'intérieur de la sphère, se condensant même probablement lors des passages dans l'ombre de la terre.

Les parois du ballon étaient extrêmement minces (12,7 μ) et recouvertes d'un très fin dépôt d'aluminium (0,2 μ), 1 800 g seulement de ce métal ayant été répartis sur les quelque 3 000 m² de la sphère. Au total, l'épaisseur n'atteignait pas la moitié de celle du papier cellophane qui enveloppe certains paquets de cigarettes.

Deux minuscules émetteurs de 310 g, fonctionnant sur la fréquence de 107,94 MHz, avaient été placés sur la sphère en deux points diamétralement opposés. Ils étaient construits sur un circuit imprimé gravé dans le plastique. Echo 1, n'ayant qu'un rôle purement passif, n'emportait aucun instrument scientifique et ces émetteurs, qui n'étaient en fait que de simples radio-balises, avaient pour seul but de permettre la localisation de la sphère pour le cas où elle ne se serait pas déployée.

Notons qu'une troisième balise fonctionnant sur une fréquence légèrement différente (108,06 MHz) avait été placée à bord du troisième étage pour en permettre la poursuite. Les émetteurs du ballon, dont la puissance ne dépassait pas 10 mW, étaient alimentés par cinq accumulateurs que rechargeaient 70 cellules solaires. Mais le noircissement de la résine époxy qui recouvrait ces dernières conduisit finalement à une décharge des batteries. Le réseau de poursuite « Minitrack » perdit d'ailleurs le contact le 28 décembre 1960. 138 jours après le lancement.



FIG. 3. — Premières orbites d'Echo 1.

2. L'observation du satellite

L'orbite prévue devait être circulaire à 1 000 miles (1 600 km) et fut presque exactement atteinte avec un périégée à 1 521 km et un apogée à 1 687 km (excentricité 0,01) (fig. 4). L'inclinaison assez importante sur l'équateur ($47^{\circ}2$) et cette grande altitude allaient rendre Echo 1 observable depuis une grande partie du globe ; mais il n'y aurait évidemment de passages zénithaux que pour les observateurs situés entre les 47° parallèles Nord et Sud, ce qui en France correspond aux régions situées au sud de la ligne Nantes - Besançon. Ainsi à Paris, quoique culminant assez haut, le satellite-ballon ne fut jamais visible à la verticale.

Pour une région donnée, les satellites artificiels traversent des périodes de visibilité et d'invisibilité par suite de la rotation des nœuds de l'orbite, ce phénomène de précession ayant pour origine l'aplatissement de notre planète. Pour Echo 1 ces périodes se succédaient tous les 80 jours environ, le satellite restant visible à l'intérieur d'une période pendant des durées variables selon l'époque de l'année, du fait de la non-égalité des jours et des nuits.

On l'apercevait d'abord le matin, peu avant l'aube, avec des culminations au Sud-Est, puis de plus en plus tôt dans la nuit avec des passages zénithaux, la période de visibilité se terminant le soir au crépuscule avec des culminations au Sud-Ouest. La trajectoire, pour la France, était orientée sensiblement Ouest - Est et la durée d'un passage pouvait, durant les premières années, dépasser 20 mn dans le cas de culminations zénithales. A 1 600 km, le satellite avait ainsi au zénith une vitesse angulaire moyenne de $0,25^{\circ}/s$; autrement dit, il lui fallait deux secon-

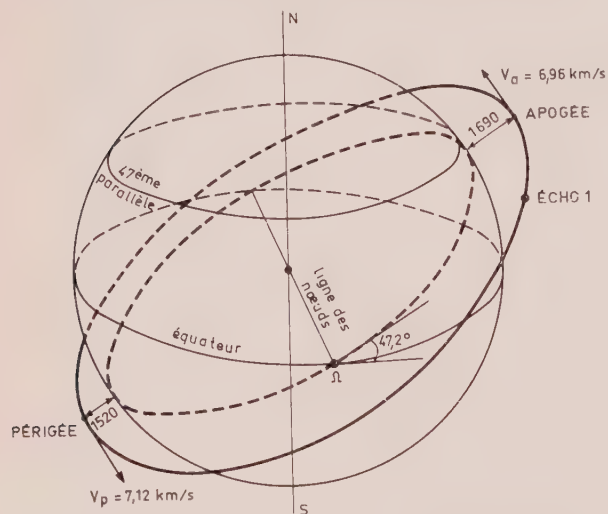


FIG. 4. — Caractéristiques orbitales initiales d'Echo 1

Paramètres orbitaux initiaux

Lancement 12 août 1960 à 09.39.43 TU (12,4026 août)
 Mise en orbite 12 août 1960 à 09.59.58 TU (12,4166 août)
 Périégée 1 521 km Apogée 1 687 km Excentricité 0,0103
 Demi grand axe 7 982 km (1,2515 rayon terrestre)
 Inclinaison sur l'équateur $47,22^{\circ}$
 Vitesse à l'injection (périégée) 7,12 km/s (25 600 km/h)
 Vitesse à l'apogée 6,96 km/s (25 100 km/h)
 Période de révolution 118,3 mn Nombre de révol./jour 12,17

des environ pour parcourir dans le ciel le diamètre apparent de la pleine lune.

L'orbite initiale conférait à Echo 1 une période de révolution de 118,3 mn et un calcul très simple montre qu'il passait alors chaque jour 20 mn plus tôt que la veille, après avoir bouclé 12 révolutions. Puis, avec la décroissance de la période, l'avance quotidienne des passages atteignait 30 mn en décembre 1960, une heure en août 1963 et 1 h 51 en avril 1967 ; or une telle valeur est caractéristique car elle équivaut à la durée des révolutions d'alors, le satellite en couvrant 13 par jour. A l'époque Echo 1 repassait ainsi toutes les nuits aux mêmes heures pour les lieux depuis lesquels il était en visibilité (il était alors observable en France). Ce cas particulier se reproduisit évidemment pour 14 révolutions par jour, fin mars 1968 et 15 révolutions/jour le 21 mai suivant, 60 heures avant la désintégration du satellite.

Quant à l'éclat, le grand diamètre de la sphère et le fort pouvoir réflecteur du revêtement d'aluminium (albédo 0,95) faisaient rivaliser Echo 1 avec les plus brillantes étoiles, Véga ou Arcturus par exemple ; on lui attribuait ainsi une magnitude de 0 à +1 mais il va sans dire que, dans les mois qui précédèrent sa chute, le ballon avait un éclat bien supérieur (magnitude -1 env.), approchant celui de la planète Jupiter.

Notons en outre qu'Echo 1, de par sa forme sphérique, présentait au cours d'un passage des phases analogues à celles de la Lune (fig. 5) ; ces phases étaient bien entendu inobservables étant donné que le diamètre apparent du ballon — quelques secondes d'arc — se situait bien en deçà du pouvoir séparateur de l'œil nu ; mais elles avaient pour conséquence de faire varier l'éclat moyen du satellite au cours de son passage ; cet éclat était évidemment plus faible lorsqu'Echo 1 se présentait à contre-jour sous forme d'un mince croissant, bas sur l'ouest le soir ou bas sur l'est le matin, que lorsqu'il était presque totalement éclairé, par exemple au zénith vers le milieu de la nuit.

Il faut enfin faire état d'une observation curieuse, que beaucoup certainement ont faite, et selon laquelle le satellite semblait avancer par saccades ou suivant une ligne brisée ; ce n'était en fait qu'une illusion, ces irrégularités n'apparaissant pas sur les photographies. Selon le Dr P. MULLER, à qui nous devons l'explication la plus plausible, l'œil se référerait inconsciemment aux étoiles près desquelles Echo se trouve

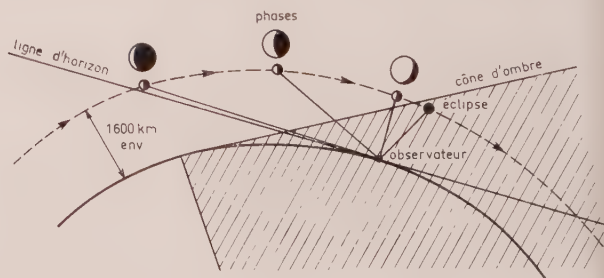


FIG. 5. — Visibilité du satellite.

à passer ce qui entraînerait l'impression d'une discontinuité dans sa trajectoire.

3. Le relais hertzien

Dans la bande des fréquences hertziennes, Echo 1 avait, nous l'avons vu, un pouvoir réflecteur extrêmement élevé (98 % de 400 à 10 000 MHz), et c'est précisément dans ce domaine que se situèrent ses premières applications. Primitivement le satellite-ballon fut d'ailleurs uniquement conçu en tant que relais passif pour télécommunications spatiales.

Dès la fin de sa première révolution, le satellite relaya ainsi un court message du président EISENHOWER entre la côte ouest des Etats-Unis (Californie) et la côte Est (New Jersey). Ce message comportait trois phrases :

« Ici le président EISENHOWER. Voici franchie une nouvelle étape importante du programme des Etats-Unis en matière de recherche et d'exploration spatiales dans des buts pacifiques. Le satellite qui a relayé ce message peut être librement utilisé par n'importe quel pays désirant se livrer à des expériences similaires pour son plus grand profit ».

Puis une liaison fut effectuée le 18 août, six jours après la mise en orbite, entre les laboratoires de la

Bell Telephone à Holmdel — à 60 km au sud de New York — et ceux du CNET* à Issy-les-Moulineaux. Une onde entretenue non modulée fut alors captée pendant une minute, de 3.33 à 3.34 TU, par une antenne grossièrement pointée. Quelques jours plus tard une expérience similaire eut lieu avec l'Angleterre et le grand radiotélescope de Jodrell Bank put recevoir une onde télégraphique, donc modulée. Un peu plus tard, le 11 novembre, les Américains réussissaient même à effectuer une liaison postale en faisant relayer par Echo 1 une lettre en fac-similé (tableau I).

Mais la liaison la plus intéressante fut sans doute celle qui eut lieu à deux reprises les 8 et 9 décembre 1960 entre Holmdel et une station installée en deux semaines près du centre radio-astronomique de Nançay, en Sologne, par des équipes du CNET et de la CGE** (tableau II).

La décision d'effectuer l'expérience entre les Etats-Unis et la France fut prise le 21 octobre 1960, six semaines seulement avant le jour J. L'ordre d'exécution des travaux fut donné le 27, ceux-ci commencèrent deux jours plus tard et la tour, qui constituait

* Centre National d'Etude des Télécommunications.
** Compagnie Générale d'Electricité.

TABLEAU I
STATIONS AMÉRICAINES AYANT PARTICIPÉ AUX EXPÉRIENCES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS VIA ECHO I

Lieu	Puissance	Fréquence	Antenne	Type de liaison
Holmdel (New Jersey)	10 kW	Em. 960,05 MHz Réc. 2390 MHz	parabolique 18 m cornet 6×6 m	ondes entretenues ou 1
Goldstone (Calif.)	10 kW	Em. 2390 MHz Réc. 960,05 MHz	parabolique 26 m —	voie téléphonique —
Antennes à polarisation circulaire, maser à Holmdel, amplificateur paramétrique à Goldstone, orientation par poursuite optique.				
Cedar Rapids (Iowa)	10 kW	Em. 955 MHz Réc. 810 MHz	parabolique 9 m —	ondes entretenues, fac- similé
Richardson (Texas)	10 kW	Em. 810 MHz Réc. 955 MHz	parabolique 9 m parabolique 12 m	—
Amplificateur paramétrique à Richardson, poursuite radio sur 108 MHz				
Trinité (Antilles).....		2000 MHz	parabolique 24 m	télétype ou 1 voie télé- phonique
Floyd (état de New York)		2000 MHz	parabolique 10 m	—

TABLEAU II
CARACTÉRISTIQUES DES LIAISONS EFFECTUÉES LES 8 ET 9 DÉCEMBRE 1960 ENTRE HOLMDEL (ÉTATS-UNIS) ET NANÇAY (FRANCE)

Début de la réception		N° de la révolution	Temps de réception	Rapport S/B max.	Puissance maximale
Date	Heure				
8-12	20.53 TU	1447	2 mn	10 dB	—132 dBm
	22.58	1448	3,5 mn	4 dB	—138 dBm
9-12	20.21	1459	4,25 mn	10 dB	—132 dBm
	22.26	1460	5 mn	12,5 dB	—129 dBm
Niveau théorique de réception : —127 dBm (—136 dBm pour le récepteur de Holmdel).					

la partie essentielle de la construction, fut achevée le soir de la Toussaint. Cette tour, de 3 m de diamètre et 20 m de hauteur, était destinée à recevoir un mortier de marine de 22 t (23 avec le contrepoids), expédié depuis Toulon par la Marine Nationale, et dont le rôle serait de supporter l'antenne parabolique de 10 m de diamètre. Le 15 novembre, la station était en état de fonctionner et l'inauguration se fit sous la présidence de M. SUEUR, directeur adjoint du CNET. La CGE, en la personne de M. DESENFANT, avait également pris une grande part à l'opération.

Par la suite, dans le cadre d'expériences purement américaines, le satellite ballon eut à relayer des photographies et même, le 24 avril 1962, une émission TV entre le Massachussets et la Californie. On s'aperçut bien vite, cependant, que le rendement d'un satellite passif était extrêmement faible, le rapport entre l'énergie reçue et l'énergie émise étant de l'ordre du dix milliardième de milliardième (10^{-19}). Cela imposait donc au sol des stations émettrices très puissantes (plusieurs dizaines de kilowatts) et des stations réceptrices très sensibles, sans compter que les signaux réfléchis étaient affectés d'un énorme coefficient de distorsion. Les satellites de télécommunication actifs, à défilement d'abord (Telstar - Relay) puis géostationnaires (Syncom - Early Bird - Intelsat) prirent alors le relais.

3.1. Liaisons Etats-Unis - France, via Echo 1

Il nous faut toutefois rappeler en détail l'expérience historique des 8 et 9 décembre 1960 qui, bien qu'elle ait montré la non-rentabilité du procédé de télécommunications par satellite passif, n'en fut pas moins une grande réussite technique (tableau II).

Quatre liaisons, d'une durée totale de 15 mn, furent tentées et réussies. La première débuta le 8 à 21.53 (heure française) au cours de la 1 447^e révolution et se termina deux minutes plus tard ; lors de la seconde, à la révolution suivante, le signal resta très faible (rapport signal/bruit inférieur à 4 dB) en raison d'une imprécision dans le pointage de l'antenne.

Les deux liaisons du lendemain furent les plus longues et les meilleures. La modulation était formée de signaux carrés, de fréquences comprises entre 20 et 60 Hz, et un oscillateur auxiliaire permettait de sortir une fréquence audible (900 ± 100 Hz) par battement avec le signal, autorisant ainsi l'enregistrement sur bande magnétique.

Des affaiblissements profonds, dont la loi n'a pu être déterminée par suite du faible temps de réception, ont été relevés ; ils matérialisaient probablement le mouvement de rotation du satellite sur lui-même.

Le récepteur, conçu dans les laboratoires du CNET à Issy-les-Moulineaux, avait une puissance de bruit de -142 dBm (antenne comprise) et comportait un amplificateur paramétrique dont la température de bruit était de 90 ± 20 °K (fig. 6). La liaison antenne-récepteur s'effectuait par un câble à faibles pertes de 12 m de longueur, l'affaiblissement dû au feeder valant 0,9 dB. L'antenne parabolique (10 m de diamètre) avait un gain de 37 dB à 960 MHz, fréquence

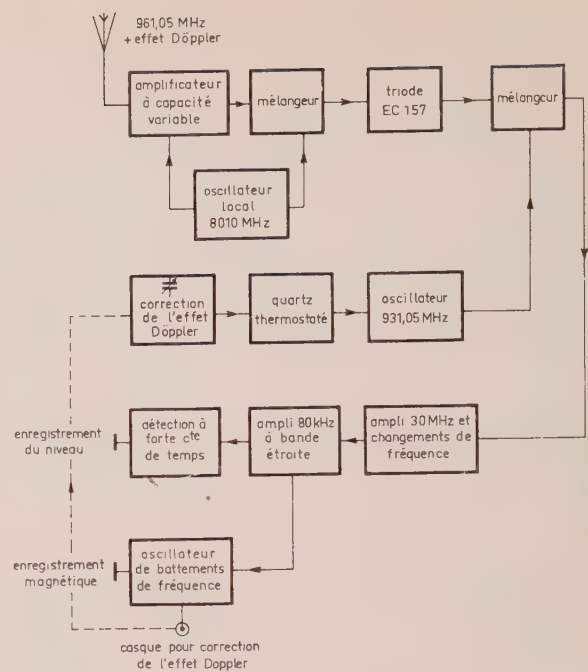


FIG. 6. — Schéma du récepteur utilisé à Nançay.

utilisée, et son orientation s'effectuait manuellement, dans toutes les directions en azimut, jusqu'à 31° seulement en hauteur. Le pointage était assuré optiquement en visant le satellite au moyen de chercheurs optiques ayant respectivement 7 et 1° de champ. Echo restait environ 20 s dans le champ radioélectrique de l'antenne (ouverture du faisceau : 2°).

Ces essais, effectués sous la direction de M. Housin, ont permis :

- L'expérimentation de méthodes de pointage d'une antenne à grande directivité,
- La vérification du fonctionnement d'un récepteur à grande sensibilité,
- La mesure du niveau d'un signal reçu par réflexion sur un satellite passif,
- La possibilité de transmettre par réflexion un signal modulé.

4. Les contraintes de l'espace

Pendant les douze premiers jours de sa vie orbitale, Echo 1 resta continuellement éclairé puis pénétra ensuite de plus en plus longuement dans le cône d'ombre terrestre. Il fut alors possible d'observer des éclipses du satellite mais, dans le même temps, les brusques variations de température qui en résultaient (le ballon passait sans transition de +60 à -150 °C) lui firent perdre sa forme sphérique.

Dès 1961 des mesures radar montraient en effet que le satellite avait un pouvoir réflecteur équivalent à celui d'une sphère de 23 m de diamètre seulement, correspondant à une surface réduite de 50 %. De plus, des phénomènes de scintillation confirmèrent le fait que cette surface s'était plissée et l'on pouvait

noter à l'œil nu des variations d'éclat assez prononcées, atteignant souvent plusieurs magnitudes ; ces variations furent notées quelques jours seulement après les premiers passages dans l'ombre.

L'analyse des fluctuations d'éclat par méthode photométrique permit à LINK à l'observatoire d' Ondrejov (Tchécoslovaquie) de mettre en évidence un mouvement de rotation rétrograde du satellite-ballon. En novembre 1964, cette période de rotation valait 56 s et ne valait plus que 51 s en avril 1965 ; notons qu'en 1960, d'après des mesures radar, LOCKWOOD avait trouvé des valeurs deux fois moindres.

Offrant aux météorites et aux poussières cosmiques une surface de plusieurs milliers de mètres carrés, Echo 1 fut continuellement transpercé et cela contribua également à lui faire perdre sa forme sphérique initiale, qu'il n'a peut-être d'ailleurs jamais eue tout à fait. De plus, les spécialistes ont estimé qu'au début le ballon perdait quotidiennement 10 cm² de matière par érosion cosmique, cette valeur pouvant augmenter considérablement lors de la traversée d'essaims météoritiques.

5. Les « Echo » au service de la géodésie

5.1. Echo 1

Echo 1 n'allait pas pour autant cesser d'être utile car si, sous son aspect de loque informe, plissée et trouée, il n'était plus question de lui faire relayer des ondes radio, il continuait fort bien en revanche à réfléchir la lumière solaire et il se révéla, en définitive, un outil géodésique remarquable. Visible comme les plus brillantes étoiles, le satellite pouvait, en effet, aisément être photographié et il suffisait de prendre des clichés simultanément depuis plusieurs stations pour, connaissant les coordonnées de l'une d'entre elles et la distance la séparant d'une autre, en déduire celles de toutes les autres d'après la position du satellite sur un fond d'étoiles de référence. Selon la méthode la plus généralement employée, la chambre photographique est fixe et un obturateur coupe la traînée du satellite à une cadence donnée ; cet obturateur est souvent piloté au 1/10 000 de seconde par un chronographe à quartz.

Au cours d'une campagne effectuée du 4 au 26 mai 1964 par l'IGN*, Echo 1 permit ainsi de vérifier le rattachement géodésique de la France et de l'Afrique du Nord à partir d'une série de photographies prises depuis cinq stations : en France (Agde, Lacanau, Oletta) et en Algérie (Hamaguir, Ouar-gla). Chaque station était équipée d'une chambre photographique fixe — dite caméra balistique — de 30 cm de focale.

De la même façon, en 1965, les Açores ont pu être positionnées à quelques dizaines de mètres près par rapport au continent européen, l'IGN et l'Institut cadastral du Portugal ayant effectué des opérations de triangulation en mettant à profit les satellites « Echo ».

* Institut Géographique National.

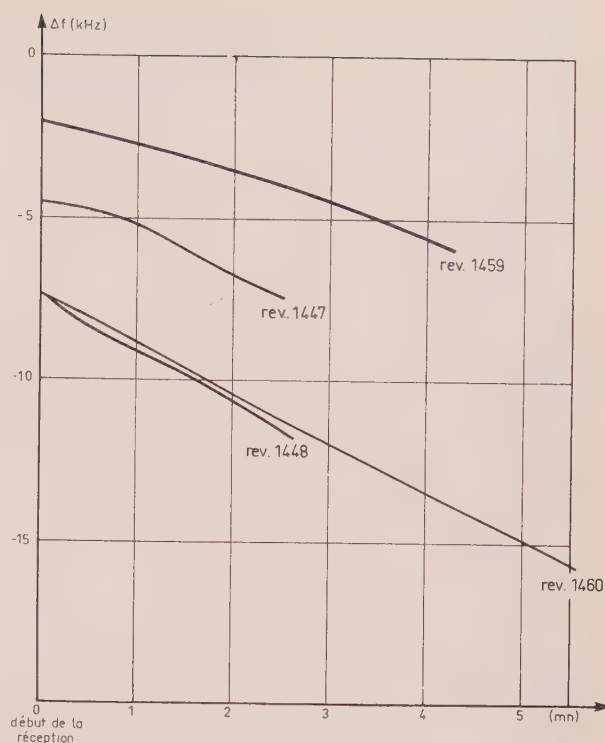


Fig. 7. — Effet Doppler relevé lors des 4 passages des 8 et 9 décembre 1960 à Nançay.

5.2. Echo 2

Echo 1, en effet, eut un successeur, puisqu'il fut suivi en janvier 1964 d'un Echo 2 de 41 m de diamètre, vingt fois plus rigide et quatre fois plus lourd (250 kg env.). En outre, placé sur une orbite légèrement plus basse (1033/1313 km initialement), ce frère cadet possède un éclat et une vitesse angulaire supérieurs. Il est observable depuis toutes les régions du globe, son orbite inclinée à 82° lui faisant pratiquement survoler les pôles. Sa trajectoire est ainsi alternativement orientée Sud-Nord et Nord-Sud, suivant que l'observateur est survolé par la branche ascendante ou descendante de l'orbite.

L'appel d'offres pour Echo 2 fut lancé en 1961 et le lancement de ce nouveau ballon — qui entraînait dans le cadre du projet Rebound — était prévu pour 1962. Pour le lanceur, on hésitait entre l'Atlas Agena capable de satelliser trois ballons simultanément et l'Atlas Centaur capable d'en emporter six. Mais aucune de ces fusées n'était prête et le lancement n'eut lieu qu'en 1964, avec un seul ballon, au moyen d'une Thor Agena.

Deux essais préliminaires de gonflage dans l'espace, qui furent filmés par une caméra 16 mm fixée sur le dernier étage Agena, eurent lieu les 15 janvier et 18 juillet 1962 à 400 et 1 500 km d'altitude. La mise en orbite d'Echo 2 intervint le 25 janvier 1964 depuis la base californienne de Vandenberg (départ à 13.59.04 TU) et fut dévolue à une Thor Agena D. L'injection se fit au large de Madagascar et le container s'ouvrit moins de 4 mn plus tard, libérant le ballon ; comme aux essais, son déploiement fut filmé et retransmis ; les images, reçues à Pretoria, permi-

rent de constater qu'il avait finalement pris la forme d'une sphère quasi parfaite. Les produits sublimants consistaient, cette fois, en acide benzoïque et en pastilles de pyrazol. Le premier signal réfléchi fut reçu à Majunga (Madagascar), 11 s seulement après l'ouverture du container. Et des mesures de scintillation radar indiquèrent que le ballon avait pris un mouvement de rotation de 0,5 tr/mn, plus rapide que prévu.

Comme son aîné, Echo 2 fut lancé en tant que satellite passif de télécommunications et il permit notamment, le 21 février 1964, la transmission de photographies, de messages télétypes, de modulations à 400 Hz et de signaux non modulés sur 162,4 MHz entre la station radioastronomique de Jodrell Bank et l'observatoire de Zimenski (université de Gorki, URSS). Mais, comme pour Echo 1, l'intérêt géodésique prit bien vite le pas sur la mission première.

5.3. Pageos

C'est alors que les Américains décidèrent de mettre en orbite un troisième satellite-ballon qui serait, cette fois, réellement affecté à des missions géodésiques. Il fut lancé le 24 juin 1966 et, gravitant au-delà de 4 000 km, il est le premier à permettre une triangulation à « grandes mailles », c'est-à-dire un cadastre général de la planète. Les Américains ont, à cet effet, mis sur pied un programme géodésique quinquennal que doivent effectuer 42 stations disséminées à la surface du globe.

Ce nouveau satellite-ballon, baptisé PAGEOS (PAssive GEOdetic Satellite) n'est en fait qu'une réplique exacte du premier Echo — 30 m de diamètre et 60 kg — à cette différence près toutefois qu'il est totalement passif et n'emporte même pas de radio-balises. Il suit dans le ciel une trajectoire analogue à celle d'Echo 2, son inclinaison, de 87° sur l'équateur, étant très voisine de celle de ce dernier. Mais sa grande distance lui confère un éclat bien plus faible — comparable à celui de l'étoile polaire — et une vitesse angulaire réduite, conduisant à des passages zénithaux pouvant s'étendre sur près d'une heure.

Au total, les Etats-Unis ont ainsi satellisé trois « Echo », le troisième ayant bénéficié des enseignements des deux premiers en ce sens que la réussite

géodésique inattendue de ceux-ci conduisit à concevoir un ballon spécialement adapté à cette fin, notamment de par les caractéristiques de son orbite. Précisément, il n'y aura pas d'autres « Echo » mais il y aura d'autres « Pageos », la lignée des Echo devant s'éteindre avec le second — en orbite depuis maintenant cinq ans — et dont la chute est attendue pour 1969 (tableau III).

6. Atmosphère, pression de radiation et durée de vie

L'atmosphère terrestre, on le sait aujourd'hui, s'étend infiniment plus loin qu'on ne le pensait et tout satellite dont le périégée est situé en deçà de 3 000 km est condamné à retomber sur notre planète à plus ou moins brève échéance. La haute atmosphère, aussi ténue soit-elle, oppose en effet aux corps qui s'y meuvent une résistance à l'avancement se traduisant par une « usure » de l'orbite. Celle-ci étant généralement elliptique, c'est évidemment au périégée, là où la densité est la plus forte, que le freinage est le plus intense. Le satellite perd ainsi de l'énergie potentielle, ce qui se traduit par une baisse d'altitude au point opposé (apogée) et gagne de l'énergie cinétique puisque les lois de la mécanique céleste veulent qu'en se rapprochant de la terre la vitesse orbitale augmente.

Mais la force de freinage étant relativement plus faible à l'apogée, le périégée, pour sa part, ne baissera tout d'abord que très lentement, conduisant peu à peu à une circularisation de l'orbite, autrement dit à une annulation de l'excentricité. Le freinage s'exerce alors avec la même force tout au long de la trajectoire et la baisse d'altitude croît en flèche, amenant très rapidement à la chute (fig. 8 et 9). Si ce processus de chute est maintenant bien connu, il est en revanche très difficile de prévoir avec exactitude et à long terme la durée de vie d'un objet en orbite. Car notre atmosphère, loin d'être statique, est au contraire le siège de phénomènes complexes et sa densité, littéralement modulée par l'activité solaire, peut varier dans des proportions énormes pour une altitude donnée ; il s'ensuit évidemment des inégalités importantes dans le freinage des satellites. De plus, la durée de vie est fonction — entre autres — d'un

TABLEAU III
COMPARAISON DES TROIS SATELLITES-BALLONS AMÉRICAINS

Caractéristiques	Echo 1	Echo 2	Pageos 1
Désignation internationale	60 iota I	64 04 A	66 56 A
Date et heure du lancement	12-8-60 - 9.40 TU	25-1-64-13.59	24-6-66- 0,12TU
Lieu du lancement	Cap Canaveral	Vandenberg	Vandenberg
Fusée porteuse	Thor Delta	Thor Agena B	TAT-Agena D
Diamètre de la sphère	30,5 m	41,1 m	30,5 m
Masse en orbite	60 kg	248 kg	56 kg
Rapport section/masse	70	55	130
Orbite initiale	1 521-1 687 km	1 033-1 313 km	4 210-4 263 km
Demi grand axe	7 982 km	7 551 km	10 614 km
Excentricité	0,0103	0,0186	0,0025
Inclinaison	47,22°	81,5°	87,1°
Période initiale	118,3 mn	108,8 mn	181,4 mn
Nombre de révolutions/jour	12,2	13,2	7,9
Magnitude visuelle moyenne	+1	0	+3

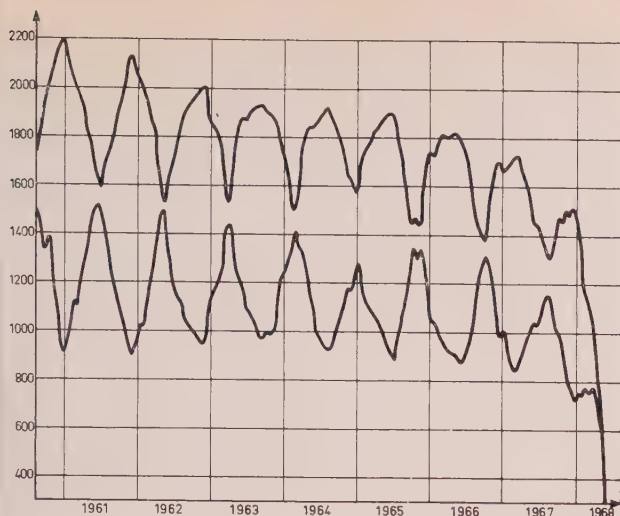


FIG. 8. — Variations apogée, périgée.

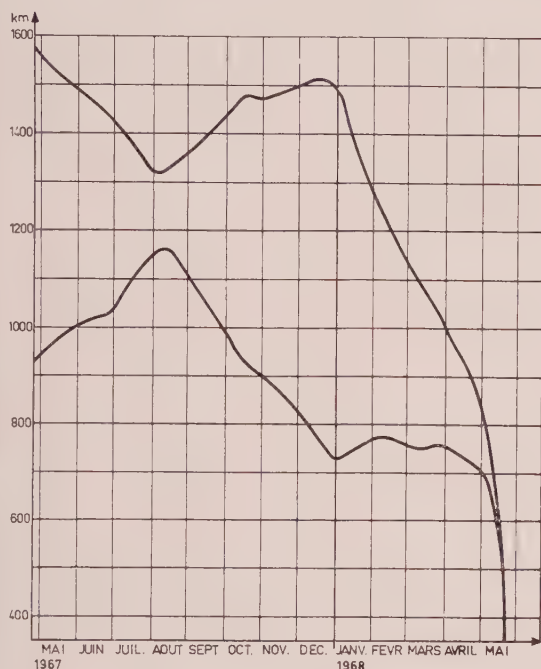


FIG. 9. — Apogée/périgée durant les douze derniers mois en orbite.

paramètre appelé rapport section/masse et qui, pour fixer les idées, est grossièrement assimilable à la densité de l'objet en question. Or si, dans leur grande majorité, les engins spatiaux contiennent, sous un faible volume, un maximum d'instruments, c'était exactement l'inverse pour Echo 1, dont la densité était quelque 300 fois inférieure à celle de l'air que nous respirons. Il ne pesait que 60 kg en orbite pour une section de choc — surface offerte au freinage — supérieure à 400 m²; son inertie était ainsi près de 1 000 fois plus faible que celle des autres satellites, lui imposant un freinage multiplié dans les mêmes proportions.

En fait, ce freinage fut même plus important, par suite d'un phénomène qui n'a pas été expliqué avec certitude mais qui est probablement d'origine électrostatique. Des mesures de densité atmosphérique effectuées à l'observatoire de Meudon, d'après le dépouillement d'observations optiques, ont en effet

montré que les données basées sur Echo 1 indiquaient des valeurs systématiquement trop élevées pour l'altitude considérée. Il fallut admettre alors que le rapport S/M du ballon était supérieur de 50 % environ à la valeur théorique adoptée; ceci peut s'expliquer par une section de choc plus élevée, due à la présence d'une gaine ionique autour du satellite; cette hypothèse est très plausible, étant donné la nature métallique et les grandes dimensions de la sphère.

Ainsi Echo 1 n'a pas passé le cap des huit ans alors que son orbite, dont le périgée était initialement à une altitude supérieure à 1 500 km, aurait dû lui assurer une vie d'une centaine de siècles... En l'occurrence, les quatre autres objets satellisés avec le ballon (étage X 248, hémisphères du container et morceau de mylar) gravitent toujours au-delà de 1 500 km, l'altitude de leur apogée n'ayant été réduite, dans le même temps, que de quelques kilomètres seulement.

Mais ce n'est pas tout. La grande valeur du rapport S/M allait également contribuer à recourir la vie du ballon par l'entremise de la pression de radiation solaire, c'est-à-dire la force exercée par les photons dont nous abreuve l'astre du jour. Suivant sa position relative par rapport au Soleil, et en fonction du temps d'éclairement, l'orbite d'Echo 1 eut, en effet, à subir de curieuses variations d'excentricité conduisant cycliquement le périgée à descendre en dessous de 1 000 km. Dans ces conditions, le satellite était évidemment l'objet d'un freinage plus intense, la densité atmosphérique se trouvant multipliée par dix lorsqu'on passe de 1 600 à 900 km. De pratiquement circulaire à 1 600 km au lancement, l'orbite se trouvait ainsi avoir, quatre mois et demi plus tard, un périgée à 900 km et un apogée à 2 200 km; cependant l'excentricité cessa de croître peu après, décrut jusqu'à devenir pratiquement nulle, avant d'augmenter à nouveau; ces variations se firent suivant un cycle moyen de 320 jours environ, soit près de onze mois (fig. 8).

7. Les derniers jours d'Echo 1

Pour aucun satellite on n'avait encore noté de tels effets de la pression de radiation, Echo 1 ayant été le premier objet pour lequel l'excentricité de l'orbite eut des valeurs périodiquement supérieures à la valeur initiale. Finalement, sous les effets combinés du freinage atmosphérique et de cette pression solaire (qui équivalait à quelques dixièmes de grammes-force) le satellite-ballon se trouva amené à circuler sur des orbites de plus en plus basses. La perte moyenne d'altitude, qui fut régulièrement de 100 m par jour durant les cinq premières années, augmenta subitement à partir de l'automne 1966, se trouvant multipliée par sept, un an plus tard, et atteignait 2,5 km/j au 1^{er} janvier 1968, le ballon perdant alors quotidiennement près de 100 fois la valeur de son propre diamètre (fig. 10).

Dès le lancement, en août 1960, la NASA avait annoncé qu'Echo 1 ne vivrait pas plus d'une dizaine de jours; l'échéance fut cependant bien vite reportée à 1961 puis avril 62, juillet 63 et mai 67, le satellite s'obstinant à ne pas tomber... Les prévisions de

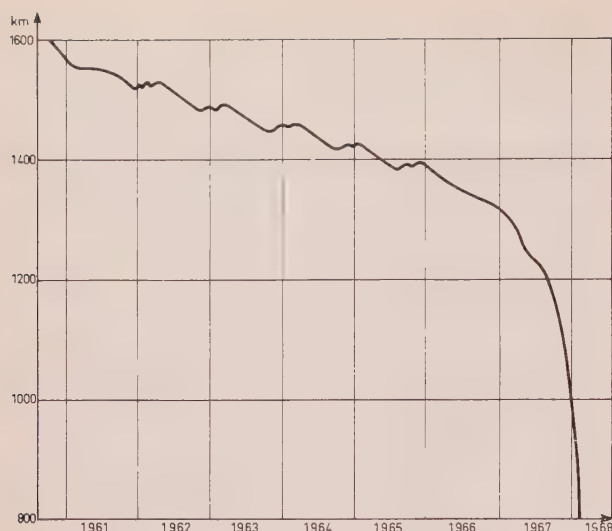


FIG. 10. — Décroissance du demi grand axe.

SHAPIRO et JONES qui, en 1963, donnaient la chute pour 1967 restent parmi les meilleures. En fait, le comportement du satellite-ballon fut des plus capricieux et même lorsqu'il fut évident que la chute était inévitable pour le premier semestre 68, les prévisions les plus sérieuses se trouvèrent déjouées, la date fatidique ayant été reportée de dix en dix jours à partir du 20 mars.

Quelques semaines seulement avant la chute, le périhélie était encore à une altitude supérieure à 700 km, valeur pour laquelle un objet « normal » peut évoluer pendant des siècles. L'apogée, quant à lui, s'est mis à baisser très rapidement dès la mi-décembre 1967 — plus de cinq mois avant la date fatale — perdant alors quelque 5 km/j. En conséquence, la diminution du temps de révolution qui n'était que de 0,1 s/j peu après la mise en orbite, atteignait 10 s/j en février 68.

La chute proprement dite fut ensuite très rapide puisque 24 h seulement avant la pénétration dans

les couches denses de l'atmosphère, Echo 1 se trouvait encore à plus de 500 km d'altitude. Puis, dans la journée du 23 mai, c'est un véritable coup de frein qui est donné, le satellite perdant plusieurs dizaines de kilomètres par révolution, et dans la nuit du 23 au 24 c'est l'agonie.

Vers 0 h TU l'équateur est survolé par 65° E environ, pour la dernière fois dans le sens Sud-Nord ; la dernière orbite commence. A 400 km d'altitude, le ballon survole l'Inde puis la Chine, suivant la ligne Calcutta-Pékin (il passe au zénith pour ces deux villes), l'archipel des Kouriles, au nord du Japon, et se rapproche en flèche de la terre pendant la traversée du Pacifique. Il passe au large des îles Hawaï et va se consumer finalement à 4 500 km au Sud-Est de celles-ci, juste en dessous de l'équateur, point d'impact virtuel : 125° W - 3,7° S). C'était sa 36 031^e orbite (fig. 11).

Ainsi, après avoir parcouru environ un milliard et demi de kilomètres autour de la Terre, Echo I — 28^e satellite artificiel — a cessé de sillonner le ciel.

8. Résumé des expériences faites à l'aide d'Echo 1

Constructeur du ballon : Schjeldahl Co.

Maître d'œuvre : Langley Research Center.

Aux Etats-Unis, les principales expériences ont été menées par :

— Le Jet Propulsion Laboratory à Goldstone (Californie),

— Les Bell Telephone Lab. à Holmdel (New Jersey),

— Le Naval Research Laboratory à Stumpneck (Maryland).

Durant ses 93 mois en orbite, Echo 1 a permis :

— La mesure des densités atmosphériques. Dès 1960 il permettait une première estimation de la densité à 1 600 km : 10^{-18} g/cm³.



FIG. 11. — Dernières orbites d'Echo 1.

— Des expériences de télécommunications spatiales, qui ont démontré la non-rentabilité du procédé passif, et l'étude des caractéristiques réfléchies d'une sphère dans l'espace.

— Des liaisons géodésiques (photos du satellite sur fond d'étoiles).

— La détermination de la concentration en ozone de l'atmosphère, par étude photométrique des éclipses. Cette concentration fut trouvée maximale vers 25 km ($2 \cdot 10^{12}$ molécules/cm³) et 20 fois moins importante à 65 km d'altitude.

9. Remerciements

Nous tenons en outre à remercier tout particulièrement MM. SUEUR et JOB, ingénieurs généraux des Télécommunications au CNET, pour leur amabilité, ainsi que M. W. O'SULLIVAN, directeur du projet « Echo » pour les précieux renseignements qu'il nous a fournis.

Que tous veuillent trouver ici l'expression de notre profonde gratitude.

Bibliographie

CARRU H., GENDRIN R. et REYSSAT M. *Nature* (London) vol. 189, n° 268, janvier 1967.

HOUSSIN J.P. Etude technique 602 T, jan. 1961.

SONES H.M. et SHAPIRO I.I., *Space Research II*, p. 339. (Comptes rendus du 2^e Colloque du COSPAR. Florence 1961).

Documentation Langley Research Center.

Bulletin des Instituts Astronomiques de Tchécoslovaquie. 1966, vol. 17.

COSPAR. Florence, avril 1961.

Revue Française d'Astronautique, n°s de 1960 à 1962.

Sky & Telescope, oct. 1960.

L'Astronomie, bulletin de la SAF, oct. 1960.

Journal of British astronomical Association, vol. 75, n° 1, déc. 1964.

Royal Aircraft Establishment (Table of artificial Earth Satellites).

Ephémérides du Smithsonian Astrophysical Observatory.

Ephémérides du Goddard Space Flight Center.

Ephémérides du Centre National d'Etudes Spatiales.

Le radiotélescope sur ondes millimétriques de l'observatoire de Siméïs (URSS)

M. LAFFINEUR, S. KOUTCHMY

Institut d'Astrophysique du CNRS - Paris

Au retour d'une mission en Sibérie() et grâce à l'Astro Soviet et à son Président, le Professeur MUSTEL, nous avons eu la possibilité de faire un rapide détour vers la Crimée. Nous y avons visité non seulement l'observatoire de Naouchny, près de Simferopol et son important service d'observations solaires, mais aussi la station radioastronomique de Siméïs, située sur la côte Sud de la presqu'île, entre Sébastopol et Yalta.*

L'instrument principal de cette station est un radiotélescope de 22 m de diamètre qui peut fonctionner jusqu'à 2 mm de longueur d'onde.

Il nous a semblé utile de décrire à l'intention des lecteurs de L'Onde Électrique, cet intéressant instrument, aux performances inhabituelles.

1. Structure du miroir et réalisation

La pièce principale du radiotélescope est un réflecteur parabolique très rigide de 22 m de diamètre composé d'une charpente en fer recouverte d'un ensemble de plaques d'aluminium formant une calotte parabolique continue.

La charpente (fig. 1) a pour base un disque rigide d'environ 2,50 m d'épaisseur en plaques d'acier soudées formant des alvéoles. De ce disque partent 16 rayons ; ce sont des poutrelles triangulaires dont l'un des côtés est courbé suivant la parabole. Pour éviter la torsion, quatre groupes de deux rayons sont croi-

sillonnés. Entre ces rayons principaux, un second ensemble de rayons, plus petits, en forme de poutrelles, partent également de la jante du disque. Les

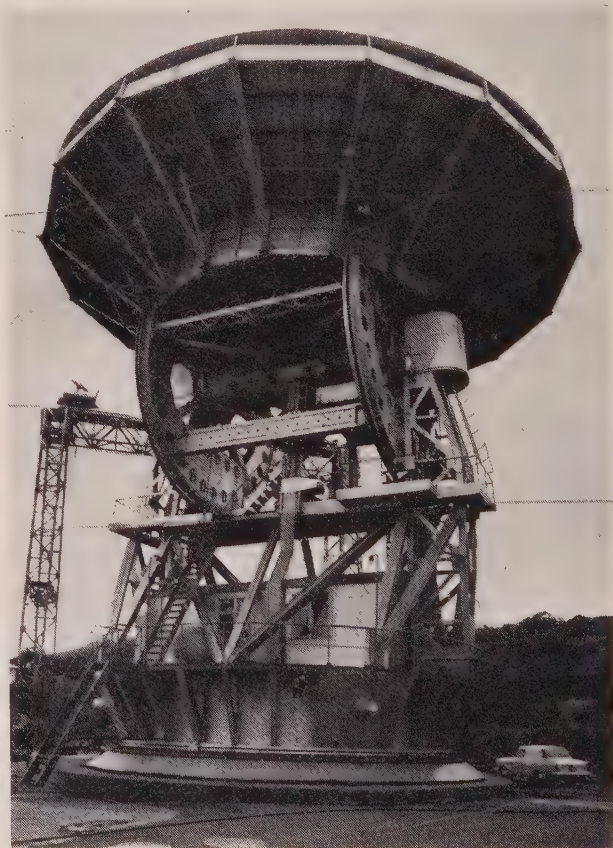


FIG. 1. — Vue générale montrant le dessous du réflecteur, le support, la fourche et la plate-forme principale portant le laboratoire.

(*) Cette mission, patronnée par le Bureau des Longitudes, le CNRS et le Ministère des Affaires Étrangères, a permis d'observer la Couronne Solaire, par le procédé français d'atténuation radiale, lors de l'éclipse du 22 septembre 1968.

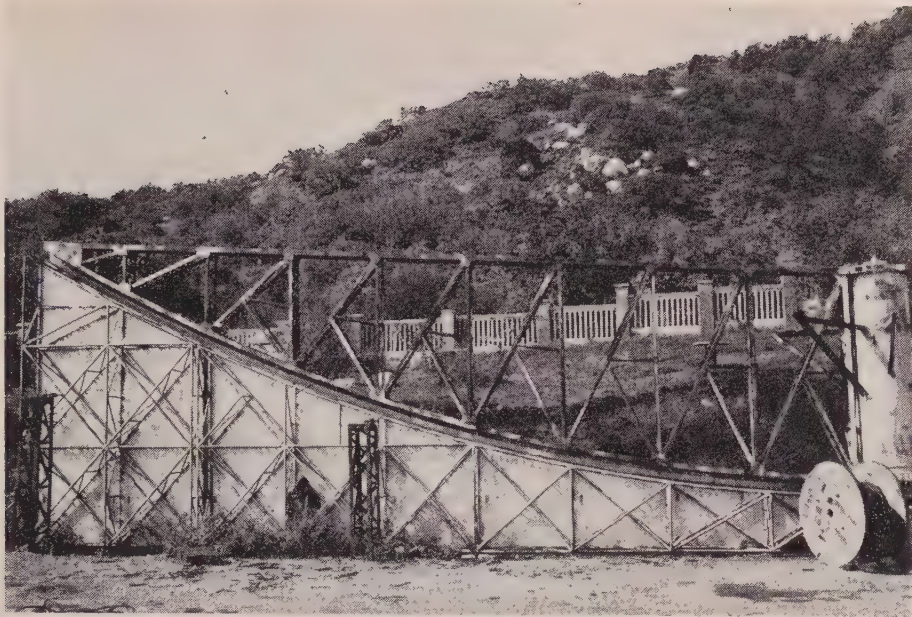


FIG. 2. — Le calibre et le contre-calibre qui ont servi d'une part à former les éléments de la surface réfléchissante et ensuite à les régler en position.

extrémités des 36 rayons sont soudées sur des plaques extérieures, au nombre de 16. Dans chacun des 36 intervalles des rayons sont disposés des fers cintrés suivant des cercles réunissant cette ossature. Tous ces fers sont munis de vis de réglage primaires qui fixent les plaques paraboliques.

Ces plaques d'environ 5 mm d'épaisseur sont en aluminium de grande pureté (999,99 %) de manière à résister à l'air salin. Elles sont chaudronnées en forme et ont passé entre les calibres et contre-calibres de la figure 2. Les plaques sont percées de nombreux trous de fixation fraisés. Les vis en acier zingué qui les reliaient à la charpente sont au nombre de 32 000 au total.

Nous avons pu constater que les joints entre les plaques étaient très petits, de l'ordre de 0,1 mm.

Pour contrôler la surface, on a monté le support de l'axe du calibre sur l'apex du paraboloïde et on a amené ce calibre par rotation sur la rangée de plaques en cours de réglage. La précision finale est de $\pm 0,18$ mm. Nous avons remarqué des coups de meule qui débordent d'une plaque sur ses voisines et qui constituent sans doute l'ultime phase de la mise en forme de la surface.

2. Support du miroir

Le radiotélescope est monté en « altazimut » comme un théodolite (fig. 1). Le réflecteur est supporté par une pièce comprenant deux demi-disques verticaux solidaires d'un axe tubulaire horizontal de 2 m de diamètre. Il y a quatre points de liaison entre cette pièce et le réflecteur, aux extrémités des diamètres des demi-disques. Les disques ont en outre deux fonctions : remplis de gueuses de fonte, ils équilibrent le poids du miroir et leur pourtour est un engrenage à lanterne, composé de dents cylindriques serrées entre des flasques et engrenant avec les pignons

sortant des réducteurs des moteurs du mouvement en site.

Les extrémités de l'axe tubulaire horizontal reposent sur des paliers à billes fixés d'autre part au poutrage vertical. Ce poutrage forme une fourche tournant autour de l'axe d'azimut. On remarquera sur la figure 1, les poutres triangulées qui répartissent l'effort venant des paliers de l'axe horizontal sur huit points de la plate-forme inférieure. Cette plate-forme porte aussi le laboratoire.

La plate-forme tourne elle-même sur le roulement d'azimut, qui a 10,1 m de diamètre avec des billes de 200 mm.

L'entraînement est ici encore assuré par un engrenage à lanterne : à l'intérieur du roulement à billes, des dents cylindriques sont prises entre deux couronnes solidaires de la plate-forme. Deux pignons à axe vertical sortent des réducteurs du mouvement en azimut. Les quatre moteurs des mouvements rapides en azimut et en site, ont une puissance unitaire de 22 kW ; il y a d'autres moteurs pour les mouvements lents de poursuite, leur puissance est de 2 kW.

L'amenée du courant aux parties mobiles de l'appareil se fait grâce à un paquet de câbles situé entre la plate-forme inférieure et le sol, les câbles sont pliés en accordéon et suspendus par des poulies à un monorail solidaire de la plate-forme. Ce dispositif simple et ingénieux permet une rotation de 420° sans faire appel aux bagues et balais habituels.

L'axe réel de rotation horizontal fait un angle de $6''$ avec l'axe théorique, cet écart atteint $12''$ pour la rotation en azimut. Comme on le voit, ces valeurs sont très faibles pour un si gros instrument.

Le radiotélescope est établi tout au bord de la Mer Noire, sur un plateau rocheux protégé des vents du Nord par une falaise. La fixation directe sur le roc a dû simplifier les travaux de fondations.

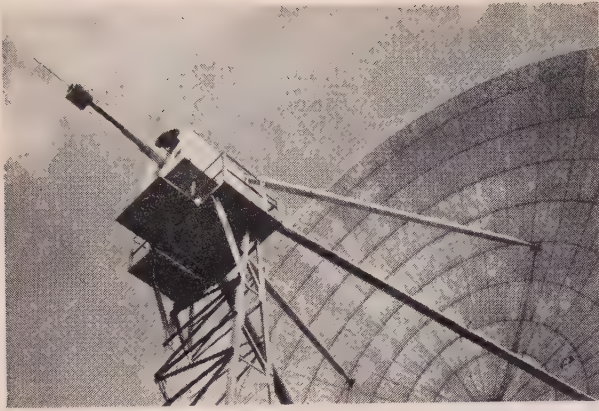


FIG. 3. — Le coffre du récepteur focal avec le contrepoids. On remarquera que la surface réfléchissante est zébrée de coups de meule pour assurer la précision ultime du paraboloïde.

3. Emplacement du récepteur

Les essais actuels se font avec le cornet et le récepteur au foyer principal, l'ensemble étant porté par quatre pieds fixés à la charpente. Le poids du récepteur se trouve appliqué entre le point de concours des quatre pieds-supports et la surface du miroir. Le couple, variable avec l'angle de pointage, est compensé par celui d'un contrepoids, placé de l'autre côté et bien visible sur la figure 3. Dans une deuxième variante, montage en Cassegrain, un miroir hyperbolique réfléchira l'image vers l'apex du paraboloïde ; une ouverture est ménagée en cet endroit qui tangente l'axe horizontal creux. La chambre cylindrique à l'intérieur de cet axe contiendra alors le récepteur. On y accède aisément par escaliers et échelles.

4. Guidage asservi et transformation des coordonnées

Les instruments astronomiques doivent suivre les astres visés au cours de leur mouvement apparent dû principalement à la rotation terrestre, c'est pourquoi, sous nos latitudes, les télescopes tournent autour d'un axe incliné, parallèle à celui de la Terre. La vitesse angulaire du mouvement est égale à celle de la Terre, mais de signe opposé.

Ici, pour des raisons de stabilité et de facilité de réalisation, on a préféré utiliser un asservissement avec transformation de coordonnées (*).

Le problème consiste (fig. 4) à transformer les coordonnées équatoriales α et δ , appelées azimut et hauteur (ou site), compte tenu du temps sidéral s au moment de l'observation (voir schéma) $\left(\frac{\alpha}{\delta}\right) \rightarrow \left(\frac{A}{h}\right)$.

(*) Dans le même but, un dispositif similaire plus élémentaire a été construit par l'un de nous, il y a fort longtemps, il est écrit dans le *Bulletin Astronomique* (Observatoire de Paris), tome XVIII, fascicule I (1953).

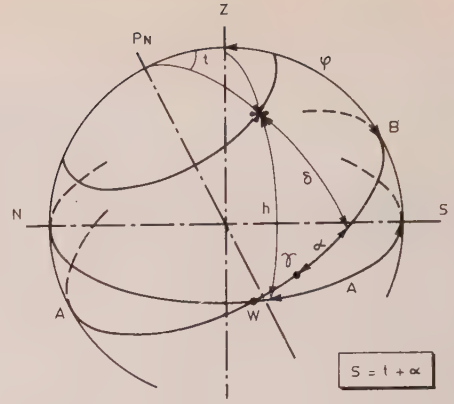


FIG. 4. — Définition des coordonnées. On a représenté l'horizon NWS, l'équateur AWB, le méridien principal ANPNZS et les coordonnées de l'objet-céleste*.

Pour un objet donné il est facile, quand celui-ci est répertorié, de trouver ses coordonnées α et δ , on les affiche sur le pupitre de commande (fig. 5). On dispose ici, de plus, d'une horloge à quartz avec remise

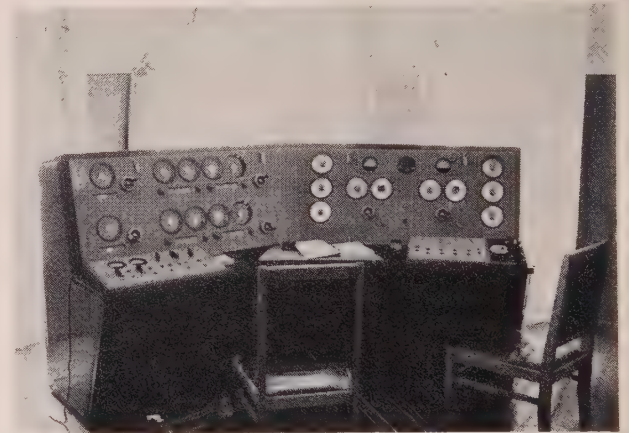


FIG. 5. — Vue du pupitre de commande situé dans le laboratoire fixe.

à l'heure d'après les signaux horaires transmis par radio et commandes de repères, donc du temps sidéral à chaque instant. Un ordinateur (fig. 6) élabore alors (toutes les 0,5 s) la transformation des coordonnées en résolvant des triangles sphériques, et transmet les informations aux organes de commande et de contrôle. Les retours d'asservissement sont assurés aussi bien en site qu'en azimut par des secteurs dentés sur lesquels engrènent des roues sortant de ce que nous croyons être des variantes de selsyns. Les secteurs dentés sont composés d'éléments très précis mis bout à bout, le pas de la denture étant de 4 à 5 mm. Au moment du pointage, puis de la poursuite, l'ordinateur « minimise » les différences ΔA et Δh , mais, ce qui est particulier ici, en tenant compte des dérivées temporelles de ΔA et Δh ; c'est que les informations sont traitées sous la forme :

$$\Delta U_A = \Delta A + \Delta \dot{A} ; \quad \Delta U_h = \Delta h + \Delta \dot{h}$$

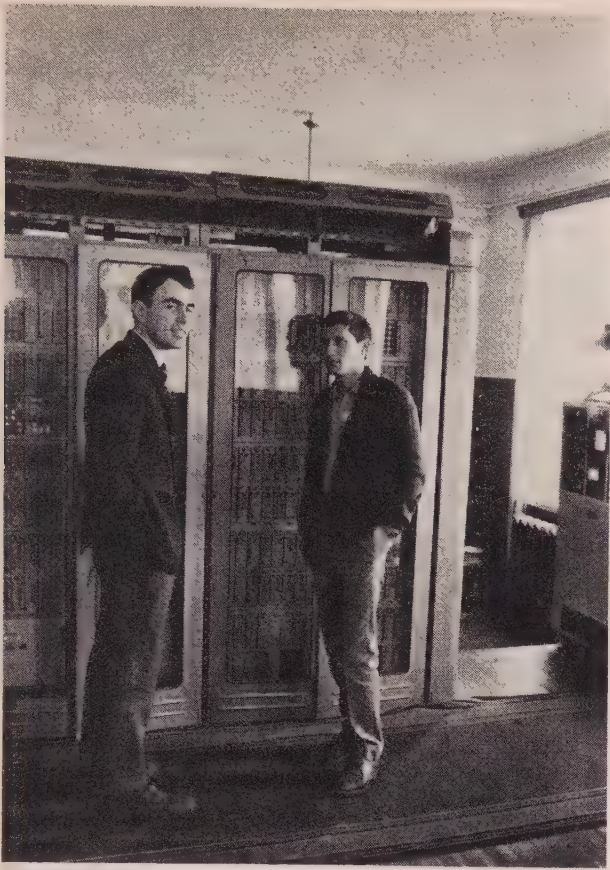


FIG. 6. — Les armoires de l'ordinateur de pointage.

Ce système, situé dans un laboratoire voisin, permet également d'effectuer des balayages programmés. Nous avons appris que l'appareil pouvait effectuer le balayage automatique d'une portion de sphère céleste de $\pm 15'$ à $\pm 5^\circ$ avec des « inter-lignes » de $30''$ à $15'$ (de telles caractéristiques semblent indiquer que l'ap-

pareil a été prévu pour trouver ou suivre des satellites artificiels et évidemment pour faire l'étude de la structure d'objets étendus). L'ensemble possède des programmes particuliers pour la Lune et les Planètes. D'autre part, pour guider l'appareil quand il fonctionne avec une précision moindre (domaine des ondes centimétriques et décimétriques), on dispose d'un système de poursuite analogique utilisant une transformation électromécanique des coordonnées.

5. Performances

Nous avons pu voir le maser sur 8 mm, mais on peut adapter des radiomètres sur 4 mm et 2 mm de longueur d'onde. Le Soleil a été étudié et aussi des radiosources importantes. La précision de guidage et du pointage de l'ensemble atteint $\pm 20''$ d'arc. Sur 2 mm de longueur d'onde, la résolution spatiale obtenue correspond à celle d'un miroir parfait de 7 m de diamètre (l'image étant étalée du fait des imperfections de la surface) et la largeur du lobe principal sur $\lambda = 8$ mm est de $1,6'$ (soit environ la résolution théorique). L'appareil a contribué à l'étude de la température minimale du ciel attribué à un rayonnement primaire de 3°K . Il travaille en outre à l'établissement de cartes de radio-isophotes du Soleil, ainsi qu'à l'étude des Quasars.

6. Remerciements

Nous tenons à exprimer ici, toute notre gratitude, au Professeur SEVERNY, éminent spécialiste solaire et directeur de l'Observatoire de Naouchny et à tous ses collaborateurs, dont le Docteur NIKONOV occupé à des travaux alliant les techniques de la télévision et l'astronomie, et le Docteur MOISSEIEV, qui nous a montré en détail le beau radiotélescope de Siméïs.

Les auteurs tiennent à la disposition de ceux de nos lecteurs que la question intéresserait, de très nombreuses photographies de détails des parties mécaniques du radiotélescope de Siméïs.

Activité des groupes régionaux

Groupe de Bourgogne - Franche-Comté

Comme les années précédentes, les membres de la SFER ont pu profiter des conférences mensuelles organisées en liaison avec l'Union des Ingénieurs de la Côte-d'Or et la SFE.

Elles s'adressent à un public large. Les conférences spécialisées ont finalement été supprimées cette année en raison du nombre de plus en plus restreint des participants.

Une Journée d'Étude (17 avril) sur le calcul des circuits électroniques par ordinateurs, organisée avec le Centre d'études de Génie Électronique de la Faculté des Sciences, avec le concours du Commissariat à l'Énergie Atomique, a eu un vif succès et a réuni 180 participants dont 110 venus de la région parisienne.

Un compte rendu de cette journée a été publié dans le numéro de novembre de *L'Onde Électrique* et le texte des communications a été inséré dans le numéro de janvier spécialement consacré à ce sujet et dans les numéros suivants.

Des contacts sont toujours maintenus avec les Groupes régionaux voisins, de Lyon et de Nancy.

Les annonces des conférences et Journées d'Études parisiennes de la SFER sont très régulièrement affichées aux principaux centres scientifiques : Faculté des Sciences et CEN de Valduc.

Il est projeté d'organiser (en avril 1969) une grande exposition concernant les *Recherches et Techniques spatiales*.

D'autre part, un Centre de Calcul étant en cours de création à l'Université de Dijon, avec ordinateur IBM 1130, des Journées d'information concernant les calculateurs et la programmation sont prévues en mai 1969.

Groupe de Bretagne

A Lannion, les 25 et 26 octobre 1967 ont été organisées deux journées d'études consacrées aux « dispositifs actifs aux hyperfréquences » avec le concours de conférenciers de THOMSON-VARIAN, CSF, LA RADIOTECHNIQUE, CGE - Marcoussis, CNET-Issy-les-Moulineaux et Lannion.

A Brest, se sont tenues des réunions où une seule conférence a été prononcée :

Le 7 décembre 1967, la Microminiaturisation, par M. ELDIN du CNET, Issy.

Le 19 janvier 1968, les circuits intégrés logiques en structures monolithiques, par M. ARNAUD de la COSEM.

Le 1^{er} mars 1968, les circuits intégrés hybrides, par M. BEAUZEE de LA RADIOTECHNIQUE.

Le 26 avril 1968, les techniques d'interconnexion dans les circuits microminiaturisés, par M. BELENFANT de l'ÉLECTRONIQUE Marcel DASSAULT.

Enfin, à Lannion, le 9 octobre 1968 a eu lieu une Journée d'études sur le « Tracé automatique de masques et de circuits imprimés à l'aide de calculateurs », avec le concours de conférenciers d'IBM, du Centre d'Informatique de la Faculté de Toulouse, du Service de Mathématiques Appliquées de l'Université de Grenoble, de la Radiotechnique et du CNET Lannion.

La plupart de ces conférences ont été publiées dans *L'Onde Électrique* de janvier 1969.

Groupe de Grenoble

Le groupe de Grenoble a participé à l'organisation à Grenoble de Colloques spécialisés ayant pour thèmes :

- 1) Les antennes en milieu ionisé (mars 1968).
- 2) Les ondes dans les plasmas (avril 1968).

Par ailleurs, en mai 1968, au cours d'une soirée consacrée à la neuro-électronique et animée par Messieurs M. BUYLE-BODIN, Ch. POUPOT et J. HÉRAULT, des exposés ont été présentés portant sur :

- La simulation électronique du neurone.
- Une méthode de tri des signaux nerveux.

Parmi les projets immédiats du groupe pour 1969, il y a lieu de signaler :

- d'une part, l'organisation d'une conférence portant sur les télécommunications spatiales, conférence qui n'avait pu avoir lieu en mai 1968,

- d'autre part, la venue à Grenoble de plusieurs personnalités particulièrement qualifiées dans la Physique des milieux ionisés permettra d'inviter les membres de la SFER à diverses conférences ayant pour sujet :

- la conversion directe de chaleur en électricité par les plasmas,
- la propulsion des véhicules spatiaux,
- les recherches vers la fusion nucléaire contrôlée.

Groupe de Marseille

Le Groupe de Marseille n'a eu, en 1968, qu'une activité réduite, le deuxième trimestre ayant été perturbé par les événements et le troisième, occupé par les vacances.

Les membres du groupe ont été conviés à quatre manifestations dont deux avaient été organisées avec la SFE.

Le 28 mars : Conférence de M. GAUSSENS, de l'EDF, sur le thème « des Calculateurs à l'Informatique »,

Le 21 octobre : A l'occasion de l'exposition de Physique « Phirama », conférence de M. LAMORAL, sur les maquettes acoustiques.

Les 24 et 25 octobre : Suite d'entretiens et de démonstrations par la Société IMEX - France, sur l'analyse des signaux aléatoires.

28 octobre : Conférence de M. GAUSSENS, du CEA, sur les aspects économiques actuels de l'énergie nucléaire.

La participation des membres du Groupe n'a pas été aussi importante que l'on espérait. Le Président souhaite qu'en 1969 chacun fasse un effort particulier pour assister aux diverses manifestations dont le programme sera communiqué à tous les membres au début de l'année.

Le Groupe, comme chaque année, a attribué au meilleur

ingénieur nouvellement diplômé de l'École de Radio et d'Électronique, un prix d'une valeur de 100 F. C'est M. A. FOURNIER, major de la promotion 1965-1968, qui en a été cette année le bénéficiaire.

Enfin, le Groupe a été représenté par son Secrétaire aux diverses manifestations civiles ou militaires organisées localement à l'occasion du Centenaire de la Naissance du Général Ferrié.

Groupe du Nord

Le compte rendu d'activité du groupe du Nord porte sur l'année 1967. Il signale :

Des conférences données avec le concours de l'Institut Supérieur d'Électronique du Nord, en février et mars, « La Télévision en couleurs » : prise de vue, procédé SECAM, récepteur, par des ingénieurs de la COMPAGNIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION et de la CSF, ainsi qu'une conférence donnée avec le concours de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRICIENS, en février : « Le développement actuel des recherches en automatique », par M. VIDAL, de la Faculté des Sciences de Lille.

Ces diverses conférences ont groupé des auditoires de 2 à 300 personnes. La presse régionale en a diffusé les comptes rendus et fait ressortir l'intérêt suscité auprès des cadres et techniciens.

Le groupe Nord de la SFER a continué à entretenir et à développer ses relations amicales avec les diverses associations scientifiques et les groupements régionaux d'ingénieurs.

Le groupe Nord de la SFER fait partie à égalité de « l'Union Régionale des Groupements d'Ingénieurs du Nord et du Pas-de-Calais » (CNIF) ; à ce titre, son Président a été désigné comme Vice-Président de cet important groupement régional. Il participe ainsi aux différentes réunions de bureau et dirige notamment la commission de la « Formation continue ».

Par son Président ou des membres désignés du bureau, le groupe du Nord de la SFER a été représenté dans de très nombreuses réunions officielles régionales, ainsi qu'à l'occasion de manifestations dans le cadre de la Foire Internationale de Lille, telles que la « Journée de l'Ingénieur », la « Journée de la Radio et de la Télévision », etc.

La presse régionale et l'ORTF ont continué à apporter leur concours bénévole au groupe du Nord, aussi bien pour la diffusion de ses communiqués que pour la relation de ses activités. La revue hebdomadaire *Nord Industriel*, par sa rubrique « Carrefour des Ingénieurs » met régulièrement ses colonnes à la disposition de la SFER.

Groupe de Toulouse

Le jeune groupe de Toulouse regarde vers l'avenir et parle de son projet de Journées d'études sur le sujet « Électronique et Médecine » qu'il pense pouvoir réaliser vers mi-avril 1969.

— Sur le plan de la recherche, on a assisté à la création de groupes de travail réunissant électroniciens et médecins. Ces groupes se sont constitués le plus souvent de façon spontanée puisqu'il n'existe pratiquement pas, en particulier à l'Université, de place officielle pour cette discipline nouvelle. En juillet 1967 a eu lieu à Tours le 1^{er} Congrès Français d'Électronique Médicale, le 2^e se tiendra en 1969 à Nancy.

— Sur le plan de l'équipement médical et hospitalier, des ensembles de « monitoring » se sont rapidement répandus mais les instruments de mesure, d'observation, de thérapeutique à caractère électronique, s'ils se répandent de façon moins spectaculaire, n'en sont pas moins en pleine évolution et correspondent à des besoins bien affirmés de l'équipement médical moderne.

Toutefois, on rencontre encore à l'heure actuelle de grandes difficultés pour rapprocher ces disciplines ; par ailleurs, les hommes qui les pratiquent sont d'origine et de formation fondamentalement différentes. Cet aspect n'a pas

échappé à la SFER qui depuis de nombreuses années déjà s'est associée à tous les efforts ayant pour but le rapprochement, la formation et la coopération efficace de tous ceux qui s'intéressent à ces problèmes.

Le groupe régional Toulouse Midi-Pyrénées se propose de tenter, à l'échelon local, une expérience qui aurait le caractère suivant :

— initiation, prise de conscience des problèmes, expérience pédagogique, expérience humaine.

Pour cela, durant une semaine, des conférences et des débats seraient organisés à raison de 2 h par jour, l'organisation de ces journées serait confiée, sous l'égide de la SFER, au Groupe de Recherche dirigé par M. JOSSEMAN au sein du Département d'Électronique de l'ENSEIHT. En effet, depuis plusieurs années déjà, ce groupe de recherche poursuit des travaux portant sur le Génie biologique et médical et collabore de façon très étroite avec des laboratoires biologiques et médicaux, ainsi qu'avec des industriels, tant sur le plan régional que national.

D'une manière générale, compte tenu du but à atteindre, le niveau technique et technologique des conférences sera volontairement limité, par contre, un effort tout particulier est envisagé en ce qui concerne la compréhension des principes, l'adoption d'un vocabulaire et la philosophie de la discipline.

Parmi les thèmes envisagés par les organisateurs, citons :

a) La métrologie des grandeurs biologiques :

- définitions,
- aspect informationnel — bruit,
- les systèmes de mesure et leurs organes constitutifs.

b) Les grandes fonctions de l'électronique :

- l'amplification, ses caractéristiques, ses possibilités et ses limites,
- les principes généraux de traitement du signal.

c) Les grandeurs biophysiques accessibles à la mesure :

- l'acquisition, le traitement et la signification des signaux biologiques,
- la stimulation électrique.

d) L'industrie de l'« Électronique Médicale » :

- étude, conception, réalisation et exploitation des équipements,
- les problèmes techniques et commerciaux.

e) Le médecin et le malade devant l'Électronique :

- psychologie et philosophie de l'utilisation des équipements,
- perspectives.

Pour tous ces thèmes, une large part sera faite aux discussions et échanges de vues.

Indépendamment des membres de la SFER, ces journées d'étude pourraient s'adresser : aux médecins à tous les niveaux ; à l'activité médicale (hospitaliers et chercheurs, en particulier) ; aux biologistes et physiologistes non encore familiarisés avec l'électronique ; aux ingénieurs et élèves ingénieurs désireux de se tourner vers ce genre d'activité ; aux industriels et techniciens dont le domaine d'activité s'étend à ces disciplines.

Pour animer ces Journées, il sera fait appel à diverses personnalités :

- pour a) et b) à des membres du Groupe de recherche du Département d'Électronique de l'Université ;
- pour c) à des biophysiciens de l'Université ;
- pour d) à des Ingénieurs de grandes Sociétés Nationales se consacrant à l'électronique médicale ;
- pour e) à des médecins.

Contrats d'Etudes de la DGRST

Contrat DGRST
n° 67.00.846



Principal collaborateur :
P. GLOTIN

Organisme contractant :
CEA

Laboratoire exécutant
la recherche :

LETI - CEN-G

CEDEX N° 85

38-Grenoble-Gare

Tél. (15) 76.87.59.11.

MICROÉLECTRONIQUE

IMPLANTATION D'IONS

OBJECTIF GÉNÉRAL

Etudier et mettre au point les moyens expérimentaux nécessaires pour réaliser des jonctions et des dispositifs à l'aide d'un faisceau d'impuretés chimiques ionisées et accélérées bombardant une cible en matériau semiconducteur. Etudier et optimiser les caractéristiques électriques de ces dispositifs.

PROGRAMME DE RECHERCHE

- étude et montage d'un accélérateur permettant la création d'ions des impuretés désirées, mise au point de la source, réglage de l'énergie entre 30 et 180 keV ;
- étude d'un système de masquage délimitant les zones à doper ;
- étude de diodes N/P et P/N implantées dans le Si et optimisation des caractéristiques par contrôle des recuits et des nettoyages ;
- étude d'autres dispositifs électroniques.

PRINCIPAUX RÉSULTATS - CONCLUSIONS

L'étude de l'accélérateur est terminée, y compris certains éléments spécifiques de l'implan-

tation : source d'ions « Nielsen » à fort débit, premier étage de 30 keV, déflexion magnétique, balayage bidimensionnel par doubles plaques, tube à champ constant spécial. Plusieurs systèmes de masquage ont été étudiés : dioxyde de silicium, masques métalliques, ils ont conduit à la mise au point d'une chambre de cible avec alignement des axes du cristal avec le faisceau, superposition in situ de masques et chauffage infrarouge. Les caractéristiques de diodes implantées dans Si ont été explorées en fonction du recuit et du nettoyage : tensions de claquage proches de la valeur théorique, courants de fuite de $2 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ sous 30 V. Les températures de recuit restent assez basses : 400 °C en inverse, 600 °C en direct. Un modèle physique rendant compte de la variation de V_B en fonction du recuit a été élaboré (anisotropie du profil de concentration). Plusieurs essais préliminaires de fabrication de transistor bipolaire et MOS, détecteur infrarouge, ont eu lieu. Les composants implantés ont des caractéristiques au moins comparables à celles des composants diffusés et nécessitent une température très inférieure.

Contrat DGRST
n° 67.01.058



Principal collaborateur :
M. CROSET

Compagnie Générale
de TSF.

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Centre de Recherches Physico-Chimiques de la CSF
12, rue de la République

92-Puteaux

Tél. 506.28.86.

MICROÉLECTRONIQUE

PROCESSUS D'OXYDATION DU SILICIUM PERMETTANT D'ÉLIMINER LES CHARGES MOBILES

OBJECTIF DES ÉTUDES ET TRAVAUX

Il s'agissait de mettre en place un procédé d'oxydation thermique de silicium permettant l'obtention de couches d'oxydes exemptes de charges ioniques mobiles. Cet objectif, une fois atteint, devait permettre l'étude et la minimisation des charges fixes de l'interface Si-SiO₂.

PROGRAMME DE RECHERCHE

1) Elimination des charges mobiles

Chacune des étapes du processus technique devait être analysée et spécifiée en teneur maximale d'impuretés ioniques.

2) Minimalisation de la densité d'états de surface

Il s'agissait de vérifier les résultats annoncés par B.E. DEAL et COLL. (Jal Electrochem, Soc., mars 1967), sur l'influence de la température, de l'atmosphère d'oxydation et le rôle de post-traitements, de recuit des oxydes.

3) Mesures physiques

Les moyens physiques de mesure nécessaires, étudiés par ailleurs, devaient être utilisés à la détermination des densités de charges mobiles et fixes et à l'étude de la stabilité sous l'effet de contraintes variées des oxydes obtenus.

PRINCIPAUX RÉSULTATS - CONCLUSIONS

Une technologie d'oxydation du silicium évitant la présence de charges mobiles a été définie et mise en œuvre. Les principaux résultats peuvent se résumer ainsi :

- charges mobiles $Q_p < 5.10^{10} \text{ cm}^{-2}$,
- charges fixes $Q_{ss} \leq 5.10^{10} \text{ cm}^2$ sur Si < 100 > ,

— Stabilité : dérive (mesurée sur la courbe C-V) inférieure ou égale à 0,2 V pour un oxyde de 1 500 Å ayant subi un champ électrique de 5.10^6 V.cm^{-1} à 200 °C pendant 15 mn.

Résumés des résultats obtenus

Contrat DGRST
n° 67.00.855

HYPERFRÉQUENCES



Principaux collaborateurs :

J. ESPAGNOL
D. DELAGEBEAUDEUF

Compagnie Générale
de TSF.

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Laboratoires de Recherche de la CSF
(Corbeville)
B.P. 10, 91-Orsay
Tél. 928.47.20.

BRUIT DES DIODES A AVALANCHE ; EN VARIANTE, DIODES A INJECTION PAR EFFET TUNNEL

OBJECTIF GÉNÉRAL DE L'ÉTUDE

L'étude avait pour but de dégager les différents paramètres qu'il est indispensable de considérer dans la réalisation de diodes à « faible bruit ».

PROGRAMME DE RECHERCHE

L'étude était à la fois théorique et expérimentale et comprenait :

1° Une étude théorique des caractéristiques de bruit des diodes à avalanche en petit signal. Une estimation des possibilités d'amélioration des caractéristiques de bruit par substitution de l'injection par effet tunnel à l'injection par avalanche.

2° La mesure du bruit dans différentes utilisations : bruit en basse fréquence en circuit ouvert, bruit à fréquence élevée en résistance po-

sitive ou négative, bruit de modulation de fréquence en régime d'oscillation.

PRINCIPAUX RÉSULTATS - CONCLUSIONS

Moyennant l'ajustement de certains paramètres (temps de transit), la théorie en petit signal est bien vérifiée pour les phénomènes à faible niveau, tels que bruit basse fréquence et bruit haute fréquence en résistances positives et négatives. Aux faibles courants, apparaissent des bruits en excès explicables par la présence de microplasmas. La mesure du bruit de modulation de fréquence en régime d'oscillation met en évidence des phénomènes non linéaires dont la théorie petit signal ne peut rendre compte. En particulier, le bruit à la fréquence fondamentale est fonction des impédances de circuit à la fréquence zéro et à l'harmonique deux.

Contrat DGRST
P 67.00.865

MICROÉLECTRONIQUE

EMPLOI D'UN MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE A BALAYAGE POUR TEST NON DESTRUCTIF D'ÉLÉMENTS ÉLABORÉS SUR PLAQUETTE DE SEMICONDUCTEUR

OBJECTIF DES ÉTUDES ET TRAVAUX

On désire mettre au point une méthode de test sans contact des plaquettes de circuits intégrés bipolaires, par formation et examen d'images électroniques, afin de repérer les éléments probablement défectueux en vue de leur élimination ultérieure.

PROGRAMME DE RECHERCHE

Nous avons procédé à l'examen au microscope électronique, dans diverses conditions d'observation, de structures semiconductrices de plus en plus compliquées, et à la comparaison des images obtenues avec les résultats des tests physiques et électriques classiques. Nous avons examiné plus spécialement des circuits présentant des défauts électriques et cherché à en identifier les causes. Nous avons également étudié les effets de l'irradiation due au microscope, et les moyens d'y remédier.

PRINCIPAUX RÉSULTATS - CONCLUSIONS

Deux méthodes d'observation au microscope électronique à balayage apportent des informa-

tions plus intéressantes que celles fournies par un bon microscope optique. Ce sont :

— la visualisation d'un courant d'électrons secondaires triés en énergie, qui donne un contraste lié au potentiel à la surface du circuit. On obtient ainsi une image du fonctionnement statique du circuit, montrant les gros défauts tels que manque de continuité électrique ou courts-circuits ;

— la visualisation du courant photo-voltaïque engendré dans les jonctions du circuit examiné, qui permet de détecter des zones d'inversion et des zones de forte recombinaison correspondant à des courants de fuite.

Ces méthodes nécessitent la prise de deux ou trois contacts électriques sur les circuits examinés. Leur résolution est meilleure que 1μ dans la plupart des cas. Leur application est délicate pour des circuits intégrés complexes, dont de nombreuses zones restent obscures. Les dommages consécutifs à l'irradiation guérissent après recuit de deux heures à 300°C .



Principal collaborateur :

M. J. JOURNEAU
Société Européenne des Semiconducteurs

Laboratoire ayant exécuté la recherche :

Service microélectronique de la SESCO,
1, rue de l'Amiral-
Touché
5-Paris-13°.
Tél. 588.37.00.

DOCUMENTATION TECHNIQUE ET COMMUNIQUÉS

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

SGS-FAIRCHILD COMMERCIALISE LE PREMIER RÉSEAU LSI A TECHNOLOGIE BIPOLAIRE : LA MICROMATRICE

La SGS-FAIRCHILD commercialise la première micromatrice, la 4500. La « Micromatrice » est formée par des produits standards intégrés mais non connectés : ainsi les applications de ce véritable sous-système logique seront déterminées et limitées par l'Ingénieur d'études.

Le réseau 4500 se compose de huit cellules, chacune d'elles contenant quatre portes NON-ET à quatre entrées. Il pourra effectuer toutes les fonctions possibles avec 32 portes NON-ET. Le réseau comprend également 28 contacts pour réaliser les connexions. La surface totale de la pastille est de $2 \times 2,5$ mm avec une région active de 3 mm^2 . Le réseau 4500 est la première micromatrice qui soit arrivée au stade de la production en série.

La cellule fondamentale d'un réseau 4500 comprend une porte DTL NON-ET à quatre entrées. Cette configuration logique offre comme avantages : une faible dissipation de puissance, l'utilisation d'une seule alimentation, une immunité au bruit élevée dans les cas « les plus défavorables » et un fonctionnement correct sur une importante plage de températures. En outre, la logique du réseau est compatible avec la plupart des logiques à extraction de courant, comme la DTL, la LPDTL, la TTL et les fonctions complexes MSI.

Un aspect de la porte 4500 est l'emploi de « connexions spéciales » effectuées au cours de la métallisation des cellules, autorisant des connexions impossibles à réaliser avec les portes DTL standards. Une cellule se compose, en fait, de quatre éléments indépendants : un groupe de diodes représentant logiquement une porte ET, une résistance et un transistor « pull up » représentant un amplificateur non inverseur et un transistor à émetteur commun représentant un amplificateur inverseur.

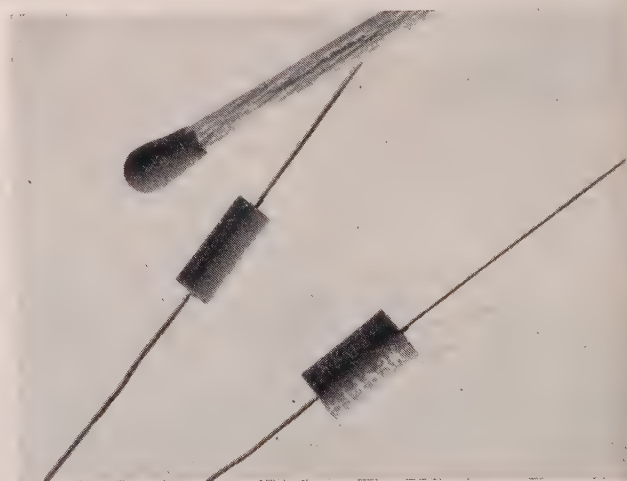
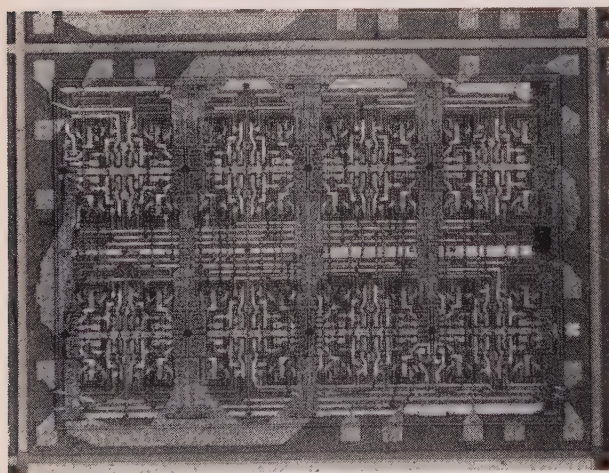
Ces éléments peuvent être interconnectés au moyen des « connexions spéciales ». Une fois ces connexions établies, on peut réaliser un expanseur d'entrées, une porte ET-OU et une porte à fonction « OU connectée » en sortie.

Le brochage de la micromatrice 4500 variera suivant les fonctions demandées. Les boîtiers standards de la SGS-FAIRCHILD comprennent actuellement les types DIP et plat à 14, 16, 24 et 36 broches.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 400.

EXTENSION DE LA GAMME DES CONDENSATEURS VERCOR

Sovcor annonce que le condensateur Vercor dont la gamme de capacités s'étendait jusqu'ici de 1 000 à 100 000 pF, descend maintenant jusqu'à 230 pF dans les modèles CYK 01 (6,5 mm de longueur sur 2,5 mm de diamètre). Ainsi, la gamme 230 pF - 10 000 pF est disponible dans la meilleure



classe de la spécification CCTU 02-04: la classe 6; la dérive de la capacité est comprise entre +2 % et -10 % lorsque la température varie de -55 °C à +125 °C, que le condensateur soit sous tension ou non.

Le modèle CYK 02, plus volumineux (6,5 mm de longueur sur 3,6 mm de diamètre), va jusqu'à la capacité de 1000 000 pF.

Ces condensateurs sont disponibles actuellement chez SOVCOR.

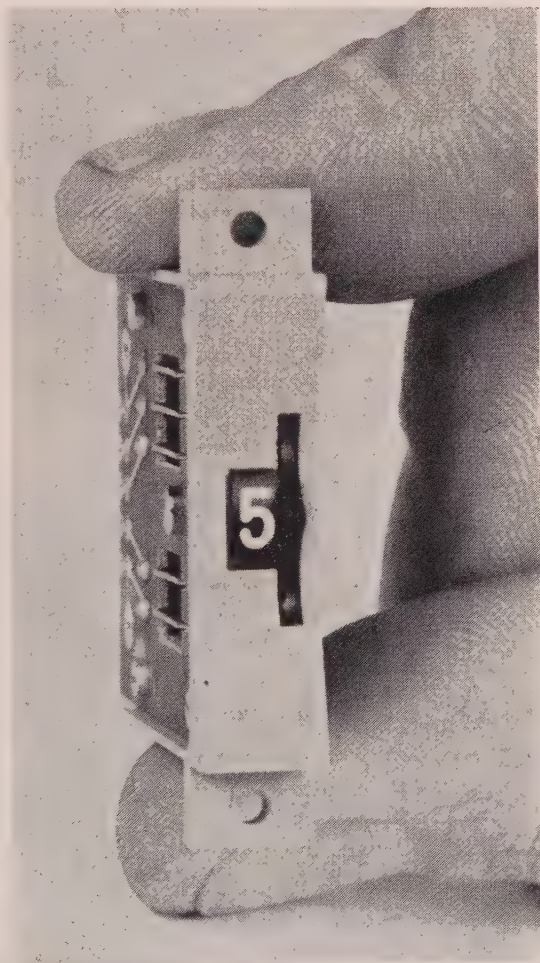
Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 401.

NOUVEAU COMMUTATEUR ROTATIF A SORTIES CODÉES

La miniaturisation de plus en plus poussée de l'appareillage électronique, entre autre dans les dimensions frontales, a conduit les Ateliers de Mécanique de Précision F.M. à créer le Minidigit, commutateur rotatif à sorties codées de très faible encombrement.

Une face avant, en retrait, de forme concave permet une action aisée du tambour indicateur, malgré le faible encombrement frontal : 7,5 × 29 mm.

Minidigit existe en fonctions standard 10 positions : à sorties codées binaires et à sorties codées décimales.



En code binaire BCD 1.2.4.8, 1.2.4.8 complémenté à 9, 1.2.4.2, 1.2.4.4.

En code décimal, deux versions existent :
non court-circuitant et
avec court-circuitant de passage.

En fonctions particulières, on a actuellement le Minidigit affichage + et -, ainsi que le Minidigit avec blocage, par exemple en dessous de 0 et au-dessus de 3.

Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 402.

NOUVEAU FILTRE PASSE-BANDE TEXSCAN

TEXSCAN Microwave Products Corp., représentée en France par ANTARES, vient d'introduire sur le marché une série de filtres passe-bande accordables dans la gamme de fréquence de 50 à 4 000 MHz, tous les modèles couvrant plus d'une octave.

Ces filtres sont disponibles avec des réponses de trois ou cinq sections. La perte d'insertion est de 0,2 à 1,5 dB et le TOS moins de 1,5 : 1.

Ces filtres accordables se trouvent à l'intérieur d'une boîte en aluminium, et un vernier, gravé et calibré en fréquences, indique la fréquence centrale de chaque filtre avec une reproductibilité supérieure à $\pm 1/2$ %.

Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 414.

MÉMOIRE COMPLÈTE FI 2 DE RTC LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC

Certains besoins sont apparus en matière de mémoire dans des domaines où il suffit de conserver un nombre limité d'informations pendant un laps de temps limité : périphériques des calculateurs, machines de bureau, automatisation dans l'industrie.

Présentée au dernier Salon des Composants, fabriquée actuellement en quantités importantes, la mémoire complète FI 2 offre de nombreux avantages :

- elle est simple à mettre en œuvre,
- son volume est faible (120 × 200 × 75 mm),
- elle est facile à alimenter (une seule source de +12 V ± 5 % sous 3 A), elle conserve les informations en cas de coupure de la source d'alimentation,
- réalisée en partie avec des circuits intégrés en logique DTL, elle est compatible avec des périphériques comportant également des circuits intégrés,
- elle présente une forte immunité aux bruits.

D'une capacité de 1 024 mots de 8 signes binaires, d'un temps de cycle de 4 μ s et d'un temps d'accès de 600 ns, la mémoire FI 2 fonctionne en cycle lecture — nouvelle écriture ou effacement — nouvelle écriture. Les cycles dont la séquence doit toujours être lecture puis écriture sont commandés par une impulsion de lecture et, dans le cas des cycles divisés, par une impulsion d'écriture introduite dans la mémoire par des canaux distincts. Les températures de fonctionnement sont comprises entre 0 et +55 °C, celles de stockage entre -40 et +75 °C.

Les signaux entrant dans la mémoire s'échelonnent pour le niveau logique « 1 » de +3 à +6 V avec un courant maximal de 25 μ A, et pour le niveau logique « 0 » de 0 à +0,5 V avec un courant maximal de 2 mA.

Ceux sortant de la mémoire sont pour le niveau logique « 1 » de +4 V à ± 10 % sur impédance inférieure à 1 200 Ω et s'échelonnent pour le niveau logique « 0 » de 0 à +0,4 V avec un courant maximal vers la mémoire de 10 mA.

Renseignements : O.E. Service, cercele le n° 403.

APPAREILLAGE DESTINÉ A LA SÉLECTION EN TEMPÉRATURES DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Le Matériel Physico-Chimique présente un nouvel appareil qui permet la sélection en température des composants électroniques ; il se compose d'un disque à la périphérie duquel l'opérateur place les composants à tester.

Par rotation du disque, les composants en essai passent successivement dans une zone réglable entre l'ambiante et -60°C et dans une autre zone réglable entre l'ambiante et $+125^{\circ}\text{C}$.

A la fin de chaque zone, une tête de mesure généralement réalisée par l'utilisateur descend sur le composant situé en face d'elle et permet d'actionner un dispositif électronique mesurant la qualité de la pièce. Ce dispositif commande une mémoire solidaire du disque, laquelle permet, en fin de cycle, la sélection des composants et leur distribution automatique dans trois cases.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 404.

DÉVELOPPEMENT DE L'ANALYSEUR DE CIRCUITS INTÉGRÉS TX 935 A MÉTRIX

Depuis sa première présentation au Salon des Composants Electroniques 1968, l'analyseur de circuits intégrés logiques TX 935 A a été exposé par la Compagnie Générale de Métrologie dans toutes les expositions françaises et étrangères intéressant le domaine de l'électronique; nous l'avons décrit dans *L'Onde Electrique* d'avril 1968, p. 413.

Poursuivant son effort dans le développement de cet instrument, la Compagnie Générale de Métrologie vient d'en sortir deux compléments :

- Le dispositif d'analyse de courants d'entrée HA 935,
- La matrice pour programmation manuelle HA 936,

étendant ainsi considérablement le champ des mesures et les possibilités de l'analyseur.

- Le dispositif d'analyse de courants d'entrée permet la mesure des courants directs et inverses, ainsi que des courants de Vcc de tous les circuits intégrés pouvant être testés par le TX 935 A.

Un contacteur à touches sélectionne une des entrées, pour en mesurer les courants, alors que les autres entrées sont soumises à l'une des quatre polarisations prévues et indiquées, ou sont commutées au TX 935 A.

Enfin, l'indicateur de mesure possède trois sensibilités pré-sélectionnées, dont l'affichage donne la gamme des courants mesurés.

- La matrice pour programmation manuelle permet la mise en place du circuit étalon, l'interconnexion des circuits et des charges, pour tous les circuits logiques testés par le TX 935 A.

Cet ensemble peut donc, pour des travaux de laboratoire, de recherche ou d'analyse, remplacer toutes les programmations précâblées en tiroirs, ces derniers étant utilisés pour le contrôle d'entrée et les mesures répétitives.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 405.

NOUVEAUX LUMINOPHORES POUR LES TUBES-IMAGES COULEUR DE RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC

RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC vient de mettre au point de nouveaux luminophores vert, rouge et bleu à haut rendement augmentant la qualité de ses tubes-images couleur.

La principale amélioration obtenue est l'augmentation de la brillance de l'écran, elle est d'autant plus intéressante que l'on a reproché aux téléviseurs couleurs de ne pas posséder en ce domaine les qualités des téléviseurs noir et blanc. Etant donné que la contribution du vert dans la brillance du blanc est de 70 %, la RTC s'est attachée à accroître au maximum le rendement de ce luminophore et elle y est parvenue grâce à un traitement spécial des poudres qui le composent et à un léger glissement de son point de couleur propre vers le jaune. Le rendement des autres luminophores a également été accru : pour le bleu, par suppression du mélange d'atténuateur aux poudres ;

pour le rouge, par l'emploi d'un oxysulfure de rendement supérieur à celui du vanadate précédemment utilisé. On constate une augmentation de brillance de plus de 30 % pour les « blancs C » ainsi qu'une tenue de contraste encore meilleure aussi bien en noir et blanc qu'en couleur.

L'emploi de ces nouveaux luminophores entraîne d'ailleurs deux autres améliorations importantes :

- le rapport des courants de faisceau étant maintenant voisin de 1, toujours pour un blanc C, le réglage des points de blanc est très sensiblement simplifié ;

- le léger glissement du point de couleur vert donne un jaune plus saturé, ce qui fait que la couleur de la peau des personnages est plus « vraie » et que les images en couleurs sont plus « chaudes ».

Ces nouveaux luminophores sont dès à présent utilisés dans la fabrication des tubes-images couleur à l'usine de Dreux de la RTC, tubes qui, rappelons-le, bénéficiaient déjà depuis la fin du premier semestre 68 d'un masque aux perforations adaptées aux normes européennes de balayage de lignes diminuant les risques d'apparition de « moiré », et d'un système auto-correcteur qui, en compensant la dilatation du masque, assure la pureté constante des couleurs.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 406.

NOUVEAU TUBE CATHODIQUE POUR MONITEURS TV

La gamme ITT de tubes télévision noir et blanc s'est élargie par l'introduction du type M 17 c.r.t., conçu pour des applications industrielles et professionnelles. La diagonale d'écran du nouveau tube est de 17 cm et l'angle de déviation, de 75° . L'écran aluminé a une surface plane utilisable de 125×95 cm. Sa longueur totale est de 205 mm. La focalisation est électrostatique.

L'utilisation du nouveau tube ITT est toute indiquée dans les équipements à piles et transistors, à cause du peu de puissance de filament nécessaire (72 mA sous 11 V).

Pour faire fonctionner le canon d'électrons — tétrode à une seule lentille — il faut, en opération par commande cathodique, une tension de coupure de 32 à 50 V avec une tension de grille-écran de 250 V et une tension d'anode de 11 kV.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 407.



LE RADIOTHERMOMÈTRE INFRAROUGE

Le radiothermomètre infrarouge KT 12 est un instrument pour la mesure de températures sans contact, par rayonnement infrarouge émis par les corps.

Les intensités de rayonnement de corps à température ambiante normale atteignent leur maximum pour une longueur d'onde d'environ 10 μ . Le récepteur de rayonnement utilisé a une sensibilité s'étendant sur tout le domaine de longueurs d'onde de 0,6 à 40 μ . Par opposition aux pyromètres conventionnels, ce nouvel instrument permet de mesurer de basses températures avec une grande précision.

Applications typiques : mesures de température pendant la fabrication et le travail de matières synthétiques, caoutchouc, papier, textiles, métaux, céramiques et, d'une manière générale, de tous les objets difficilement accessibles, mobiles ou éloignés.

L'instrument de mesure indiquant la température comporte cinq échelles dont quatre sont étalonnées en degrés Celsius. La précision optimale des mesures est de $\pm 1^\circ\text{C}$. La précision de lecture est assurée par des échelles à graduation appropriée. Indépendamment des quatre échelles étalonnées, on peut attribuer à la cinquième échelle un domaine de températures quelconque entre 0 et 1000 $^\circ\text{C}$. A l'aide de deux potentiomètres et, pour des températures de plus de 310 $^\circ\text{C}$, en faisant usage de filtres atténuateurs, on peut régler les valeurs de début et de fin d'échelle.

La sonde de mesure, très maniable et de petites dimensions, facilite l'adaptation à des installations existantes et l'exécution des mesures aux endroits difficilement accessibles. La grandeur du champ de mesure dépend de la distance entre la sonde de mesure et l'objet.

Le radiothermomètre infrarouge est une production de la firme allemande HEIMANN de Wiesbaden ; il est distribué en France par le Matériel Physico-Chimique.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 408.

ÉMETTEUR PILOTE TELEFUNKEN A RÉGLAGE ÉLECTRONIQUE PAR DÉCADES

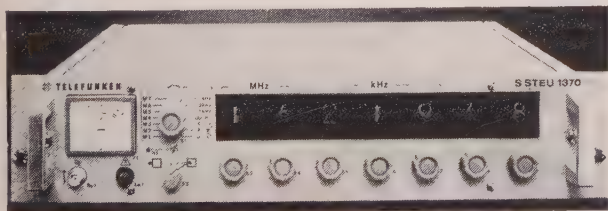
TELEFUNKEN présente l'émetteur pilote modèle S STEU 1370, appareil entièrement transistorisé, réglable par décades et possédant une stabilité de fréquence élevée.

Cet émetteur pilote, équipement de pointe dans la matière, accroît d'une manière considérable l'exploitation des stations émetteurs à ondes ultra-courtes.

Ses domaines d'application : ORTF, Postes périphériques, Postes, Police/CRS/Gendarmerie, Milieux professionnels et Amateurs de postes émetteurs.

L'appareil, de petites dimensions, est facilement maniable. Il apporte à l'utilisateur un affaiblissement considérable des ondes secondaires, et permet la commande à distance qui s'opère électroniquement.

La fréquence de sortie est réglable par décades dans le domaine de fréquences 14 kHz à 31,99999 MHz, par étage de 10 MHz à 10 Hz. La fréquence de sortie est dérivée de la fréquence d'un oscillateur à quartz réglé sur 2 MHz. Dans des conditions de service normales, la stabilité en fréquence est meilleure que 1×10^{-8} par jour. De plus, la synchronisation de l'oscillateur à quartz incorporé est possible grâce à une fréquence étalonnée extérieure ; sa stabilité en fréquence correspond alors à celle de l'étalon.



Le réglage de la fréquence de sortie se fait soit manuellement à l'aide des sept commutateurs de décade, soit par commande électronique à distance par décades à 10 Hz.

Les commutations nécessaires pour la commande à distance se font électroniquement par diodes ou transistors. L'indication de la fréquence réglée se fait par tubes indicateurs à chiffres, aussi bien en commande manuelle qu'en commande à distance. Sans appareils accessoires, l'émetteur pilote fournit une oscillation de sortie non modulée.

Avec un appareil complémentaire de modulation, l'oscillation de sortie est modulée de la même manière que l'oscillation de l'appareil de modulation. Pour la maintenance de l'émetteur et pour les mesures, l'émetteur pilote est équipé d'un système de conversion dans lequel la fréquence d'émission est ramenée à une fréquence intermédiaire de 200 kHz.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 409.

TABLE TRAÇANTE A DEUX PLUMES ET A TRÈS GRANDE VITESSE

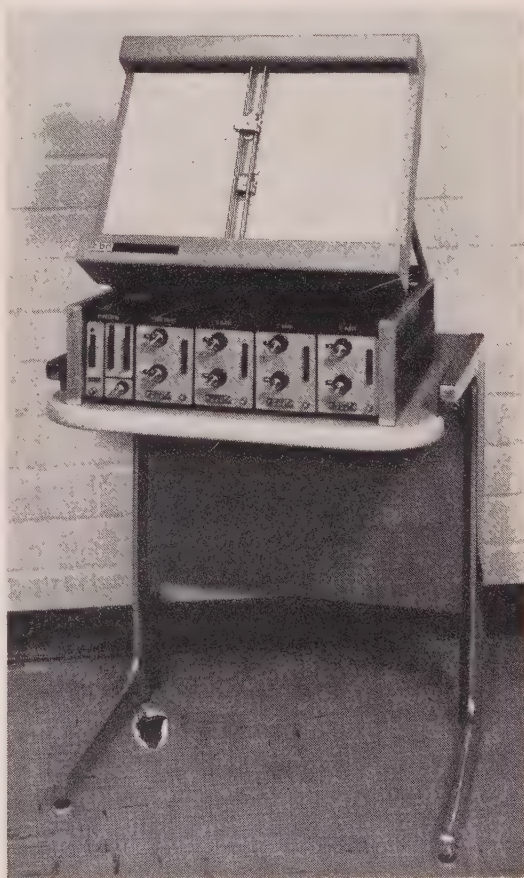
La Société BOLT BERANEK and NEWMAN (représentée en Europe par SEUROLEC), annonce une nouvelle table traçante Plotamatic modèle 901-2P.

Il s'agit d'un appareil absolument unique ayant, paraît-il, la vitesse la plus élevée, la meilleure réponse en fréquence, la meilleure réjection du mode commun de n'importe quel enregistreur X - Y existant sur le marché.

C'est un équipement à tiroirs enfichables, muni d'une base de temps numérique avec une précision de 1 % et avec des vitesses de balayage de 0,2 pouce/s.

Le Plotamatic 901-2P permet l'enregistrement de deux signaux électriques en fonction d'un troisième signal ou en fonction du temps.

Cet appareil a une vitesse double de celle de n'importe quel autre enregistreur actuel.



Une base de temps numérique entièrement à circuits intégrés permet une magnitude encore jamais atteinte. Pratiquement n'importe quelle base de temps extérieure peut être fournie avec une précision dépassant cinq fois la précision de la plupart des enregistreurs existants.

Cet appareil est spécialement adapté à des conditions de travail très difficiles où une grande vitesse, une grande versatilité, une extrême précision et fiabilité sont exigées. Comme applications typiques on peut citer : l'enregistrement à la sortie d'ordinateurs analogiques à grande vitesse, l'emploi dans les Laboratoires de Calibration d'Étalons où une grande précision est exigée, etc.

Pour tous renseignements complémentaires et, en particulier la spécification détaillée, écrire à O.E. Service, sous le n° 410.

LE BLINDAGE DES CABLES

Lors de l'installation de matériels électroniques, et en particulier de calculateurs, on est fréquemment gêné par les parasites provenant de câbles électriques. La gaine à fermeture à glissière Zippertubing, type SHN3 et SHX, permet de blinder les câbles existants sans avoir à les débrancher.



Cette gaine est livrée sous forme d'un ruban dont les deux bords constituent les parties mâles et femelles d'une fermeture à glissière et qu'on referme sur le câble à l'aide d'un curseur. La gaine type SHN3 est constituée d'un ruban en toile de nylon imprégnée vinyle doublée d'une mince feuille d'aluminium, une tresse métallique courant le long de cette feuille permet de sortir la masse.

Les gaines Zippertubing peuvent être réouvertes et refermées pour modification du câblage ; elles permettent de pratiquer des dérivations.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 411.

COURS DE PERFECTIONNEMENT

COURS D'ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE À L'INDUSTRIE

Comme les années précédentes, l'Institut Supérieur d'Électronique du NORD (ISEN) organise des cours d'Électronique appliquée à l'Industrie, destinés aux ingénieurs et techniciens engagés dans l'Industrie et connaissant les principes généraux de l'Électricité.

Les principaux éléments du programme de cette année porteront sur les différentes mesures réalisées dans l'industrie par des moyens électroniques, l'automatique et les servomécanismes.

L'horaire de ces cours a été choisi de telle façon qu'ils puissent être fréquentés par des ingénieurs et techniciens résidant dans la région parisienne ou en Belgique :

Ils auront lieu à l'ISEN, toutes les deux semaines, le lundi de 14 h à 18 h 30, du 27 janvier 1969 au début du mois de juin. Ces cours seront suivis, dans la deuxième quinzaine de juin, d'une semaine de travaux pratiques en laboratoires.

Le calendrier des cours et travaux pratiques, le programme détaillé des conférences et les conditions de participation seront communiqués sur simple demande adressée au Secrétariat de l'ISEN, 3, rue François-Baës, 59-Lille. Tél. 57.23.77 et 57.65.88.

ORGANISATION DU COURS « TEMPS RÉEL » DE CENTI-3S

Le cours « Temps réel » s'adresse aux Cadres et Dirigeants d'entreprises désireux d'approfondir leurs connaissances dans les domaines des systèmes :

- systèmes d'acquisition de données ;
- systèmes de télécommunications ;
- systèmes de gestion en temps réel ;
- commande de processus industriels, etc.

Ce cours répond aux vœux exprimés tant par les constructeurs de matériels informatiques que par les utilisateurs et apporte une contribution positive au succès de Plan Calcul.

Rédigé par une équipe réunissant des spécialistes hautement qualifiés dans la conception et l'exploitation des systèmes, il est également le fruit d'une longue expérience acquise, tant au service de l'Industrie que de l'Université, et se veut résolument orienté vers les acquisitions les plus récentes des techniques modernes.

Le cours « Temps réel » est divisé en deux parties :

1. Acquisition et transmission de données.
2. Traitement des informations en temps réel.

La première partie traite des problèmes d'instrumentation, d'automatique et de télécommunications qui se posent dans l'exploitation des systèmes en temps réel. Elle fera l'objet de dix journées d'études, à raison de deux journées par semaine, les lundis et mardis :

— 3 et 4 mars 1969 ; 10 et 11 mars 1969 ; 17 et 18 mars 1969 ; 24 et 25 mars 1969 ; 31 mars et 1^{er} avril 1969.

Ces journées seront présentées et animées par H. Soubières-Camy, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité et Directeur du CENTI-3S.

La seconde partie est davantage axée sur les problèmes de l'informatique en temps réel et suppose acquises les notions de base sur la constitution et le fonctionnement des ordinateurs, ainsi que sur les techniques générales de programmation.

Un certificat attestant de l'assiduité à la session sera délivré aux participants à l'issue de cette dernière.

Pour plus de détails et inscriptions, s'adresser au Centre de Traitement de l'Information — Scientifique, Systèmes Software — CENTI-3S, 6, rue de l'Abbé-Groult, Paris-15^e.

CONFÉRENCES SUR LES TRAITEMENTS DE SURFACE DES MÉTAUX

Clichy, 5-6 mars 1969

La Société Continentale PARKER organise les 5 et 6 mars 1969, de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 17 h, dans son Centre d'Essai et de Documentation, 19, rue Klock, 92-Clichy, un cycle de conférences sur le thème : La protection contre la corrosion et la finition industrielle par les traitements de surface des métaux.

Ces journées d'information générale reprendront le cycle de conférences proposées en 1968 au Salon de la Chimie et réalisées en faveur des techniciens de toutes les industries qui sont intéressées par les traitements de surface. Les communications seront reprises deux fois, afin de permettre à toutes les personnes intéressées d'y assister.

Traitements chimiques (matinées)

— Préparation des surfaces métalliques avant peinture : Nouveautés et perspectives d'avenir.
La dénaturation de la peinture perdue lors de son application.

Développement récent des techniques de flottation.

— Les revêtements plastiques : techniques d'application et poudres utilisées.

— Les revêtements chimiques avant déformation à froid et l'amélioration des surfaces frottantes par phosphatation.

Traitements électrolytiques (après-midi)

— La métallisation électrolytique des matières plastiques.

— Les revêtements de nickel-chrome.

— Le zingage électrolytique.

Les personnes intéressées par une participation à ce cycle de conférences sont priées de se mettre au plus tôt en relation avec M. Reyre, Société Continentale PARKER, T. 737.57.30.

CONFÉRENCE DU 24 MARS 1969 DES CESMI

Sous la présidence de M. P. Naslin, Président de la Section d'Automatique théorique de l'AFCEET, les cycles d'Etudes Supérieures de Mécanique Industrielle organisent à la salle Chaleil, 11, av. Hoche à Paris-8^e, le lundi 24 mars 1969 à 18 h, une conférence de M. J. Florine de la Faculté des Sciences appliquées de l'Université libre de Bruxelles, suivie de discussions sur le sujet suivant :

Synthèse de circuits logiques séquentiels utilisant des modules complexes.

DEUX COURS SUR LES ORDINATEURS PRÉCÉDERONT L'INTERNATIONAL CONFERENCE ON MAGNETICS A AMSTERDAM

les 14 et 15 avril 1969

L'Onde Electrique de septembre 1968, page 847, annonçait à nos lecteurs que l'International Conference on Magnetism se tiendrait cette année à Amsterdam du 15 au 18 avril 1969.

On nous prie de faire savoir à nos lecteurs qu'en conjonction avec cette conférence auront lieu à Amsterdam deux cours pour les ingénieurs de la communauté européenne.

Ces cours seront faits sous le patronage de l'IEEE, par OYER Professionnal Computer Services, de New York, filiale de Computer Age Industries, Inc. :

— Programmation d'ordinateur pour les ingénieurs électriciens.

— Résolution de problèmes pour les ingénieurs électriciens utilisant des ordinateurs à temps partagé.

Pour toute information complémentaire et inscription à ces cours, écrire à Education Registrar, IEEE, 345, East 47th Street, New York, N.Y. 10 017, USA.

CONFÉRENCES DU CPT

15 et 22 avril 1969

Le Centre de Perfectionnement Technique, 80, route de St-Cloud, 92-Rueil-Malmaison, organise à la Maison de la Chimie, 28, rue Saint-Dominique à Paris, un cycle de

conférences sur les Développements récents des matériaux magnétiques.

Le 15 avril 1969 :

— Introduction aux problèmes de magnétisme, par M. le Professeur PAUTHENET.

— Matériaux magnétiques doux et durs.

Le 22 avril 1969 :

— Ferrites magnétiques douces.

— Ferrites dans les composants électroniques.

— Matériaux magnétiques spéciaux.

SÉMINAIRES DE CHIMIE DE L'ÉTAT SOLIDE

8 mars et 16 avril 1969

Suite à notre information parue dans *L'Onde Electrique* de novembre 1968, p. 1051, ces séminaires sont placés sous l'égide de MM. les Professeurs Michel et Lacombe avec le thème central suivant : « Influence des changements de phase sur les propriétés physiques des corps solides ». L'accès en est entièrement libre.

La seconde demi-journée d'études aura lieu le samedi 8 mars 1969 à 14 h 30 à l'Institut National des Sciences Appliquées à Villeurbanne (Rhône). Le programme en est le suivant :

— Aluminates simples et mixtes de terres rares, nouvelle méthode d'obtention, modifications structurales et luminescence (G. Szabo, R.A. Pâris, C. Linares, M. Blanchard et F. Gaume, Laboratoires de Chimie Minérale et de Spectroscopie et Luminescence, Lyon).

— Influence des changements de phase, au cours du frittage réactif, sur les caractéristiques finales de spinelles magnétiques (M. Paulus, Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide, CNRS, Bellevue-Meudon).

— L'analyse enthalpique sous pression hydrostatique et les changements d'états (R. Reynaud, Laboratoire de Ferroélectricité, INSA, Lyon).

— Changements de phase dans les ferroélectriques TGS et BaTiO₃ (G. Chanussot, Laboratoire des Diélectriques et Ferroélectriques, Dijon).

Les personnes qui seraient intéressées par une visite de l'INSA au cours de la matinée devront se mettre en rapport avec le Professeur Lucien Eyraud (au Laboratoire de Ferroélectricité).

La troisième demi-journée d'études aura lieu le mercredi 16 avril 1969 à 14 h 30 à l'Ecole Nationale Supérieure de Chimie de Paris, 11, rue Pierre-et-Marie-Curie, Paris-5^e, dans l'amphithéâtre A. Le programme est le suivant :

— Etude de certains diagrammes de phase par des mesures magnétiques (G. Urbain, Institut de Recherches de la Sidérurgie, Saint-Germain).

— Application du paramagnétisme à l'étude de solutions solides et composés du nickel (G. Chevrier, J.C. Grenet et P. Lecocq, Laboratoire de Chimie Minérale, Orsay).

— Développement d'une séparation de phases dans certains verres (L. Prod'homme, Laboratoire des verres, CNRS, Paris).

— Communication encore non précisée.

Les recueils des séminaires précédents sont disponibles auprès de leurs éditeurs respectifs :

— Vol. 1. (séminaires de 1966-1967). Liaisons interatomiques et propriétés physiques des composés minéraux. Préface de M. le Professeur Benard. Editions SEDES, 5, place de la Sorbonne, Paris-5^e.

— Vol. 2. (séminaires de 1967-1968). Croissance de composés minéraux monocristallins. Préface de M. le Professeur Michel. Editions Masson, 120, bd St-Germain, Paris-6^e.

CONGRÈS

JOURNÉES D'INFORMATIQUE MÉDICALE

Toulouse, 4 au 6 mars 1969

Dans le cadre des Journées d'Électronique de Toulouse et sous le patronage de l'Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique (IRIA) et de l'Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (INSERM), le Centre d'Informatique de la Faculté des Sciences de Toulouse organise, en liaison avec la Section médicale de l'AFCE, trois « Journées d'Informatique médicale », les 4, 5 et 6 mars 1969, au cours desquelles seront traités les sujets suivants :

1. Le dossier médical.
2. La simulation de maladies et de processus physiologiques.
3. La gestion hospitalière et l'informatique médico-sociale.

Les personnes désireuses de présenter une communication sont priées de bien vouloir en communiquer au plus tôt le titre, suivi d'un résumé, au Centre d'Informatique, Journées d'Informatique Médicale, 118, route de Narbonne, 31-Toulouse 04.

Le Professeur LAUDET nous informe, d'autre part, que les Actes du Symposium d'Informatique Médicale de Toulouse 1968, sont disponibles et seront envoyés aux participants dans les plus courts délais. Les personnes non inscrites l'an dernier, peuvent les commander au prix de 70 F, somme payable au compte courant postal de la Section régionale de l'AFIRO : C.C.P. 278-18 Toulouse.

XI^e FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON

Paris, 6-11 mars 1969

Le Festival international du Son aura lieu, comme les années précédentes au Palais d'Orsay, à Paris, du 6 au 11 mars 1969.

Le festival présentera, en plus d'un panorama mondial du matériel haute-fidélité et stéréophonique, une exposition de Facture Instrumentale.

Des démonstrations en appartement y seront faites.

Douze conférences auront lieu le matin de 9 h 30 à 12 h 30.

Enfin des concerts, des récitals et des spectacles seront donnés chaque jour par l'ORTF et les Radiodiffusions étrangères.

Le Festival du Son sera ouvert tous les jours de 15 à 20 heures et les samedi, dimanche et lundi à partir de 10 heures. Le samedi 8 à partir de 21 heures : Nuit du Festival.

INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON

«COMPUTER PROCESSING IN COMMUNICATIONS»

New York, 8-10 avril 1969

Traitement par ordinateur des problèmes de liaisons, tel sera le sujet du 19^e Symposium international annuel organisé par l'Institut de Recherches en Hyperfréquences du Polytechnic Institut of Brooklyn, du 8 au 10 avril 1969 à l'Hôtel Astoria de New York.

Le rôle de l'ordinateur dans les techniques de transmission et de traitement de données est un problème qui intéressera tous les scientifiques, ingénieurs, mathématiciens et spécialistes aussi bien des télécommunications que du traitement de données. Il donnera lieu à de larges échanges de vues.

On trouvera ci-dessous le programme de ce colloque de trois jours :

- Systèmes adaptatifs ;
- Algorithmiques de formulation pour problèmes de télécommunication ;

- Technique en temps réel ;
- Applications et moyens ;
- Simulation de systèmes de communications à l'aide de l'ordinateur ;
- Estimation statistique ;
- Commutation et programmation par ordinateur ;
- Autres applications.

La gamme des applications comprendra les télémesures spatiales, le traitement des signaux sismiques et biologiques, les communications sous-marines, le traitement de la parole, le traitement des signaux de radars ou sonars et les communications téléphoniques.

Les actes de ce Symposium formeront le 19^e volume de la série du MRI.

Pour tous renseignements s'adresser à Polytechnic Institute of Brooklyn, MRI Symposium Committee, 333, Jay St., Brooklyn, N.Y. 11201. Attn. Jerome Fox, Executive Secretary.

MICROELECTRONICS CONFERENCE

Eastbourne (Sussex), 3 au 5 juin 1969

L'IEE en association avec l'IERE et d'autres sociétés savantes anglaises organisent une conférence sur la microélectronique au Congress Theatre d'Eastbourne du 3 au 5 juin 1969.

Cette conférence sera l'occasion de présenter et de discuter l'état actuel de la fabrication, de la mesure, du montage et des applications des composants de toute sorte réalisés en microélectronique.

Les sujets de cette conférence seront les semiconducteurs et circuits intégrés, les composants pour hyperfréquences et l'optoélectronique et les sous-ensembles intégrés, tels que circuits logiques, leurs méthodes de calcul, d'essais, leur assemblage et leur fiabilité.

Le Comité d'Organisation demande aux auteurs qui ont l'intention de présenter une communication, de bien vouloir envoyer un résumé de 50 mots le plus tôt possible. Le texte définitif devant parvenir avant le 1^{er} mars 1969 au secrétariat de la Conférence IEE Savoy Place, London WC 2, lequel fournira tous renseignements complémentaires.

THOMSON-CSF PARTICIPE

A LA RÉALISATION DU CENTRE DE CONTRÔLE
DU TRAFIC AÉRIEN DE MAASTRICHT

THOMSON-CSF, conjointement avec PLESSEY Radar (Grande-Bretagne), AEG TELEFUNKEN (Allemagne) et EURO-SYSTEM S.A., vient de signer avec l'Agence EUROCONTROL un contrat pour la fourniture et l'installation d'un système automatique de traitement et de présentation des données, destiné au premier centre international de contrôle du trafic aérien d'Eurocontrol à Maastricht (Pays-Bas).

Le centre, doté d'un degré élevé d'automatisation, contrôlera le trafic dans l'espace aérien supérieur au-dessus de la Belgique, de l'Allemagne, de la Hollande et du Luxembourg.

Il constituera le centre de contrôle du trafic aérien le plus élaboré et s'appuiera sur les dernières techniques en matière d'ordinateur et de visualisation.

Dans le cadre de ce contrat, Thomson-CSF fournira l'ensemble de visualisation comprenant environ 140 écrans destinés à fournir aux contrôleurs la synthèse de la situation aérienne. Ces écrans sont analogues à ceux que Thomson-CSF a installés dans les centres de contrôle français et dans de nombreux pays étrangers.

Nous rappelons qu'Eurocontrol, financé par les Gouvernements de sept pays, a pour objet de procurer une organisation commune pour le contrôle du trafic dans l'espace aérien supérieur des pays membres. Ce rôle est devenu essentiel pour la sécurité du transport aérien civil avec la mise en service de flottes d'avions à réaction à grande capacité et d'avions supersoniques.

RADARS D'APPROCHE ET DÉPORTS RADAR POUR L'Australie

Après évaluation comparative de diverses offres internationales, le département australien de l'Aviation Civile a confié à CSF un contrat pour deux stations radar à hautes performances de zone terminale, qui seront installés à Sydney et Melbourne.

Ces radars, qui font appel à des solutions techniques très modernes, telles que l'aérien à double faisceau et l'équipement digital d'élimination des échos fixes, permettront de visualiser la position et les mouvements des avions, même en présence d'importants échos de sol, dans une zone de 50 nautiques de rayon.

Pour que les contrôleurs disposent d'une cadence élevée de renouvellement des informations sur les mouvements d'avions, l'antenne tournera à 15 tr/mn.

Les stations commandées sont du type TA 23, et sont fabriquées par la Compagnie générale de télégraphie Sans Fil et la Compagnie Electronique Thomson-Houston. Présenté au début de 1968, le radar TA 23 a déjà été retenu pour cinq aéroports : Shannon (Irlande), Bogota (Colombie), Sydney et Melbourne (Australie) et Orly (France).

Le récent contrat porte à 9 le nombre de radars CSF qui seront exploités par le Département Australien de l'Aviation Civile.

D'autre part, le Département Australien de l'Aviation Civile a commandé à CSF, des systèmes digitaux de déport des informations radar, à la suite d'une étude comparative de tous les types de déport radar existant dans le monde.

Ces systèmes seront utilisés pour la transmission en bande étroite, par ligne téléphonique, des informations radar en provenance de deux stations déportées, vers les centres de contrôle de Sydney, Melbourne et Brisbane.

Les distances de déport sont de plusieurs centaines de nautiques.

Les équipements sont analogues à ceux que CSF fournit à l'administration française, et à Eurocontrol pour le nouveau centre de contrôle de Maastricht.

AVEC HEOS A, L'INDUSTRIE ÉLECTRONIQUE FRANÇAISE PARTAGE LE SUCCÈS DU CERS-ESRO

Le premier satellite européen destiné à l'exploration de l'espace interplanétaire à une très grande distance de la terre, HEOS A, a été placé sur son orbite définitive le 5 décembre. Des trois satellites lancés par l'Organisation Européenne de Recherches Spatiales, c'est le premier pour lequel un maître d'œuvre a réalisé entièrement le système de télécommunications placé à bord.

Désignée à la suite d'un appel d'offres international, c'est Thomson-CSF qui a assumé cette maîtrise d'œuvre et a conduit, sans l'appui d'aucune firme non européenne, l'étude et la réalisation de ce système destiné à la télécommande des expériences embarquées, à la retransmission des résultats vers le sol et à la mesure précise de la distance terre-satellite. Indépendamment, la structure de HEOS A et le dispositif de stabilisation d'attitude ont été réalisés par la société allemande JUNKERS aidée de firmes française, allemande, anglaise et belge auxquelles s'était jointe, à titre de conseil, une société américaine.

La mission scientifique confiée à HEOS A — l'étude des champs magnétiques, des rayons cosmiques et du vent solaire en dehors de la magnétosphère terrestre — a exigé la mise au point d'un système de télécommunications embarqué d'une ampleur encore jamais atteinte en Europe. Parmi les difficultés qui ont dû être surmontées, on peut signaler en particulier :

— La nécessité d'assurer des communications sûres jusqu'à l'apogée de la trajectoire du satellite qui représente, avec 225 000 km, environ les 2/3 de la distance terre-lune, alors que les satellites scientifiques gravitent ordinairement aux environs de 400 km d'altitude.

— La réalisation d'un ensemble électronique susceptible de résister aux traversées répétées de la ceinture de radiations de Van Allen, que le satellite rencontrera plus de 150 fois au cours d'une vie utile prévue d'un an au minimum.

— Le respect des conditions de « propreté magnétique » imposées pour la réussite des expériences embarquées, ce qui devait se traduire par l'élimination de tout matériau magnétique et la réduction, dans des proportions considérables, des champs résiduels.

Répondant à ces nécessités opérationnelles, les équipements de télécommunications placés à bord comprennent un récepteur et un décodeur de télécommande, un ensemble de télémesure constitué d'un émetteur d'une puissance de 6 W associé à des codeurs sous-traités à la Société Anonyme de Télécommunications (SAT), et d'un système de mesure de distance.

Le récepteur décodeur de télécommande est prévu pour 66 ordres différents, soit le double de la capacité des équipements similaires déjà fournis par Thomson-CSF pour les autres satellites du CERS-ESRO aujourd'hui en orbite. Les signaux de télémesure sont transmis par impulsions codées (PCM), le nombre de voies étant de 130. Enfin, la mesure de distance est obtenue en comparant, dans les stations au sol, la phase de signaux émis vers le satellite à celle de ces mêmes signaux réémis par le satellite. Ce procédé permettra d'atteindre une précision supérieure à 60 km sur l'altitude du satellite lorsqu'il sera à l'apogée de son orbite, soit à 225 000 km de la terre.

Les opérations de localisation, de mesure de distance et de télécommande sont assurées à partir de quatre stations au sol installées par le CERS-ESRO à Redu (Belgique), Fairbanks (Alaska), NY Alesund (Spitzberg) et Port Stanley (Falklands) où Thomson-CSF a installé les émetteurs de télécommande et les équipements de mesure de distance.

EQUIPEMENTS DE TÉLÉPHONIE MULTIPLEX SECRE POUR L'EXPORTATION

La SECRE vient de livrer à la Belgique des équipements de téléphonie par courants porteurs sur lignes à haute tension destinés à assurer une liaison bilatérale de téléphonie entre les deux Centrales de Jupille et de Gouy et une liaison unilatérale de transmission de mesures et signalisations de Jupille vers Gouy.

Cette commande correspond à une extension des liaisons de téléphonie, télémesure et télérégulation déjà établies, il y a deux ans, après appel d'offre international, entre la Centrale Nucléaire Franco-Belge de Chooz (France) et les Centrales de Montceau et Gouy (Belgique).

D'autre part, devant les excellents résultats obtenus dans le fonctionnement des équipements de téléphonie multiplex par courants porteurs à BLU sur la ligne de transport d'énergie entre Kroubs et Batna, livrés il y a deux ans, l'Électricité d'Algérie vient de confier à la SECRE la réalisation de mêmes équipements pour les liaisons entre Kroubs, Tebessa et El-Aouinet.

Ces matériels entièrement transistorisés équipent actuellement la plupart des réseaux français de l'EDF et de nombreux pays européens. Ils répondent aux impératifs d'un fonctionnement interrompu. En plus de la bande de téléphonie, ils transmettent plusieurs canaux d'informations assurant la sécurité des réseaux : téléprotection, télémesure, télérégulation, télécommande, télésignalisation et téléaffichage.

INAUGURATION DU CENTRE INTERURBAIN AUTOMATIQUE DE LILLE

On vient d'inaugurer le nouveau centre interurbain de transit « 4 fils » dit « CT4 » de Lille ; cet important centre a été construit et installé en système de téléphonie automatique « Crossbar » Pentaconta, par la CGCT. Il est destiné à écouler automatiquement les communications régionales, nationales et internationales et permettra un acheminement plus rapide des liaisons entre les réseaux extérieurs et les divers autocommutateurs de Lille et de sa région.

C'est la CGCT qui a mis en service les premiers centraux automatiques interurbains de la ville de Lille, en 1932. Depuis cette date, elle a construit et installé en système « R6 » les centraux urbains et interurbains de Boitelle, Faïdherbe, Liberté, Croisé-Laroche, Roubaix et Tourcoing et plus récemment les centraux, en système « Pentaconta » de Wasquehal et Boitelle II permettant le raccordement de 57 000 abonnés.

Le système Crossbar Pentaconta est construit à Longue-nesse, près de Saint-Omer, dans la nouvelle unité de production de la CGCT mise en service en 1967 ; elle comporte 20 000 m² de surface d'ateliers et son effectif sera porté sous peu à 1 800 personnes.

PREMIÈRE LIAISON TÉLÉPHONIQUE INTERCONTINENTALE ENTIÈREMENT AUTOMATIQUE ENTRE L'EUROPE ET L'AFRIQUE

Depuis mai et juillet derniers, les abonnés marocains de Rabat et de Casablanca pouvaient appeler Paris directement au cadran. Désormais, les abonnés français disposent de la même faculté : non seulement Rabat et Casablanca mais aussi Agadir, El Jadida, Fez, Kenitra, Marrakech, Meknès, Mohammedia, Safi, Tétouan (et ultérieurement Oujda et Tanger) peuvent être appelées directement sans opératrice.

Au Maroc même, le nouveau centre de transit quatre fils permet à toutes les villes énumérées ci-dessus de s'appeler directement entre elles.

Ces réalisations représentent une importante étape de l'ambitieux programme de développement du réseau automatique national mis sur pied par l'Administration des PTT du Royaume du Maroc et dont l'exécution a été confiée à la CGCT (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques).

PREMIÈRE PHOTO ULTRASONIQUE AU CERN

Une équipe de chercheurs du CERN vient d'obtenir une première série de photos prise au moyen d'une chambre à bulles où le liquide, de l'hélium liquéfié, se trouve soumis à des ultrasons.

Dans une chambre à bulles classique, le liquide est maintenu à une pression légèrement supérieure à sa pression d'ébullition. En abaissant très légèrement et pour un temps très court la pression (au moyen d'un piston), on provoque une ébullition qui se manifeste préférentiellement le long des traces des particules. Ces dernières peuvent ainsi être photographiées, le film étant analysé par la suite. Le temps de décompression étant très court, l'ébullition généralisée n'a pas le temps de se produire et le liquide revient à sa pression antérieure prêt à subir une nouvelle décompression.

Dans la nouvelle chambre ultrasonique construite par le Laboratoire de Meyrin du CERN, il n'y a ni piston, ni ensemble mobile complexe. Les alternances rapides de décompression et de pression auxquelles le liquide se trouve soumis du fait des ultrasons, sont donc comparables aux cycles d'une chambre à bulles usuelle ; toutefois leur rythme est tellement rapide que les bulles n'ont pas le temps d'arriver à une taille suffisante en une seule décompression et qu'un certain nombre de cycles est nécessaire pour qu'elles atteignent la dimension nécessaire pour être enregistrées photographiquement. Le temps de production des bulles permet de prendre les photos à une cadence très rapide et de commander les flashes au moyen de compteurs électroniques. Les photos sont au moins aussi bonnes, sinon meilleures, que celles prises dans la chambre à bulles à piston par Glaser, son inventeur.

La chambre à bulles ultrasonique de Brown, Hilke et Rogers, extrêmement simple, est un cryostat horizontal à trois chambres de verre concentriques. Dans celle du centre, deux cristaux piézoélectriques réglables, de 7 cm de diamètre et distants de 5 cm, sont placés face à face dans l'hélium liquide à moins de 4,2 °K. Une onde stationnaire de

fréquence ultrasonique (110 kHz) est établie entre les deux cristaux. Les traces sont devenues visibles alors que la température était de 3,5 °K et que la tension atteignait 700 Veff.

CARNET DES SOCIÉTÉS

ALCATEL ET LA SOUDURE PAR BOMBARDEMENT ÉLECTRONIQUE

La Société SCIAKY exploite, sous licence CEA, la technique de soudure par bombardement électronique découverte et développée initialement au Commissariat à l'Énergie Atomique. Devant l'importance prise par ce procédé, une deuxième société, ALCATEL, vient d'être choisie pour développer ses applications.

Aux termes d'un accord récent, ALCATEL a concédé à la SOUDURE AUTOGENE FRANÇAISE la vente en France et dans certains pays étrangers des matériels de soudage par bombardement électronique construits dans son usine d'An-necy.

Les premières applications industrielles à puissance élevée du bombardement électronique ont intéressé la fusion sous vide, principalement pour les métaux pour lesquels il était nécessaire d'opérer sous une atmosphère évitant toute pollution.

C'est en France que, dès 1952, J.A. STOHR, aujourd'hui chef du Département de Métallurgie du CEA, utilisa un faisceau d'électrons à puissance spécifique élevée pour réaliser les premières soudures. Le Commissariat à l'Énergie Atomique a fait breveter ce procédé au début de l'année 1956.

Cette technique a été utilisée pour les applications nucléaires au Département de Métallurgie (Section des Techniques Avancées et Section des Éléments Combustibles) aux Services des Éléments Combustibles au Plutonium et au Centre de Recherches de Bruyères-le-Châtel, qui tous continuent les recherches et les développements relatifs à ce procédé.

Pour les domaines non nucléaires et la construction d'appareillages, le Commissariat a poursuivi sa politique, en mettant à la disposition de l'industrie ses connaissances dans ce domaine, et en accordant la licence aux industriels susceptibles de lui apporter les développements voulus. Des résultats importants ont été obtenus notamment en chaudronnerie, pour la fabrication d'organes mécaniques, dans les industries automobiles, aéronautiques et spatiales.

ACCORD ENTRE LA SOCIÉTÉ ÉLECTRONIQUE ET NUCLÉAIRE ET LA SOCIÉTÉ TEK-ELEC

Un récent accord a été conclu entre la Société Électronique et Nucléaire et la Société TEK-ELEC pour la construction sous licence, et la commercialisation, des différents appareils du département Métrologie de la Société Électronique et Nucléaire.

Il s'agit essentiellement de microvoltmètres, de microhm-mètres et d'électromètres qui se présentent, soit en version voltmètre de tableau, soit en version numérique.

Cette gamme de matériel complètera l'ensemble du matériel basse fréquence déjà développé par la société Tek-Elec : amplificateurs à détection synchrone, voltmètres à acquisition de phase, générateurs de fonction.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 412.

ALCATEL A L'EXPOSITION « PRESTIGE DE L'ÉLECTRONIQUE » Toulouse, 3 au 8 mars 1969

ALCATEL participera à l'exposition Prestige de l'Électronique organisée dans le cadre des 5^{es} Journées d'Elec-

tronique de Toulouse. Elle y exposera une sélection de matériels industriels et scientifiques.

— *Transal 102*, le Modem ALCATEL de transmission de données 600/1 200 b.

— Une unité de nettoyage par ultra-sons par solvants chlorofluorés et séchage en phase vapeur.

— Une gamme de générateurs de nettoyage par ultra-sons pour tous usages : laboratoires, mécanique, horlogerie, etc.

— Deux postes de contrôle d'étanchéité à l'hélium, pour installations non pompées et pompées.

— Deux équipements de visualisation de cotes pour machines-outils.

— Une station de pulvérisation cathodique, procédé triode.

— Une gamme de manomètres Penning pour la mesure du vide.

— La gamme de ses pompes primaires, ses pompes hermétiques pour les gaz précieux ou corrosifs et la pompe chimiste pour les gaz corrosifs.

— Des circuits hybrides « sur mesure » produits par l'usine d'Arcueil.

— Des appareils de mesures nouveaux seront également à Toulouse : un millivoltmètre efficace et un impédance-mètre.

De plus, le jeudi 6 mars, ALCATEL organise, sous la présidence du professeur Ch. Fert de la Faculté des Sciences de Toulouse, une journée technique consacrée aux techniques industrielles du Vide et au Soudage par bombardement électronique ; elle sera suivie d'une table ronde.

La participation à cette journée technique est libre, les inscriptions sont reçues à ALCATEL, service expositions, 32, rue de Lisbonne, 75-Paris-8^e. Tél. 522.17.09, Poste 263.

RTF REPRÉSENTE AMERICAN MICRO-SYSTEMS

La Société AMERICAN MICRO-SYSTEMS Inc. de Santa Clara, Californie, a confié à RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE, la représentation de sa ligne complète de circuits intégrés MOS (FET), parmi lesquels on peut noter :

— Mémoires jusqu'à 426 bits (2×213), 2 MHz (2567 transistors).

— Mémoires 32 bits adressables, compatibles avec les familles DTL, TTL.

— Multiplexeurs jusqu'à 10 canaux par boîtier.

— Circuits logiques à faible consommation : portes et bascules.

— Transistors MOS (FET) sous forme de paires, avec ou sans diodes de protection.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 413.

FORMATION EN ANGLETERRE DU PLUS GRAND DES GROUPES ÉLECTRONIQUES GEC-MARCONI ELECTRONICS Ltd

MARCONI et ses filiales radio, instrumentation et micro-électronique,

GEC-AEI pour ses activités radar, aérospatiales, militaires et télécommunications,

ELLIOT-AUTOMATION et ses filiales ayant des activités analogues,

viennent de se grouper sous le nom de GEC-MARCONI ELECTRONICS Ltd.

SYNDICATS

INFORMATIQUE CRÉATION DE L'AF CET

L'AF CET (Association Française pour la Cybernétique Économique et Technique) est née en octobre 1968 de l'amalgame de plusieurs associations :

l'AFIRO (Association Française d'Informatique et de Recherche Opérationnelle),

l'AFRA (Association Française de Régulation et d'Automatisme),

l'AFIC (Association Française d'Instrumentation et de Contrôle).

La fusion de ces associations était nécessaire pour substituer une action concertée à des activités concurrentes, elle facilite l'interpénétration des milieux administratif industriels et universitaires, et fait jouer à l'association un rôle de catalyseur.

Actuellement les sections de l'AF CET sont au nombre de sept :

Automatique théorique, Composants et Instrumentation, Informatique de gestion, Systèmes et Machines informatiques, Mathématiques, Recherche opérationnelle, Applications scientifiques et industrielles.

En plus de ses séminaires, journées d'études et colloques, l'AF CET publie des revues ou collabore à des publications :

— La « Revue française d'Informatique et de Recherche Opérationnelle » dont les trois séries : rouge, bleue et verte sont les organes officiels des sections Mathématiques, Systèmes et Machines informatiques et Recherche Opérationnelle.

— La revue « Automatisme » dans laquelle publie la section Automatique théorique.

— La revue « Mesures » à laquelle collabore la section Composants et Instrumentation.

— La revue « Informatique et Gestion » dont la section Informatique de Gestion fut parmi les plus actifs promoteurs.

— Le bulletin mensuel qui tient lieu de lettre mensuelle aux 3 000 adhérents de l'AF CET.

La SFER entretient avec l'AF CET les meilleures relations ; c'est ainsi que le prochain colloque de la SFER : Colloque International sur la Téléinformatique qui aura lieu à Paris du 24 au 28 mars 1969 a été organisé en commun par la SFER et l'AF CET.

Le Secrétariat de l'AF CET est 25, rue Jasmin, Paris-16^e. Tél. 224.09.25.

SYNDICAT DES FOURNISSEURS POUR L'INDUSTRIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS

Les câblages en circuits imprimés prennent une importance considérable.

Si des importateurs de matériels et produits étrangers ont commencé par ravitailler le marché français, actuellement des entreprises françaises ont senti l'intérêt de ces nouvelles activités et une centaine d'entre elles sont maintenant spécialisées dans ce domaine.

Aucun des Syndicats ressortissant de la Fédération Nationale des Industries Électroniques ne pouvait les accueillir valablement du fait de leur objet et de leur activité, c'est pourquoi le Syndicat des Fournisseurs pour l'Industrie des Circuits Imprimés a vu le jour, au moment où la Section de l'Association pour l'accroissement des échanges internationaux s'est dissoute.

Le Syndicat a adhéré à la Fédération Nationale des Industries Électroniques en qualité de membre Associé.

Les demandes de renseignements et les adhésions sont reçues au Secrétariat du SFICIM, 16, rue de Presles, Paris-15^e. Tél. 273.24.70.

DGRST
SERVICE D'AIDE A LA RECHERCHE
ET AU DÉVELOPPEMENT
Communiqué

ACTION CONCERTÉE
« GÉNIE BIOLOGIQUE ET MÉDICAL »

Le Comité Scientifique chargé de la mise en œuvre de l'action concertée « Génie Biologique et Médical » fait savoir qu'il est prêt à examiner des propositions de recherche pour les années 1969-1970 dans les domaines suivants :

I — Méthodes et techniques en cardiologie et notamment :

— Assistance circulatoire, contrôle nerveux de l'activité cardiaque par stimulation du sinus carotidien, étude des potentiels membranaires cardiaques chez l'homme, étude des troubles du rythme par stimulation cardiaque.

II — Méthodes et techniques en neurophysiopathologie

III — Capteurs des grandeurs biologiques et médicales

— La Commission s'intéressera aux propositions de techniques de mesures de paramètres biologiques proposant un progrès significatif de la sensibilité, de la précision, de la miniaturisation et de la fiabilité du capteur.

IV — Traitement de l'information

— La Commission s'intéressera cette année à toutes les propositions concernant l'aide au diagnostic, en ce qui concerne notamment l'analyse des images. Compte tenu des projets lancés au cours des années antérieures, sont

exclus de ce programme tous les problèmes utilisant des calculateurs « on line » ainsi que ceux concernant le dossier médical.

V — Méthodes et techniques en ophtalmologie

Le but de l'action concertée étant d'encourager des recherches en vue de la réalisation de techniques, d'instruments, d'appareils et de matériaux, et de la mise au point de méthodes nécessaires aux travaux des biologistes et des médecins, les demandes devront associer à l'équipe biologique ou médicale une autre équipe : ingénieurs, physiciens ou chimistes.

S'adresser, pour tout renseignement :

— D'ordre scientifique, à Mme BARUCH (poste 1870).

— D'ordre administratif, à Mme GAYET-RICHARD (poste 1883).

— Sur les modalités de dépôt des demandes, à Mlle NOURY, (poste 1873).

La date limite de dépôt des dossiers est fixée au mardi 8 avril 1969.

Nous rappelons l'adresse de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique : 103, rue de l'Université, 75-Paris-8^e et ses numéros de téléphone : 705.98.20 et 734.41.70.

Nouveauté :

mathématiques pour papa

Par
Serge BERMAN
René BEZARD

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

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

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

*
* *

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

- Ce n'est pas un ouvrage d'enseignement des mathématiques modernes, mais, à l'intention d'adultes en mal de recyclage, une exploration large et précise des principaux chapitres d'une discipline nouvelle figurant au programme du second cycle. Il ne peut donc, en aucun cas, se substituer aux manuels scolaires.
- Ce livre ne fait appel à aucune connaissance mathématique préalable qui ne soit d'usage courant.
- Le sérieux n'exclut pas un certain sourire : si le style adopté ne s'inscrit pas dans la ligne habituellement suivie pour les ouvrages de mathématiques, l'exposé n'en est pas moins rigoureux.
- Pour faciliter aux esprits préalablement « déformés » par les mathématiques classiques l'approche des notions modernes, les concepts nouveaux, même les plus abstraits sont le plus souvent abordés à partir d'exemples simples et concrets et ne font qu'ensuite l'objet d'une généralisation.

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

727 C

Le Centre Européen de Recherches et de Technologie Spatiales (Noordwijk, Pays-Bas) recherche présentement :

- un Ingénieur chargé d'Assistance Technique dans la Section Essais Mécaniques du Service Essais, Département de Développement et de Technologie. (Réf. 21/68);
- un Responsable de l'« Exploitation » à la Section « Essais mécaniques » du Service Essais, Département Développement et Technologie. (Réf. 23/68);
- un Chef de la Section « Études théoriques » de la Division « Télécommunications et Instrumentation Électronique ». (Réf. 24/68);
- un Chef de la Division « Conversion de l'énergie » au Département « Développement et Technologie ». (Réf. 6/68);
- un Chef de la section « Analyse et synthèse des systèmes » de la Division « Contrôle et stabilisation » au Département « Développement et Technologie ». (Réf. 8/68);
- un Chef de la Section « Technogénie des systèmes » de la Division « Contrôle et stabilisation » au Département « Développement et Technologie ». (Réf. 9/68);
- un Chef de la Division « Fiabilité, normalisation et contrôle de qualité », Département Technologie et Développement. (Réf. 3/68);

- un Chef de la Division des Essais au Département « Technologie et Développement ». (Réf. 14/68);
- un Chef de Division « Structure » au Département Technologie et Développement. (Réf. 17/68);
- un Ingénieur électronicien à la Section « Technogénie des systèmes » de la Division « Contrôle et stabilisation ». (Réf. 7/68);
- un Chef de la Section « Antennes et propagation » de la Division « Télécommunication et instrumentation électronique ». (Réf. 26/68).
- un Chef de la Section « Essais mécaniques » de la Division « Essais » au Département « Développement et Technologie ». (Réf. 22/68).
- un Responsable d'un des projets dont le Conseil pourrait décider le démarrage en 1969. (Réf. 1/68).

Les candidatures à ces postes doivent être adressées au Chef du Personnel, ESTEC, Domeinweg, Noordwijk (Pays-Bas), dans les plus courts délais.

728 C

Recherchons « Applications des mesures électroniques » de V. ZELBSTEIN, Dunod, 1950 - URGENT.

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

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

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

préface
de

J. ELDIN

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

Un ouvrage de 700 pages 16 × 24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix : 93,40 F. Franco.

— ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine, PARIS VI^e - CCP PARIS 5335 —

COMMUTATEURS CHAMBAUT • COMMUTATEURS CHAMBAUT

NOUVEAUTÉS "série K"

Fabriqués et distribués par **I.E.C. ELECTRONIQUE**
6-8, Quai Antoine 1^{er} MONACO Tél. (93) 30-16-75

la qualité CHAMBAUT

Commutablement directement sur
circuits imprimés (13x13x8 mm)

3 versions:

KB à fente tournevis

KB à bouton

KD à douille

de 1 circuit 12 positions

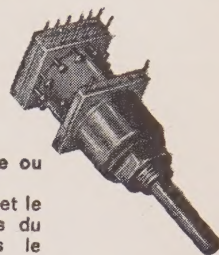
à 4 circuits 3 positions

250 mA; 50 V.c.c.

CAF 12 C.I.

pour circuits imprimés, simple ou
double platine.

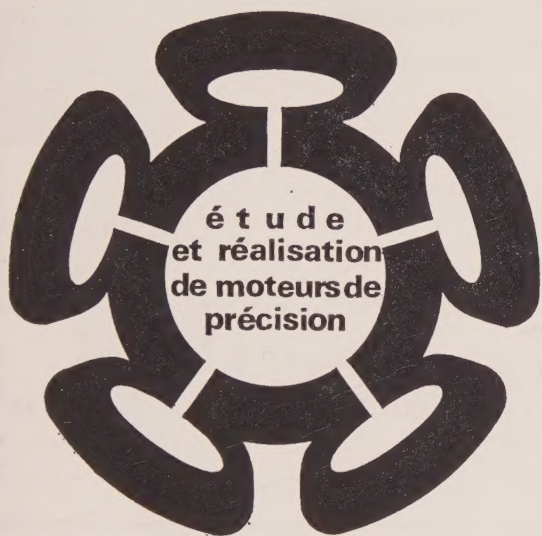
Actuellement, le plus complet et le
plus miniaturisé des modèles du
même ordre, fabriqués dans le
monde.



DOCUMENTATION SUR DEMANDE **M. VANDRA** 37, rue Clisson, PARIS 13^e - Tél. 707-34-67

E. Service : cerclez le n° 563

25 années d'expérience



étude
et réalisation
de moteurs de
précision

Polico moteurs électriques

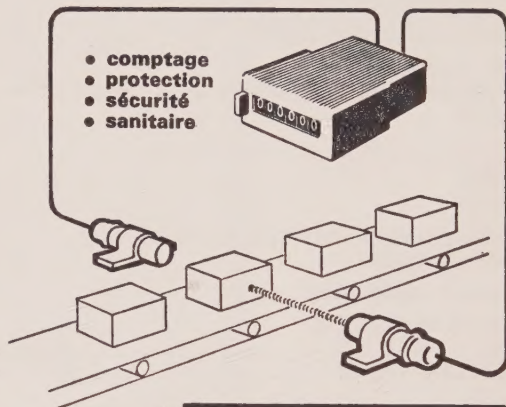
24 rue des Maraîchers. Paris xx 3435560

E. Service : cerclez le n° 561

Contrôle le plus sûr, le moins cher!

Compteur F043 Totalisateur
combiné avec

Ensemble de Commande photo-électrique



- comptage
- protection
- sécurité
- sanitaire

BLET

INSTRUMENTS DE MESURE ET DE CONTROLE DE PRÉCISION

132, faubourg St-Denis PARIS(X^e)

TÉLÉPHONE: COMbat 44.16 (3 lignes groupées)

BORDEAUX • LYON • STRASBOURG

O.E. Service : cerclez le n° 562

Le Tirage et la Diffusion de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par : **L'OFFICE DE JUSTIFICATION
DE LA DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ**





INDEX DES ANNONCEURS

	Pages		Pages
AMPEX	71	LCC	43
ANTARES	26-27	LEMOUZY	50
APR	50	LGT	19
BARBOTIN	20	LTT	24
BLET	77	MICRO MESURES EUROPE	51
BUREAU DE LIAISON	17-18	NEYRPIC	32
CANNON ELECTRIC FRANCE	8-9	PHILIPS INDUSTRIES	61
CEREL	31-65	POLARAD	69
CGE	74	POLICO	77
CGEI - LEPAUTE	21	PROTETRAIN	52
CIT	66	RADIO EQUIPEMENTS	29-39
COMSATEC	22	RADIOPHON	34-63-64-67
CONDENSATEURS PI	53	RCA INTERNATIONAL	25
COSEM	30	RTI	72
CRC	45	RUSSENBERGER	58
CSEE	1 ^{re} couv.	SAIP	42
DAGE CORPORATION	48	SAT	33
DIFFUSION ELECTRONIQUE EUROPEENNE ..	48	SCHLUMBERGER	35 à 38
DRUSCH	64	SCHNEIDER	10
ELA	57	SECRE	73
FERISOL	2 ^e et 3 ^e couv.	SILEC	44
FILOTEX	68	SODERN	15-16
GENERAL INSTRUMENTS FRANCE	40	SPRAGUE WORLD INTERNATIONAL	46
GENERAL RADIO	4 ^e couv.	STAREC	7
HEWLETT PACKARD	49	TECHNIQUE ET PRODUITS	59
IEC ELECTRONIQUE	77	THOMSON - CSF	23
IMEX	52-54-60	TRANCHANT ELECTRONIQUE	55-56
INTERTECHNIQUE	47	UNITRON	41
		VARIAN	28

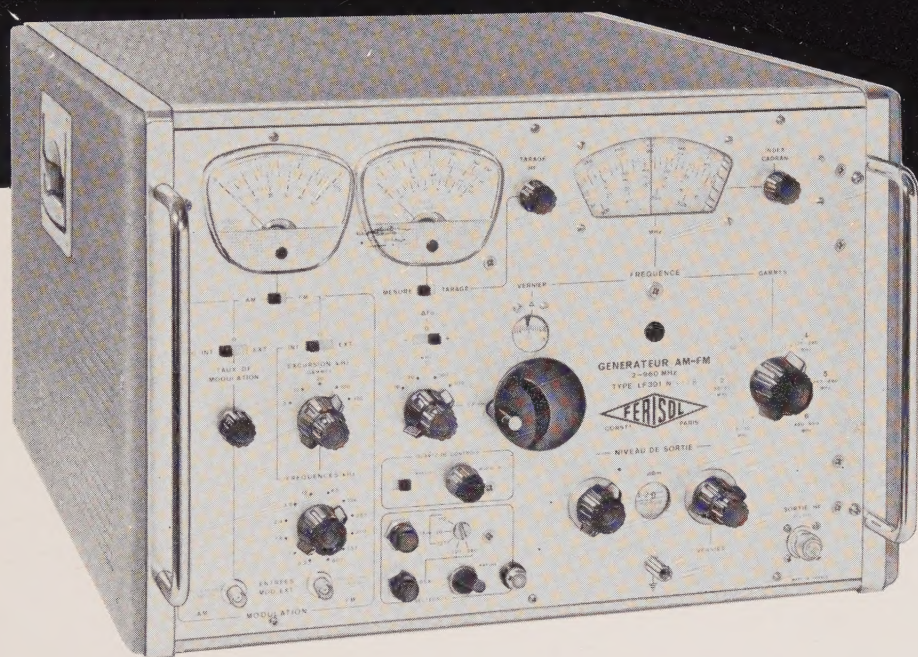
Sommaire de L'Onde Electrique n° 504, mars 1969

(sous réserve de modifications de dernière heure)

- Les modèles mathématiques de composants électroniques, J. BOREL (CEN Grenoble).
- Problèmes posés par le modèle de transistor bipolaire utilisé et la mesure des paramètres associés dans le programme IMAG. I., Cl. IMBRECHTS, J. LE BER (CEN Saclay).
- Valeurs numériques à introduire dans les calculs, M. ZYROMSKI, M. RÉBÉROL (CEA).
- Modèles de transistors pour analyse de circuits par ordinateurs, R. CARTON, R. MICOLET, M. ROCHE (COSEM St-Egrève).
- Evolution du spectre de bruit en fonction de la température dans les transistors à effet de champ, J. BOREL, J. LACORRE (CEN Grenoble).
- Photodétecteurs au silicium en régime d'avalanche, G. PÉRÈS, G. RIPOCHE (Lab. de Marcoussis).
- Synthèse et réalisation de circuits actifs réglables en TBF, A. LAVIRON (INSA Lyon).
- Le développement des condensateurs céramiques de type II à usage spatial dans le cadre du programme Concerto, GUYONNET (LCC-CICE).
- Circuit ferroxcube réglable R 6 pour les télécommunications, M. LAMY (RTC La Radiotechnique-Compelec).
- Considérations sur les lois de dérive des résistances obtenues par sérigraphie, Ph. BASSEVILLE (LCC-CICE).
- Thermistance à couches minces, J. POMPÉI, J. F. KERFORME (La Radiotechnique-Compelec).
- Techniques nouvelles dans les tubes à rayons cathodiques de grande qualité à large bande, J. BRU, B. HEINDRICH (Hyperelec Brice).

pour les excursions **larges** : 300 kHz
ou très **étroites** : 3 kHz
en bout d'échelle,
et des fréquences de
modulation de 30 Hz à 607 kHz...

GÉNÉRATEURS AM/FM types LF 201 et LF 301



2 MHz à 480 MHz

LF 201

2 MHz à 960 MHz

LF 301

■ mise au point, réglage, maintenance des récepteurs AM et FM dans les techniques : faisceaux hertziens (1 à 120 voies) ■ télémesures ■ radiotéléphonie ■ etc...

CARACTÉRISTIQUES :

Plage de fréquence : 2 MHz à 480 MHz, 5 gammes (LF 201) - 2 MHz à 960 MHz, 6 gammes (LF 301) ■ **Décalage en fréquence ΔF** : ± 10 kHz, ± 30 kHz, ± 100 kHz, ± 300 kHz sur chaque gamme ■ **Contrôle de la fréquence** : par calibrateur à quartz incorporé ■ **Niveau de sortie** : réglable de 0,223 V à 0,1 μ V (0 à 129 dBm) et maintenu constant pour n'importe quelle fréquence ■ **Modulation en fréquence** : - Excursion : 0 à 300 kHz en 5 gammes - Fréquences de modulation : en intérieur : 1, 30, 125 kHz (LF 201); 0,3 à 607 kHz en 12 gammes (LF 301), en extérieur : de 30 Hz à 607 kHz ■ **Modulation en amplitude** : - Fréquence de modulation : en intérieur : 1000 Hz, en extérieur : de 30 Hz à 20 kHz - Taux réglable de 0 à 80 % ■ **Stabilité** : $5 \cdot 10^{-5}$, 5 gammes d'excursion en F. Niveau de sortie constant après réglage. Modulations : AM ou FM séparées, AM et FM simultanées. Entrée "synchro extérieure", sortie "fréquence-mètre".

Documentation franco sur demande



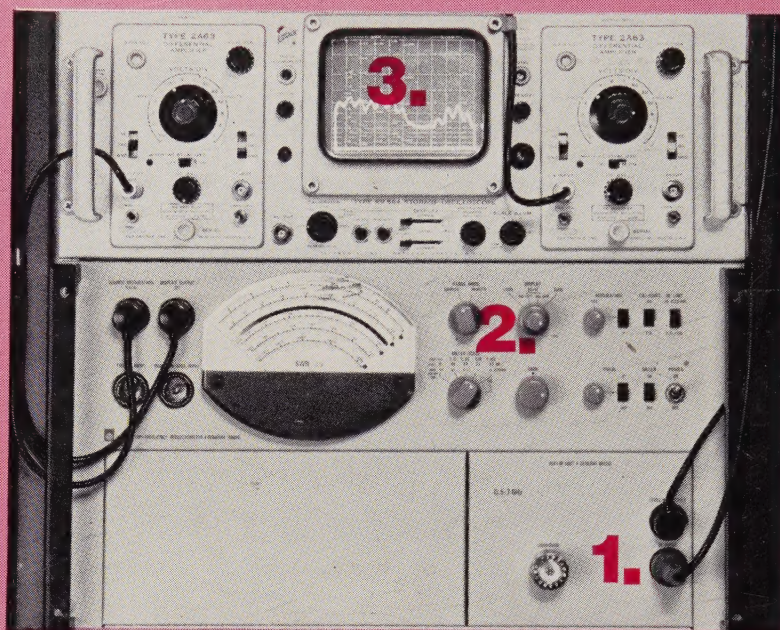
Ets GEFROY & Cie

S.A. CAP. 9.300.000 F

18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER - 78 TRAPPES - TÉL. 462.88.88

TÉLEX : 25.705 - CABLES : FERITRAPPE (FRANCE)

DÉLÉGATION RÉGIONALE : 151, CHEMIN NICOL - 31 TOULOUSE - TÉL. (61) 48.72.07



ci-contre :
type 1641
variante
0,5 MHz à 7 GHz

Nouveau réflectomètre à balayage de fréquence de 20 MHz à 7 GHz type 1641

- 1. Connectez** l'inconnue au connecteur 900 GR à l'avant de l'appareil. Tous les raccords hyperfréquence sont déjà faits derrière. Vous ne perdez pas de temps à faire les connexions.
- 2. Choisissez** la fonction voulue : T.O.S., perte d'insertion ou les deux. Faites l'étalonnage initial. Il est inutile de le retoucher lorsque vous changez de fonction ou de gamme.
- 3. Détectez.** Aussitôt vous avez le résultat de la mesure sur toute la gamme de fréquence choisie ; le T.O.S. et les caractéristiques de perte sont affichés simultanément sans modifications de connexions. La précision est de quelques % pour toutes les mesures. Les T.O.S. résiduels sont très faibles, même avec d'autres types de connecteurs grâce aux adaptateurs type 900 GR. Par exemple :

T.O.S. "Typique"

Connecteur	300 MHz	3 GHz
GR	1,007	1,015
N	1,01	1,02
TNC	1,01	1,03

Où pourrait-on trouver mieux ?

Les mesures de :

Réflexions : TOS, coefficient de réflexion et pertes dues à la réflexion

Propagation : perte d'insertion, affaiblissement, isolement et gain, coefficient de couplage
se font avec plus de facilité, plus de rapidité et plus de précision qu'avec tout autre appareil.

Version : 20 MHz à 1500 MHz
500 MHz à 7 GHz
20 MHz à 7 GHz

Pour plus de renseignements, s'adresser à

GENERAL RADIO FRANCE S.A.
148, av. de Malakoff - Paris 16^e - Tél. : 553-32-50
14, rue Crespin du Gast, Paris 11^e - Tél. : 023-18-73 +
bur. reg. 78, MONTEE DES SOLDATS - 69 CALUIRE (LYON) TEL. (78) 29-44-35 +

GENERAL RADIO