

L'ONDE ÉLECTRIQUE

35^e ANNÉE - N° 340
JUILLET 1955
PRIX 250 FR\$

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6^e



Calculateur
ANALOGIQUE
Standard — d'usage général
et de simulation — Type OHE L3
Construit en série par la Société
d'Électronique et d'Acoustique

ELECTRONIQUE APPLIQUÉE

Huitième Section de la
Société des Radioélec-
triciens Association des
Ingénieurs Électro-
niciens

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXV

JUILLET 1955

N° 340

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements : 1 an : France : 2.500 F ; Étranger : 2.800 F — Prix de ce N° : 250 F

Publicité : M. R. DOMENACH, Agent exclusif, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6^e, Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
La télévision au service de l'industrie, de l'enseignement et de la science	A. FAYARD	641
Le problème des pièces détachées radioélectriques d'aviation	M. HERVÉ	645
Le duplicatron S.E.A. — Equipement de copiage électronique de haute précision à deux dimensions	M. JEUDON	655
Equipement d'un tambour magnétique, organe d'une calculatrice digitale.....	J. ALUIS	665
Matériaux magnétiques à mémoire. Alliages et ferrites spéciaux.....	M. A. VASSILEV	672
Ligne à retard à magnétostriction	R. BIRON et A. TARABILLA	682
Variations de la constante de phase de l'onde de sol.....	M. ARDREUVE	687
Sur une nouvelle méthode pour déterminer le facteur de qualité Q des cristaux piézoélectriques	H. MAYER	692
Vie de la Société		700

Sur notre couverture :

« Fruit de plus de six années d'expérience et de réalisations originales dans le domaine du calcul analogique linéaire et non linéaire, le calculateur ANALOGIQUE standard d'usage général et de simulation Type OME L2 est construit en série par la Société d'Électronique et d'Automatisme.

Il complète depuis un an la gamme du matériel S.E.A., et constitue un instrument de travail et de recherche d'une grande simplicité d'exploitation.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Électrique n'engagent que leurs auteurs

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRAT, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. PÉROZ, Professeur à l'École Polytechnique.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

† J. PARAR, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

P. BRANOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

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

LA TÉLÉVISION AU SERVICE DE L'INDUSTRIE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA SCIENCE ⁽¹⁾

PAR

André FAYARD

*Ingenieur de la Section Télévision Industrielle
à la Société Nouvelle R.B.V. Radio-Industrie*

Si la radiodiffusion constitue un puissant moyen d'expression permettant d'informer et de distraire le public, de plus la télévision est une invention dont le développement aura d'importantes répercussions dans tous les domaines économiques et sociaux.

Les difficultés économiques d'après-guerre, ont ralenti son essor en France, mais avec l'installation des dernières stations de Marseille, Lyon, Monte-Carlo, et la réalisation du plan national de la radiodiffusion française, la télévision connaîtra un développement comparable à celui de l'automobile.

La télévision artistique fut la première à être développée commercialement ; elle procure, à bon marché, le spectacle à domicile, et permet d'assister, grâce aux échanges internationaux, à des événements importants et lointains.

La technique de la télévision de ces dernières années, exige pour l'exploitation du matériel de prises de vues, l'emploi de techniciens qualifiés et seule une administration ou une station privée peut engager les fonds indispensables à une telle entreprise.

La réalisation d'un programme de télévision nécessite l'utilisation d'un nombre important de studios, des cars de reportage, des émetteurs relais, des régies de contrôle et des équipements de télécinéma ; le programme ainsi obtenu est ensuite retransmis par l'émetteur ; celui de Paris est relayé par relais hertziens jusqu'aux émetteurs régionaux de Lille, Strasbourg et Lyon.

Les différents studios doivent posséder leur autonomie nécessaire à la préparation et aux réalisations des programmes, car si dans le cinéma les différentes opérations sont successives, en télévision elles sont continues.

Je ne donnerai pas ici la structure et la description des studios de télévision, ceci sortant du cadre de cet

exposé, et vous avez tous lu des articles les concernant dans différentes revues, j'ai simplement rappelé ces quelques notions pour montrer que si la télévision artistique engageait des sommes élevées, pour devenir industrielle, elle devait être envisagée sous la forme d'un outil de travail.

Certes, jusqu'à ces dernières années ce point de vue ne pouvait être satisfait, car l'élément essentiel d'une chaîne de prises de vues, constitué par le tube analyseur présentait une faible durée de vie, un maniement délicat et fragile et exigeait obligatoirement la présence d'un technicien.

A part quelques centres d'études aéronautiques des États-Unis, le développement industriel de la télévision utilisant des caméras de prises de vues Image Orthicon, s'est peu répandu avec ces types d'équipements.

En effet, sans vouloir ici, faire le procès des tubes analyseurs, le tube supericonoscope par sa durée relativement réduite et la nécessité des circuits de correction de tache et de trapèze ainsi que le tube orthicon par son fonctionnement délicat, ne répondent pas aux exigences particulières d'un équipement industriel.

Par contre l'avènement du tube analyseur « vidicon » a permis de résoudre certaines difficultés.

Alors que les analyseurs précédents étaient basés sur le principe de la photo-émission, le vidicon utilise celui de la photo-conductibilité, c'est-à-dire la variation de résistance de certains matériaux sous l'action de la lumière.

A l'intérieur d'un cylindre de verre ayant 2,5 cm de diamètre et 16 cm de longueur, est disposée une couche photo conductrice très mince, dont la face, soumise à l'action de la lumière est recouverte d'une contre électrode conductrice et transparente appelée plaque signal, dont le contact est assuré par un anneau métallique accessible de l'extérieur.

Le faisceau explorateur est émis par un canon à électrons, constitué par une cathode et une grille de

(1) Conférence du 4 décembre 1954 à l'Institut Electrotechnique de Nancy.



◀ **COMPTEUR ÉLECTRONIQUE A DÉCADE H.P. 524 B** avec ses châssis amovibles, répondant à chacun de ses besoins particuliers.



H.P. 525 B
Convertisseur de fréquence



H.P. 526 A
Amplificateur vidéo



H.P. 526 B
Mesureur d'intervalles

COMPTEUR ELECTRONIQUE A DÉCADE H.P. 524 B AVEC CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE H.P. 525 A

Les fréquences de 10 c/s à 220 Mc/s, les intervalles de temps de 1 μ sec. à 100 jours et les périodes de 0 c/s. à 10 kc/s, sont mesurables instantanément, directement et automatiquement par le compteur à décades H.P. 524 B et ses châssis amovibles à échange instantané. Vous ne commandez que l'appareil dont vous avez besoin immédiatement. Il vous sera possible d'acquérir par la suite les châssis amovibles qui vous permettront d'étendre les possibilités de l'appareil (1).

(1) Les appareils peuvent être fournis sans coffret, pour montage en rack.

Appareil	Utilisation	Gamme de fréquence	Caractéristiques
Compteur électronique H.P. 524 B.	Large bande de fréquences et de périodes mesurables.	De 10 c/s à 10 Mc/s.	Sans châssis amovibles mesure des fréquences de 10 c/s à 10 Mc/s et périodes de 0 c/s à 10 kc/s, entrée minimum 1 v. eff.
Convertisseur de fréquence H.P. 525 A.	Élargit la gamme de du H.P. 524 B jusqu'à 100 Mc.	De 10 c/s à 100 Mc/s.	10 mV, eff. d'entrée 0,1 V de 10 c/s à 10 Mc/s.
Convertisseur de fréquence H.P. 525 B.	Élargit la gamme de fréquences mesurables du H.P. 524 B jusqu'à 220 Mc/s.	De 100 à 220 Mc/s.	Entrée minimum 0,1 V effectifs.
Ampli vidéo H.P. 526 A.	Augmente la sensibilité du H.P. 524 B.	De 10 c/s à 10 Mc/s.	Entrée minimum approx. 10 mV.
Mesureur d'intervalles de temps H.P. 526 B.	Utilisé avec le H.P. 524 B permet la mesure des intervalles de temps.	Gamme de 1 μ sec. à 10 sec.	Canaux de déclenchement séparés. Réglables pour des tensions de déclenchement de -192 à + 192 V.



COMPTEUR ELECTRONIQUE A DECADE H.P. 522 B.

Compact, de prix modéré, d'utilisation très souple, permettant la mesure des fréquences, périodes ou temps. Gamme couverte : de 10 c/s à 100 kc/s. Lecture directe en c/s, kc/s, secondes ou millisecondes. Retour des compteurs à zéro, automatique. Répétition automatique. Stabilité de la base de temps 5/1 000 000 par semaine ou mieux. Durée d'affichage variable. Aisément utilisable par personnel non spécialisé.

TACHYMETRE OPTIQUE H.P. 508 A.

Source de lumière et capteur photoélectrique souple et léger permettant la mesure de vitesses de rotation de 100 à 300 000 c/min. Idéal pour utilisation sur pièces en mouvement ne possédant qu'une faible énergie ou ne pouvant être accouplées mécaniquement à un système tachymétrique. Tension de sortie : au moins 1v. eff. entre 300 et 100 000 c/min, dans une charge de 1 Még. ou plus. Lampe émettrice : 6 V, 21 Candéla. Tube photoélectrique récepteur : 1 P 41.



LES APPAREILS DE MESURES

HEWLETT PACKARD CY

assurent

RAPIDITÉ et PRÉCISION



GENERATEUR TACHYMETRIQUE H.P. 508 A/B.

Pour utilisation conjointement avec un compteur à décade ou un fréquencemètre, permettant la lecture directe de la vitesse de rotation d'un arbre en tours/minute, de 15 à 40 000 c/m. La tension délivrée par l'appareil est proportionnelle à la vitesse de rotation, d'une façon linéaire jusqu'à 5 000 tours/minute. Le type H.P. 508/A délivre une fréquence de 60 cycles par tour de l'arbre, qui, appliquée à un appareil étalonné en c/s permet la lecture directe en tour par minute. (Le type H.P. 508/B est identique au type 508/A, mais délivre une fréquence de 100 cycles par tour.

DISTRIBUTEURS OFFICIELS FRANCE ET U.F.

RADIO-EQUIPEMENTS

65, r. de Richelieu
PARIS-2^e

Tél. : RIC. 49-88

commande ou wehnet. La concentration de ce faisceau est réalisée d'une part à l'aide d'un champ magnétique produit par une bobine et d'autre part, par un champ électro statique obtenu au moyen de grilles situées à l'intérieur de l'ampoule et portées à différents potentiels.

La déviation du faisceau est magnétique.

La surface photo conductrice, balayée par ce faisceau est maintenue à un potentiel positif par rapport à la cathode.

Pendant l'intervalle de balayage, celle-ci est rendue conductrice par l'action de la lumière et un déplacement de charges tend à rapprocher son potentiel à celui de la plaque signal.

Au balayage suivant un nombre d'électrons suffisant est délivré pour remettre la surface au potentiel de la cathode.

Il en résulte un courant dans le circuit qui produit aux bornes de la résistance de charge une chute de tension proportionnelle à l'accumulation entre 2 balayages. Les variations de tension constituent le signal video appliqué au 1^{er} étage amplificateur.

Sa sensibilité considérable a permis d'éviter l'emploi d'un multiplicateur d'électrons comme dans l'image Orthicon, d'où ses dimensions réduites.

La dimension de la cible photo-conductrice permet l'utilisation des optiques standards du cinéma format 16 mm.

La résolution horizontale du vidicon est de l'ordre de 600 points, sa durée de vie atteint et dépasse couramment 1 000 heures et l'éclairement minimum de la scène à retransmettre est de 150 à 200 lux.

Sa réponse spectrale est comparable à celle de l'œil.

Toutefois, si ce tube analyseur a de nombreuses qualités, il possède une légère inertie, c'est-à-dire que les variations de résistance ne suivent pas instantanément les variations de lumière.

La constante de temps de ce trainage est de l'ordre de 1/10 de seconde et diminue avec des éclaircissements forts.

Si cet inconvénient semble retarder présentement son utilisation à la télévision artistique, nous n'avons pratiquement jamais été gêné par cette inertie dans les applications industrielles.

Dès l'apparition de ce tube analyseur, les services techniques de la Radio Industrie avaient conçu et réalisé en laboratoire un premier équipement de télévision à usage industriel.

Durant l'année 53 cet équipement nous a permis d'effectuer de nombreux essais et démonstrations dans les domaines les plus divers, et de connaître exactement les performances auxquelles devait répondre un tel équipement de télévision.

C'est ainsi que fut étudié et construit le nouvel ensemble de télévision industrielle de la Radio Industrie.

Celui-ci se compose essentiellement d'une caméra de prises de vues et d'un caisson de commande et contrôle, reliés entre eux par un câble multiconducteur pouvant atteindre 300 mètres.

La caméra de prises de vues ayant 12 cm de largeur, 18 cm de hauteur et 25 cm de longueur contient le bloc du tube analyseur avec ses bobines de déflexion et de concentration, ainsi que le préamplificateur video, son poids est de 7 kg (Fig. 1).

Le caisson de contrôle renferme les organes d'alimentation et de commande de la chaîne video, ainsi qu'un récepteur de contrôle reproduisant le champ exploré par l'optique de la caméra (Fig. 1).

La consommation totale de l'ensemble est de 450 watts et son poids de 55 kg.

Il est souvent nécessaire à l'observateur de modifier le plan de mise au point ou de corriger le diaphragme en raison d'éventuelles variations de lumière, ces manœuvres lui sont possibles grâce à 2 systèmes de télécommande.

Le premier, par déplacement longitudinal du bloc analyseur permet d'obtenir une mise au point exacte pour des optiques de différentes focales.

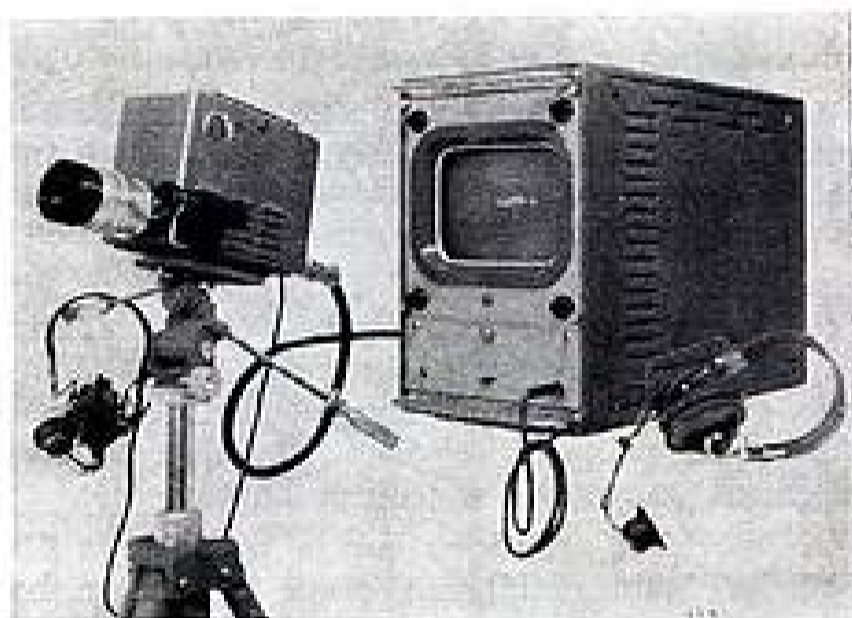


FIG. 1. — Équipement de Télévision Industrielle « Radio-Industrie ». Caméra et caisson de commande.

Le deuxième, actionnant la rotation du disque diaphragme assure la constance de la quantité de lumière frappant la cible du tube analyseur.

Toutes ces commandes sont placées sur la platine avant de la valise où s'effectuent les réglages électriques réduits à 2 boutons.

Le choix de la synchronisation fut l'objet de nombreuses études, tous les systèmes actuellement connus furent expérimentés.

Finalement, le standard normal d'analyse (type radiodiffusion) présentant l'intérêt énorme de pouvoir utiliser des récepteurs commerciaux, la Radio-Industrie décida d'adopter ce système.

En effet, dans de nombreux cas, il est indispensable de retransmettre l'image sur plusieurs récepteurs, aussi l'utilisation d'un système de balayage spécial entraîne l'obligation de prendre des récepteurs prévus pour cette analyse, dont le prix ne peut rivaliser avec celui des récepteurs commerciaux.

En télévision industrielle, le nombre de récepteurs est généralement faible, et la distance de transmission relativement courte, aussi la liaison par câble coaxial est utilisée, toutefois, rien ne s'oppose à une transmission hertzienne en cas de longues distances.

Dans les diverses applications, l'intérêt de la télévision se manifeste, par l'observation, à distance, d'une indication ou d'un phénomène dangereux, par l'amélioration des conditions d'enseignement, et la transmission absolue de l'information.

L'industrie aéronautique présente un vaste domaine pour la télévision industrielle, un des premiers examens effectués fut celui des turbines de réacteurs ; en effet, il n'est guère possible de rester à proximité, en raison du danger d'accident. La répartition de chaleur à la périphérie des ailettes est d'un grand intérêt mais son observation nécessite le déplacement du metteur au point d'une centaine de mètres dans le centre d'essai. La caméra fut disposée dans le tunnel de visée et le récepteur de contrôle installé dans la cabine de réglage à côté des manettes de commande du réacteur.

Dans le développement de l'aviation moderne le problème des vibrations est des plus importants. Le procédé d'examen ne doit amener aucune perturbation et la télévision procure une solution nouvelle répondant à cette exigence.

Des essais furent effectués sur un tableau de bord d'avion, soumis à l'excitation d'une table vibrante. On examine sur le récepteur le déplacement d'un point brillant, grossi par un système optique. La mesure par télévision a permis d'observer la phase et l'amplitude de vibration par son tracé exact sur l'écran.

Des résultats déjà obtenus, ce procédé trouvera de nombreuses adaptations dans les milieux aéronautiques.

Le comportement du personnel navigant aux grandes accélérations est une grande préoccupation du Service de Santé de l'Armée de l'Air.

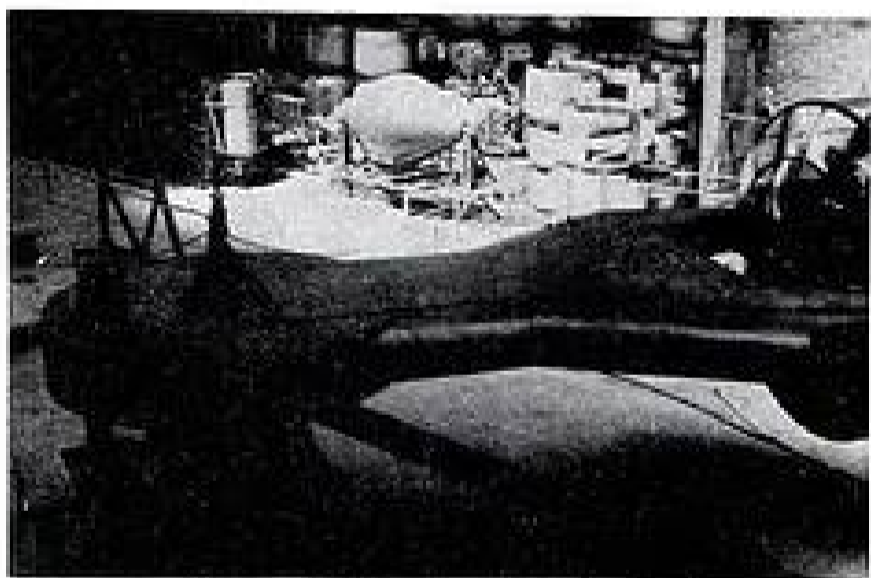


FIG. 2. — Centrifugeuse du Service Technique de l'Aéronautique « Sté Ind. Latécoère ».

Pour ses études, il dispose d'une centrifugeuse à vitesse variable (Fig. 2-3) commandée à la Société Industrielle d'Aviation Latécoère, par le Service Technique de l'Aéronautique.

Elle permet de soumettre des sujets humains à des accélérations pouvant atteindre 15 g en 1 seconde, et des animaux ou du matériel à des accélérations de 40 g en 1,06 seconde.

Cette centrifugeuse n'a pas actuellement son équivalent dans le monde quant à la rapidité de production d'une accélération.

Son originalité réside en effet dans l'utilisation d'une catapulte de porte avions pour le lancement du bras.

L'entretien de l'accélération étant ensuite réalisé par un moteur électrique.

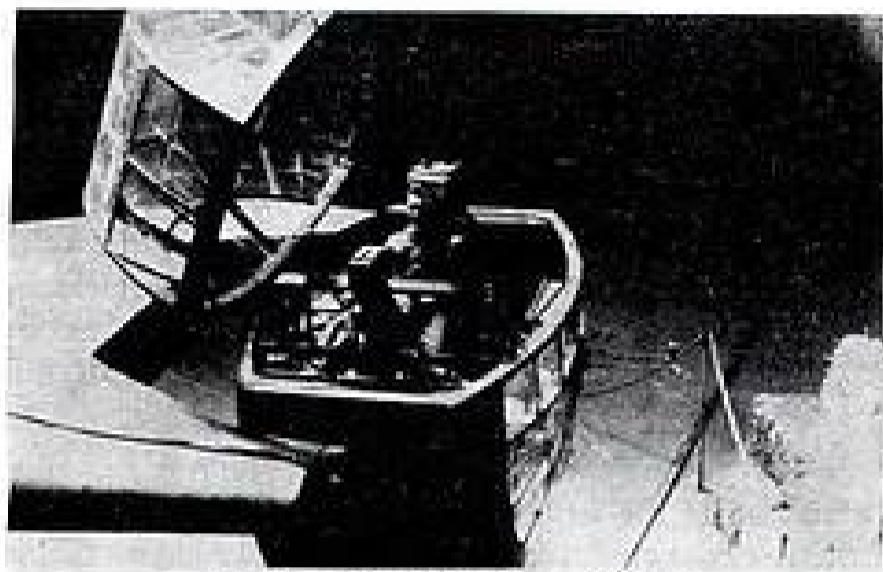


FIG. 3. — Nacelle de la centrifugeuse.

Certes le cinéma permet l'examen de pilote soumis à différents régimes, mais il nécessite le développement d'un film ; d'autre part, l'observation instantanée présente une grande supériorité (Fig. 4).

Les essais furent effectués en plaçant la caméra dans la nacelle, l'image transmise par un contact tournant apparaît sur l'écran et est analysée par les médecins spécialistes. Cette solution fut adoptée et l'installation de cette centrifugeuse est en cours.



FIG. 4. — Observation du pilote sur récepteur.

Dans l'industrie métallurgique, les applications sont nombreuses depuis l'observation des lingots entrant dans les fours jusqu'à la bande d'acier sortant du laminoir.

Télévision Sous-Marine

Dans un domaine totalement différent, la télévision est d'un grand intérêt pour l'exploration sous-marine.

Il est difficile au plongeur autonome de rester longtemps sous l'eau, d'autre part, le rayon de visibilité, étant de l'ordre d'une vingtaine de mètres, comparé

GENERAL TRANSISTORS CORPORATION

TRANSISTORS DE JONCTION P-N-P



Sous boîtier
plastique

Sous boîtier
métallique scellé



Double scellement
pour longue durée

CARACTÉRISTIQUES MAX. ABSOLUES	GT-14	GT-20	GT-34	GT-01	GT-03	GT-07	GT-88
TENSION AU COLLECTEUR Volts	-25	-25	-25	-25	-25	-25	-25
**DISSIPATION MOYENNE A 50° C mW	70	70	70	70	70	70	70
TEMP. AU POINT DE CONTACT ° C	85	85	85	85	85	85	85
COURANT COLLECTEUR DE CUT-OFF μ A	15	15	15	15	15	15	15
$V_{ce} = -15$ VOLTS MOYENS 25° C							
FRÉQUENCE DE CUT-OFF Mc	—	—	—	—	0.7	0.5	1.0

CARACTÉRISTIQUES à 25° C (Tension collecteur : -4,5 V, courant émetteur 1 mA à 1.000 c/s)								
RÉSISTANCE DU COLLECTEUR en ohms.....	min.	500 K	500 K	500 K	500 K	500 K	500 K	500 K
	moy.	1,5 meg.	1,5 meg.	1,5 meg.	1,5 meg.	1,5 meg.	1,5 meg.	1,5 meg.
RÉSISTANCE DE LA BASE en ohms..	moy.	800	800	800	500	800	800	800
	max.	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
RÉSISTANCE DE L'ÉMETTEUR en ohms	moy.	30	30	30	30	30	30	30
FACTEURS D'AMPLIFICATION DE COURANT (émetteur à la masse) ..	min.	20	35	10	50	35	20	50
	moy.	28	45	15	65	45	28	65
	max.	34	—	19	—	—	34	—
*RAPPORT SIGNAL/BRUIT en dB.....	moy.	12	12	12	12	12	12	12
	max.	24	24	24	24	24	24	24
GAIN EN PUISSANCE en dB.....	moy.	34	40	32	42	40	34	42

*Tous ces types présentent un rapport de Signal/Bruit de fond maximum de 12 dB. pour l'utilisation dans le premier étage d'un amplificateur à plusieurs étages. Les mesures ont été effectuées à 1.000 c/s avec une largeur de bande de 100 c/s et comparée avec le bruit d'une résistance d'entrée de 1.500 Ω .

**Tous les types présentent une dissipation de 150 mW Max. à 50° C pour des applications spéciales.
Dimensions standard : largeur 8,7 mm épaisseur 7 mm., hauteur 8,33 mm Dispositions des sorties standardisées. Types subminiature disponibles pour applications spéciales.

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DE
SOCIÉTÉ ANONYME CAPITAL 10.000.000 FR.



LIAISON FRANCE-AMÉRIQUE
ADR. TÉL. SILFAHMERIFA

2, BOULEVARD PEREIRE - PARIS 17° - TÉL. : CARNOT 33-67

à la surface sous-marine, l'exploration complète en un temps relativement court par des plongeurs est donc impossible. Une méthode d'exploration préliminaire, à partir de la surface est donc indispensable.

Certes plusieurs systèmes tels que télescopes et périscopes sous-marins sont utilisés, mais la télévision est vraiment la solution d'avenir. La caméra, montée à l'intérieur d'un boîtier étanche avec hublot similaire à ceux des appareils photographiques sous-marins, est reliée à l'équipement installé à bord du bateau. La profondeur de plongée n'est limitée que par la résistance à la pression du boîtier de la caméra et la longueur du câble. C'est grâce à la télévision que l'Amirauté Britannique découvrit en 1951, l'épave du sous-marin *Affray* englouti à 80 mètres de fond.

La caméra peut, soit être remorquée en marche ou constituer un ensemble autonome dont la marche est télécommandée dans toutes les directions depuis le bateau.

Certes l'éclairage est insuffisant, d'autant plus qu'une unité au large travaille nuit et jour, aussi la caméra est complétée par une torpille sous-marine comportant 2 projecteurs.

Après son adaptation exacte, l'équipement de télévision sous-marin constituera un des progrès les plus précieux dans la technique de la plongée et de la récupération d'épaves.

Télévision Chirurgicale

Dans l'enseignement chirurgical, notre première expérience remonte à Mai 1954, à l'occasion du cours supérieur de la main donné par le service du Docteur Iselin à l'Hôpital de Nanterre. Une trentaine de chirurgiens étaient présents aux séances opératoires et il était matériellement impossible de les placer dans de bonnes conditions d'observation, même dans les galeries vitrées des salles modernes, de plus le champ opératoire était souvent réduit à un doigt (Fig. 5).

Cette association technique procure de nombreux avantages, elle laisse la liberté d'action au chirurgien et aux assistants et les conditions d'enseignement sont meilleures, car il est préférable de voir le champ opératoire, confortablement assis, que de l'apercevoir entre les assistants.

À la prise de vue plusieurs problèmes sont à résoudre, tout d'abord l'emplacement de la caméra,

car elle doit examiner en permanence l'intervention chirurgicale.

L'éclairage n'a pas posé de difficulté sérieuse, il doit seulement être maintenu constant.

L'expérience a démontré que l'opération pour être vivante, doit être présentée comme un véritable reportage où tous les bruits ambiants sont perçus. C'est le rôle d'un chirurgien qui commente et reçoit les questions des élèves.

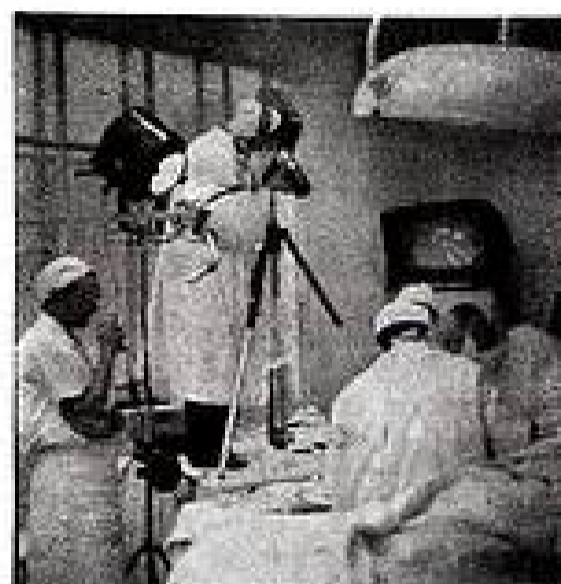


FIG. 5. — Transmission d'interventions chirurgicales.

Cette première démonstration donna entière satisfaction, le Docteur Iselin ne conçoit plus d'enseignement chirurgical sans télévision.

Pour les recherches de l'énergie atomique, la télévision apporte une large contribution, car l'examen de matériaux radioactifs est absolument impossible à toute personne humaine. Notre première installation fut réalisée au Centre de Saclay en Juin dernier.

Je ne citerai pas ici toutes les applications possibles, car chaque jour en découvre une nouvelle, j'ai simplement rappelé les plus importantes où la télévision a apporté dès maintenant une réalisation pratique.

Dans le domaine social, son rôle n'est pas moindre, puisqu'il est possible dans tous les cas où une observation est dangereuse, de remplacer l'opérateur par une caméra électronique. Il s'agit de placer celui-ci dans de bonnes conditions de sécurité et de confort.

C'est ainsi que la télévision peut apporter une contribution importante au développement de l'industrie, améliorer les conditions d'enseignement et étendre le champ d'action de la Science.

LE PROBLÈME DES PIÈCES DÉTACHÉES RADIOÉLECTRIQUES D'AVIATION

PAR

le Capitaine M. HERVÉ

Ingénieur E.S.E.

Service Technique des Télécommunications de l'Air

Généralités.

À la fin de la guerre, l'industrie française sortait d'une longue paralysie due à l'occupation ; elle avait pris un sérieux retard sur celle des pays alliés et pouvait offrir à l'aviation bien peu de pièces détachées de qualité suffisante pour ses équipements électroniques. La technique avait évolué rapidement et exigeait des pièces de performances jusque là inconnues.

Après avoir participé avec les grandes Administrations de la Nation à l'évaluation des besoins et à la définition des normes de qualité nécessaires, les Services Techniques de l'Air ont fait étudier dans le cadre d'un plan de modernisation des équipements, des pièces détachées parfois spéciales, mais surtout adaptées aux besoins nouveaux. Il fallait des pièces robustes, de longue durée de vie, de performances bonnes et stables, de dimensions aussi faibles que possible.

Ces études ont été menées par l'industrie privée grâce à des contrats de pré-série, elles ont, notamment dans ce domaine de la pièce détachée radio-électrique abouti à la création :

- de résistances à couche de carbone pyrolytique ;
- de résistances bobinées sous émail ;
- de condensateurs à diélectrique céramique haute et basse fréquence, faible et forte tension ;
- de condensateurs électrolytiques à anode de tantale, de diodes et triodes au germanium ;
- de noyaux en double C en ferrosilicium ;
- de fil de bobinage pour emploi à haute température.

Dans un domaine connexe d'autres études financées par l'Air se sont proposé pour but : d'améliorer les circuits, d'accroître leur efficacité, d'en diminuer l'encombrement.

QUALITÉS

DES PIÈCES DÉTACHÉES D'AVIATION

L'accroissement du nombre, de l'ampleur, de la difficulté des missions que l'on peut demander à un avion moderne, l'augmentation de sa vitesse, ont entraîné la multiplication du nombre des équipements radioélectriques de bord ; ces équipements facilitent la tâche de l'équipage et lui permettent l'accomplissement de missions qu'il eût été impossible ou du moins téméraire d'entreprendre sans eux (dispositifs de navigation sans visibilité, radars de chasse de nuit, etc...).

Les nouvelles conditions du vol imposent aux équipements, et par suite à leurs pièces constitutives, des conditions extrêmement variées et sévères.

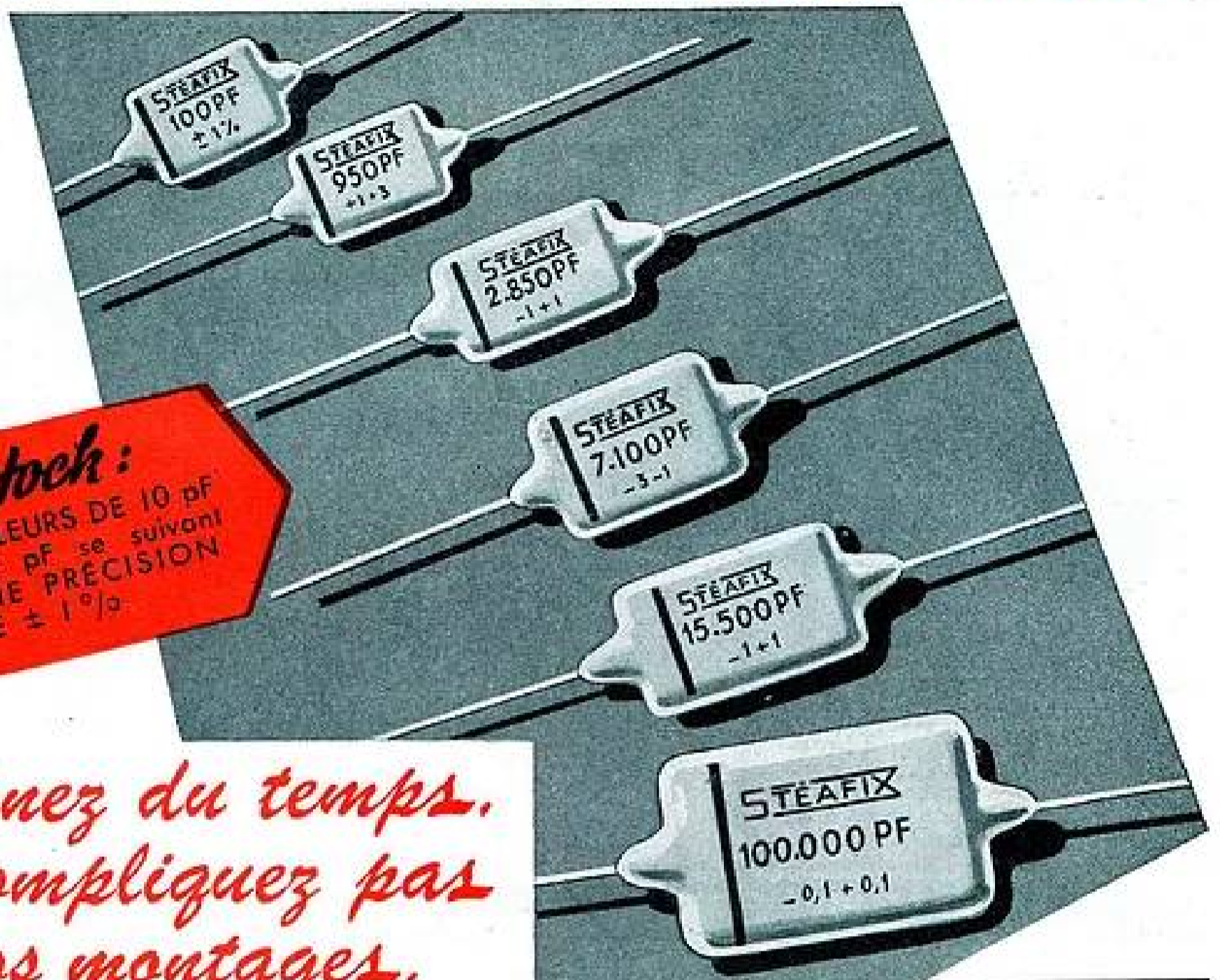
CONDITIONS « CLIMATIQUES » ET MÉCANIQUES.

Les variations rapides de température, d'humidité et de pression, lors des changements d'altitude ou de climat ⁽¹⁾ entraînent des fatigues particulières du matériel qui y est soumis, c'est ainsi qu'il se produit, lors des variations de pression, une sorte de respiration des pièces non étanches qui y provoque des condensations, que les variations de température peuvent faire éclater certains matériaux, modifier les caractéristiques d'autres, qu'aux basses pressions rencontrées à haute altitude des arcs peuvent s'amorcer, des effluves se produire entre conducteurs voisins, entre électrodes d'un appareil...

Les efforts que subit l'avion du fait de l'action des moteurs ou du mauvais temps, quand il évolue ou atterrit sont également ressentis par les pièces détachées, et se traduisent par des accélérations (vibra-

(1) Lors d'un changement d'altitude de 15 000 mètres la pression peut passer de 760 mm de mercure à moins de 60 mm de mercure, la température de + 40° C à - 55° C.

CONDENSATEURS POUR FILTRES



En stock :
TOUTES VALEURS DE 10 pF
A 100.000 pF se suivent
AVEC UNE PRÉCISION
DE $\pm 1\%$

*Gagnez du temps,
ne compliquez pas
vos montages.*

UTILISEZ TOUT DE SUITE POUR VOS FILTRES LES CONDENSATEURS AU MICA ARGENTÉ T. 1.500 A LA VALEUR PRÉCISE DONT VOUS AVEZ BESOIN

LISTE DES VALEURS

- 100 - 105 - 110 - 115 - 120 - 125 - 130 - 140 - 150 - 155
160 - 170 - 180 - 190 - 200 - 210 - 220 - 230 - 240 - 255
270 - 285 - 300 - 315 - 330 - 345 - 360 - 375 - 390 - 410
430 - 450 - 470 - 490 - 510 - 530 - 560 - 590 - 620 - 650
680 - 710 - 750 - 780 - 820 - 850 - 910 - 950 - 1.000 pf

et les multiples de 10 et 100
aux tolérances suivantes :

- 3 % - 1 % - 1 % + 1 % - + 1 % + 3 %

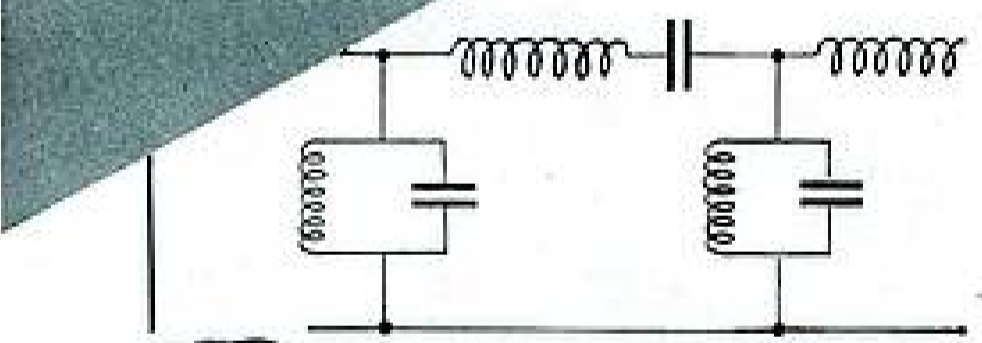
Quelle que soit la valeur précise de la capacité nécessitée par un filtre vous la trouverez dans cette liste

ET DANS NOTRE STOCK

RENSEIGNEMENTS ET CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX

17, rue Francœur - PARIS 18^e
Tél.: MON. 02-93 et 61-19



PUBL. RAPHY

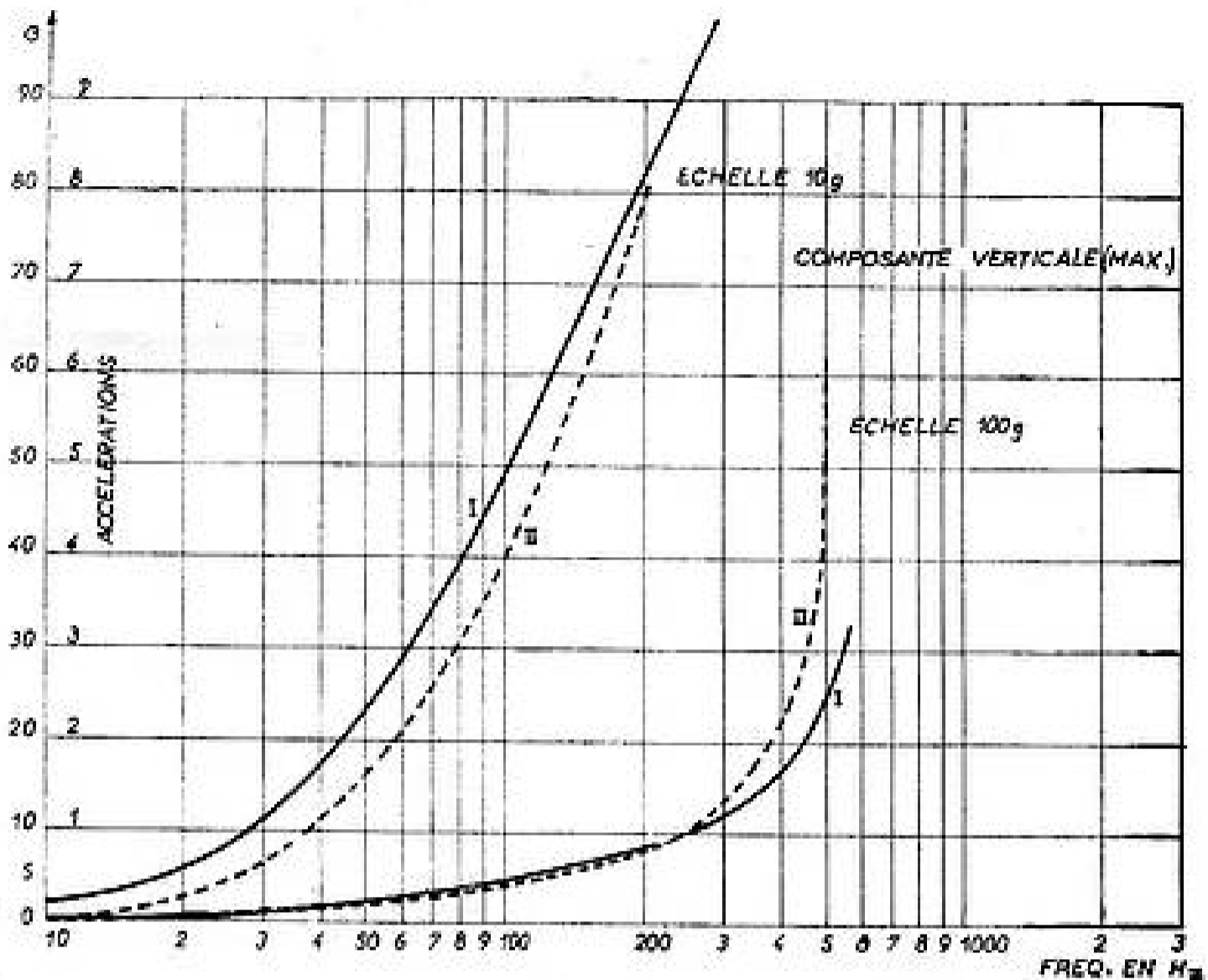


FIG. 1. — Courbes des vibrations avions (accélération maximum).

Courbes I : Parties extrêmes.
 Courbes II : Parties centrales.

tions, chocs) dont l'importance varie avec la fréquence (fig. 1).

D'autre part, il ne faut pas oublier que la vie d'un équipage repose la plupart du temps, et en particulier par mauvais temps, sur le bon fonctionnement de son matériel radio, l'autonomie du vol étant toujours limitée et la réparation immédiate souvent impossible.

Toutes ces exigences définissent les conditions auxquelles doivent satisfaire les pièces détachées radio.

Pour résumer ces pièces détachées doivent être :

- robustes ;
- stables dans le temps ;
- de durée de vie longue ou tout au moins connue avec une précision suffisante ;
- de dimension aussi faibles que possible.

Elles doivent rester insensibles à :

- des variations de température de -60° à $+90^{\circ}$ C ;
- des variations de pression de 760 à 60 mm de mercure ;
- des chocs, vibrations et des accélérations pouvant atteindre 10 ou 15 g ;

— des atmosphères salines et humides diverses.

Ces diverses conditions ont, tant à l'étranger qu'en France, été rassemblées dans des normes ou spécifications qui définissent les essais auxquels devront résister les pièces pour pouvoir être employées en toute sécurité. A défaut de spécifications particulières un cahier des charges aura été défini à l'occasion d'un marché d'étude par exemple.

Action commune des utilisateurs.

Sans doute, ces qualités des pièces détachées radio-électriques d'aviation conviennent, a fortiori, aux pièces détachées destinées à être employées au sol (installations fixes ou mobiles). C'est pour cela qu'une action commune des principaux utilisateurs a pu être menée au sein des grandes Administrations nationales car l'unité d'action permet d'obtenir une meilleure qualité, des prix plus bas, et la simplification des approvisionnements.

Cette action commune s'est manifestée au sein du « Comité de Coordination des Télécommunications de l'Union Française » (CCTU).

Cet organisme, national, qui groupe les grandes Administrations de l'Etat a, en relation avec les représentants des constructeurs, commencé par élaborer des normes de qualification des pièces déta-

chées (1) et à s'attacher un laboratoire de contrôle (le Laboratoire Central des Industries Électriques ou L.C.I.E.) qui lui permette d'homologuer les pièces reconnues bonnes.

Problèmes spécifiquement aéronautiques.

Cette action commune n'exclut pas les initiatives particulières, et l'on peut remarquer déjà dans les spécifications unifiées C.C.T.U. la définition d'une catégorie de pièces détachées radioélectriques : la catégorie III, qui caractérise des pièces de qualité « Aviation ».

De plus certains problèmes peuvent être d'un intérêt essentiel pour le matériel aérien ; c'est ainsi que la réduction systématique des dimensions des pièces, la « miniaturisation », est à l'origine un besoin aéronautique ; car le poids et la place sont en général extrêmement limités et « chers » dans les avions modernes, il suffit pour s'en convaincre, de jeter un coup d'œil dans la cabine d'un chasseur à réaction ; et cependant les appareils radioélectriques de bord ne cessent de croître en quantité et en complexité, il y aura évidemment une limite à partir de laquelle il ne sera plus possible d'augmenter la charge sans augmenter le volume, le poids et la puissance de l'avion. On admet que, en moyenne pour pouvoir emporter 1 kg de plus de charge utile il faut augmenter le poids de l'avion de 10 kg.

Cette remarque nous fait entrevoir tout l'intérêt de :

- miniaturiser au maximum,
- rechercher les consommations les plus faibles,

De ces deux aspects résultent deux orientations des recherches :

— La première est dans l'étude des pièces détachées élémentaires de volume et de poids réduits au minimum et de qualité et performances répondant aux impératifs que nous avons énoncés déjà ; cet article se propose d'en faire le point.

— La seconde dans celle de montages et de circuits propres à réduire les encombrements, les poids et les consommations de courant électrique des équipements de bord ; c'est le but des études de miniaturisation dont un autre article traitera.

Ces études ont été menées par le Service Technique des Télécommunications de l'Air, dans ses propres laboratoires et pour une grande part avec le concours des industries et des laboratoires privés.

Nous examinerons en détail les résultats actuels des études de pièces détachées.

ÉTUDES ET RECHERCHES DANS LE DOMAINE DES PIÈCES DÉTACHÉES

Les principales pièces détachées radioélectriques étudiées pour répondre aux qualités énoncées plus haut :

robustesse, fidélité, petitesse,

ou bien correspondent à l'amélioration de pièces existantes ou bien à la création de pièces nouvelles.

A la première catégorie appartiennent :

- les résistances à couche de carbone,
- les résistances bobinées sous émail,
- les potentiomètres ;
- les tubes électroniques subminiatures.

à la deuxième :

- les relais,
- les noyaux magnétiques en double C,
- les condensateurs à diélectrique céramique,
- les condensateurs électrolytiques au tantale,
- les divers éléments semi-conducteurs au germanium (diodes, photodiodes, triodes).

Résistances subminiatures à couche de carbone pyrolytique.

Il y a plusieurs années que l'on fabrique des résistances à couches, mais ces résistances avaient peu de faveur auprès des utilisateurs ; on leur reprochait surtout leur fragilité, et de fait la couche résistive adhérait mal aux connexions et pouvait être facilement détériorée par abrasion accidentelle.

Pour rendre de l'intérêt à ce type de résistances il fallait :

- trouver des couches solides et adhérentes, de caractéristiques facilement reproductibles,
- les protéger des facteurs destructifs externes,
- obtenir une résistance de haute qualité sous un volume très réduit.

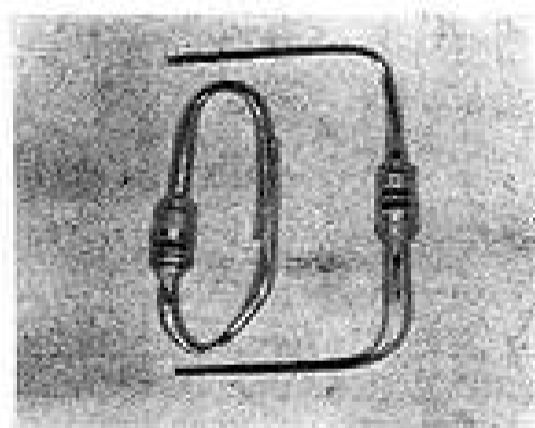


FIG. 2. — Éléments résistants. (C.S.F.)

Ceci a été obtenu, et l'on trouve maintenant dans le commerce de telles résistances, fig. 2.

Ces résistances ont la forme de bâtonnets cylindriques de 7 mm de long et de 2,5 à 3 mm de diamètre munis de connexions axiales en gros fil de cuivre argenté. Elles peuvent dissiper une puissance supérieure à 0,25 watt, variable d'ailleurs avec la température tolérée pour leur surface et qui peut atteindre 300° C sans détérioration de l'élément.

CONSTITUTION.

Ces résistances dont les valeurs s'échelonnent de 100 ohms à quelques mégohms sont essentiellement

(1) Ces normes sont dites spécifications unifiées CCTU.

UTILISATION

JUSQU'À

50 Hz!

Q MÈTRE ^{type} M802 C



Nouvelles **PERFORMANCES**

OSCILLATEUR : 50 KHz à 70 MHz
CV de mesures 25 pF à 500 pF
Vernier ± 3 pF - Lecture directe de L

Possibilité d'utilisation à partir de 50 Hz à l'aide d'un transformateur de couplage type MT 101

Utilisable également avec tous les accessoires pour la mesure des angles de perte (tg δ)

ÉCHELLE ALTERNÉE
CUIVRE-OR
CHANGEMENTS DE
GAMME SÉRIEL
DU THYRISTOR

NOUVELLE ÉCHELLE
TANG δ 100-2000
PERMETTANT DE
LIRE $Q \pm 2$

ÉCHELLE DIRECTE
EN δ PERMET
TANG DES MESURES
DE COUPLAGE 50%
RAPIDES

TRANSFORMATEUR DE
COUPLAGE TYPE MT 101
ENTRE LA PRISE D'UN
Q MÈTRE ET UN GÉNÉ-
RATEUR EXTERIEUR



SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL 72.192.000 F

ÉTABLISSEMENTS GEFROY & Cie

7-9 RUE DES CLOYS-PARIS 18^{ME} MON. 44-65

NOUVEAU CENTRE DE PRODUCTION : 18 Avenue Vaillant-Couturier - Trappes (Seine-et-Oise)

Agence PUBLITEC-DOMENACH

constituées d'une couche de carbone déposée par cracking d'un hydrocarbure sur un bâtonnet de matière céramique.

Cette couche est ensuite gravée pour obtenir la forme hélicoïdale caractéristique, son épaisseur varie avec la valeur de résistance désirée et sa liaison au fil de connexion est obtenue par l'intermédiaire d'une argenture qui recouvre les extrémités du bâtonnet céramique, et d'une soudure à l'argent. Un manchon, en céramique lui aussi, isole la partie active de la résistance de l'extérieur.

Dans un autre modèle de dimensions encore plus faibles : longueur 4 mm, diamètre 1,7 mm, puissance 1/8 watt, le manchon protecteur est remplacé par un vernis.

Résistances subminiatures bobinées sous émail.

Les résistances en fil métallique bobiné possèdent sur les résistances au carbone (aggloméré ou en couche) des avantages importants :

- meilleure stabilité et linéarité ;
- faible coefficient de température et de bruit ;
- meilleure tenue aux températures élevées, etc., malheureusement la faible résistivité des alliages métalliques dont elles sont constituées, fait que l'on ne peut aisément obtenir de fortes valeurs de résistance sous un volume assez réduit. Récemment on a pu réaliser des résistances bobinées miniatures jusqu'à des valeurs de 5 000 ohms.

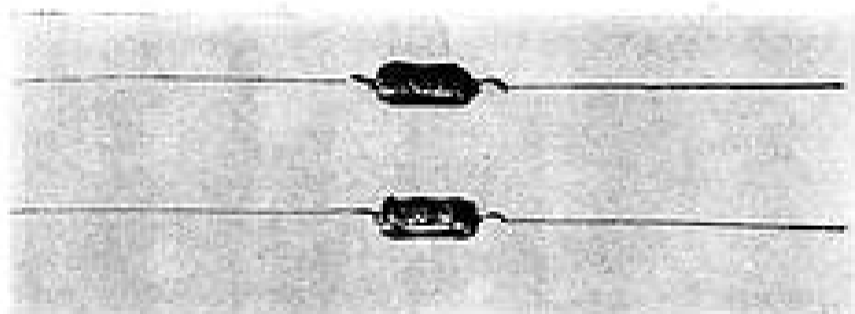


FIG. 3. — Résistances subminiatures bobinées sous émail (Sternice)

Ces résistances ont la forme de bâtonnets émaillés à bouts arrondis, de 5 mm de diamètre et 10 mm de long, les connexions axiales sont brasées aux extrémités (fig. 3).

Elles peuvent dissiper une puissance supérieure à 1,5 watt que l'on peut porter à 3 watts si la température atteinte par la résistance n'est pas préjudiciable aux éléments placés à son voisinage (300° C).

Les autres caractéristiques de ces résistances sont :

valeur : de 10 ohms à 5 000 ohms,

tolérance : $\pm 10\%$,

le coefficient de température : $\alpha = \frac{\Delta T}{R \Delta T} 10^6$

toujours inférieur à 200 est en moyenne de 50 par degré C.

effort de rupture des connexions : $F > 8$ kg.

CONSTITUTION.

Ces résistances sont constituées d'un fil fin enroulé sur un petit manchon de céramique, les extrémités du fil sont soudées électriquement à deux fils méplats cimentés dans les extrémités du manchon, et sur lequel seront brasées les connexions définitives, le tout est émaillé au four à 1 000° C.

Potentiomètres.

Un des problèmes difficiles à résoudre dans la fabrication des potentiomètres est l'obtention de l'étanchéité.

On a essayé de le résoudre par l'emploi de presse-étoupe ou de joints annulaires en caoutchouc, disposés entre l'axe et le boîtier, mais ces solutions se

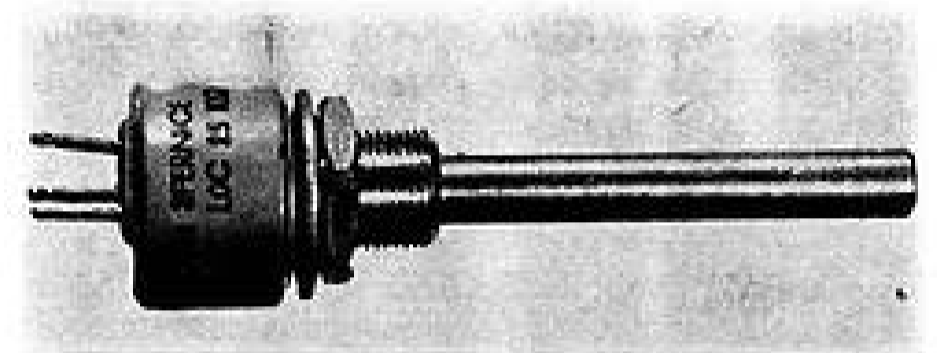


FIG. 4. — Potentiomètre (Sternice)

sont montrées généralement imparfaites : peu à peu les joints s'usent et l'humidité peut pénétrer à l'intérieur du boîtier, le remède est alors pire que le mal car l'eau reste prisonnière et rend le potentiomètre inutilisable. Une solution, malheureusement coûteuse, mais qui semble efficace, consiste à fermer le potentiomètre par un axe conique qu'un ressort intérieur maintient appliqué contre une portée également conique. Un tel potentiomètre étanche a été construit en modèle miniature avec piste à couche de carbone pour les valeurs suivantes :

0,25 watt — 220 à 47 000 ohms

0,15 watt — 0,1 à 1 mégohm

0,1 watt — 2,2 mégohm

La piste est à variation linéaire ou logarithmique de résistance.

Les dimensions sont :

boîtier : diamètre 19 mm, hauteur 12 mm, axe de 6 mm.

Une amélioration ultérieure pourrait porter sur le remplacement de la piste déposée par une piste moulée plus solide et capable de dissiper une puissance plus grande, sur la réduction du diamètre de l'axe et peut-être aussi sur le remplacement de la portée conique métallique par une portée en téflon (diminution du couple résistant).

Tubes électroniques miniatures et subminiatures.

Au cours de la guerre, dans les équipements alliés les tubes de réception à culot octal avaient été peu

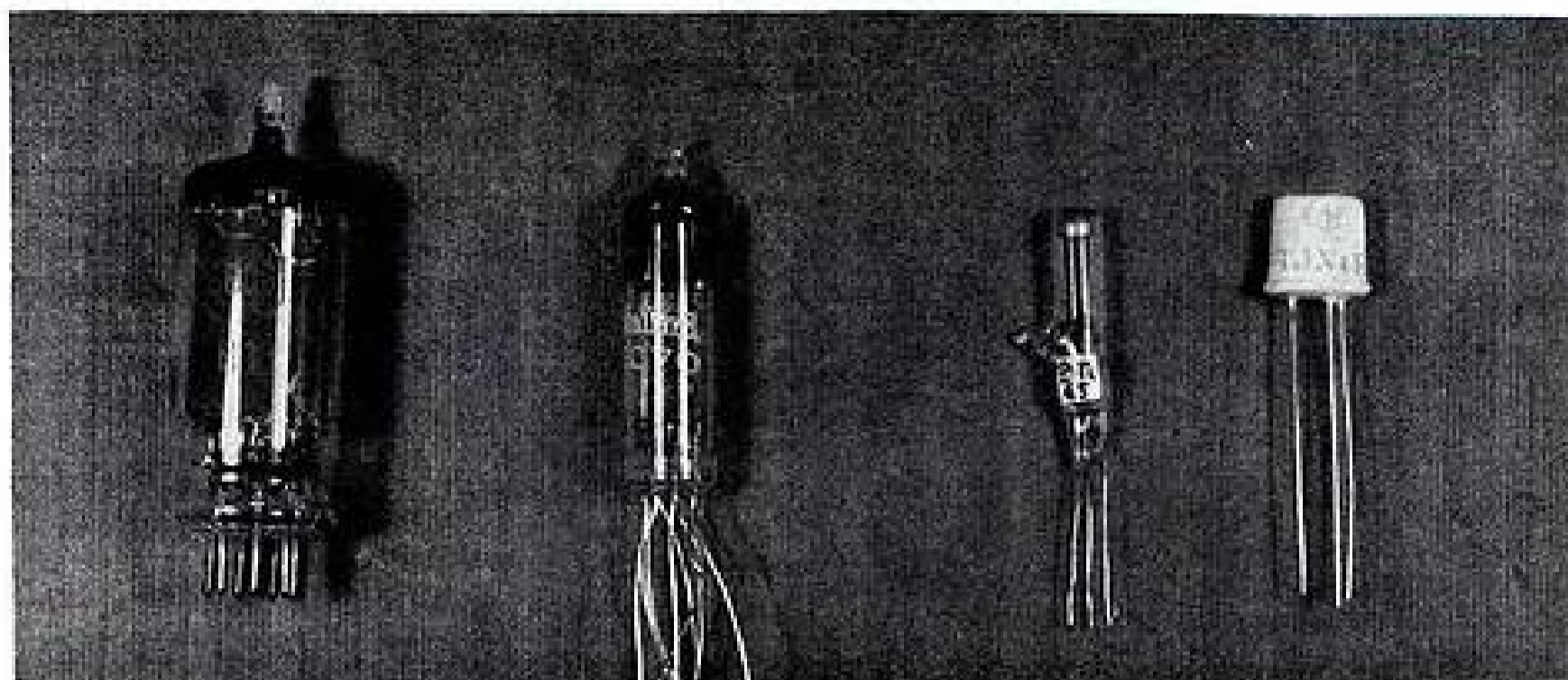


Fig. 5. — Tubes électroniques miniatures, subminiatures; comparaison entre tubes à vide et éléments au germanium (C.S.F.)

à peu remplacés par des tubes tout verre à 7 broches, dits miniatures. En 1945 l'Aviation française se trouvait avoir acquis de nombreux matériels alliés et il devint nécessaire de faire développer en France les mêmes tubes qui avaient été employés à l'étranger.

Avec l'aide de l'Air fut monté en 1947 par la Société Française Radioélectrique (S.F.R.) un laboratoire et un atelier de construction mécanisées des tubes miniatures.

La S.F.R. put ainsi produire en quantité importante les tubes dont nous avons besoin et même en exporter.

Parmi les nombreux tubes fabriqués aux Etats-Unis d'Amérique un choix fut fait qui aboutit à la liste préférentielle suivante des tubes de réception miniatures :

Valves à vide

6X4W-H Valve bi-plaque

Triodes

6AV6-H Diode triode
6J4-H Triode
6J6W-H Double triode
12AT7WA-H Double triode
12AU7-H Double triode
12AX7-H Double triode

Pentodes

5749-H Pentode à pente variable
5654-H Remplace 6AK5
6AM6-H Commande par g_k
6AUGWA-H
57 25-H commande par g_k

Tubes convertisseurs

6BA7-H

Tétraodes et pentodes de puissance

6AK6-H
6005-H Remplace 6AQ5

Pentodes HF d'émission

5763-H Tube à 3 broches

Stabilisateur de tension

0A2WA-H
0BAWA-H

Thyratrons

2D21W-H

Tubes subminiatures

Pentodes

5636
5639
5784
5840
5899
5902

Triodes

5718
5719
6021 Double triode

Diodes

5647 Double diode
5896

Régulateurs de tension

5783

Relais

Les relais d'aviation doivent être étanches et peu sensibles aux chocs et aux vibrations, aussi petits que possible.

— Ils doivent être étanches pour conserver les mêmes performances (pouvoir de coupure, tension maximum admissible, isolement) quelles que soient les conditions de l'atmosphère ambiante :

température : de -55° à $+90^{\circ}$ C.

LES PLUS GRANDES MARQUES AMÉRICAINES

POUR LA PREMIÈRE FOIS

EN *France...*



LABORATORY FOR ELECTRONICS
Compteurs à décades - Oscilloscopes spé-
ciaux pour TV 819 I - Générateurs VHF
Stabilisés - Spectrographes de masse



F. R. MACHINE WORKS INC.
Matériels de Mesures Hyper-
fréquences sur les bandes
S.H.C. W.X. Y.K. U.



R. C. SCIENTIFIC INSTRUMENT Co
Compteurs de Geiger Muller



LAMBDA-PACIFIC ENGINEERING INC.
Relais Hertzien



HALLER RAYMOND & BROWN INC.
Appareils de Contrôle
de Radars



ELECTRO PULSE INCORPORATED
Générateurs d'impulsions
Lignes à retard



STANDARD ELECTRONIC RESEARCH CORP.
Mesures micrométriques industrielles



CLIFTON PRECISION PRODUCTS Co
INC. : Servo-Mécanismes
Servo-Contrôles



BRUNO NEW-YORK INDUSTRIES CORP.
Wattmètres U.H.F. - Matériel Loran
Signal generators - Goniomètres
Pig Tailoring



AMERICAN MEASURING INST. CORP.
Radio Sondes



SERVO CORPORATION OF AMERICA
Préamplis - Montage Bolomètre
Générateurs d'impulsion 150 Kc à
150 Mc - Pyromètre pour infra-rouge

AGENCE EXCLUSIVE

RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE

29, RUE D'ARTOIS - PARIS 8^e ★ TÉL. BALZAC 42-35

humidité : jusqu'à saturation,
pression : de 40 mm à 760 mm de mercure.

— Ils doivent être insensibles aux vibrations jusqu'à une certaine amplitude et une certaine fréquence, car certains endroits des avions peuvent être affectés de trépidations importantes engendrées par les groupes moto-propulseurs et les turbulences atmosphériques et que des résonances mécaniques accroissent encore ; cette insensibilité aux accélérations est nécessaire pour certains circuits, dans lesquels on ne peut admettre une rupture accidentelle, même de courte durée, d'un contact de relais.

— Ils doivent être petits afin que l'on puisse les disposer un peu partout et au plus près des organes commandés en particulier s'ils véhiculent des courants de haute fréquence.

RELAIS SENSIBLE.

Un relais original a été étudié il y a quelques temps (Le Prototype mécanique).

Il s'agit d'un relais subminiature, inverseur, étanche et de grande sensibilité. Fig. 6.

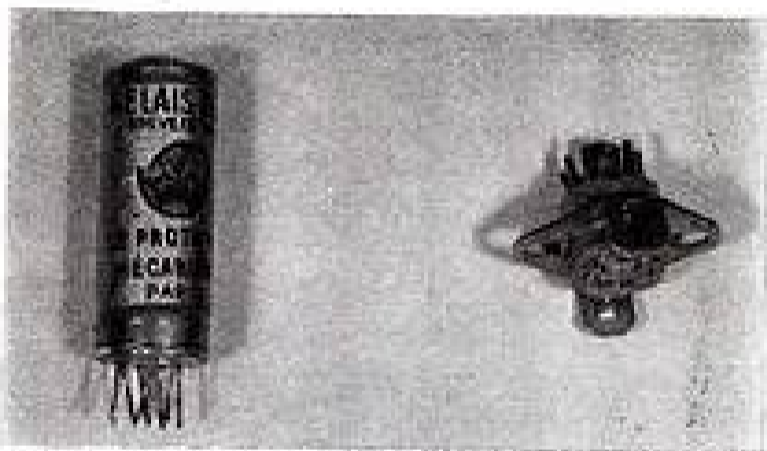


FIG. 6. — Relais subminiatures (Le prototype mécanique)

Ses caractéristiques sont les suivantes :

Dimensions :

cylindre enveloppe en acier cadmié de 10 mm de diamètre et de 25 mm de hauteur terminé par pied en verre fritté que traversent huit petites broches (culot des tubes électroniques subminiatures).

Impédance bobine :

peut être fournie à la demande pour des valeurs comprises entre quelques ohms et 15 000 ohms.

Sensibilité :

La sensibilité est constante et de 6 milliwatts.

Pouvoir de commutation :

L'intensité nominale passant dans les contacts est de 500 mA pour une tension de 110 volts ; il est possible de dépasser ces valeurs, dans le cas d'un circuit non inductif en particulier.

Tension d'isolement :

Entre bobine et armature : 500 volts.

Entre doigt de contact mobile et le contact qu'il ne touche pas : 110 volts.

Courant de seuil :

Le courant à la rupture du contact travail est d'environ 10 à 30 % inférieur au courant nécessaire pour faire passer l'inverseur de la position « repos » à la position « travail ».

Fidélité :

L'emploi d'un alliage magnétique spécial à cycle d'hystérésis étroit rend ce relais fidèle, le courant de seuil au décollage ne dépend pratiquement pas de la puissance fournie à la bobine (au delà de 6 mW).

Noyaux magnétiques en double C.

Une technique assez récente, mais qui s'inspire de principes connus depuis longtemps, a permis d'améliorer la qualité des noyaux magnétiques des selfs et des transformateurs basse fréquence dans des proportions importantes ; cette technique emploie comme matériau magnétique un ruban de fer au silicium à grains orientés, ce qui veut dire que sa perméabilité a été accrue dans le sens de sa longueur, celui du laminage, et dispose ce ruban de façon à le faire suivre au plus près les lignes de force du champ magnétique dans lequel il est introduit — ceci conduit à la forme, bien connue maintenant, des noyaux dits en « tore » coupé ou en double C, cf. fig. 7.

Ces circuits sont obtenus par enroulement, sur un mandrin parallélépipédique, d'un ruban de fer au silicium suivant plusieurs couches jointives que l'on colle les unes sur les autres, on obtient ainsi une sorte de tore magnétique dont la forme est très favorable à la circulation du champ magnétique : ce « tore » est scié en deux et les sections sont rectifiées pour permettre le rapprochement de ses deux moitiés avec un entrefer très faible. Cette disposition permet d'introduire le noyau dans des bobines cylindriques de construction aisée et limite les fuites magnétiques.

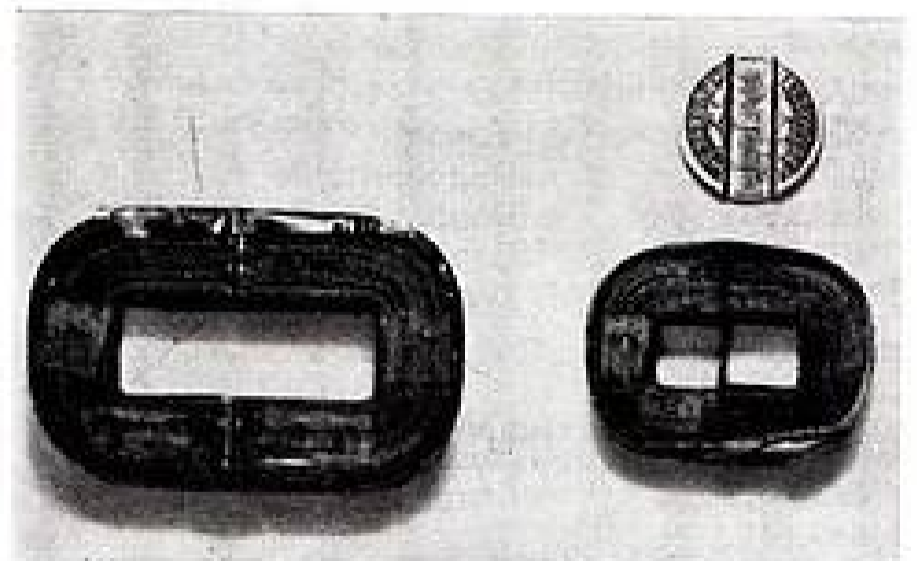


FIG. 7. — Noyaux magnétiques en double « C » (Imphy)

Par ailleurs les pertes dans le fer sont faibles :

0,8 watt/kg à 50 Hz et 10 000 Gauss
8 à 12 watt/kg à 400 Hz et 10 000 G
20 à 30 watt/kg à 400 Hz et 15 000 G

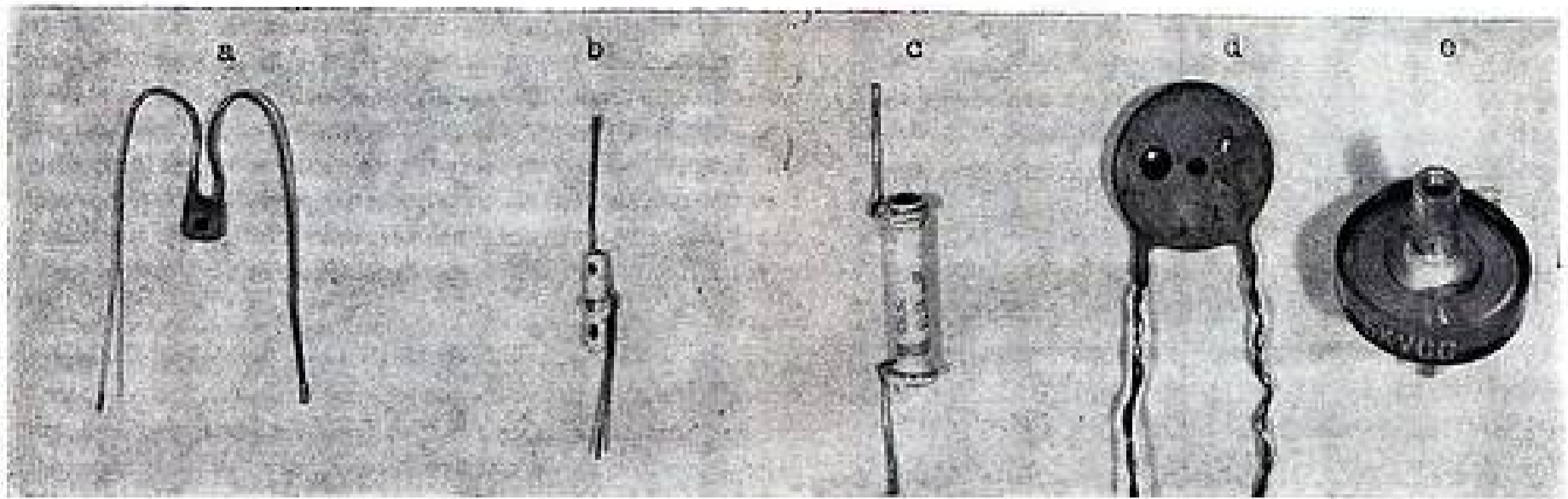


FIG. 8. — Condensateurs céramique (C.S.F.)

Les inductions maximums admissibles sont supérieures à 15 000 G. Toutes ces qualités permettent, à performances égales, de construire des transformateurs et des bobines de self induction petits et d'excellente qualité.

Les noyaux en C sont construits en diverses dimensions normalisées ; les poids vont de 180 g à plus d'un kilogramme.

Les condensateurs à diélectrique céramique.

Il est à peine besoin de rappeler l'intérêt des condensateurs à diélectrique céramique qui sont maintenant employés presque partout à la place des condensateurs au mica et au papier, parfois même à la place des condensateurs à air comme dans le cas des ajustables.

Ce développement tient à des facteurs économiques et à des facteurs techniques : en effet il est très peu coûteux de mécaniser la fabrication des condensateurs céramiques, de leur donner toutes sortes de formes qui en facilitent l'emploi ; il est prudent de ne pas avoir à dépendre de sources de matières premières étrangères ou lointaines ; mais l'aspect primordial tient peut-être davantage aux performances extraordinaires que la diversité des céramiques a permis d'atteindre : à chaque cas particulier d'emploi d'un condensateur peut convenir un diélectrique approprié : a-t-on besoin de réaliser des circuits accordés en haute fréquence on trouvera un matériau à faible pertes et de coefficient de température convenable.

— recherche-t-on à découpler une tension, c'est une céramique à très grande constante et dont les pertes sont là sans importance que l'on choisira,

— veut-on filtrer des tensions très élevées, on pourra disposer de condensateurs très haute tension céramique.

Dès la fin de la guerre les Services Techniques de l'Air se sont intéressés à la fabrication de condensateurs céramiques de très faible encombrement et en 1950 la Compagnie Générale de T.S.F. commença à étudier de tels condensateurs subminiatures.

Il est possible aujourd'hui de voir les progrès réali-

sés en examinant la variété des condensateurs à diélectrique céramique que l'on trouve en vente.

On peut classer ces éléments en :

Condensateurs HF pour circuits ;

Condensateurs de découplage ;

Condensateurs de filtrage hautes tensions.

1° CONDENSATEURS HAUTE FRÉQUENCE.

Pour les récepteurs et les bas étages d'émetteurs c'est généralement le type tubulaire que l'on rencontre le plus fréquemment. Ces condensateurs peuvent être extrêmement petits s'ils n'ont pas à supporter de fortes puissances réactives, c'est le cas dans les circuits accordés des récepteurs, leur valeur peut aller de quelques micro microfarad à quelques centaines, ils ont un coefficient de température négatif que l'on peut employer pour réduire la dérive des fréquences d'accord ; leur angle de perte δ reste faible ($\text{tg } \delta$ est d'environ $500 \cdot 10^{-6}$).

Pour les grosses puissances HF (cas d'émetteurs, de générateurs industriels) on trouve les condensateurs en forme de pots et de tubes, on peut leur appliquer des tensions HF de 3 000, 5 000, 6 000 volts.

2° CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE.

L'utilisation de céramique à haute constante permet de les faire petits, sous forme de tube, d'assiette, de plaquette.

Condensateurs au tantale.

On sait le grand intérêt des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et leur emploi dans nombre d'appareils radio-électriques. Malheureusement s'ils ont des performances étonnantes ; grande capacité volumique et massique, pouvoir d'autorégénération, ils sont d'un emploi difficile à bord des avions, en effet leurs caractéristiques sont instables (courant de fuite et angle de pertes élevés, et surtout il faut les former à nouveau après un stockage prolongé). De grands espoirs sont toutefois permis pour l'amélioration de leurs caractéristiques.

NEW LONDON INSTRUMENT Company INC. U.S.A.

ÉQUIPEMENTS DE MESURES ÉLECTRONIQUES
DE PRÉCISION

Ag. Publiedinec-Domenach



AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE TYPE 160

RÉPONSE EN FRÉQUENCE 15 Kc à 50 Mc.
GAIN 60 db max/1.000 ohms variation continue sur 20 db.
SORTIE max. 10 V/1.000 ohms. MONTÉE approx. 0.010 μ s.
BRUIT MOYEN 18 db. ENTRÉE imp. nominale 1.000 ohms.
Distorsion très faible, contrôle de gain à variation continue.



GÉNÉRATEUR UHF TYPE 155

3 GAM. 2.700-2.900-3.100-3.400 Mc - ENTRÉE puls. moy. de
max. < 200 mV.
DÉCLENCH. int. ou ext. - Durée 6 μ s \pm 20 % - Montée
< 0,5 μ s - Ampli. 40 V crête \pm 20 % const. à 10 %.
SORTIE modulée en impulsion - Att à pist. étalonné en db.
Lect. post. < 1 mV/50 ohms - FUITES < - 95 db.



MODULATEUR PILOTE TYPE 252

GAMME PORTEUSE 100-225 ou 225-
400 Mc.
TAUX DE MOD. 0 à 100 % - pos. ou nég.
PRÉC. DE LECT. \pm 2 % à 0 % et
100 % à 1.000 c - \pm 4 % p. toute autre val.
SORTIE B.F. pilot. 1 V/600 Ω à
mod. 100 % - 20-45.000 c \pm 1 db.
SORTIE MES. : 10 V/100.000 Ω à
mod. 100 % - 20-30.000 c \pm 1db.
Bruit de fond et rack A_0 - 80 db par
rapport au signal entr. mod. à 100 %.



GÉNÉRATEUR DE BRUIT UHF TYPE 191

GAMME 100 à 3.000 Mc.
IMP. SORTIE dissymétrique/50 ohms.
BRUIT 0 à 20 db.
ÉTALONNAGE linéaire en db bruit
Logarithmique en mA continu.
Limiteur automat. protège les diodes.
Contrôle de sortie par cut-off pour
mesures comparatives.



GÉNÉRATEUR DE BRUIT VHF - UHF - TYPE 175

GAMME DE FRÉQUENCE 50 à 900 Mc.
BRUIT 0 à 19 db.
PRÉC. max. \pm 1 db à 900 Mc/300 ohms.
p. fréq. < 400 Mc \pm 0,5 db imp. Indif.
SORTIE symétrique 300 ohms.
Equippé de diodes de bruit de longue
durée et bon marché. Pas de réglage
d'accord nécessaire.

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DE
SOCIÉTÉ ANONYME CAPITAL 10.000.000 FRF

SILFA

LIAISON FRANCE-AMÉRIQUE
ADR. TEL. SILFAAMERIFRA

2, BOULEVARD PEREIRE - PARIS 17^e - TÉL. : CARNOT 33-67

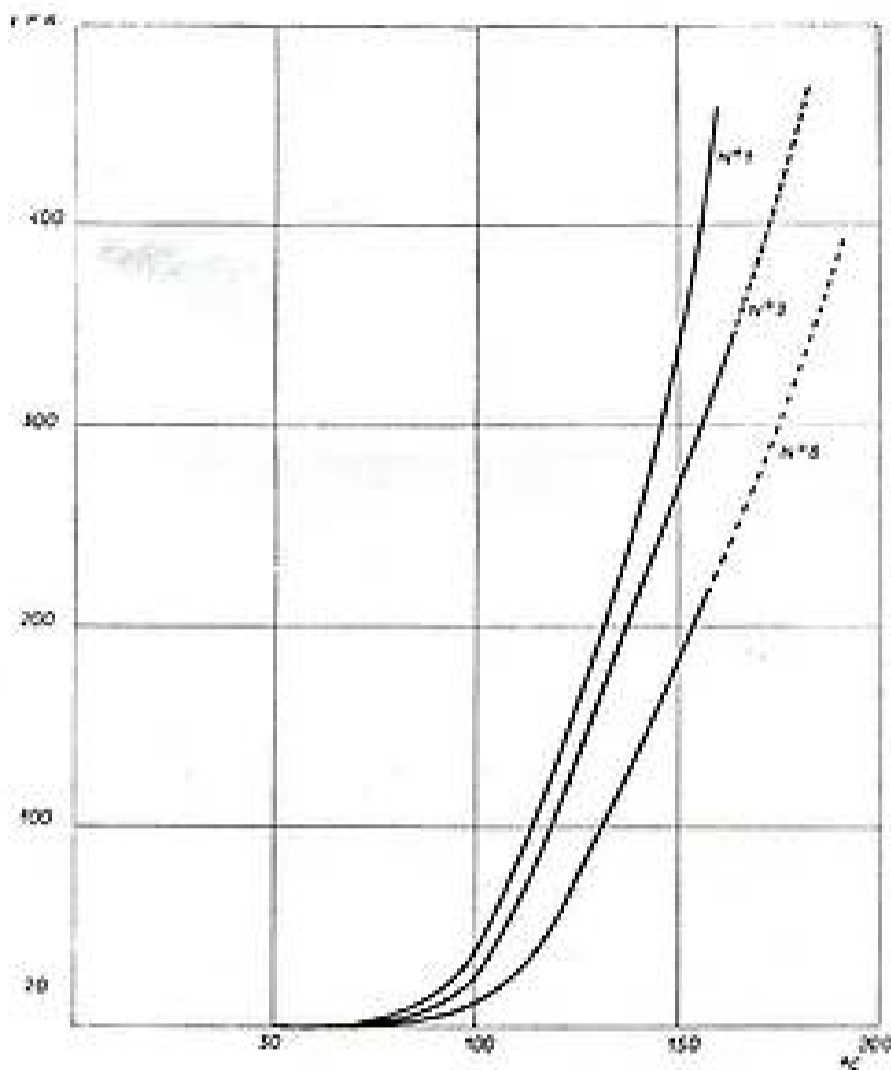


FIG. 9. — Condensateurs électrolytique au tantale. Courants de fuite en fonction de la température à 70 V continu.

L'emploi du tantale à la place de l'aluminium a permis de construire des condensateurs plus fidèles et de performances bien supérieures. Ceci est dû à la fois à la finesse et à la grande régularité de la couche d'oxyde de tantale qui constitue le diélectrique du condensateur et à la bonne conductivité de l'électrolyte employé (cet électrolyte peut être l'acide sulfurique car le tantale possède une grande inertie chimique).

L'on peut trouver deux modèles de ces condensateurs.

— l'un possède une anode de tantale fritté baignant dans de l'acide sulfurique que contient un étui cathodique en argent ;

— l'autre ressemble davantage au condensateur à l'aluminium, car l'anode et la cathode sont deux rubans, l'un de tantale l'autre d'argent, séparés par une bande de papier imbibée d'un électrolyte faible, et enroulés dans un petit tube protecteur.

C'est le premier modèle qui semble le plus intéressant, son anode massive frittée, et donc poreuse, présente, en effet, une surface active considérable, baignée par un électrolyte excellent conducteur, si bien que l'on obtient des capacités considérables par unité de volume, des angles de perte faibles et aussi des courants de fuite insignifiants. Son seul

FIG. 10. — Condensateurs électrolytiques au tantale. Capacité C (mesurée à 50 Hz) en fonction de la température.

Pertes $\text{tg } \delta$ (mesurée à 400 Hz).

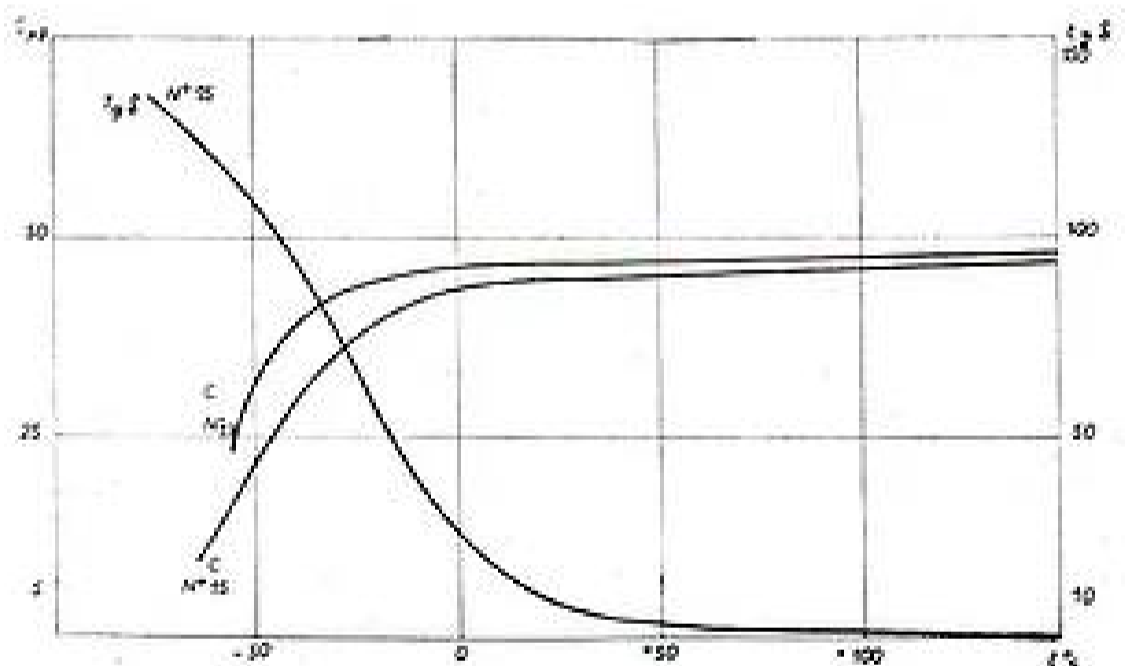
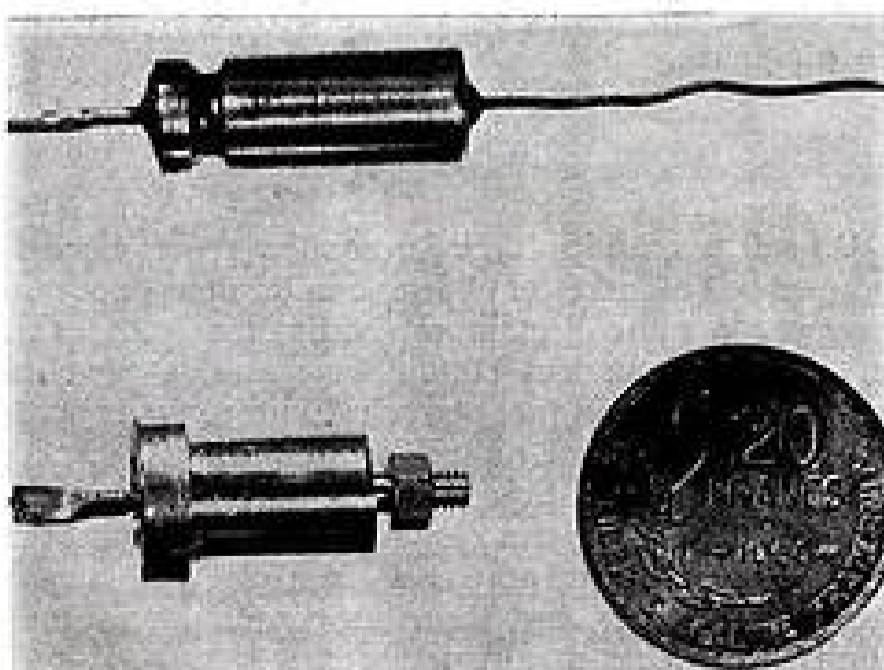


FIG. 11a et 11b. — Condensateurs au tantale C.S.F.)



défaut est sa faible tension de fonctionnement : 70 volts. A titre d'exemple, un condensateur de 50 microfarads, 70 volts service (cf. fig. 11 a), a un courant de fuite de l'ordre du microampère, un volume de 1 cm³, pèse 10 g peut fonctionner efficacement entre - 55° et + 70° C et supporte des stockages prolongés sans se détériorer, ce qui n'est pas le cas des condensateurs à l'aluminium. Le même modèle mieux protégé, fig. 11b peut être employé à 150° C. Ce type de condensateur peut être facilement formé pour des tensions de service plus faibles (quelques volts) et présenter par suite des valeurs de capacité beaucoup plus grandes (quelques centaines de microfarads) à volume égal.

On imagine tout l'intérêt de ces condensateurs dans les circuits à transistors.

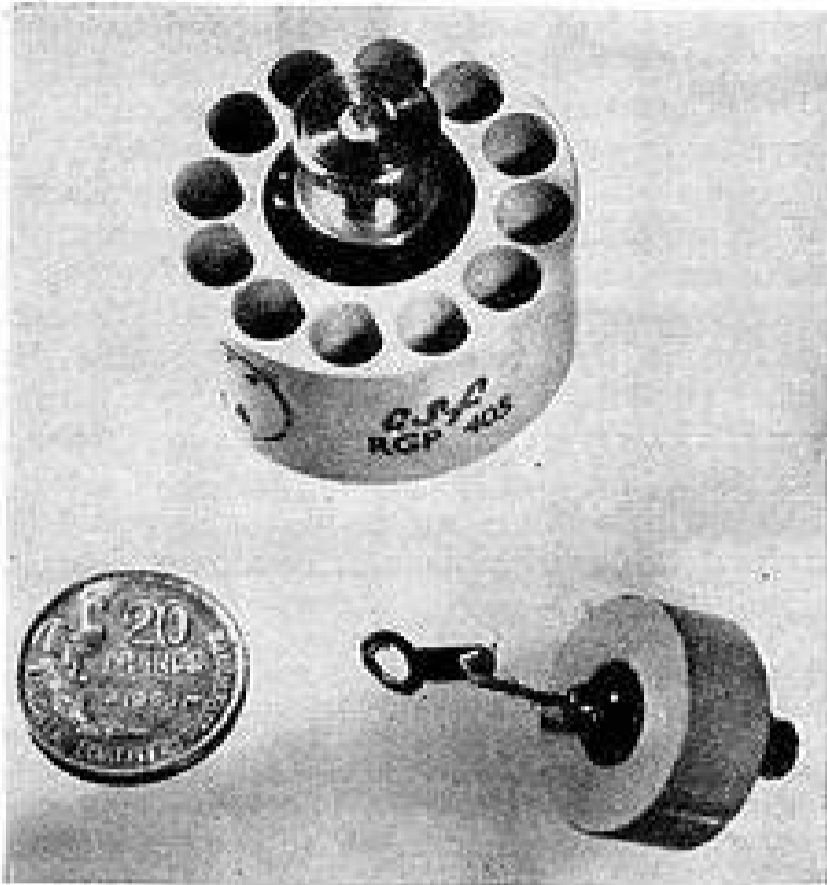


FIG. 12. — Diodes jonctions moyenne et grande puissance (C.S.F.)

Le deuxième à bandes enroulées peut fonctionner jusqu'à 150 volts de tension de service, mais sa capacité volumique est plus faible ; ses pertes et son courant de fuite sont également très réduits.

Éléments semi-conducteurs au germanium.

C'est grâce à ces éléments qui sont petits et consomment peu qu'un pas important s'est fait dans le domaine de la réduction des dimensions des appareils.

Les principaux éléments actuellement fabriqués sont :

- les diodes à pointes.
- les diodes à jonctions de faible moyenne et grande puissance.
- les cellules photo électriques (diode jonction photo sensible).
- les triodes à pointes.
- les triodes, jonctions moyenne et forte puissance. (Les triodes sont communément appelées transistors ou transistrons).

1° Diodes à pointes subminiatures.

Ces diodes sont essentiellement constituées d'une paillette de germanium mono cristallin sur laquelle vient se souder la pointe d'un fil fin, le tout est contenu dans un petit tube céramique de 5,5 mm de long et 2,5 de diamètre. Ces diodes ont des conductances directes élevées et inverses faibles.

De telles diodes sont utilisées couramment en détection ou dans les machines à calculer.

2° Diodes à jonction moyenne et grande puissance.

Ces redresseurs peuvent se substituer aux valves

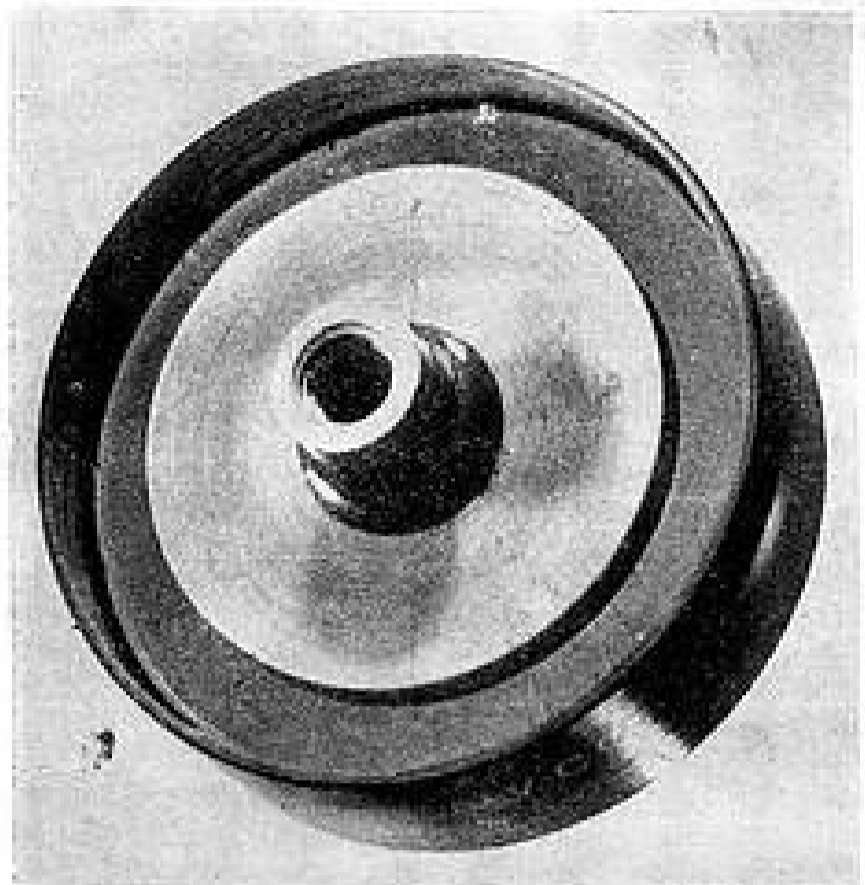


FIG. 13. — Condensateur H.T. céramique (C.S.F.)

à vide ou mieux aux valves à vapeur de mercure par suite de leur grande conductance directe.

Elles sont constituées d'une petite plaque de germanium et d'une jonction d'indium, protégées par un boîtier étanche. Pour les puissances moyennes 400 V inverse 0,5 A redressés maximum le refroidissement par l'air ambiant ne pose pas de problème ; pour les grandes puissances il est nécessaire d'enfermer la plaquette de germanium et la jonction d'indium (dont les dimensions sont fonction directe du courant que l'on veut faire passer dans le redresseur.)

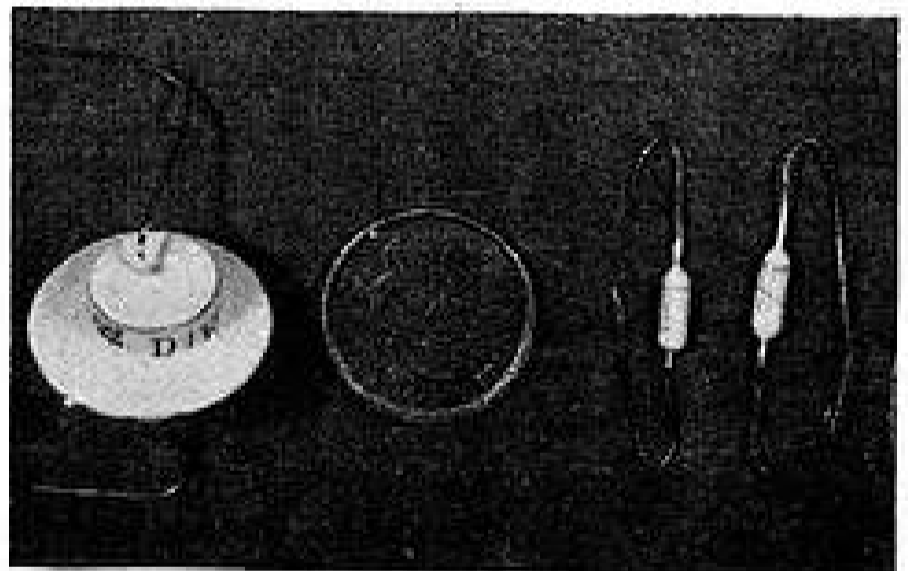


FIG. 14. — Éléments germanium photodiode triode, diodes à pointes redresseur moyenne puissance (C.S.F.)

dans des boîtiers massifs munis d'ailettes de refroidissement ; dans ces conditions on peut obtenir des tensions inverses de plus de 400 V crête et des courants redressés jusqu'à 5 ampères.

3° Triodes à jonctions moyenne puissance.

Les triodes au germanium, que l'on désigne généralement sous le nom de transistors, ont sur les tubes à vide les avantages suivants :

- dimensions plus faibles à puissance utile égale,

SUPERSONIC

TOUTES ETUDES ET REALISATIONS DE
BOBINAGES SPECIAUX A USAGE PROFESSIONNEL

22, AVENUE VALVEIN • MONTREUIL SOUS/BOIS - TEL. AVR. 57-30

absence de chauffage, et par suite meilleur rendement énergétique total ; par contre on ne peut actuellement les utiliser à des fréquences trop élevées : $f < 2$ mégahertz.

Le modèle de 50 mW de puissance dissipable a les dimensions suivantes :

- hauteur sans les connexions. 10 mm
- épaisseur 5 à 6 mm
- largeur 10 mm

Les principales caractéristiques sont en moyenne : montage émetteur à la masse :

- facteur d'amplification de courant ... 30
- fréquence de coupure à 3 dB 100 kHz
- facteur de bruit 10 dB

4° Cellules photo-électriques.

Ces cellules sont faites d'une petite diode à jonction germanium-indium, dont l'éclairement modifie la conductance inverse.

Principales caractéristiques :

- sensibilité à la lumière : 30 mA / lumen
- impédance dynamique inverse $\geq 500\ 000$ ohms
- dimensions de l'enveloppe : diam. 5 mm, long. 27 mm (il semble que cette dernière dimension pourrait être très diminuée).

Ces petites cellules peuvent être employées à la place des cellules à vide jusqu'à des fréquences de modulation de lumière de 500 kHz ; elles sont alors plus sensibles : 30 000 micro-ampère par lumen au lieu de 25 pour une cellule à vide, par contre leur surface utile est faible et de l'ordre du millimètre carré, et l'on ne peut guère les utiliser à des températures supérieures à 70° C.

CONCLUSION

Les problèmes particuliers posés par les matériels de bord des avions modernes ont été un des facteurs

déterminants dans la création de pièces détachées de qualité et de dimensions réduites.

Mais il faut s'attendre à voir les autres techniques utiliser les résultats acquis par et pour l'Air.

La miniaturisation des matériels est une nécessité pour le matériel aérien, elle est intéressante pour certains matériels légers employés au sol comme les petits récepteurs de campagne, mais elle trouvera certainement des applications intéressantes dans d'autres emplois, puis finira par s'imposer partout lorsqu'elle sera en même temps une économie. C'est ainsi que les éléments semi-conducteurs : triodes et redresseurs au germanium, voient déjà s'ouvrir des débouchés dans de nombreux domaines de l'industrie.

BIBLIOGRAPHIE

- A. DANZEN. — Les condensateurs à diélectriques céramiques. Performances et caractéristiques d'utilisation. *Annales de Radioélectricité*, n° 24, Avril 1951.
- J. PEYSSOU. — Quelques considérations sur les condensateurs de puissance à diélectrique céramique. *Annales de Radioélectricité*, n° 22, Octobre 1950.
- J. LAFLUME. — Possibilité des diodes et redresseurs au germanium. *Onde Électrique*, n° 316, Juillet 1953.
- L. AIGRAIN. — Généralités sur les éléments non linéaires. *Onde Électrique*, n° 328, Juillet 1954.
- L. PODOLSKY. — Pièces détachées pour conditions sévères d'emploi. *Onde Électrique*, n° 317, 318, Août-Sept. 1953.
- N. THIEN-CHI. — Matériaux électroniques. *Techniques de l'Ingénieur, Electronique*, Vol. I.
- A. DANZEN. — Le verre et la céramique en électronique. *Techniques de l'Ingénieur, Electronique*, Vol. I.
- F. DUMAS. — Résistances — Potentiomètres. *Techniques de l'Ingénieur, Electronique*, Vol. I.
- E. CAYE. — Condensateurs fixes et variables. *Techniques de l'Ingénieur, Electronique*, Vol. I.
- P. AIGRAIN. — Semi-conducteurs. *Techniques de l'Ingénieur, Electronique*, Vol. I.
- J. PEYSSOU. — Le condensateur céramique. *Toute la Radio*, n° 175, Mai 1953.
- J.P. VASSEUR. — Principes des circuits à transistors. *Annales de Radioélectricité*, n° 40, Avril 1955.

BOONTON



RADIO CORP.

GYROSCOPE



COMPANY

ZO-1ZOOB



PRÉCISION ÉLECTRONIC INSTRUMENT

★ GÉNÉRATEUR TYPE 202 B

- Modulation en fréquence et en amplitude ● Gamme de fréquence 54 à 215 Mc ● Modulation en fréquence variable de 0 à 240 Kc ● Modulation en amplitude variable de 1 à 50 %
- Tension de sortie variable de 0,1 microvolts à 0,2 volts ● Distorsion inférieure à 2 %



MICROLINE INSTRUMENTS

★ APPAREIL D'ESSAI DE RADAR TYPE 38-A (TS - 147 B/UP)

- Gamme 8500 à 9600 Mc ● Puissance de sortie de -42 à -85 db ● Précision du fréquencemètre ± 1,0 Mc ● Modulation en fréquence de 0 à 60 Mc ● Secteur 115 volts 50 hertz

SORENSEN



& COMPANY INC.

MEASUREMENTS



CORP

ISORENSEN

MEASUREMENTS CORP



ISOTRONIC PRODUCTS

★ NOBATRON TYPE 325 BB

- Tension de sortie 0 à 325 volts continu ● Courant maximum 0 à 125 ma ● Régulation ± 0,5 % ● Tension de polarisation 0 à 150 volts ● Tension alternative 6,3 volts 10 A ● Secteur 105-125 volts 50 hertz



LABORATORY STANDARD

★ GÉNÉRATEUR TYPE 84

- Gamme de fréquence de 300 à 1000 Mc : précision ± 0,5%
- Tension de sortie de 0,1 à 100.000 microvolts ● Impulsion de 60 cycles à 100 Kc ● Modulation en amplitude de 0 à 30%



DISTRIBUTEUR OFFICIEL

FRANCE & UNION FRANÇAISE

86, RUE VILLIERS DE L'ISLE-ADAM ★

PARIS XX^e - TÉL. MENIL 31-10 & 11

PUBLÉDITEC DOMENACH

LE DUPLICATRON S.E.A. ÉQUIPEMENT DE COPIAGE ÉLECTRONIQUE DE HAUTE PRÉCISION A DEUX DIMENSIONS ⁽¹⁾

PAR

M. JEUDON

Licencié es Sciences

Ingénieur à la Société d'Electronique et d'Automatisme

I. — PRINCIPE.

I.1. — Généralités.

Soit à usiner une pièce de révolution sur un tour à banc parallèle ou un tour vertical, le problème mécanique à résoudre consiste à faire décrire la méridienne de la pièce désirée, au tranchant de l'outil à une vitesse aussi proche que possible de celle réalisant les conditions de coupe optima.

Plusieurs procédés sont utilisables pour fournir à l'asservissement les cotes de la pièce, citons :

1° l'usage d'un dispositif d'enregistrement donnant à chaque instant de l'usinage les coordonnées de la position de l'outil,

2° l'usage d'un dessin dont le contour est suivi par l'asservissement à l'aide de cellules photoélectriques et d'un dispositif optique approprié,

3° l'usage d'un gabarit découpé (à certaines corrections près) à la forme du profil à usiner et suivi par un palpeur électro-mécanique.

Malgré les larges promesses d'avenir de la première solution, nous nous attacherons ici uniquement à la troisième qui, seule, (en France tout au moins) a donné lieu jusqu'ici à des réalisations industrielles.

La figure 1 schématise la disposition qui a été mise au point. Le palpeur *P* et l'outil *O* sont rigidement liés l'un à l'autre et décrivent des trajectoires rigoureusement parallèles. Les deux moteurs M_1 et M_2 assurent les déplacements dans les deux directions parallèles et normales à l'axe de la broche du tour.

Le problème d'usinage est résolu quand le palpeur *P* est asservi à suivre le contour du gabarit *G*.

Une méthode simple, qui a déjà reçu de nombreu-

ses applications, consiste à donner au moteur M_1 une vitesse d'avance constante ; l'asservissement s'effectue alors uniquement dans la direction normale au banc par l'intermédiaire du moteur M_2 . Dans ce cas, il est avantageux d'incliner le chariot par rapport au banc du tour ce qui permet d'usiner des épaulements normalement à l'axe. Cette solution n'est pas parfaite : l'outil travaille à vitesse variable et son rendement en est diminué ; de plus, certains profils sont impossibles à usiner.

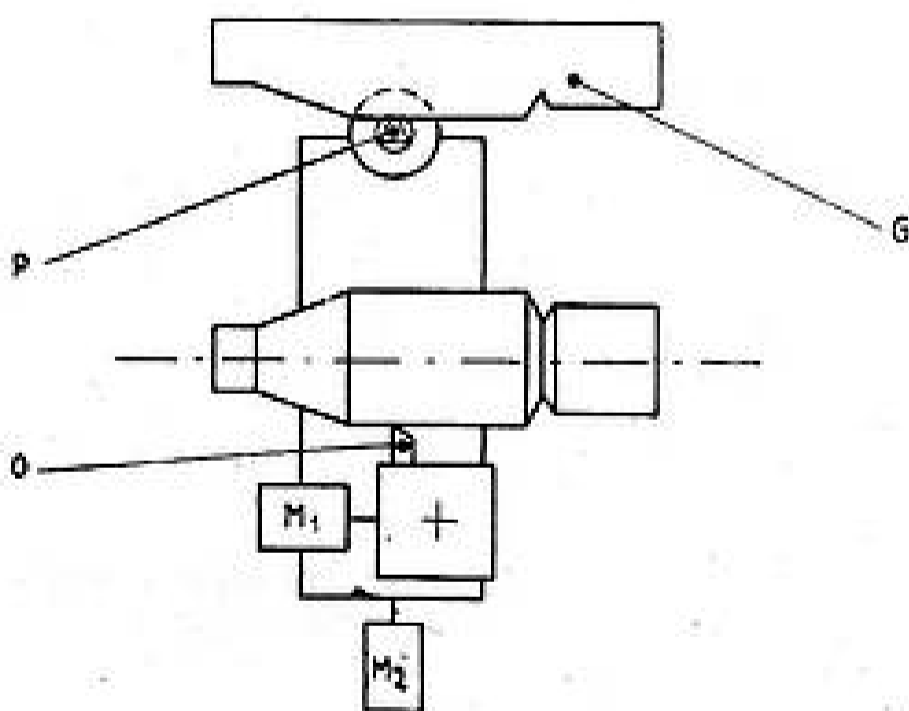


FIG. 1

Dans la solution retenue pour le « DUPLICATRON S.E.A. » les deux moteurs sont asservis et le palpeur suit le calibre à vitesse curviligne constante. Cette méthode exige un palpeur sensible dans deux directions. Comme nous le verrons plus loin dans la solution S.E.A. ce palpeur a été réalisé grâce à un pont d'impédances comprenant quatre autoinductances

(1) Communication présentée aux membres de la 8^e section de la Société des Radiotechniciens et de l'Association des Ingénieurs Electroniciens le 22 février 1954.

qui délivrent directement les projections sur les deux axes de son écart avec sa position d'équilibre. Reportons-nous à la figure 2 qui représente le palpeur en contact avec le calibre. Sur cette figure, O

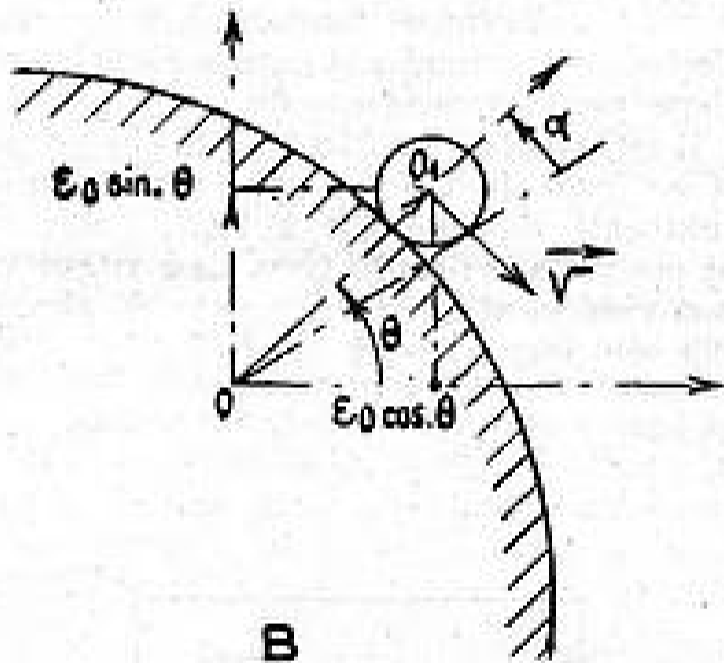
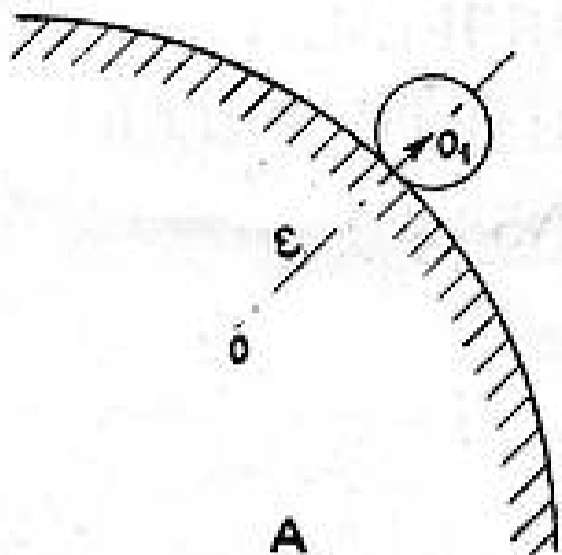


FIG. 2

serait la position du palpeur en l'absence de calibre, O_1 étant la position réelle, $|OO_1| = \varepsilon$ représente l'enfoncement du palpeur sous la poussée du calibre.

Si la force de rappel est indépendante de la direction (ce qui est pratiquement réalisé) et si le contact est parfaitement lisse, le vecteur $\overrightarrow{OO_1}$ est normal au calibre (fig. 2 A). Si le frottement n'est pas négligeable, $\overrightarrow{OO_1}$ fait avec la normale un angle $\pm \alpha$ égal à l'angle de frottement. Si le frottement est constant, cet angle est lui-même une constante tant que la vitesse curviligne ne change pas de signe.

Le palpeur délivre deux tensions électriques proportionnelles aux projections de $\overrightarrow{OO_1}$ sur des axes fixes, soit :

$$\varepsilon \cos \theta$$

$$\varepsilon \sin \theta$$

Les cosinus directeurs de la tangente au calibre au point de contact seront donc :

$$\begin{cases} \cos \left[\theta \pm \left(\alpha + \frac{\pi}{2} \right) \right] \\ \sin \left[\theta \pm \left(\alpha + \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{cases}$$

Si les deux moteurs sont asservis en vitesse et reçoivent respectivement les ordres :

$$1 \begin{cases} V \cos \left(\theta - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) = V \sin (\theta - \alpha) \\ V \sin \left(\theta - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) = -V \cos (\theta - \alpha) \end{cases}$$

le porte-outil (donc avec lui le palpeur) prend une vitesse de module V parallèle au calibre ainsi qu'il est indiqué sur la figure 2 B. Pour le couple d'ordres :

$$V \cos \left(\theta + \alpha + \frac{\pi}{2} \right)$$

$$V \sin \left(\theta + \alpha + \frac{\pi}{2} \right)$$

le fonctionnement est le même, mais le mouvement est décrit en sens inverse du précédent.

Ces ordres simples suffiraient donc à donner au palpeur une trajectoire parallèle au calibre si les moteurs les exécutaient sans retard. Pour atteindre la précision désirée on leur superpose un ordre de positionnement destiné à maintenir constant l'enfon-

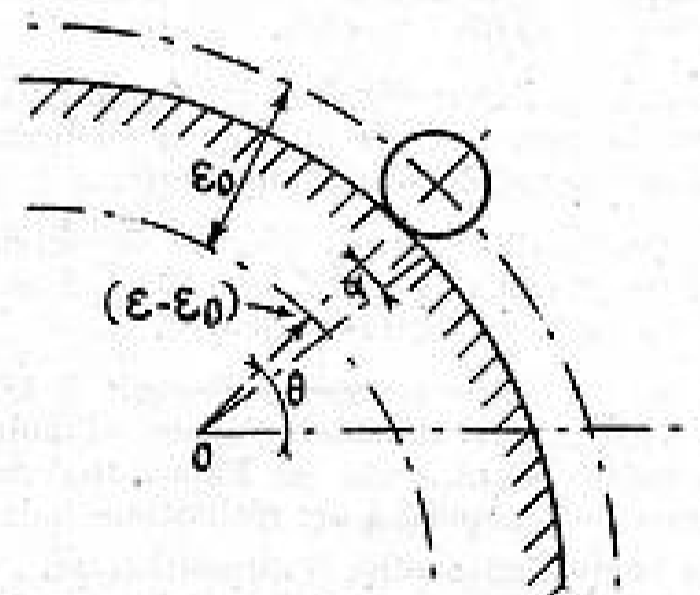
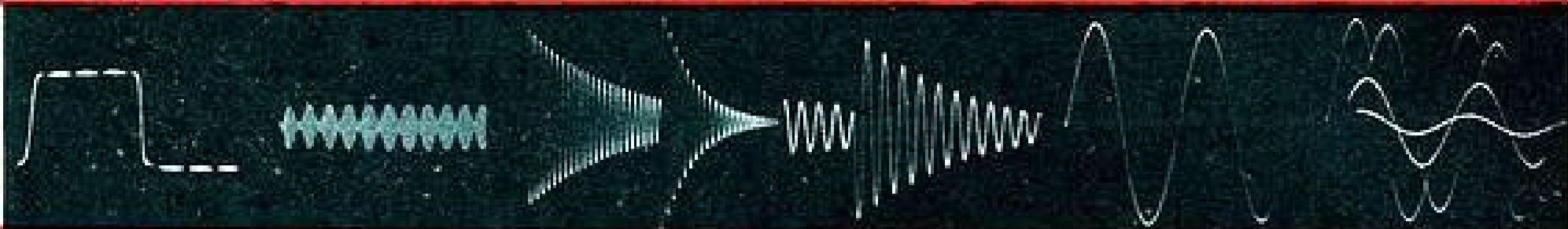


FIG. 3

cement ε du palpeur. Soit ε_0 cette constante choisie une fois pour toutes, l'erreur de position (figure 3) mesurée par rapport au point le plus proche de la courbe exacte s'écrit : $\varepsilon_0 - \varepsilon$ et a approximativement pour projections sur les deux axes :

$$(\varepsilon_0 - \varepsilon) \cos (\theta - \alpha)$$

$$(\varepsilon_0 - \varepsilon) \sin (\theta - \alpha)$$



Imp. 0,3- μ s avec ligne retard 20 MHz modulés transitoire complexe le même panoramique début d'un même phénomène avec et sans post-blocage

TECHNIQUE NOUVELLE DANS L'OSCILLOSCOPE

LE SYNCHROSCOPE TYPE 252 A



AMPLIFICATEUR VERTICAL

0-10 MHz sensibilité 0,15 V. p à p/cm
 20-10 MHz — 0,03 V. p à p/cm.
 (mesures jusqu'à 20 MHz); avec câble
 de retard de 0,3 μ s incorporé: ampli
 distribué, étalonné en tensions

TUBE CATHODIQUE \varnothing 12,5

à post-accélération
 34 tubes normalisés ou
 noval. Un seul coffret

BALAYAGE DÉCLENCHÉ

de 0,01 sec/cm à 0,1 μ s/cm

et RELAXÉ

10 Hz - 500 KHz

MARQUEUR

9 valeurs comprises
 entre 0,2 et 1.000 μ s,
 précision = 2 %

BALAYAGE PANORAMIQUE

retard au déclenchement de
 1 à 100.000 μ s. Blocage du
 redéclenchement pendant
 1 μ s à 1 sec

Ses performances
 le destinent particulièrement
 à certains domaines
 de l'**ELECTRONIQUE**

Calculateurs électroniques
 Radar, Télévision
 Télécommunications

LABORATOIRE - MAINTENANCE

**Ribet
 Desjardins**



13, RUE PÉRIER - MONTROUGE (SEINE) - ALÉ. + 24-40

Agent pour la Belgique : URB, 51, quai Bonaparte, LIÈGE

$$\left. \begin{aligned} x &= f_1(s) \\ y &= f_2(s) \end{aligned} \right\} \text{équation de la courbe du gabarit}$$

les seuls ordres extérieurs donnés à la machine étant la courbe du gabarit et la vitesse de parcours.

Il faut noter que les grandeurs portées fig. 5 sont des grandeurs vectorielles. Il serait dangereux de considérer l'ensemble comme la juxtaposition de deux asservissements répondant individuellement à ce schéma. En effet, les deux chaînes sont étroitement couplées au niveau du gabarit et du calculateur et leurs performances ne peuvent pas être étudiées isolément.

La figure 6 montre les deux voies avec le détail des différentes fonctions.

1.2. — Stabilité et performances dynamiques.

Dans l'hypothèse, assez bien réalisée en pratique, où les deux asservissements ont des réponses dynamiques identiques, ce couplage ne complique pas l'étude théorique des performances. Nous allons montrer en effet que l'étude se ramène dans ce cas à celle d'une chaîne d'asservissement unique.

Soit $\vec{\tau}$ et \vec{n} les vecteurs unitaires de la tangente et de la normale au calibre. Pour une erreur de position nulle ($\varepsilon = \varepsilon_0$), l'ordre de vitesse donné au chariot peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{V}_0 = v_0 g(p) \vec{\tau}$$

v_0 étant la vitesse affichée et $g(p)$ le coefficient de transfert d'une commande de vitesse. Si l'erreur de position n'est pas nulle la vitesse prend la forme :

$$\vec{V} = v_0 g(p) R \vec{\tau}$$

R étant l'opérateur groupant les ordres définis en I et II (§ 1.1) est représenté par une matrice de la forme :

$$\begin{bmatrix} 1 & -S \\ S & 1 \end{bmatrix} \text{ où } S = a(p) (\varepsilon - \varepsilon_0)$$

$a(p)$ étant la fonction de transfert des organes mesurant ($\varepsilon - \varepsilon_0$) corrigée éventuellement par un réseau correcteur approprié.

D'autre part, l'erreur de position peut s'écrire vectoriellement :

$$(\varepsilon - \varepsilon_0) \vec{n}$$

On peut donc écrire :

$$\int_0^t (V - V_0) dt = (\varepsilon - \varepsilon_0) \vec{n}$$

Soit en prenant les transformées de Laplace :

$$\frac{1}{p} v_0 g(p) [R - \underline{1}] \vec{\tau} = (\varepsilon - \varepsilon_0) \vec{n}$$

or : $\vec{\tau} = T \vec{n}$ si T est l'opérateur représentant une rotation de $\frac{\pi}{2}$

$$T \longrightarrow \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{on a donc } \left[\frac{v_0}{p} g(p) a(p) (R - \underline{1}) T - \varepsilon \right] \vec{n} = 0$$

$$\left(v_0 \frac{g(p) a(p)}{p} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \varepsilon \right) \vec{n} = 0$$

soit :

$$- \left(v_0 \frac{g(p) a(p)}{p} + 1 \right) \varepsilon \vec{n} = 0$$

Les conditions de stabilité sont donc que les racines de :

$$v_0 \frac{g(p) a(p)}{p} + 1 = 0$$

soient à partie réelle négative. On est ainsi ramené à l'étude de la stabilité d'un asservissement de position classique pour lequel le coefficient de transfert de la boucle serait :

$$v_0 \frac{g(p) a(p)}{p}$$

En pratique on aura donc le choix entre deux réseaux correcteurs identiques incorporés aux deux asservissements de vitesse ou un réseau unique agissant sur le module de l'erreur.

2. — RÉALISATION.

Malgré sa complexité apparente le duplicatrou ne met en jeu que des éléments simples mais très étudiés ; c'est là une condition indispensable pour la réalisation d'un équipement qui doit travailler en usine.

2.1. — Palpeur.

Le palpeur est la partie délicate du dispositif ; de ses qualités dépendent les performances obtenues. On exige de lui :

— d'être sensible (un déplacement de quelques microns doit être lisible),

— d'être précis pour que la chaîne d'anticipation soit efficace,

— d'être fidèle pour éviter des réglages périodiques,

— d'être assez robuste pour pouvoir travailler sans défaillance sur une machine outil.

L'élément sensible est représenté figure 7. Quatre selfs à fer sont montées en croix sur un circuit magnétique de forme spéciale. Les flux de chacune de ces

bobines se ferment à travers la pièce magnétique mobile E qui est rendue solidaire des déplacements du palpeur. Les quatre autoinductances sont mon-

tive de fréquence 1 kilocycle. Au repos les deux ponts sont équilibrés, chaque déplacement de E modifie la répartition des entrefers provoquant ainsi l'apparition de tensions en X ou en Y .

Comme les déplacements sont très faibles, ces tensions sont très sensiblement proportionnelles aux écarts en position. La précision dépend beaucoup de la qualité de la suspension. Celle-ci doit permettre uniquement à la tige qui joint E au palpeur de se déplacer parallèlement à elle-même. La force de rappel doit d'autre part être rigoureusement indépendante de la direction du déplacement.

On comprend donc sans peine que la construction des palpeurs exige beaucoup de soins.

Quelle que soit sa solidité, aucun palpeur ne résisterait à la poussée du chariot contre le gabarit dans le cas d'une fausse manœuvre. Il est donc nécessaire de prévoir des sécurités provoquant l'arrêt brutal des moteurs quand l'enfoncement dépasse les limites normales (quelques dixièmes de millimètre).

En fonctionnement normal, la déflexion moyenne est de 0,04 millimètre environ, la force de pression correspondante sur le gabarit est de 30 gr.

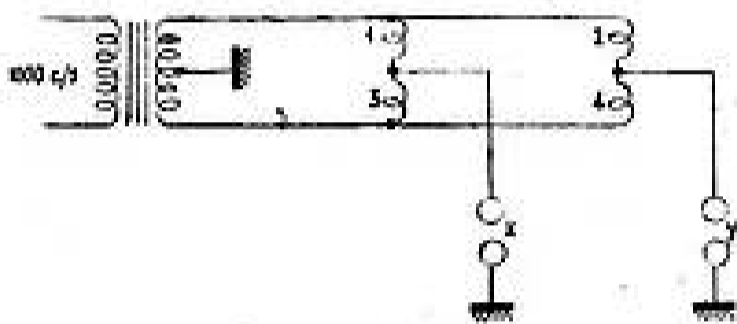
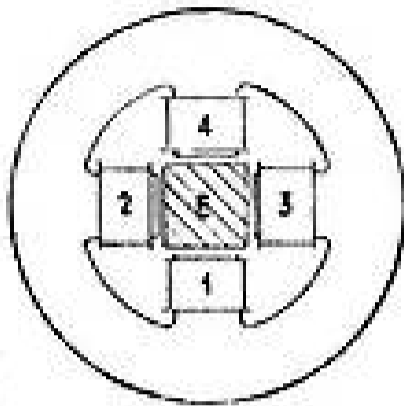


FIG. 7

tées en pont comme l'indique le schéma électrique de la figure 7 et alimentées par une tension alterna-

2.2. — Calcul de $(\varepsilon - \varepsilon_0)$.

Les tensions : $\varepsilon \cos \theta \cos \omega t$ et $\varepsilon \sin \theta \cos \omega t$ issues du pont du palpeur sont en phase ($\omega = 2\pi \times 1\,000$).

Pour obtenir le module ε on déphase de $\frac{\pi}{2}$ la porteuse

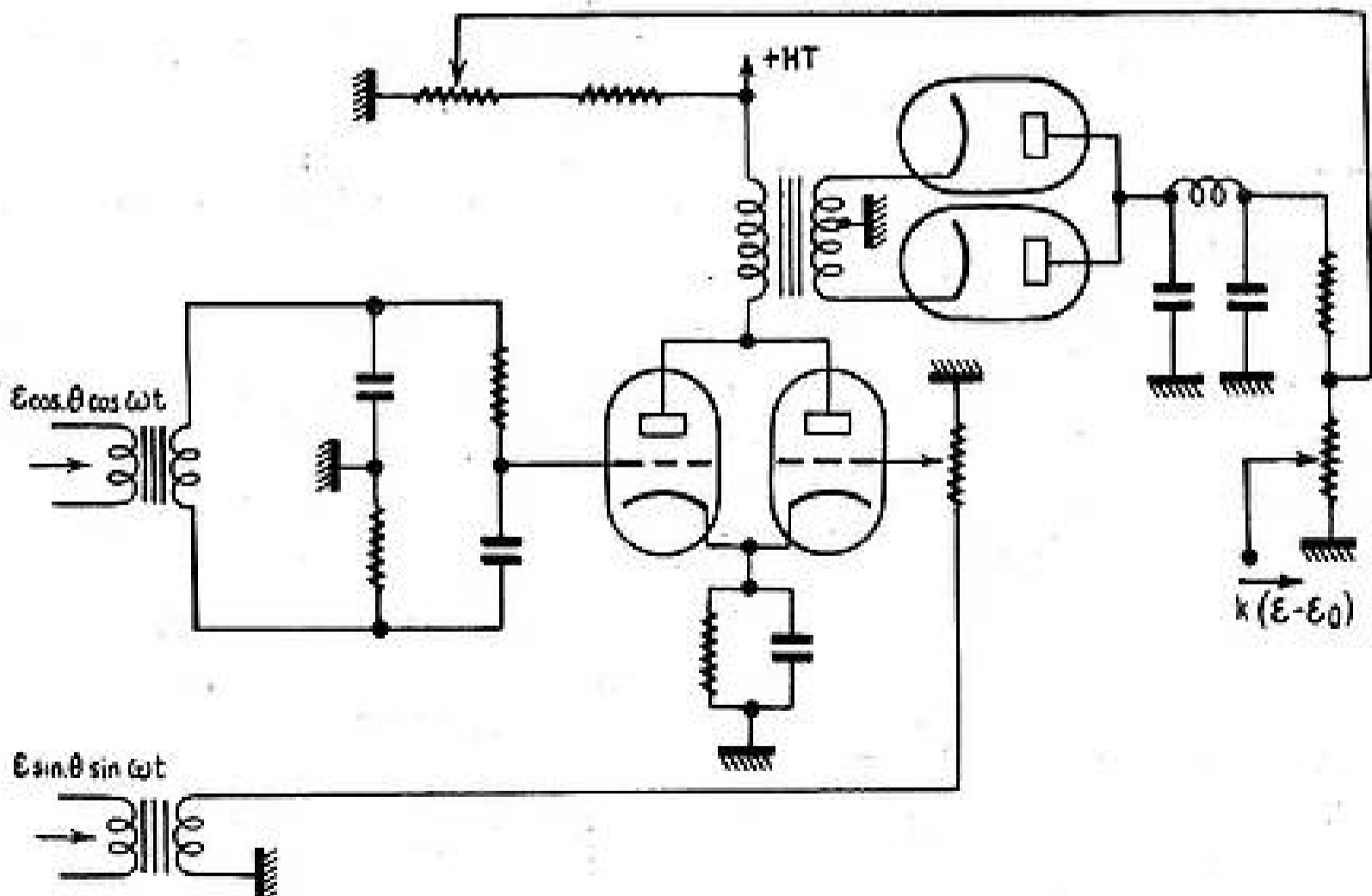


FIG. 8

*...Monsieur Édouard Belin
se mit à la disposition
de ses auditeurs
et de ses auditrices
pour leur montrer en
détail le mécanisme
de son appareil.....*

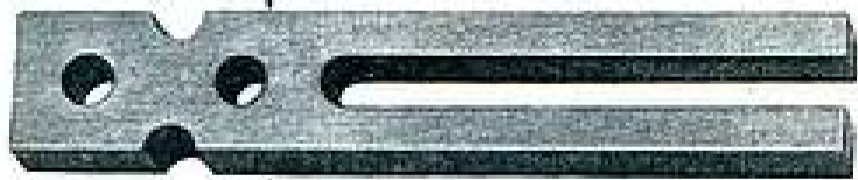


LES ÉTABLISSEMENTS
ÉDOUARD BELIN

296, AVENUE NAPOLEON BONAPARTE - RUEIL-MALMAISON - MAL. 05-54 - WAG. 93-63

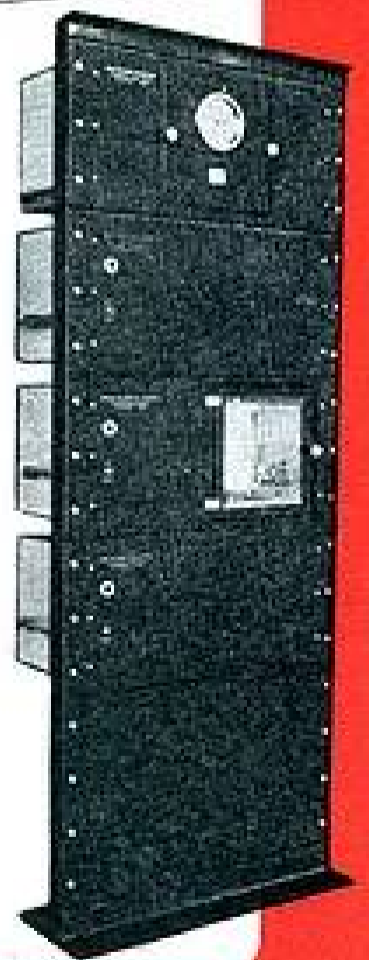
Tous les oscillateurs stabilisés

DU
DIAPASON **10^{-4}**



A L'HORLOGE A QUARTZ

10^{-8}



de l'un des signaux puis on fait la somme. On obtient ainsi une tension de la forme :

$$\varepsilon \cos (\omega t + \theta)$$

qu'il suffit de détecter pour obtenir ε

Un pont de résistances permet ensuite d'obtenir la somme algébrique

$$\varepsilon - \varepsilon_0$$

ε_0 étant affichée sous forme d'une tension continue ajustable à volonté. La fig. 8 montre le détail de ces différentes opérations. Les schémas utilisés sont classiques.

2.3. — Calcul de $\cos (\theta - \alpha)$ et de $\sin (\theta - \alpha)$.

La rotation d'angle α est facile à obtenir. On peut par exemple déphaser de l'angle α la tension :

$$\varepsilon \cos (\omega t + \theta)$$

déjà élaborée pour le calcul de ε puis obtenir ensuite $\cos (\theta - \alpha)$ et $\sin (\theta - \alpha)$ à l'aide de deux détecteurs de phase ayant respectivement pour références $E \cos \omega t$ et $E \sin \omega t$.

On pourrait aussi l'obtenir à l'aide d'une matrice de résistances très simple opérant une combinaison linéaire sur les grandeurs $\cos \theta$ et $\sin \theta$ précédemment calculées. En pratique gabarit et palpeur sont en acier parfaitement lisse et graissé. L'angle de frottement α est donc très faible et peut être négligé. Dans les équipements actuels, on prend donc, simplement $\alpha = 0$. Pour des équipements utilisant des modèles ayant des coefficients de frottement non négligeables, en bois ou en plâtre par exemple, il serait, ainsi que nous venons de le voir, facile de tenir compte de l'angle α sans nécessiter de complications.

Dans le même esprit de simplification, on peut remarquer que ε reste toujours voisin de la grandeur

commandée ε_0 . En première approximation, on peut donc admettre que les tensions de sortie du palpeur représentent, à un coefficient constant près, les cosinus directeurs de la normale au calibre. Il en résultera une légère modulation d'amplitude du vecteur vitesse en fonction de l'erreur de position. Ceci n'est pas gênant pour la composante tangentielle de V . Pour la composante normale on obtient une compensation approximative de cet effet en jouant, comme nous le verrons plus loin, sur une dissymétrie du multiplicateur.

Grâce à ces simplifications les cosinus directeurs sont donnés directement par deux amplificateurs placés derrière les deux ponts du palpeur. Le gain de chacun de ces amplificateurs est rendu indépendant du vieillissement des tubes grâce à un circuit de contre-réaction.

2.4. — Calcul de : $(\varepsilon - \varepsilon_0) \cos \theta$ et de $(\varepsilon - \varepsilon_0) \sin \theta$.

Le calcul de ces deux termes qui interviennent dans la boucle de position exige des circuits capables de multiplier deux grandeurs variables dont l'une (cosinus ou sinus θ) se présente en modulation d'amplitude d'une porteuse à 1 000 c/s, tandis que l'autre $(\varepsilon - \varepsilon_0)$ est déjà détectée. Il n'est pas nécessaire d'exiger une grande précision de ces multiplicateurs ; par contre, toutes les combinaisons de signe sont possibles et une bonne stabilité du zéro est indispensable. Dans ces conditions, un montage symétrique utilisant deux tubes à pente variable (fig. 9) convient parfaitement. Le signal alternatif en $\cos \theta$ est appliqué symétriquement sur les cathodes tandis que la tension continue $(\varepsilon - \varepsilon_0)$ fait varier la polarisation de l'un des tubes. Un transformateur sert de charge commune aux deux plaques et délivre une tension alternative proportionnelle au produit.

En fait, ce multiplicateur est légèrement dissymétrique par rapport au signe de $(\varepsilon - \varepsilon_0)$. C'est en jouant judicieusement sur les sens de branchement qu'on arrive à obtenir une compensation approxi-

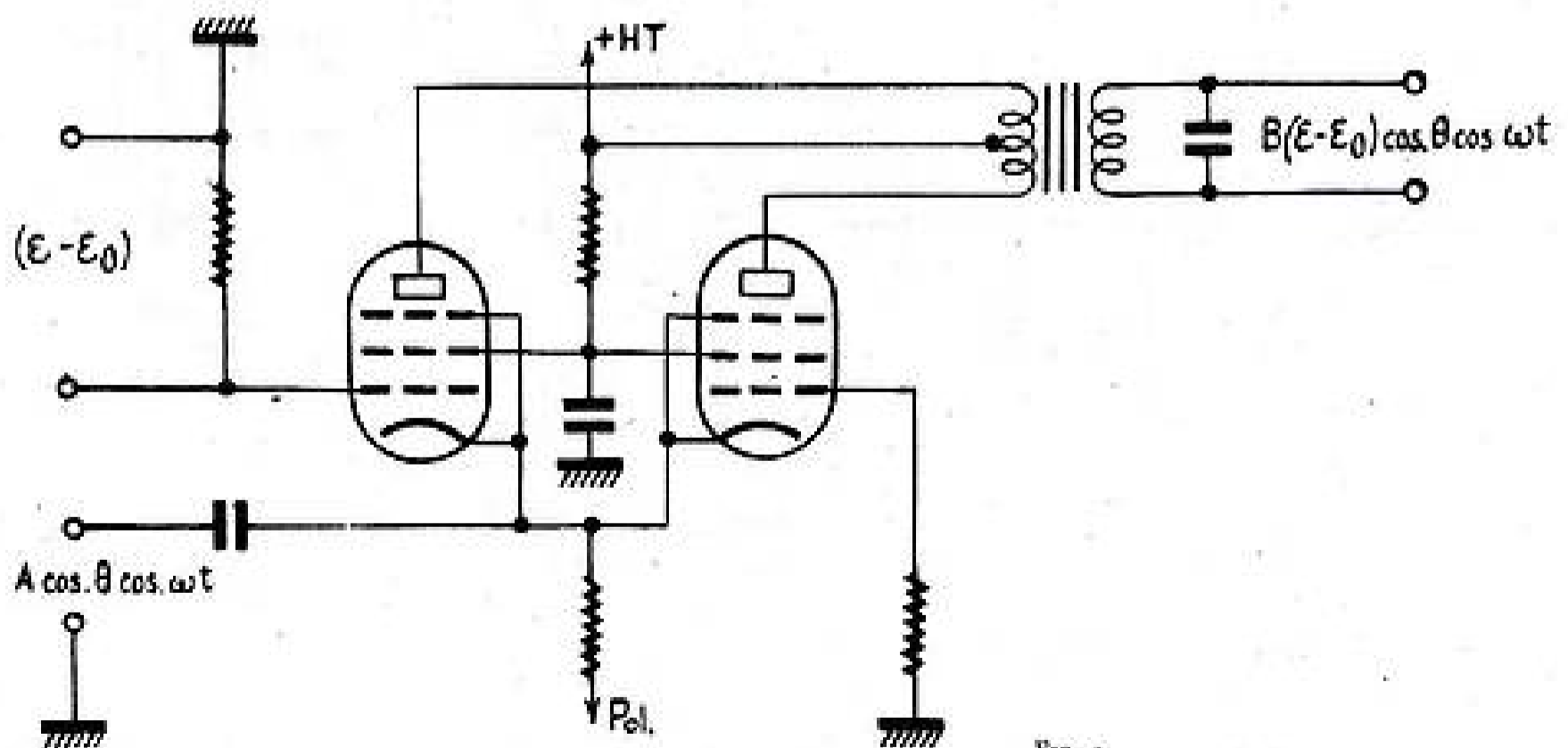


FIG. 9

mative de cette erreur et de celle due à la modulation d'amplitude du vecteur \vec{V} .

2.5. — Calcul des ordres de vitesse.

Chacun des termes partiels ayant ainsi été calculé l'élaboration des termes :

$$V [\sin \theta + k (\varepsilon - \varepsilon_0) \cos \theta]$$

et $V [k (\varepsilon - \varepsilon_0) \sin \theta - \cos \theta]$

est ramenée à une simple sommation.

Celle-ci est réalisée pour chaque voie à l'entrée d'un dernier étage amplificateur dont le gain est stabilisé lui aussi par contre-réaction. Le signal total est alors détecté avec référence de phase par un détecteur équilibré classique suivi d'un filtre à deux cellules qui élimine toute trace de la porteuse à 1 000 c/s.

Notons, au niveau de la sommation, la présence d'une commutation, commandée par un relais qui, par changement des signes de $V \cos \theta$ et $V \sin \theta$, donne la possibilité de suivre le gabarit dans les deux sens. Deux potentiomètres permettent d'autre part d'ajuster V à la valeur désirée.

2.6. — Etages de puissance et asservissements de vitesse.

Les deux ordres étant ainsi calculés, leur exécution est confiée à deux moteurs série à deux enroulements d'excitation commandés par thyratrons. Ce type de moteur permet une commande facile à deux sens de marche, le modèle utilisé sur le Duplicatron est un moteur Alsthom spécialement étudié pour cette application. Sa grande robustesse et sa

fabrication parfaite autorisent une commande très brutale. C'est là une qualité indispensable pour l'utilisation sur un équipement de copiage puisque l'usinage d'un épaulement à angle droit par exemple peut exiger en principe l'arrêt instantané de l'un des moteurs. Ce résultat est impossible à atteindre ; pour s'en approcher on est amené à tolérer un taux de surcharge instantanée très élevé pour le moteur.

Pratiquement, on atteint avec ces équipements la limite permise par la commande en alternatif à 50 c/s, c'est-à-dire des temps d'arrêt compris entre 1/100 et 1/50 de seconde.

Les thyratrons sont commandés par impulsions. Celles-ci sont obtenues en jouant sur la polarisation d'un étage amplificateur saturé par une tension à 50 c/s. On obtient ainsi une « onde carrée » de largeur variable que l'on dérive (fig. 10).

2.7. — Fonctionnement semi-automatique.

Pour faciliter la prise de contact avec le gabarit et pour permettre certains usinages effectués sans gabarit, il est prévu un fonctionnement dit « semi-automatique » dans lequel il est possible de donner au chariot une vitesse et une direction arbitraires indépendamment du palpeur.

Ce dernier n'est pas alors au contact du gabarit. Son signal est donc nul ; on le remplace par le signal donné par un goniomètre (type « resolver » diphasé) qui délivre deux tensions de la forme :

$$E \cos \varphi \cos \omega t$$

$$E \sin \varphi \cos \omega t$$

φ étant l'angle du rotor par rapport à une certaine direction. Un bouton gradué de 0 à 360° placé sur le pupitre de commande permet de régler cet angle à volonté. L'outil se déplace alors à vitesse constante dans la direction φ ordonnée.

Dans ce mode de fonctionnement, si le palpeur entre en contact avec le gabarit, une sécurité provoque aussitôt la marche automatique et le système fonctionne en copiage tant que le palpeur reste au contact. Cette sécurité est actionnée à partir du signal d'enfoncement qui doit rester nul en fonctionnement « semi-automatique ».

2.8. — Sécurités.

Un certain nombre de sécurités sont prévues sur l'équipement. Ce sont d'une part des contacts de fin de course montés sur le banc et sur le chariot et, d'autre part, les contacts déjà signalés sur le palpeur. Dès que l'un de ces contacts entre en action, les ordres de vitesse sont coupés à l'entrée des deux asservissements de vitesse les moteurs sont bloqués très énergiquement.

3. — APPLICATION DU DUPLICATRON A UN TOUR VERTICAL.

Bien que ce type de machine-outil ne soit pas le seul auquel le Duplicatron ait été appliqué, nous

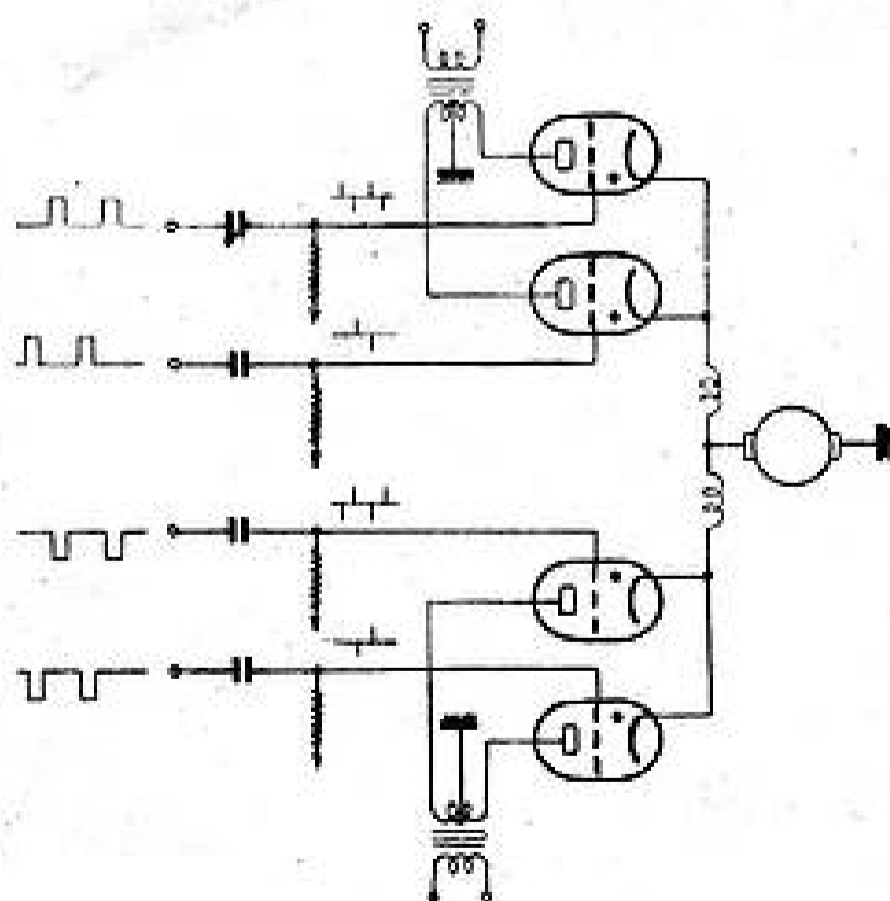


FIG. 10

VIENT DE PARAÎTRE

LES VARISTANCES

— THERMISTANCES —
RÉSISTANCES NON LINÉAIRES
REDRESSEURS SECS

et leur emploi en
électronique moderne

par Jacques SUCHET

Extrait de la table. — Ce qu'est une Varistance ?

- I. **TECHNIQUES DE FABRICATION DES VARISTANCES.** — Réalisation d'agglomérats semi-conducteurs. — Fabrication des redresseurs. — Stabilité et reproductibilité des varistances.
- II. **CARACTÉRISTIQUES ET PROPRIÉTÉS.** — Etude graphique. Echauffement d'une thermistance. Equilibre thermique d'une thermistance dans un circuit. Résistances non linéaires et redresseurs. Action de la température sur R.N.L. et redresseurs. Utilisation des varistances en courants variables. Principales varistances disponibles en France.
- III. **APPLICATIONS DES VARISTANCES.** — Thermométrie et Thermo-régulation par sondes à thermistances, larges gammes et faibles gammes. Pyrométrie et mesure des puissances H.F. Calcul graphique des circuits comprenant thermistances et résistances. Compensateurs linéaires. Production de courant continu à partir de courant alternatif. Applications industrielles des redresseurs au selenium. Applications radio des redresseurs secs, appareils de mesures. Éléments non-linéaires. Compresseurs et expanseurs de contrastes. Ponts à éléments non linéaires. Indicateurs de tension. Protection contre les surtensions. Régulation des tensions. Relais électromagnétiques et varistances. Amplificateurs magnétiques et varistances. Autres applications...

Appendices. Index alphabétique des termes. Planches encartées pour calcul graphique.

Un volume de 244 pages, 15 × 24 cm, 180 figures

1570 F port compris

Écrivez aux ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e

C. C. P. PARIS 53-35

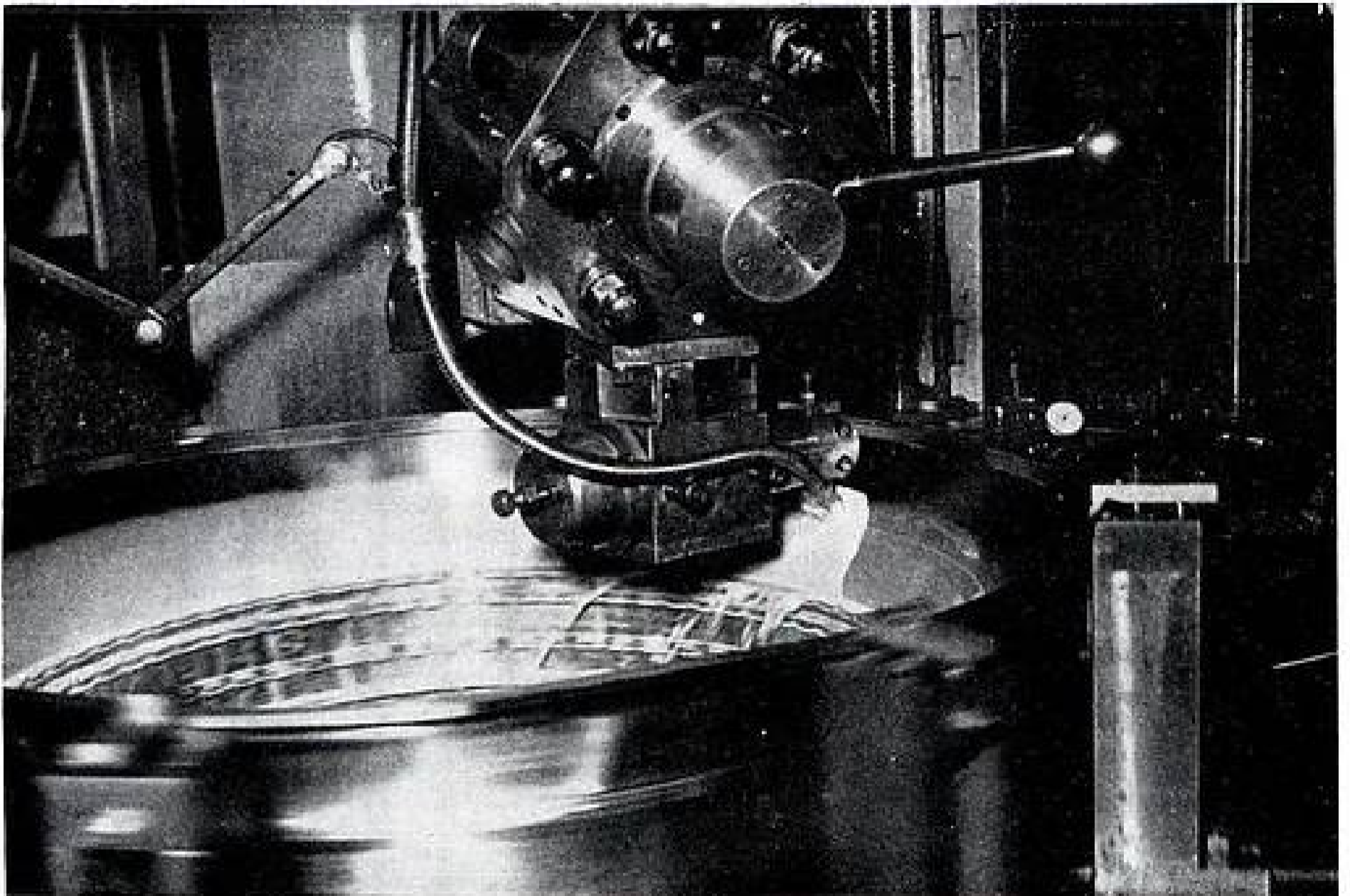


FIG. 11. — Usinage d'un carter de turbo-réacteur sur tour vertical Berruiz équipé d'un Duplicatron S.E.A. (documentation S.A.B.)

choisirons le tour vertical de la Société Anonyme des Anciens Etablissements Charles Berruiz comme exemple d'application. Par sa classe, et par l'importance de l'investissement qu'il représente, un tel tour justifie largement le choix d'un équipement de haute précision ; de plus, des considérations d'encombrement et de souplesse d'utilisation rendent obligatoire le choix d'une commande électronique.

3.1. — Disposition générale.

Le type le plus courant de tour comporte un chariot sur montant et un chariot sur bras ; c'est ce dernier qui est équipé de moteurs de copiage. Le mécanisme des avances normales n'a pas été modifié ; les déplacements du chariot et du coulant sont provoqués par la rotation d'un écrou par rapport à une vis fixe du bras ou du coulant. En copiage, par contre, ce sont les vis qui tournent et les écrous qui restent fixes. Cette solution très simple conserve au tour toute sa souplesse de fonctionnement dans les deux modes d'utilisation. Les moteurs de copiage, peu encombrants, ont pu être placés l'un sur le bras, l'autre sur le coulant, de façon à réduire au maximum la longueur des transmissions supplémentaires.

Le palpeur est, comme l'outil, solidaire du coulant. Un dispositif de télécommande assure son éclipse automatique dès que le tour est utilisé en commande normale. On évite ainsi de le voir rencontrer le gabarit quand l'équipement de copiage n'est pas

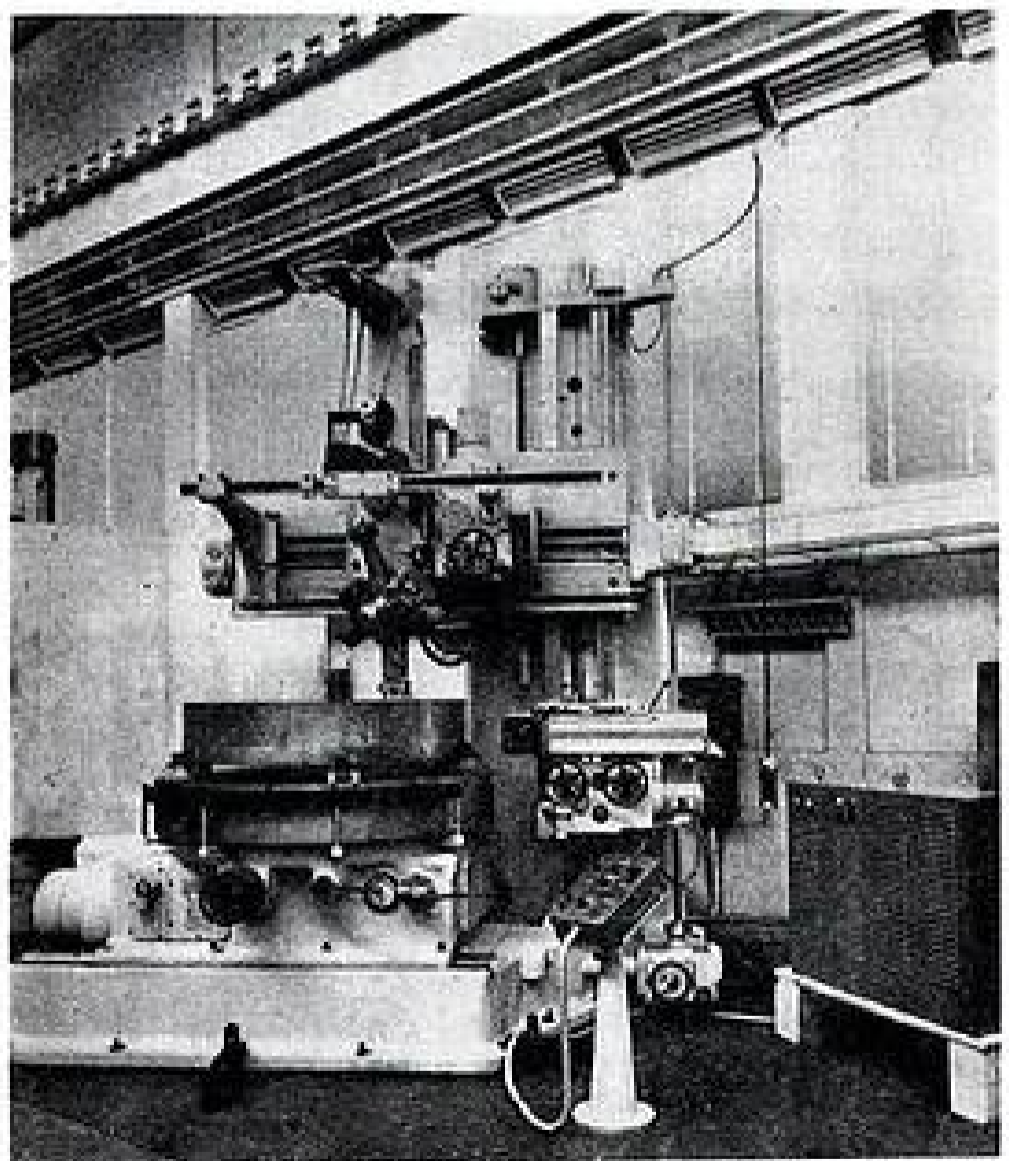


FIG. 12. — Vue d'ensemble d'un tour vertical de la S.A. des Anciens Etablissements Berruiz, équipé d'un Duplicatron S.E.A. (documentation S.A.B.)

sous tension ce qui provoquerait irrémédiablement la destruction du palpeur. Le gabarit est fixé sur une règle prenant appui à la fois sur le chariot et sur le bras (seule la fixation sur ce dernier est rigide puisque le chariot est mobile).

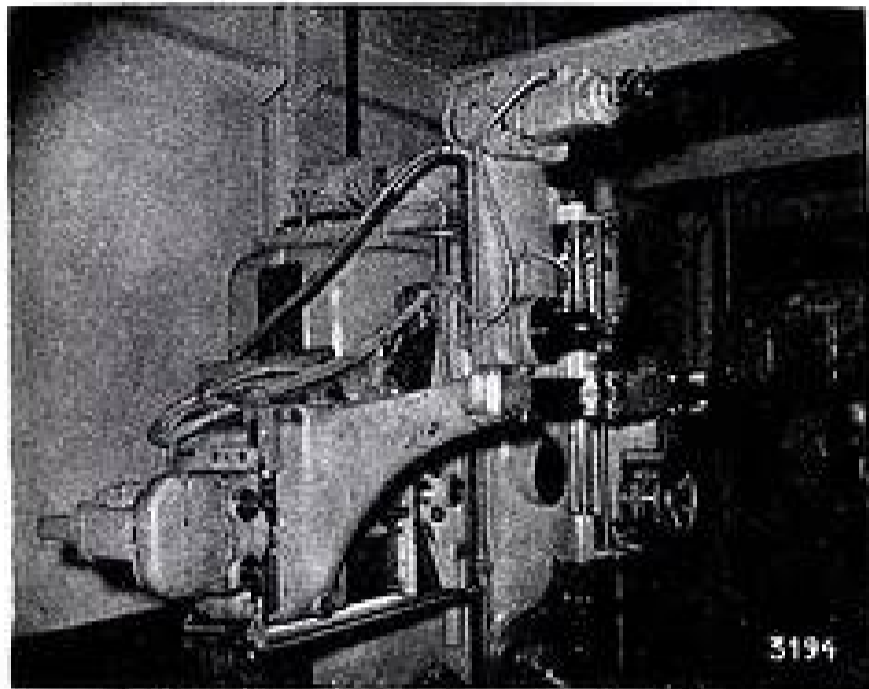


FIG. 13. — Disposition du palpeur et du porte gabarit (document SAB).

3.2. — Qualités mécaniques requises pour le tour.

On ne saurait trop répéter qu'un équipement de copiage de haute précision ne peut pas naître sans une collaboration étroite entre le constructeur de la machine-outil et celui de l'ensemble électronique. Un tour à copier forme un tout : l'utilisateur peut ne considérer le copiage que comme un accessoire, le constructeur ne le peut pas car la classe de l'équipement dépend pour une large part de la compréhension qu'il a su montrer pour des problèmes qui sortent quelquefois de ses préoccupations traditionnelles. A vrai dire, les défauts fondamentaux sont les mêmes : élasticités, jeux, frottements secs, mais la machine ne réagit plus à ces défauts comme en commande manuelle et le fonctionnement asservi peut masquer les uns tout en aggravant les autres.

Quelles sont donc les qualités à exiger ! Tout d'abord une grande rigidité du bâti caractérisée pour nous par une stabilité absolue des positions géométriques du gabarit et du plateau d'une part, du palpeur et de l'outil d'autre part. C'est là un problème qui touche au principe même du copiage : rien ne sert d'asservir correctement le palpeur si l'outil ne suit pas par rapport à la pièce une trajectoire parfaitement parallèle. En second lieu nous demanderons des chaînes cinématiques réglées à leur jeu minimum car, si un jeu réduit n'affecte pas la stabilité, il a une influence directe sur l'état de surface de la pièce usinée.

En pratique des résultats satisfaisants, c'est-à-dire précision de 1/100 et bon aspect de l'usinage, sont obtenus, avec des jeux de l'ordre de 2/10. Les frottements secs qui se combinent avec l'élasticité des transmissions ont aussi un effet néfaste et l'on doit parfois réagir auprès des mécaniciens non avertis contre une certaine tendance à « trop » serrer les glissières.

Citons enfin les vibrations du bâti, causées ou non par le tour lui-même, mais que le palpeur peut enregistrer et transmettre au calculateur. Ces vibrations risquent d'être particulièrement néfastes quand elles correspondent à des fréquences dont le fondamental ou les harmoniques sont proches de celle du secteur : il peut en effet en résulter au niveau des thyatrones des battements situés dans la bande passante des asservissements.

3.3. — Exemples d'utilisation.

En principe, toutes les formes de profil sont usinables avec le Duplicatron puisqu'il permet l'avance dans n'importe quelle direction et que les retours en arrière sont possibles. Il se prête particulièrement bien à l'usinage des formes arrondies ou compliquées pour lesquelles il évite le recours aux lames de forme : mais il permet également de reproduire des pièces aux angles vifs, saillants ou rentrants, telles que, par exemple, des gorges annulaires en forme de T dans la paroi d'un carter.

Pratiquement la complexité des formes n'est limitée que par la forme des outils.

Naturellement l'équipement de copiage sera particulièrement rentable pour une fabrication de série ; dans ce cas il assure une rigoureuse interchangeabilité des pièces entre elles, même si la fabrication est interrompue puis reprise quelques mois plus tard

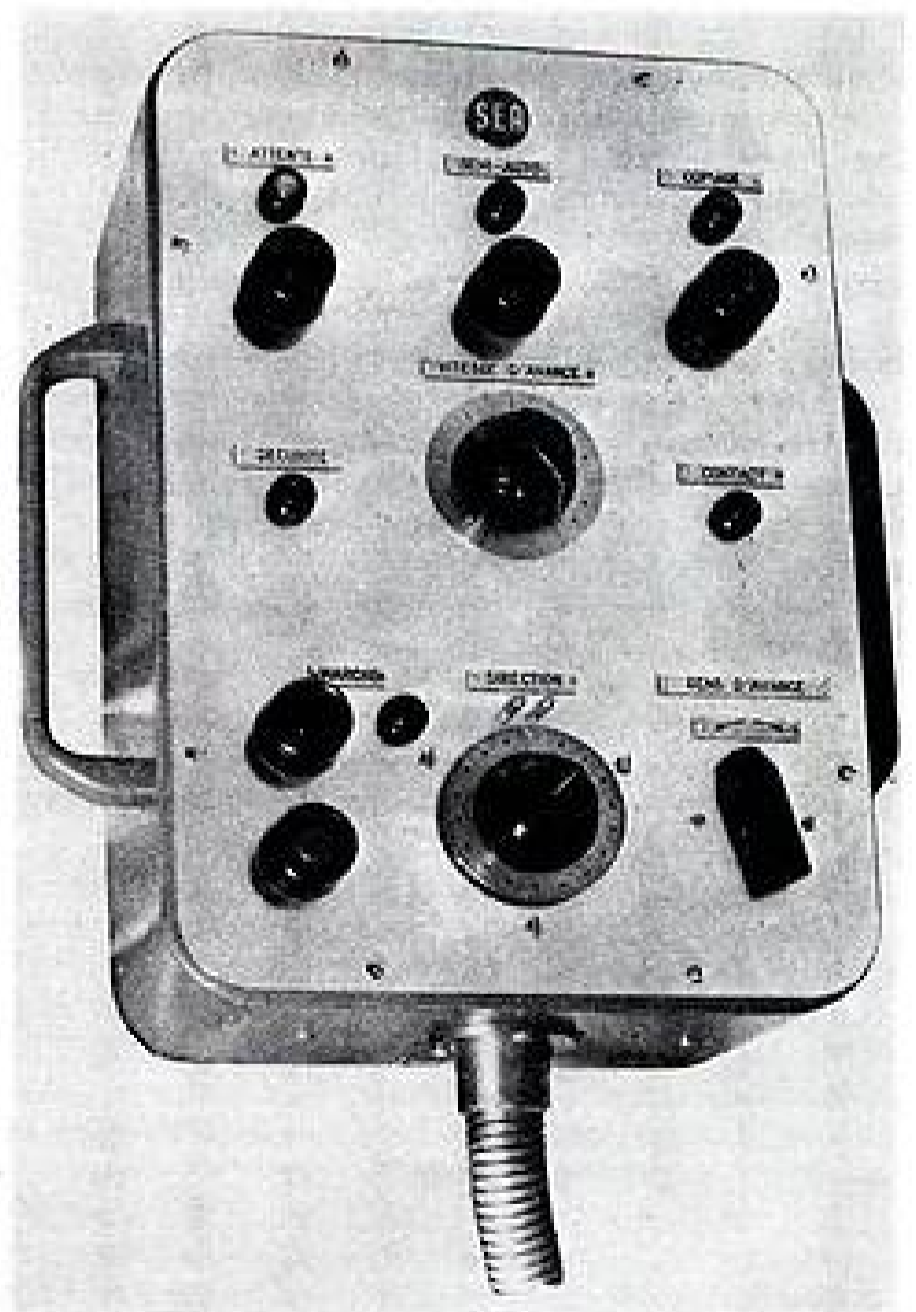


FIG. 14. — Papirte de commande du Duplicatron S.E.A. type DTV 321.

pourvu que le gabarit utilisé reste le même et soit correctement placé sur la machine.

Le copiage électronique sur tour vertical s'est révélé extrêmement rentable en construction aéronautique pour l'usinage de pièces compliquées, notamment des carters de turbo-réacteurs. Citons l'exemple d'une pièce d'environ 1 000 mm de diamètre dont l'intérieur en forme de cône doit être exécuté avec une très grande précision ainsi que différentes collerettes extérieures ; cette pièce, très délicate, est fabriquée par copiage en série, depuis plus d'un an à la plus grande satisfaction du constructeur.

Comme autres applications typiques citons encore l'usinage des volants, des moules à pneus et l'ébauche avant taille des engrenages droits ou coniques.

L'expérience acquise ces dernières années sur les équipements livrés tant en France qu'à l'étranger permet d'affirmer qu'un équipement de copiage améliore la classe de la machine-outil sur laquelle il est monté et accroît la productivité de manière très importante. Les utilisateurs prennent rapidement l'habitude de cette technique souvent nouvelle pour eux et multiplient le nombre des pièces usinées en copiage si bien que la plupart du temps le tour finit par ne plus être pratiquement utilisé que de cette façon. Ceci prouve une fois de plus que les constructeurs qui ont la volonté de surmonter leur méfiance naturelle à l'égard des techniques nouvelles de fabrication en sont finalement récompensés par une amélioration de leur productivité.

Le succès du copiage électronique ne doit pas d'ailleurs nous faire oublier qu'il existe d'autres solutions électroniques applicables au problème de l'usinage automatique ; nous pensons en particulier à la commande numérique qui fait actuellement l'objet de très importantes recherches à l'étranger. L'expérience qu'a pu acquérir la S.E.A. dans le domaine de la commande électronique des machines-outils associée à sa spécialisation dans le domaine des calculatrices électroniques peut ici encore préparer d'autres progrès capables de renouveler les conceptions, habituellement lentement évolutives, des fabricants français de machines-outils. Il faut espérer toutefois que les constructeurs français s'intéresseront à ces nouvelles techniques assez tôt pour que

les réalisations nationales n'arrivent pas après celles de leurs concurrents étrangers.

Rappelons que c'est sous l'impulsion du Laboratoire Central de l'Armement que les travaux sur le copiage électronique furent commencés et poursuivis à la S.E.A. pendant plusieurs années.

Nous remercions également la Sté Anonyme des Anciens Ets Charles Bernhez de nous avoir permis de mentionner les résultats obtenus avec ses tours verticaux et de nous avoir autorisés à reproduire les photographies qui illustrent cet exposé.

BIBLIOGRAPHIE

- J. MORGAN : The electronic method of contouring system, *Electronics*, oct. 1946.
- J. MORGAN : The electronic method of contouring control. — *Proc. of the Nat. Electronics conference*, Vol. II, 1946, p. 239.
- F. H. RAYMOND : Electronique et Automatismes. — Applications aux machines outils.
- F. H. RAYMOND : Idées générales sur l'introduction de l'électronique dans la conception des machines-outils. *Bulletin S.F.E.*, oct. 48.
- F. H. RAYMOND : L'Electronique et la conception des machines-outils, *Machines et Métaux*, oct. 48.
- DEBS : Fundamentals of machine tool contouring system, *A.I.E.E. Conference paper*, oct. 48.
- F. H. RAYMOND : Conceptions modernes des machines à reproduire. — *La Technique Moderne*, juillet 49.
- P. NASLIN : L'Electronique et les systèmes asservis dans l'industrie mécanique. — *La Pratique des industries mécaniques*, janv.-avril 1950.
- MORTEL : Équipement électronique pour machines-outils à reproduire, *La pratique des industries mécaniques*, janv. 52.
- P. MORTEL : Machines-outils à reproduire. — *La Pratique des industries mécaniques*, janv. 52.
- CHAUVEL : Fraisage électronique à 3 dimensions. — *Mécanique*, avril 52.
- CHALANÇON : Équipements électroniques pour l'industrie des machines-outils et des machines textiles. — Conférence aux Journées d'études internationales sur l'électronique appliquée à l'industrie, Liège 5 et 6 mai 1953. — *Bulletin scientifique de l'A.I.M.*, février 1953.
- F. H. RAYMOND : Influence de l'électronique sur la construction des machines-outils. — *Ingénieurs et Techniciens*, mai-juin 53.
- P. NASLIN : Journées des servomécanismes — p. 34 et suivantes : Plaque éditée par la Société Belge des Mécaniciens, S.B.M. 1052, 53.
- BERTHAUDY : Copiage électronique appliqué aux tours verticaux. — *Id. Bulletin de l'A.I.M.* Nov. 53.
- P. NASLIN : Les copieurs à coordonnées multiples. — *Aspects fonctionnels*. — *La Technique Moderne*, mai 1954.
- P. NASLIN : Propos sur l'électronique et l'automatisme. — *Revue générale de mécanique*, avril-sept. et oct.-novembre 54.

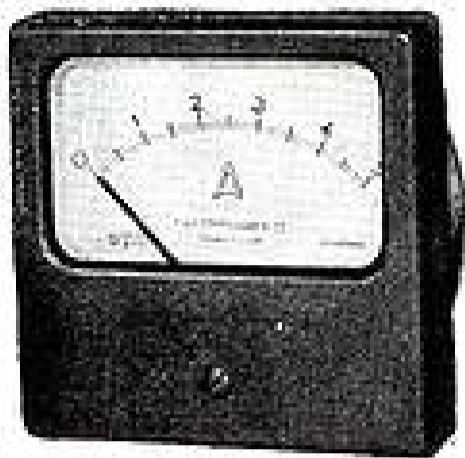
F. GUERPILLON & C^{ie}

Société à responsabilité limitée au capital de 27 millions

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES

BUREAUX
ET
ATELIERS
64, Av. A. Briand
MONTROUGE
(Seine)

Tél. ALExu + 29 85
(3 lignes)



Pour la BELGIQUE :

S^{te} BELGE GUERPILLON

11, Rue Bara, à BRUXELLES - MIDI - Tél. 21-06-01

APPAREILS

DE TABLEAUX DE CONTRÔLE ET DE LABORATOIRE
APPAREILS SPÉCIAUX TROPICALISÉS

Nouveau catalogue franco sur demande

PUBL. ROPY

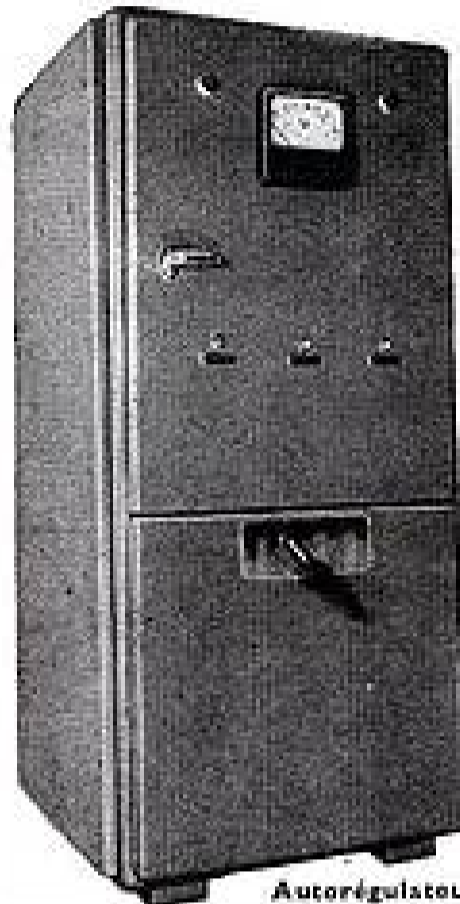
RADIO - AIR



— Applications Industrielles Radioélectriques —

S. A. Capital 300.000.000

72, rue Chauveau,
NEUILLY-s-SEINE
Tél. : MAI. 59-84
Cible :
RADIO-AIR NEUILLY



Autorégulateur 10 KVA

Autorégulateurs de Tension
Statiques 350 VA à 30 KVA
Magnétiques ou Électroniques
Mono ou triphasés

Stabilité : $\pm 2\%$

pour des variations de
tension $\pm 20\%$ et plus
pour des variations de
charge de ± 10 à 100%
et plus

pour des variations de
fréquence de $\pm 10\%$
et plus

Appareillages Électroniques divers

PUBL. ROPY

LE MATÉRIEL DE QUALITÉ
CABLES
PERENA



CABLES H.F.-H.T.
COAXIAUX
MICRO-CABLAGE
GAINÉ
Tous fils spéciaux
sur devis

GAMME
COMPLÈTE DE
FICHES COAXIALES
DE QUALITÉ!

D.I.P.R.

PERENA 48 B^{is} VOLTAIRE 48
PARIS 11^e - Tél. VOL 48-90+

Le **UGON 2**
BREVETÉ S.G.D.G.

**RELAIS
SUBMINIATURE**

GRANDS
RELAIS

- SENSIBILITÉ 2 milliwatts
- POUVOIR DE COUPURE 24 V. - 0,5 A
- TROPICALISÉ (soudures métal-verre)
- MONTAGE À VOLONTÉ sur support subminiature rond normal ou fils à souder
- H. F. 0,7 PF!

LE PROTOTYPE MÉCANIQUE
16 B^{is} RUE GEORGES PITARD - PARIS (15^e) - YAU. 38-03

ÉQUIPEMENT D'UN TAMBOUR MAGNÉTIQUE ORGANE D'UNE CALCULATRICE DIGITALE

PAR

J. ALBIN

*Ingénieur à la Société d'Electronique
et d'Automatisme*

1. — Introduction du tambour magnétique dans une machine à calculer.

Une machine universelle opère à l'aide d'une calculatrice placée sous la dépendance directe d'un organe appelé distributeur de phases. La calculatrice travaille sur des nombres alors que des ordres commandent le distributeur de phases. Les mémoires conservent nombres et ordres pour les délivrer au rythme prévu par l'organisation de la machine. Ces mémoires sont multiples. Elles diffèrent essentiellement par les notions de capacité et de temps d'accès. Nous entendons par capacité, le contenu global d'unités d'informations et par temps d'accès la durée maximum que peut prendre l'extraction de telles informations.

Partons d'une forme simple d'introduction des données par exemple les touches d'un téléimprimeur pour parvenir à la calculatrice, plusieurs mémoires intermédiaires seront nécessaires. Nous avons tout d'abord le ruban perforé. Il a une capacité énorme mais un temps d'accès prohibitif pour une utilisation rationnelle d'une calculatrice rapide. Un premier transfert s'effectue donc dans une mémoire où la capacité sera réduite à quelques centaines de milliers d'informations, mais dont le temps d'accès tombe à quelques dizaines de milli-secondes. C'est le tambour magnétique. On pourrait concevoir une machine universelle fonctionnant avec une telle mémoire interne. Elle nécessiterait cependant un programme optimum pour éviter le ralentissement des opérations.

Cet obstacle est levé grâce à des mémoires dites à accès direct (quelques microsecondes) mais qui ne sauraient emmagasiner, du moins dans l'immédiat, plus de quelques milliers de digits.

Notre choix ⁽¹⁾ s'est porté sur cette solution finale

(1) Pour la réalisation du calculateur C.A.B. 2022, calculateur électronique binaire du type universel, à fonctionnement série.

avec des matrices de tores à cycle d'hystérésis rectangulaire pour les mémoires à accès direct, le tambour magnétique devenant une mémoire intermédiaire. Nous ne craignons donc plus de ralentir le fonctionnement de la machine par une attente trop longue égale ici à un tour de tambour. Aussi nous nous sommes orientés vers une augmentation du nombre de mots par pistes gardant le nombre de celles-ci égal à 64. A l'heure actuelle une piste possède 128 mots et des études sont en cours pour porter ce nombre à 256.

D'autre part le temps de commutation d'une mémoire à accès direct à l'autre est de quelques microsecondes. Aussi avons-nous inclus dans la durée d'un mot un temps de garde égal à $10 \mu s$ qui n'est autre que l'intervalle de temps séparant 2 digits. Un mot que ce soit un nombre ou un ordre, en comprenant 22, le temps d'accès, c'est-à-dire la durée d'un tour de tambour se trouve déterminée :

$$t = (22 + 1) \times 10 \mu s \times 128 = 29,44 \text{ ms}$$

soit une vitesse de rotation du cylindre égale à 2 038 tours/minute.

2. — Fonction mémoire du tambour.

Nous la définissons dans le cadre exposé ci-dessus où nous savons que les circuits de mémoire permettent l'inscription et la lecture d'un certain nombre de mots, chaque mot correspondant à une adresse. Le tambour magnétique aura d'une part, des adresses rangées sur une ou plusieurs pistes spéciales, protégées contre toute modification de leur contenu. Elles conservent le groupe dit « des ordres initiaux essentiels ». Ceux-ci sont enregistrés une fois pour toutes et permettent l'entrée d'un programme quelconque dans la machine.

De plus, l'introduction de ce même programme mettra en œuvre toutes ou partie des autres adresses.

C'est la première étape du fonctionnement de la machine. Celle-ci terminée, le programme s'exécute en liaison avec la calculatrice. Les informations, ordres ou nombres, sont extraits de leurs adresses sur le tambour, pour être remplacées éventuellement par des données partielles en cours de calcul, ou bien par les résultats définitifs en fin d'exécution du programme. Ce dernier assurera, d'autre part, leur extraction vers les organes de sortie.

3. — Problèmes rencontrés sur le tambour magnétique lui-même.

Une synchronisation est nécessaire entre la mémoire et la calculatrice qui sont toutes deux du type série. Les signaux de référence ou d'horloge auront leur origine sur le tambour magnétique grâce à une piste spéciale sur laquelle sont enregistrés $23 \times 128 = 2\,944$ aimants élémentaires. La lecture de cette piste, le tambour tournant à 2 038 tours/mminute donne une fréquence de 100 kc/s qui est distribuée dans la machine. L'utilisation de lignes à retard limite les variations de cette fréquence à $\pm \frac{3}{100}$ et ce faisant, détermine la précision de la vitesse de rotation du cylindre.

Il s'agit ensuite de définir la surface d'enregistrement. Nous avons préféré l'oxyde $Fe^2 O^3$ à face γ seul magnétique, au nickel, car le cycle d'hystérésis d'un tel matériau est beaucoup plus plat ($\frac{B_r}{H_c} \approx 2$)

Cela permet de raccourcir un élément magnétisé dans la direction de son aimantation sans facteur démagnétisant trop important. D'où possibilité d'accroître la densité de digit par unité de longueur.

Enfin il s'est posé le problème de définir les têtes d'écriture et de lecture ainsi que le mode de représentation des digits. Nous avons choisi pour ce dernier la modulation de phase. Elle consiste à aimanter

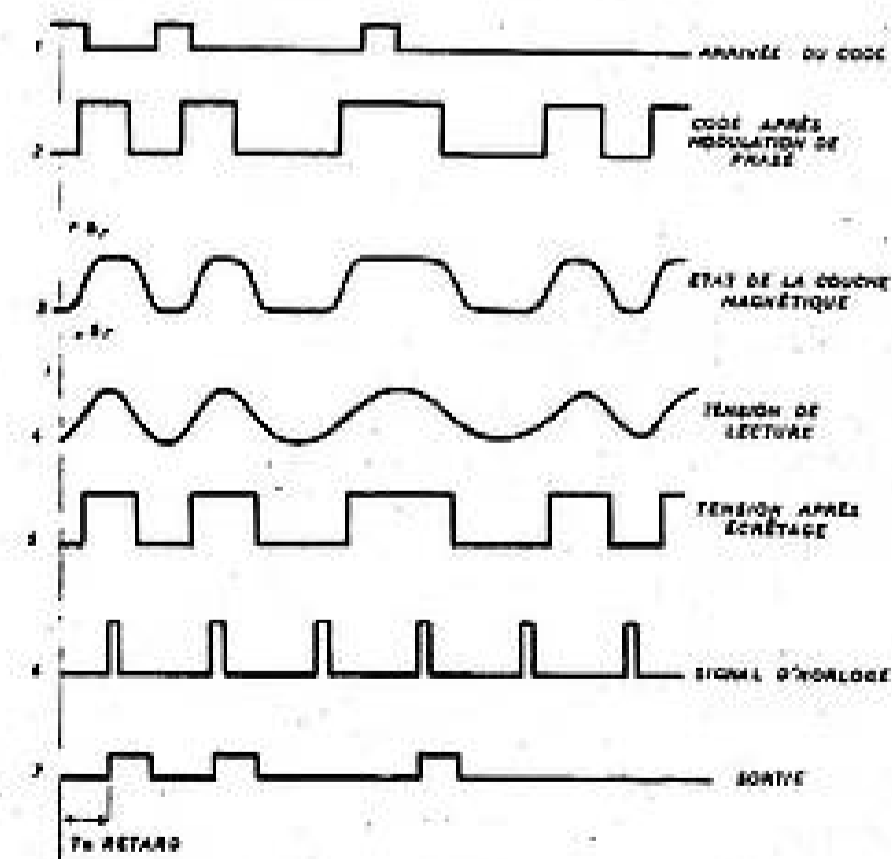


FIG. 1

le milieu d'enregistrement dans le sens positif pendant la première demi-période et dans le sens négatif pendant la seconde ceci dans le cas du digit 1. Dans le cas du digit 0, l'aimantation se fait en sens contraire durant chacune des deux demi-périodes. Ce type de modulation a été choisi car il permet la largeur de bande minimum des circuits électroniques associés.

Soit à inscrire le code décrit fig. 1, ci-après, ligne 1. Utilisant la modulation de phase pour l'enregistrement, ce code se transforme ligne 2 en signal d'inscription. La ligne 3 représente la distribution du champ sur le tambour et la tension induite, dans la tête de lecture, par circulation de cette distribution est notée ligne 4. L'écrêtage symétrique des valeurs positives et négatives du signal (ligne 4) donne la configuration de la ligne 5. Des impulsions récurrentes à 100 kc/s d'un tiers de digit de large et retardées d'une demi période sont représentées ligne 6. Si nous réalisons une coïncidence d'amplitudes entre les lignes 5 et 6, nous délivrons un digit uniquement lorsque le niveau de la ligne 5 est positif et le résultat représenté ligne 7 est identique au code inscrit.

Il y a un inconvénient à ce processus, c'est le retard qu'il présente. En effet faisons un schéma bloc représentant le tambour magnétique, les mémoires rapides et la calculatrice (fig. 2). La boucle réunissant les 2 derniers organes, s'étend sur un nombre entier de cycles mineurs ($N \times 230 \mu s$).

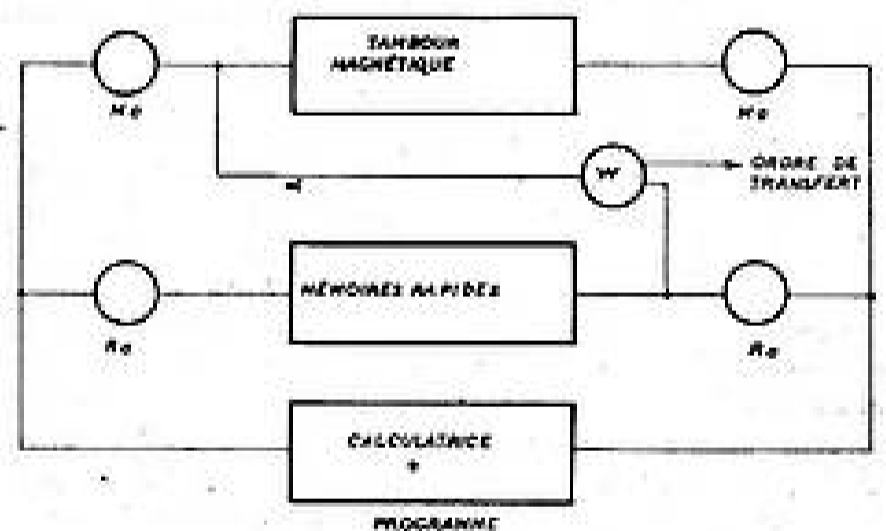


FIG. 2

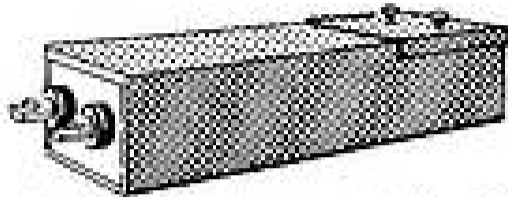
De plus il est intéressant pour l'organisation de la machine que les mémoires quelles qu'elles soient, ne diffèrent que par leurs adresses (Ma , ou Ra) définies par un même groupe de digits. Or nous devons prévoir un transfert bloc du tambour vers les mémoires rapides (ligne α). Ceci implique le fonctionnement de cette partie de la boucle sans retard. En en ayant un, il est nécessaire d'introduire une avance pour le compenser. Ceci a été réalisé en utilisant une double tête, celle de lecture étant en deuxième position par rapport au sens de rotation du cylindre. En réalité c'est un bloc de 2 têtes que nous avons construit. Les parties lecture et écriture sont séparées par une épaisseur de matériau magnétique en mumétal, représentant sensiblement une avance d'une période. Les circuits magnétiques se referment de part et d'autre avec des ensembles en ferroxcube suivant

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

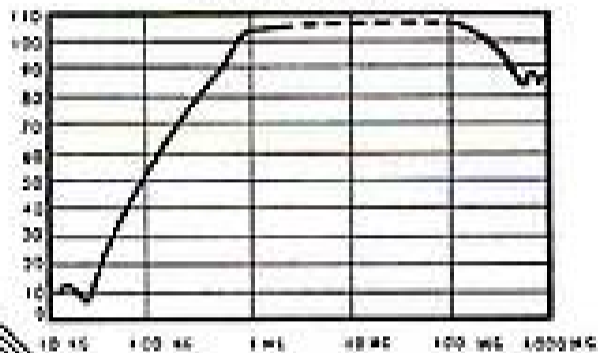
ST-MICHEL-SUR-TERNOISE (P.-de-C.)

FILTRES

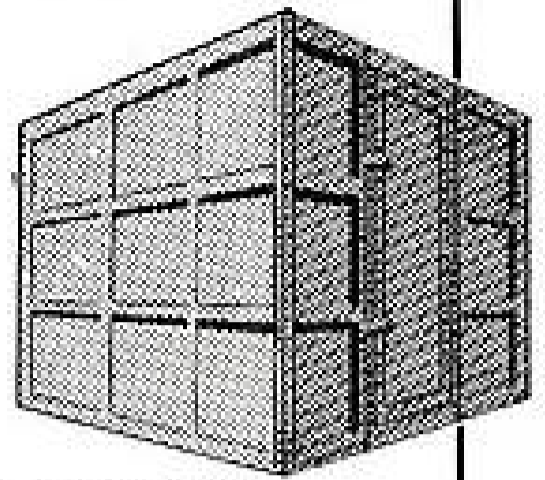
POUR CAGES DE FARADAY S.I.D.T.
AGENT GÉNÉRAL POUR
L'EUROPE DES FILTRES HOPKINS



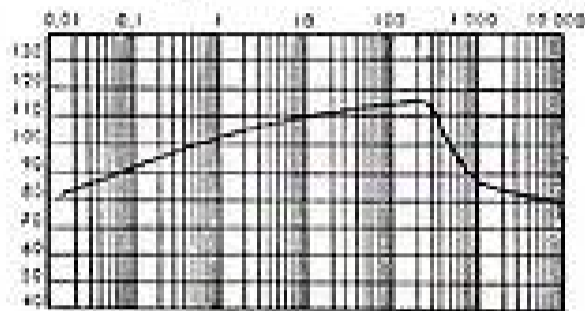
Courbe d'affaiblissement du filtre bifilaire, type 146 - 250 v. 30 ampères 400 périodes.



Brochure D. 13



Affaiblissement
100 dB
de 500 Mégacycles



Atténuation mesurée dans la ligne de lecture des appareils

Brochures D1. 11

CAGES DE FARADAYS.I.D.T.

BREVETÉ S.G.D.G.

Ces cages sont de type cellulaire, c'est-à-dire extensibles, réductibles, démontables, transformables. Elles sont à double écran grillagé donc transparentes et d'une parfaite aération. Elles donnent des caractéristiques d'affaiblissement exceptionnelles, supérieures à tout ce qui est connu à ce jour. Elles permettent de ce fait toutes les mesures, même les plus délicates, à l'abri des champs perturbateurs même les plus forts.

M.B.M.

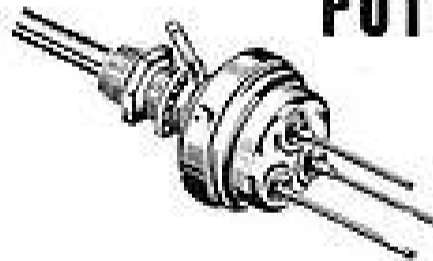
LA PIÉZO ÉLECTRICITÉ DANS L'INDUSTRIE

6-B, Rue Jenner — SAVIGNY-SUR-ORGE
Tél. 144

- ★ QUARTZ OSCILLATEURS
1 à 25 Mc/s
- ★ QUARTZ POUR ULTRA-
SONS - 500 - 3000 Kcs
- ★ QUARTZ ÉTALONS
STABILITÉ 1×10^{-7}
- ★ QUARTZ SPÉCIAUX
- ★ MONTURES MINIATURES.

DÉLAIS RÉDUITS

POTENTIOMÈTRES



- GRAPHITÉS OU BOBINÉS
- ÉTANCHES OU STANDARDS
- A PISTE MOULÉE

Variohm

Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALMAISON (S.-&-O.) - Tél. MAL. 24-54

Publ. RAFT

Le numéro de Mars-Avril de
L'ONDE ÉLECTRIQUE sur la
Pièce détachée Professionnelle

est un outil pour vos techniciens

— 462 pages dont 272 de texte —

Prix : 600 F. — 40, rue de Seine, Paris-6^e

la fig. 3. La bande de mumétal se présente sous forme de peigne avec une épaisseur définie par la densité de digits au millimètre.

Ici nous nous sommes fixés 3 digits au mm. D'où une épaisseur de bande de l'ordre de 30/100 mm et un diamètre du cylindre égal à :

$$\frac{128 \times 23}{30} = \pi D \text{ cm Diamètre } D \cong 30 \text{ cm}$$

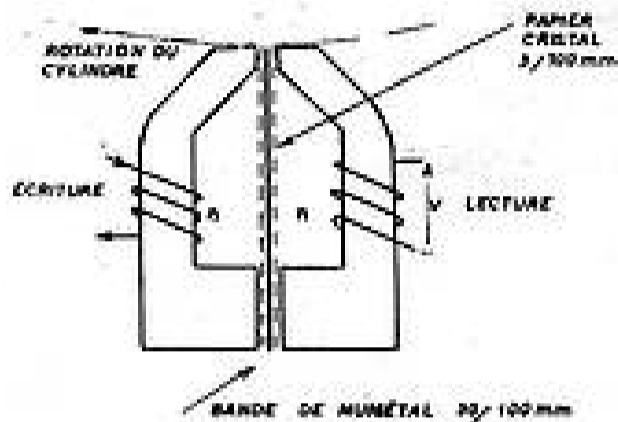


FIG. 3

Nous avons pris d'autre part un espacement entre pistes égal à la largeur de la piste elle-même soit 1 millimètre 1,5. Les interactions de l'une sur l'autre deviennent négligeables. Compte tenu d'un certain nombre d'emplacements de piste réservés, la hauteur du cylindre est de 30 centimètres.

4. — Circuits électroniques associés au tambour.

4.1. — ÉCRITURE ET DISPOSITIF D'AIGUILLAGE.

Nous savons que le problème consiste à écrire à une époque donnée (phase) en un lieu donné (piste). Nous aurons donc à l'entrée un organe commandé par les phases successives d'écriture et qui recevra le code à enregistrer. Il réalisera d'autre part la « modulation de phase ». Quant à l'adresse lieu, elle est donnée par un code série de 6 digits. La sélection s'opère en 2 étapes. Tout d'abord il y a mise en parallèle des 6 digits. Chaque groupe de 3 digits actionne un décodeur à 3 entrées et 8 sorties. Le niveau de tension d'une sortie est différent des 7 autres pour une certaine configuration des 3 digits à l'entrée. Au cours de la deuxième étape, la sélection viendra se confondre d'une part avec les circuits transférant l'énergie aux têtes d'écriture, d'autre part avec les circuits réalisant l'amplification à la lecture et ceci sous la forme d'une simple coïncidence des 2 états précédemment sélectionnés.

Revenons à notre organe d'entrée dont le schéma (N° 1) est représenté ici, l'époque donnée de l'inscription (φ_1) est définie par la présence de 22 digits, le cycle mineur (durée d'un mot) en comprenant 23. Le digit absent n'est autre que le d_{23} qui n'a aucune signification dans la machine. Ces 22 digits sont pris en coïncidence d'une part avec le code à enregistrer, d'autre part avec son complémentaire. Les résultats

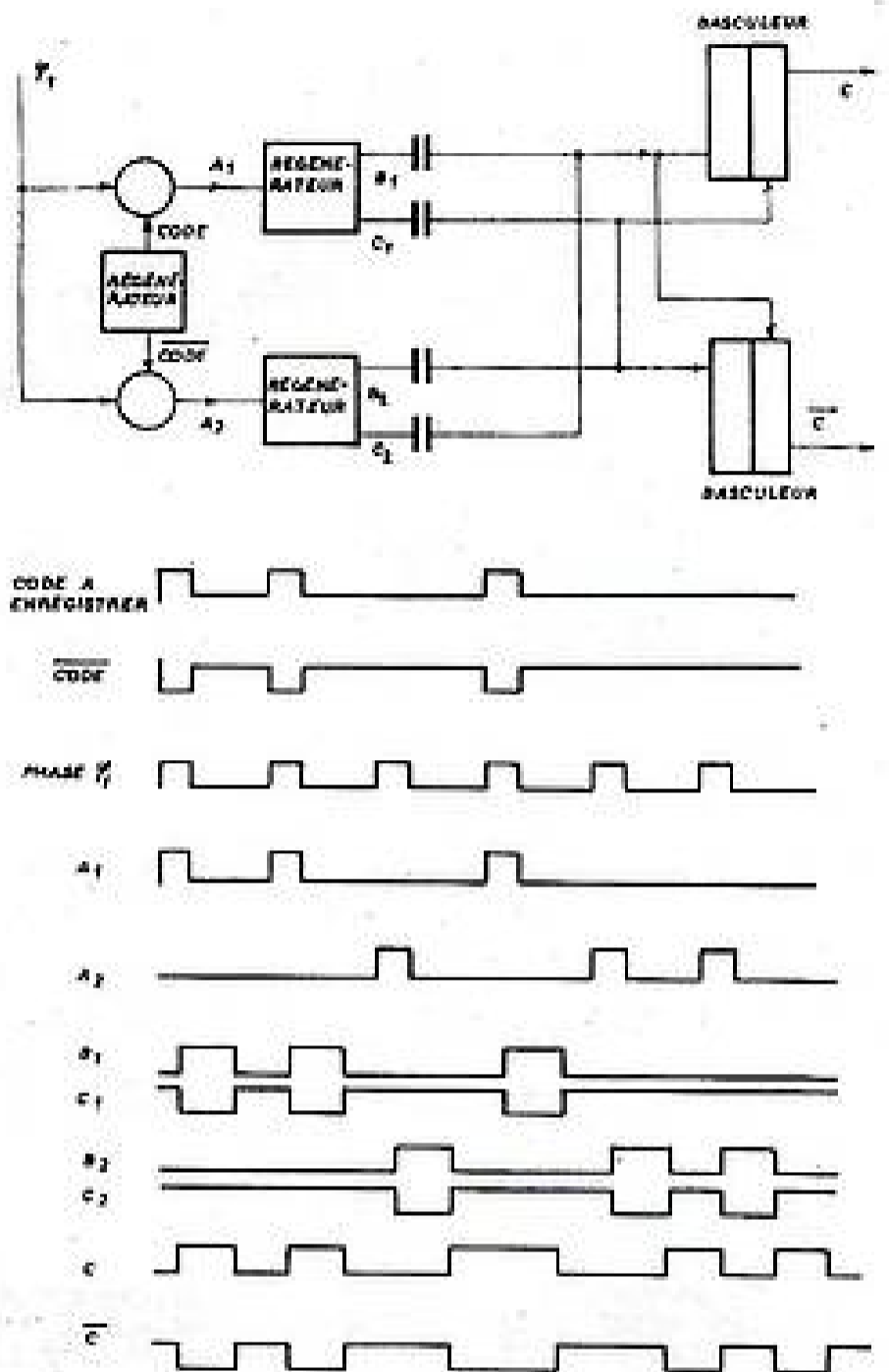


Schéma 1

de ces coïncidences sont ensuite régénérés sur un signal d'horloge (100 kc/s) de largeur égale à la 1/2 période $\frac{\theta}{2}$. Une dérivation de ces nouveaux signaux définit les instants de sensibilisation des basculeurs réalisant la « modulation de phase ». Pour ceci nous aurions pu concevoir un assemblage de circuits à fonctionnement cyclique. Cela aurait entraîné une juxtaposition de signaux avec des raccordements sources de parasites. Nous avons préféré utiliser 2 organes apériodiques en l'occurrence 2 basculeurs, dont les sorties représentent la configuration du signal propre à l'inscription, ainsi que son complémentaire. Nous avons, en effet, besoin des 2 pour qu'ils actionnent deux sources de courant non liées entre elles, réalisant les ampères tours $\pm N I$ nécessaires aux têtes d'écriture.

Avant de poursuivre, il convient de dire quelques mots du fonctionnement de la calculatrice. Celle-ci présente comme la plupart d'entre elles deux états bien différents. Au cours du premier il y a entrée de l'ordre sélectionné (E.O.) et attente du nombre (A.N.) sur lequel s'effectuera l'opération inscrite dans l'ordre. Au cours du deuxième, l'ordre est décodé et l'opération peut s'effectuer immédiatement

si le nombre est présent, nous sommes alors dans la phase de travail (φ_1) qui vient se confondre avec l'attente de l'ordre suivant (A.O.). Sinon, l'opération aura lieu plus tard, l'attente du nombre se poursuivant. Avec le tambour magnétique, cette attente doit durer au moins un cycle mineur ce qui facilite la commutation des pistes à la lecture. Nous y reviendrons plus tard.

Nous avons rapporté ici le diagramme des phases relatif au taux de répétition le plus élevé de l'écriture. Ce fonctionnement a lieu lorsque les ordres sont situés dans les mémoires à accès rapide.

Des deux états signalés plus haut, le premier dure 1 cycle mineur, le deuxième 2.

Sur le tableau récapitulatif (fig. 4) figurent les informations situées à l'entrée et à la sortie du décodeur lieu (pistes), durant le cycle envisagé. X et Y

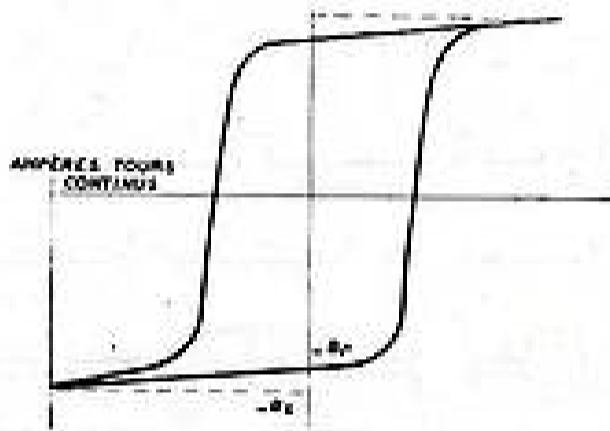


FIG. 4

représentent les adresses de pistes contenues dans les 2 ordres.

Nous avons donc à réaliser la mise en parallèle de l'adresse. Celle-ci se fait grâce à 6 mémoires unitaires, chacune essentiellement constituée par un régénérateur associé à un élément de ligne à retard. Les circuits de commande et d'entretien sont représentés ici sous forme de schéma bloc (fig. 5). A la fin du cycle mineur le contenu des 6 mémoires est transféré dans 6 basculeurs qui commandent avec une apériodicité parfaite les 2 réseaux de décodage partiel à 3 digits. Les sorties de ces réseaux jouent le rôle de sources pour le dernier organe que nous appellerons aiguilleur. C'est avec lui que nous réalisons la dernière étape du décodage. Car il est constitué par une matrice à 8 lignes et 8 colonnes, telle qu'à l'intersection de chaque ligne et colonne, se trouve un tore

DURÉE D'UN CYCLE MINEUR = 250 F1

PHASES DE FONCTIONNEMENT	E.O.		Y1		E.O.		Y1	
	A.O.	A.N.	A.N.	A.O.	A.N.	A.N.	A.O.	A.O.
ENTRÉE DU DÉCODEUR	0	X	X	0	Y	Y	0	0
SORTIE DU DÉCODEUR		0	X	X	0	Y	Y	Y

1^{er} ÉTAT 2^{ème} ÉTAT ÉCRITURE ÉCRITURE

FIG. 6

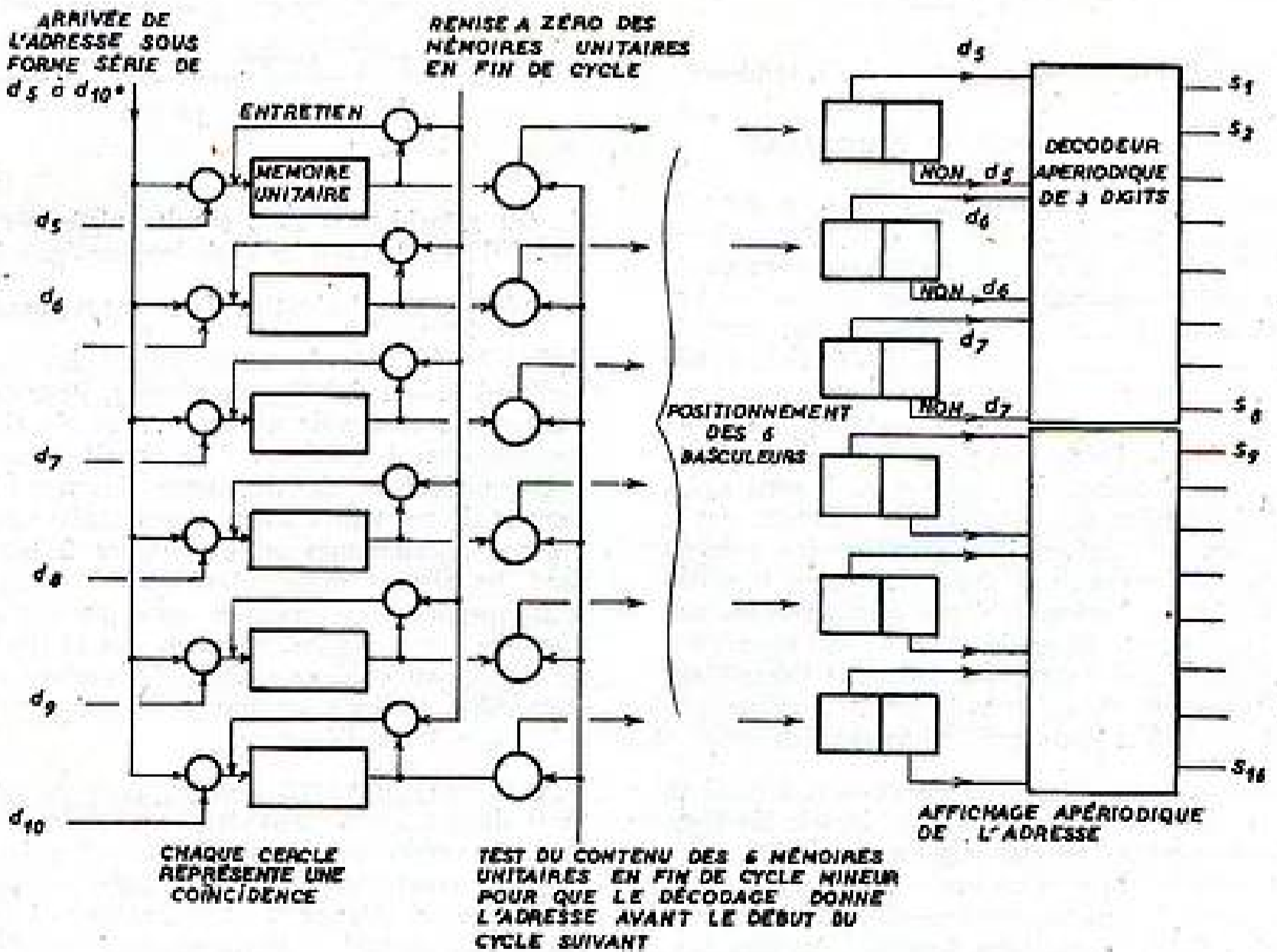
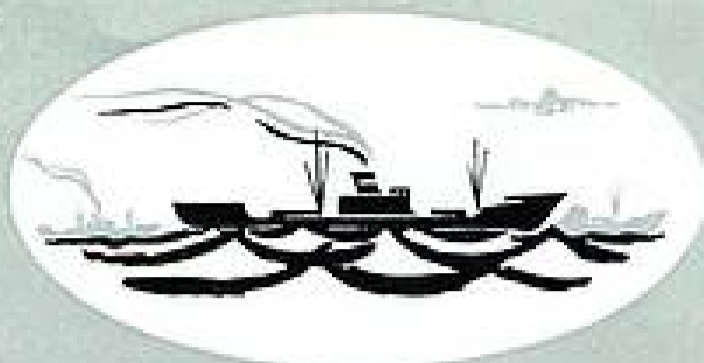


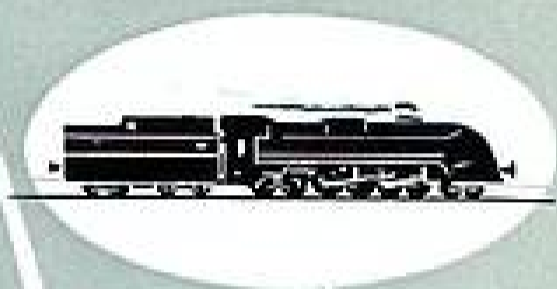
FIG. 5

Les Matériels S.F.R. sont distribués
en Afrique Française par **S.F.R.**
AFRIQUE - 32, B^e de la Résistance
Française - CASABLANCA.



ÉMETTEUR . RÉCEPTEUR

MF. MOBILE



DANS TOUS LES DOMAINES

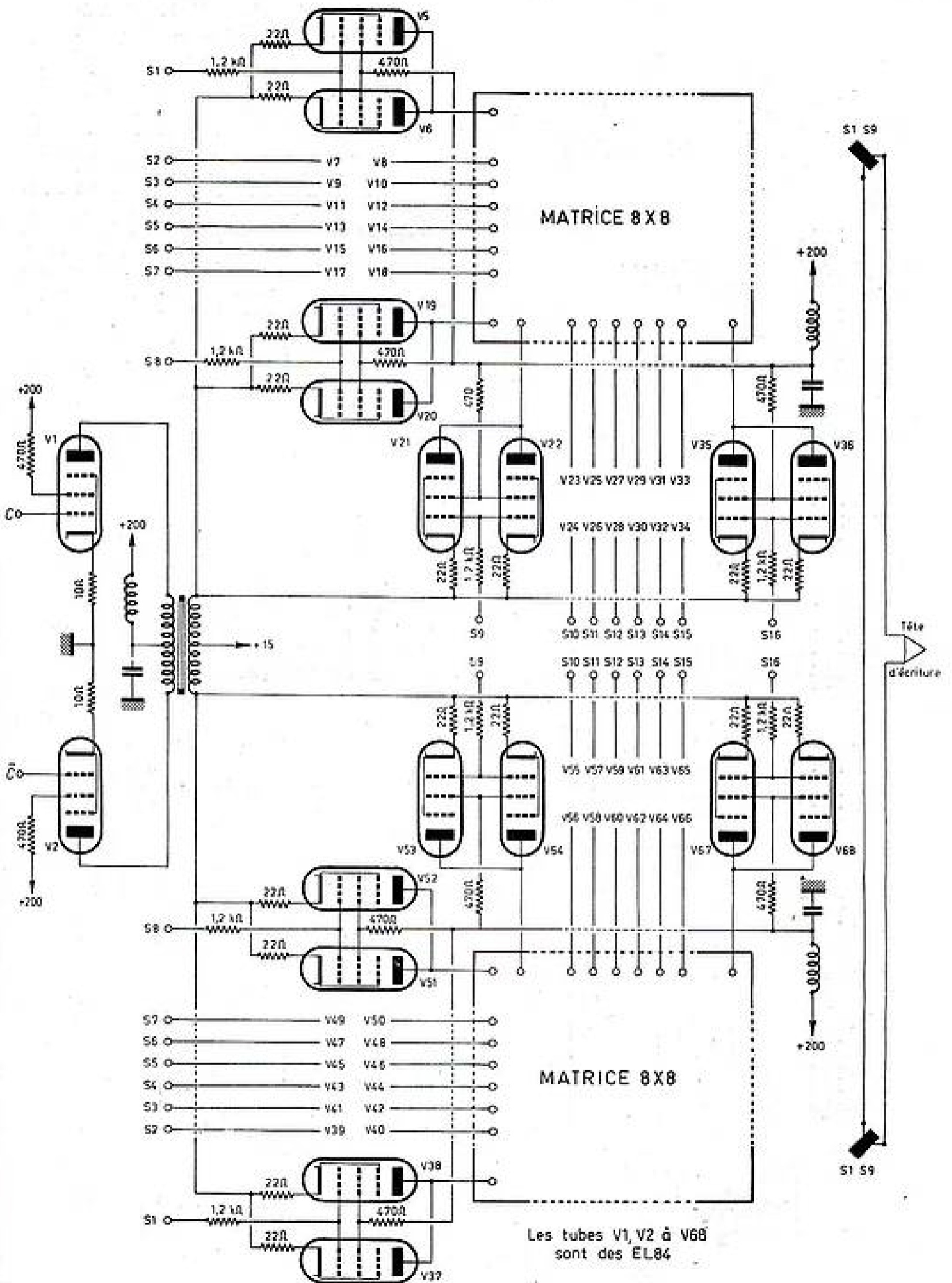


INFORMATION - CONTROLE - COMMANDEMENT

- Matériel mobile pour liaisons radiotéléphoniques, utilisable à poste fixe ou à bord de tous genres de véhicules.
- Portée : 10 à 20 km. (villes, forêts, zones industrielles)
50 à 60 km. (campagne dégagée, faiblement vallonnée)
100 km. (sur mer)
- Exploitable par un personnel non spécialisé.
- Protection efficace contre les parasites radioélectriques.
- Alimentation par batterie 12 V. ou secteur alternatif.
- Plusieurs types suivant : la fréquence (entre 31 et 174 Mc/s)
: la puissance (entre 10 et 20 Watts)
- Possibilité de réseaux complexes, dotés éventuellement d'un émetteur principal plus puissant (50 Watts).



SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE, 79, BOULEVARD HAUSSMANN - PARIS VIII^e - ANJ. 84-89



Les tubes V1, V2 à V68 sont des EL84

Schéma II

à cycle d'hystérésis rectangulaire. A l'état de repos, tous les tores sont saturés par l'action d'un courant continu, les amenant par exemple à l'induction de saturation B_r . Les courants circulant dans la ligne et la colonne sélectionnée positionnent tous leurs tores à l'état B_r , sauf celui de leur intersection, où la somme des deux, le fait basculer (fig. 6). D'où possibilité de recueillir un courant unidirectionnel, à l'état initial, sur un enroulement secondaire, or nous pouvons avoir besoin à ce moment précis, des ampères-tours $\pm N I$ sur la tête d'écriture. Ceci vous entraîne un deuxième tore accouplé au précédent et en fin de compte deux matrices à 8 lignes et 8 colonnes. Nous avons représenté ici le schéma d'ensemble ainsi que la liaison des 2 tores homologues avec leur tête d'écriture ceci sans éléments unidirectionnels (Schéma n° II).

Cet aiguilleur ne réalise pas seulement le décodage final, nous avons en plus transfert d'énergie. Ceci

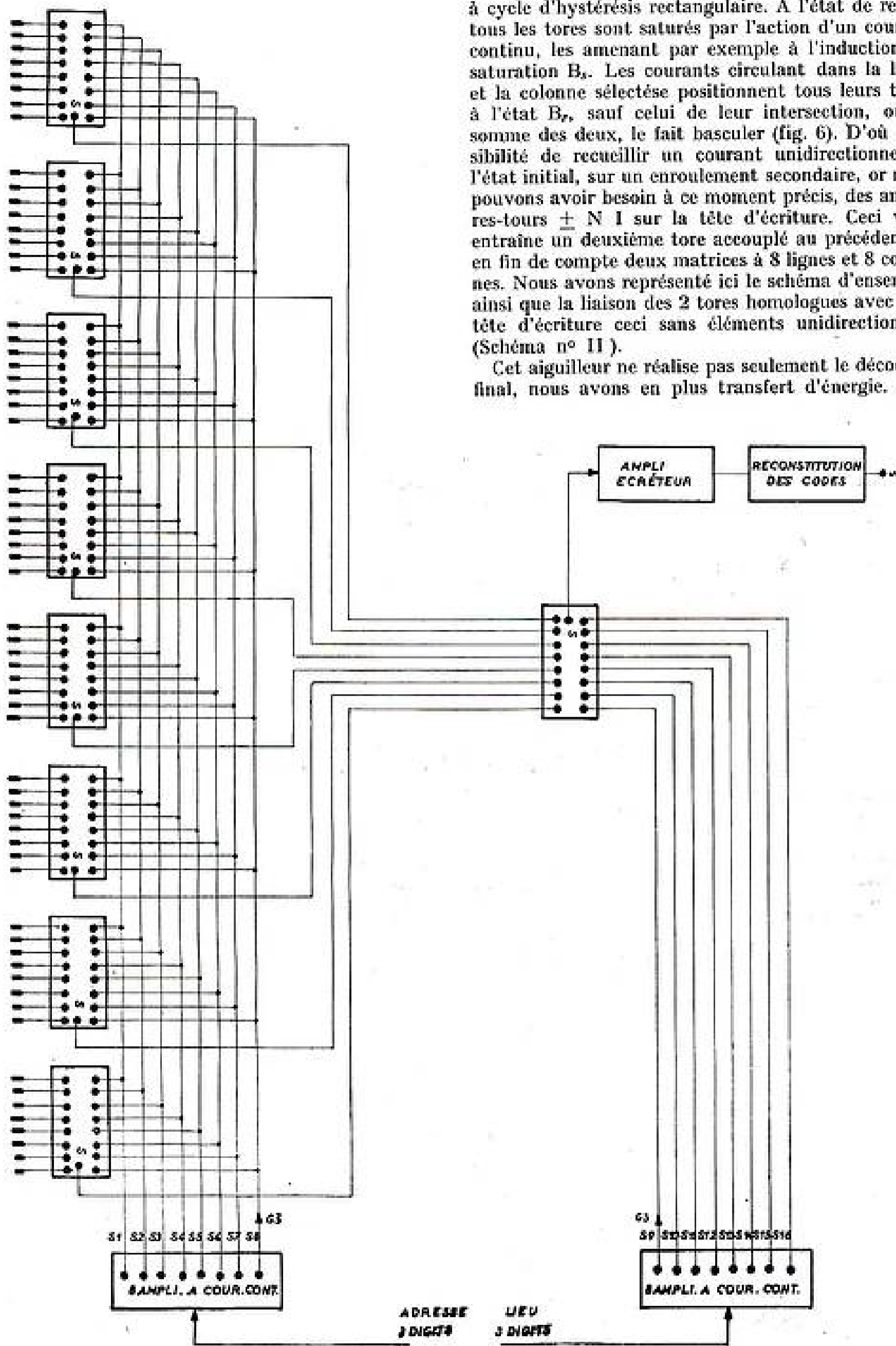


Schéma III

aura lieu lors de l'ultime coïncidence du lieu (piste) et du temps (mot), ce qui est fait sur les grilles de commande des tubes de la matrice. En effet le décodage partiel de l'adresse lieu procure le signal modulant les grilles G_1 ; quant au code lui-même à écrire, il actionnera toutes les cathodes par l'intermédiaire d'un transformateur de courant.

4.2. — LECTURE, COMMUTATION DE PISTES.

Alors qu'à l'écriture, l'intelligence était représentée par les fronts des signaux, situés à une place bien définie, en milieu de période, à la lecture, le signal doit être d'abord amplifié puis écriété symétriquement. Tout ceci avant d'obtenir un code par tout ou rien où l'information est bien représentée par un front mais celui-ci n'a plus d'emplacement défini (fig. 1).

Pour retrouver le code inscrit, nous pourrions mettre en coïncidence un signal d'horloge (100 kc/s)

d'une largeur égale à la demi-période $\left(\frac{0}{2}\right)$ avec la

dérivée du signal lu, ou bien et c'est ce que nous avons adopté, faire cette opération entre un signal d'horloge fin d'une largeur égale au dixième de la période

$\left(\frac{0}{10}\right)$ et les niveaux du signal lu. La tolérance est la

même dans les 2 cas. Mais la deuxième solution s'adaptait mieux à notre technologie. La latitude dans la coïncidence est de $\pm 2 \mu\text{s}$ à 100 kc/s.

Mais au problème d'amplification vient se joindre celui de la commutation des pistes. A première vue, il semblait préférable d'utiliser une commutation à faible niveau avec amplificateur unique, plutôt qu'un tube électronique par piste avant sélection. En réalité, une commutation quel que soit le système utilisé (tubes, éléments unidirectionnels...), introduit un signal parasite dû aux tolérances sur les résistances, les courants, les niveaux de signaux de commutation... Ce parasite se superpose au signal de lecture et provoque, à la sortie du système écriéteur, des erreurs dans la reconstitution des codes. Cet effet est annulé par un filtre simple passe-haut, mais au bout d'un temps fonction de la valeur relative du signal d'intelligence par rapport au signal parasite, toutes choses égales par ailleurs. Dans le cas d'une commutation aux niveaux des têtes de lecture, ce temps serait prohibitif. Nous nous sommes fixés la durée d'un cycle mineur ici 230 microsecondes, ce qui nous a conduit à mettre un tube amplificateur par piste, avant commutation faite sur les grilles G_2 de ces tubes.

Chaque tête de lecture attaque par l'intermédiaire d'un transformateur, une préamplificatrice pentode (EF 80). Le système de commutation se présente sous la forme pyramidale. Les préamplificatrices sont groupées par ensemble de 8 tubes, ayant leurs anodes en parallèle. Entre chaque groupe de 8, les grilles G_2 de chaque pentode sont reliées, de telle sorte que le tube n° 1 est passant, en même temps que les tubes 9, 17... Il en est de même pour les tubes 2, 10, 18... La double coïncidence s'effectue sur le deuxième étage de la pyramide, représenté ici par un amplificateur identique à un groupe précédent.

Afin d'appliquer aux grilles G_2 des tubes, une tension de commande continue pendant la durée d'ouverture d'une piste et non une suite d'impulsions, nous utilisons 16 amplificateurs à courant continu dont les entrées sont les sorties des 2 décodeurs à 3 digits.

Le schéma d'ensemble est représenté ci-contre, schéma n° III.

5. — Conclusion.

Les systèmes utilisés à l'écriture nous ont donné satisfaction mais il ne saurait être toléré une grande dispersion dans les éléments. Les courants des tubes sont régulés grâce à une forte contre réaction de cathode. Quant aux tores, les abscisses des coudes du cycle d'hystérésis se placeront dans une bande s'écartant de $\pm 10 \%$ de leurs valeurs nominales.

Moyennant quoi, nous tolérons dans le positionnement des têtes, une distance de $3/100 \pm 0,5/100$, les séparant du cylindre. Dans ces conditions 8 ampères-tours sont nécessaires, pour saturer le milieu d'enregistrement.

A la lecture, les amplificateurs recueillent des signaux dont l'amplitude peut varier de $1/10$ à $2/10$ de volt, à la sortie du transformateur.

La seule difficulté rencontrée, consistait à obtenir une bande passante de 50 à 100 kc/s, exempte de distorsion de phase et ceci pour les 64 chaînes possibles. Pour l'avenir nous pensons utiliser un système de commutation basé sur des transformateurs associés aux têtes de lecture dont le noyau magnétique serait saturable.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] WILLIAMS, F.C. KILBURN T and TOOTILL G.C. — Universal High speed Digital Computers : a small scale experimental machine. *Proceedings I.E.E.*, 1951, 98 Part. II, p. 13.
- [2] JAN A. RAJCHMAN. — A Myriabit Magnetic core Matrix Memory. *P.I.R.E.*, Octobre 1953.

FRÉQUENCEMÈTRE - TACHYMÈTRE → A-060



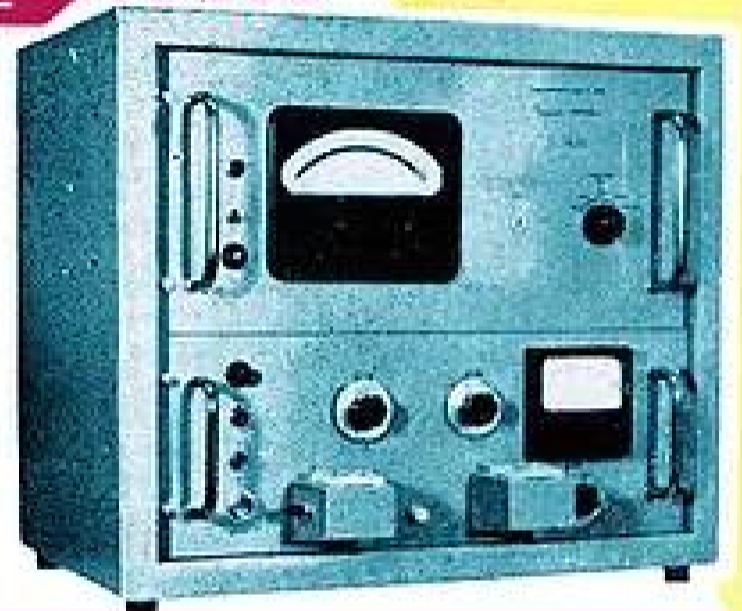
- ★ APPAREIL DE MESURE A AIGUILLE — CLASSE 0,5 — U. S. E.
- ★ DOMAINE D'UTILISATION : q. q. Hz à 200 KHz.
- ★ NOMBRE DE GAMMES A LA DEMANDE. PRÉCISION : 1 %, DE L'ÉCHELLE TOTALE POUR CHAQUE GAMME.
- ★ INDICATION RIGOREUSEMENT INDÉPENDANTE DE LA TENSION D'ENTRÉE DE 0,1 à 100 VOLTS EFFICACES.

S.E.T.P.

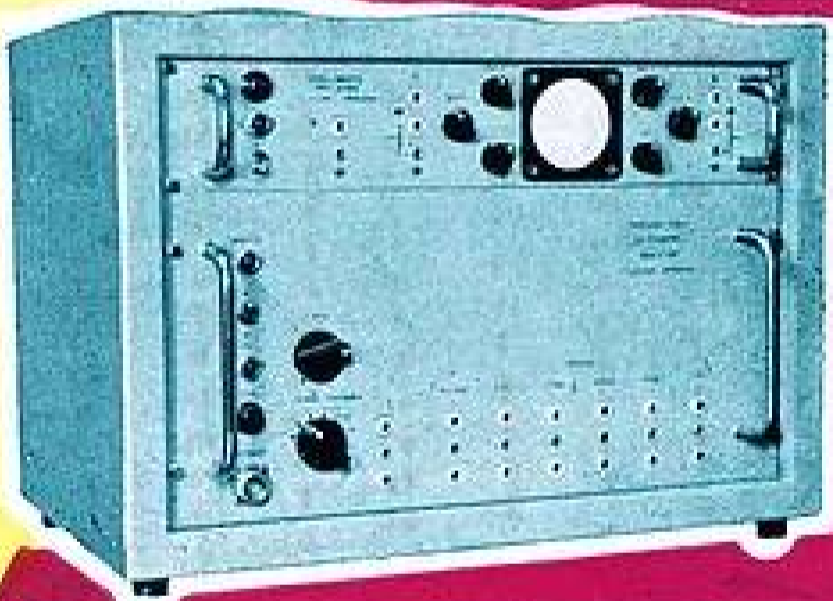
FRÉQUENCEMÈTRE DIFFÉRENTIEL → A-368

(POUR CONTRÔLE DES QUARTZ)

- ★ 1 ÉTAGE « OSCILLATEURS-MÉLANGEUR » DONNANT LA FRÉQUENCE DIFFÉRENTIELLE DE 2 QUARTZ. — OSCILLATEURS NORMALISÉS — APPAREIL DE CONTRÔLE DE L'ACTIVITÉ.
- ★ 1 ÉTAGE « FRÉQUENCEMÈTRE », 5 GAMMES, 100 — 200 — 1.000 — 10.000 ET 100.000 Hz. PRÉCISION : 1 %, DE L'ÉCHELLE TOTALE POUR CHAQUE GAMME DE F. DIFF. — POUR QUARTZ DE 300 KHz à 10 MHz.



GÉNÉRATEUR ÉTALON DE FRÉQUENCES → A-435



- ★ PRÉCISION $\pm 10^{-5}$ PAR QUARTZ THERMOSTATÉ.
- ★ IMPULSIONS POSITIVES ET NÉGATIVES SUR LES FRÉQUENCES FIXES DE 100 KHz — 10 KHz — 1 KHz — 100 Hz — 10 Hz et 1 Hz.
- ★ SORTIE SINUSOÏDALE PAR COMMUTATEUR.

OSCILLOGRAPHES DE COMPARAISON
A-500

- ★ PERMET D'EFFECTUER DES CONTRÔLES PRÉCIS DE FRÉQUENCES, AVEC LE GÉNÉRATEUR A-435, PAR LA MÉTHODE DES COURBES DE LISSAJOUX.

FRÉQUENCEMÈTRE-TACHYMÈTRE → A-410

- ★ APPAREIL PORTATIF SUBMINIATURE A COMPTEURS D'IMPULSIONS SPÉCIALEMENT CONÇU POUR LES BESOINS DE L'INDUSTRIE AÉRONAUTIQUE (MESURE PRÉCISE DES VITESSES DE ROTATIONS DE TURBO-RÉACTEURS. ESSAIS EN VOL)
- ★ PRÉCISION DE MESURE : ± 2 TOURS MIN. à 20.000 TOURS MIN.



Rochor
électronique

71, RUE RACINE - MONTROUGE (SEINE) - ALÉ. 00-07

MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES A MÉMOIRE ALLIAGES ET FERRITES SPÉCIAUX

PAR

M. A. VASSILIEV

*Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
Ingénieur E.S.E., Licencié ès Sciences Mathématiques.*

1. — Introduction.

Les systèmes capables d'emmagasiner des informations ou dispositifs à mémoire, sont à la base de la cybernétique appliquée.

Leur développement va de pair avec celui de l'automatisation poussée dans l'activité moderne : machines à calculer, commande des opérations dans un ensemble de machines outils, codage et décodage des informations, etc...

Avec un certain arbitraire, on peut classer les dispositifs à mémoire suivant le principe utilisé pour leur faire enregistrer une information et la restituer au bout d'un certain intervalle de temps.

a) Les dispositifs à mémoire « dynamiques » comme par exemple les systèmes à tambour magnétique, à bande ou à fil magnétique ou encore ceux à ligne à retard à ultra-sons.

b) Les dispositifs à mémoire « actifs » comprenant des relais, des tubes électroniques ou éléments équivalents plus modernes : diodes à semi-conducteurs et transistors.

c) Les dispositifs à mémoire « passifs » ou « statiques » à base de « matériaux à mémoire » : les matériaux ferro-électriques et les matériaux ferro-magnétiques.

Les matériaux à mémoire les plus modernes à l'heure actuelle sont les ferrites, objet de ces pages.

Avant d'aborder cette question, il serait utile de dégager quelques remarques générales ayant trait à l'information et à la mémoire en général.

Par « information » nous entendons un élément d'un ensemble ⁽¹⁾ d'opérations logiques ou de grandeurs mathématiques définies.

A titre d'exemple, on citera comme informations équivalentes à des opérations de logique, les signes

des opérations arithmétiques : addition, soustraction, etc... ou bien des ordres d'opérations transmis aux servo-moteurs d'une machine-outil automatique et comme informations équivalentes à des grandeurs mathématiques, des nombres arithmétiques ou des chiffres composés de nombres.

Pour simplifier l'exposé, on se référera à une machine à calculer arithmétique complète. Celle-ci comprendra nécessairement :

a) un dispositif à mémoire enregistrant les éléments du calcul : nombres composés de chiffres sur lesquels s'opérera le calcul.

b) un dispositif de mémoire enregistrant les éléments du programme de calcul, c'est-à-dire la suite des opérations logiques à effectuer sur ces nombres.

c) un dispositif à mémoire enregistrant le résultat du calcul.

Le cas nous intéressant est celui d'une machine à calculer *arithmétique*, c'est-à-dire opérant sur des grandeurs discrètes, comme par exemple une machine E.N.I.A.C. (Electronic Numerical Integrator and Computer de l'Université de Philadelphie), les machines Mark I, II et III d'I.B.M. et Harvard, etc...

Dans ces machines, toutes les informations ainsi que les résultats partiels ou finaux sont enregistrés et transmis par des « modifications d'états » comme par exemple par la variation du flux magnétique dans la tête lectrice d'un système de mémoire à bande magnétique, par le basculement d'un relais ou d'un basculeur Eccles-Jordan ou par le changement du sens polarisation d'un matériau ferro-électrique ou magnétique.

En examinant les choses de plus près, on s'aperçoit que, dans la majorité des cas, l'élément d'un dispositif à mémoire le plus sûr, le plus commode et le plus répandu, est un élément à deux positions stables. Logiquement, ceci conduit à adopter pour ces machines le système de numération binaire. Cette circonstance est d'ailleurs favorable à la simplicité des calculs puisque dans ce système de numération, à part la simplicité de l'addition, on trouve une simplification pour la formation du complément

(1) Les termes « élément » et « ensemble » étant pris dans le sens qui leur est attribué par la théorie mathématique des Ensembles.

d'un nombre en vue d'une soustraction, une simplicité d'une multiplication laquelle se traduit *directement* par une addition, etc...

2. — Comparaison rapide entre divers dispositifs à mémoire.

Il n'est pas toujours possible de mettre en compétition directe les dispositifs basés sur les trois principes cités ci-dessus. En effet, outre quelques raisons d'espèce, les éléments de comparaison varient suivant qu'il s'agit de l'un ou de l'autre des cas 1, 2 et 3, considérés ci-dessus.

Cependant, sans que cela soit absolu, on pourrait avancer que la mémoire dynamique convient surtout aux enregistrements de programme ou de retenues et les dispositifs actifs et statiques seront choisis pour les enregistrements des éléments de calcul ou des résultats.

Pour fixer les idées, les systèmes à mémoire à ultrasons conviendraient aux enregistrements de retenues, ceux à tambour, à bande ou à fils magnétiques conviendraient aux enregistrements de programmes. Les relais, les basculeurs à tubes électroniques ou à transistors, les tubes à mémoire électrostatique conviennent à tous les cas et les matériaux à mémoire proprement dits : matériaux ferro-électriques ou ferro-magnétiques conviennent très bien aux magasins de chiffres, tels que ceux représentant les éléments du calcul.

3. — Les matériaux à mémoire magnétiques.

On laissera de côté les bandes, les tambours, les fils magnétiques et les générateurs d'ultra-sons. On examinera surtout le cas le plus important : les éléments de mémoire ferro-magnétiques bistable. Ce sont les matériaux magnétiques dits « à cycle d'hystérésis rectangulaire ». Ce terme englobe aussi bien les matériaux ferromagnétiques métalliques que les céramiques magnétiques : les ferrites.

Considérons un tore en matériau magnétique A (fig. 1) et le cycle d'hystérésis du matériau (fig. 2). Nous utilisons les notations classiques pour désigner les grandeurs magnétiques bien connues :

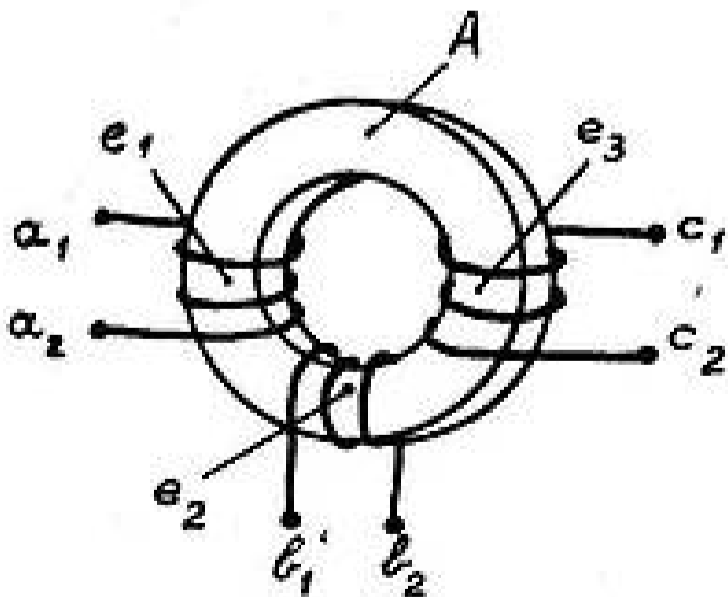


FIG. 1

B_r = induction rémanente — H_c = champ coercitif. B_m et H_m désignent respectivement l'induction et le champ en un point M arbitrairement choisi sur la portion unicursale du cycle d'hystérésis.

Supposons que le bobinage e_1 est alimenté en a_1, a_2 avec un courant I_A tel que : $H_m = \frac{4 \pi N i_{\max}}{10 l}$

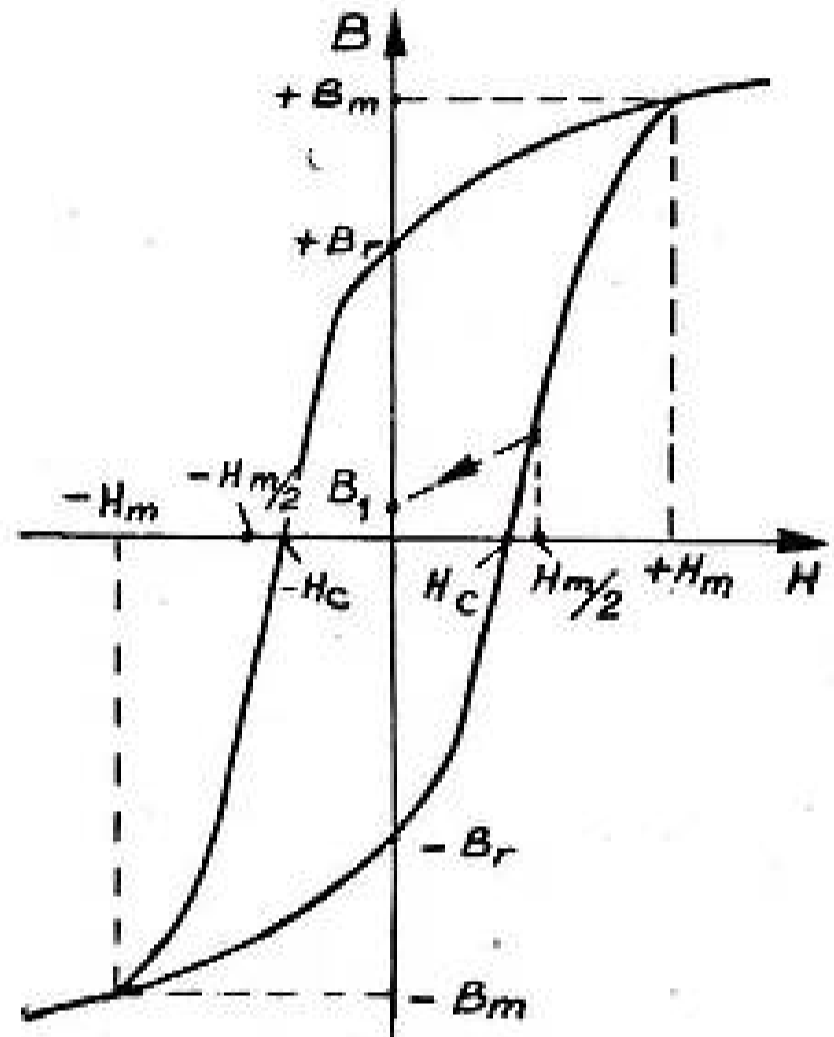


FIG. 2

crsted (N = nombre de spires de la bobine e_1 , l = longueur de la fibre moyenne du tore, i_{\max} = courant de crête). Supposons que le tore soit à l'état initial en $+B_r$. Lorsque le champ H décrit un cycle ($0, -H_m, 0$) l'état du tore change de $+B_r$ en $-B_r$ en passant par $-B_m$. On recueillera, aux bornes c_1 et c_2 du bobinage e_3 une tension $V = K \frac{dB}{dt}$, K étant

une constante et $\frac{dB}{dt}$ correspondant à la partie en

traits pleins de la courbe x_1 (fig. 3). Par conséquent, le passage du tore de l'état $+B_r$ à $-B_r$ se traduit par une tension de la forme x_1 (fig. 3). De même, lorsque H décrit le cycle $0 + H_m, 0$, le tore étant supposé à l'état initial $-B_r$, on obtiendra aux bornes c_1, c_2 (fig. 1) une tension de la forme x_2 (fig. 3), c'est-à-dire symétrique de la précédente. On voit que les changements de l'état $+B_r$ en $-B_r$ et celui de $-B_r$ en $+B_r$ se traduisent par des impulsions de signes contraires.

Donc, on peut attribuer à l'état $+B_r$ le chiffre 1 et à l'état $-B_r$ le chiffre 0 et décoder par des signaux électriques l'état initial du tore : 1 ou 0. Autrement dit, le tore peut servir à l'enregistrement des deux chiffres d'un rang de la numérotation binaire.

On remarquera par ailleurs que si le tore est à l'état initial $+B_r$ et si H décrit un cycle $0 + H_m, 0$,

UNE RÉALISATION FRANÇAISE

DE CLASSE INTERNATIONALE

MESURE DES FRÉQUENCES

LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DES FRÉQUENCES (F), DE
0 A 100.000 Hz
ERREUR DE MESURE :
 $\pm \frac{1}{100.000} \pm \frac{1}{T}$ (T = TEMPS
DE MESURE, COMPRIS
ENTRE 0,01 ET 10 SEC.)

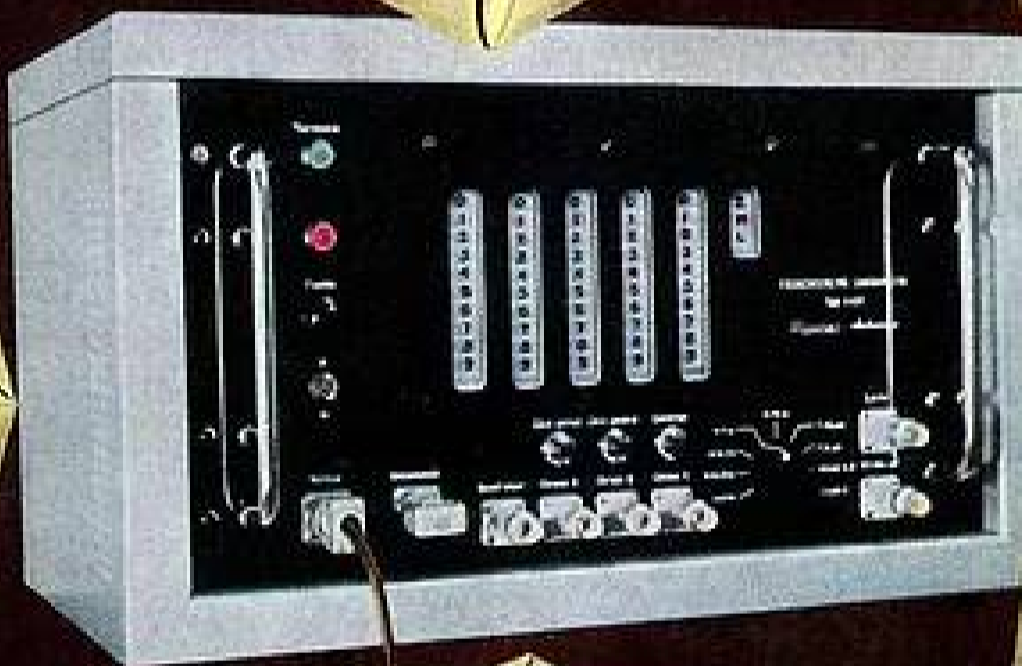
précision $\pm 10^{-5}$

FRÉQUENCEMÈTRE
TACHYMÈTRE
CHRONOMÈTRE
PÉRIODEMÈTRE
ÉLECTRONIQUE

MODÈLE A-477

MESURE DES VITESSES

LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DES VITESSES DE ROTATION (V)
EN TOURS/MINUTE
A L'AIDE DE GÉNÉRATRICES
D'IMPULSIONS A-064/40
ERREUR DE MESURE :
 $\pm \frac{1}{100.000} \pm \frac{1}{T}$ (T = TEMPS
DE MESURE, COMPRIS
ENTRE 0,01 ET 10 SEC.)



MESURE DES TEMPS

LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DES INTERVALLES DE TEMPS (T)
EN DIZAINES DE
MICROSECONDES
ERREUR DE MESURE :
 $\pm \frac{1}{100.000} \pm 10$ MICRO-
SECONDES
CAPACITÉ DE COMPTAGE
100.000 SECONDES

INDUSTRIES ET LABORATOIRES

- Applications de la Boite Fréquence, Électromécanique, Aéro-technique, Automobile, Industrie Horlogère...
- Mesure précise des B.F. et T.B.F. de 0 à 100.000 Hz.
- Étude des filtres B.F.
- Mesure précise des intervalles de temps: (Ballistique - Contrôle des relais, contacteurs, retardateurs, etc.)
- Mesure précise des vitesses de rotation (0 à 100.000 tours/minute)
- Contrôle (automatique et précis) de la fréquence des Résonateurs.
- Documentation technique et offres de fournitures sur demande à :

MESURE DES PÉRIODES

(PROCÉDÉ DE MESURE
DE HAUTE PRÉCISION
DES T.B.F.)
LECTURE DIRECTE
EN CHIFFRES
DE LA DURÉE DE PÉRIODES
EN MICROSECONDES
OU DIZAINES DE
MICROSECONDES
(SUIVANT MODÈLE)

Rochour

électronique

71, RUE RACINE - MONTROUGE - SEINE - TÉL. ALÉ. 00-07

l'état du tore parcourt le trajet (+ Br, + B_m, + Br),

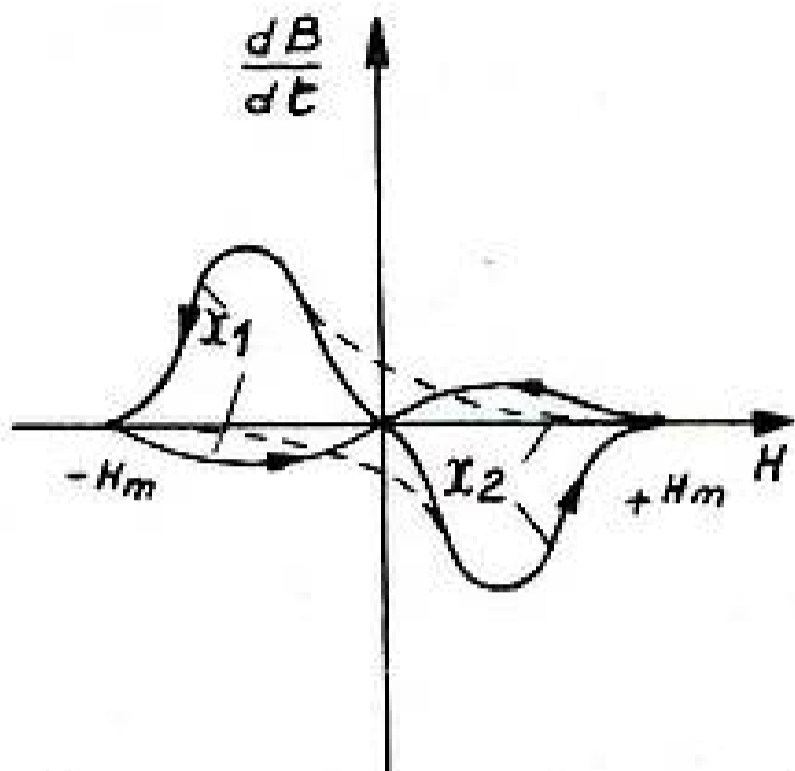


FIG. 3

et on recueillera en c₁c₂ une tension faible par rapport à la tension Kx₁ obtenue au cours du cycle O - H_m, O (en partant également de + Br).

Par conséquent, le dispositif pratique sera celui

de la fig. 1 avec les bornes a₁, a₂ connectées au générateur d'impulsions « d'inscription » déterminant l'état initial du tore A et au générateur d'impulsions « lectrices » testant l'état du tore après l'inscription. Le résultat du « test » ou de la lecture se traduit par une tension de polarité choisie : + V = K $\frac{dB}{dt}$ (chiffre 1) et par l'absence de tension (chiffre 0) ou inversement, le choix étant arbitraire.

Cependant, cette disposition n'est pas utilisable pour une matrice à mémoire comprenant un grand nombre d'éléments. En effet, dans le cas envisagé, à chaque élément on devrait associer un générateur d'inscription et un générateur de lecture.

Dans le cas d'une matrice comprenant un grand nombre de tores, on a recours à un procédé dit de coïncidence. Ce procédé consiste à reconstituer H_m (fig. 2) à l'aide d'une coïncidence de deux impulsions d'amplitude $\frac{H_m}{2}$, chacune étant appliquée au tore

par une voie propre : a₁, a₂ pour la première et b₁, b₂ (enroulement e₂) pour la seconde (voir fig. 1). Dans ce cas, à une matrice comprenant N² tores on associera 2 N générateurs d'impulsions d'inscription et d'impulsions de lecture et non plus N² comme ce serait le cas pour une commande individuelle (voir fig. 4, G₁, G₂, G₃, G'₁, G'₂, G'₃ étant les générateurs d'impulsions d'inscription et de lecture).

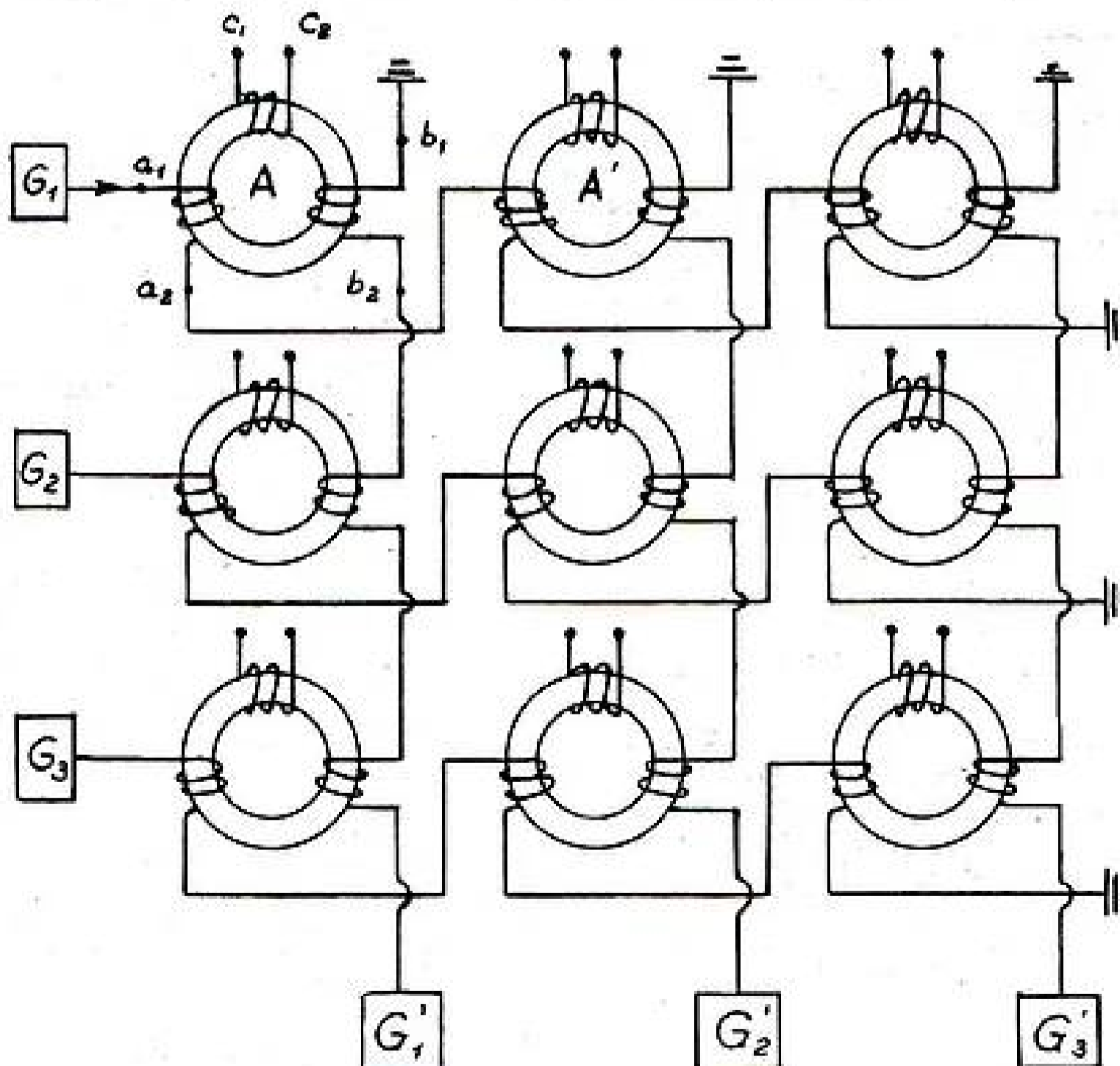


FIG. 4

Cependant, ce dispositif ne peut fonctionner en pratique avec des matériaux à cycle d'hystérésis tel que celui de la fig. 2. En effet, supposons que les générateurs G_1 et G'_1 de la fig. 4 émettent chacun une impulsion synchrone d'amplitude $\frac{Hm}{2}$. Ces impulsions se superposent dans le tore A (fig. 4). Cependant, tous les tores situés sur la même ligne et sur la même colonne que A (par ex. le tore A') seront soumis à une impulsion d'amplitude $\frac{+Hm}{2}$.

Si le tore A' est à l'état $-Br$, cette impulsion le fera passer de l'état $-Br$ à $+B_1$ (voir fig. 2). Il en résultera que lors du test du tore A' par une impulsion de coïncidence Hm , son état passera de $+B_1$ à $+\frac{3}{2}Br$ au lieu de passer de $-Br$ à $+Br$, comme c'est le cas pour un tore non perturbé par une impulsion $\frac{+Hm}{2}$. Par conséquent, l'amplitude de l'impulsion correspondant au « basculement » du tore perturbé sera très inférieure à celle due au « basculement » d'un tore non perturbé. Comme le système est du type « à seuil » (du fait qu'il est basé sur la différence entre les niveaux d'impulsions résultant des cycles $(+Br + Bm + Br)$ et $(-Br + Bm + Br)$ suivant que le tore se trouve en $+Br$ ou en $-Br$ lorsqu'on applique une impulsion résultante $+Hm$), son fonctionnement ne pourra être sûr que si les états perturbés des éléments ne se traduisent pas par des variations trop importantes du niveau de sortie. En outre, le niveau de l'impulsion 0 ($-Br, -Bm, -Br$) devra être faible vis-à-vis du niveau de l'impulsion 1 ($+Br, -Bm, -Br$).

4. — Matériaux à cycle d'hystérésis rectangulaire.

Les conditions énoncées ci-dessus seraient remplies si le matériau présentait un cycle d'hystérésis rectangulaire (fig. 5). En désignant par ΔB l'impulsion 0, par $\Delta'B$ l'impulsion 0 d'un tore perturbé et par $2B$ l'impulsion 1, on voit que dans le cas de la fig. 5, on aurait :

$$\Delta B = \Delta'B = 0$$

$$2B = 2Br \quad \theta = \frac{\pi}{2}$$

Bien entendu, ce cas est idéal. En pratique, les cycles d'hystérésis des métaux et des ferrites ne sont pas aussi parfaits et on a :

$$\Delta B = Bm - Br \neq 0, \Delta'B = Bm - B1 \neq 0 \text{ et } 2B = (B1 + Br) \neq 2Br$$

$$\theta \neq \frac{\pi}{2}$$

L'angle θ définit la « raideur » du flanc dont dépend la tension de sortie, $V = N \cdot S \frac{2Br}{\Delta t} \cdot K$

K : constante dépendant des unités choisies ;

N : nombre de spires ;

S : section du tore ;

$\Delta t = f(\theta)$ durée du passage de l'état du tore de y_1 à y_2 au cours du « basculement ».

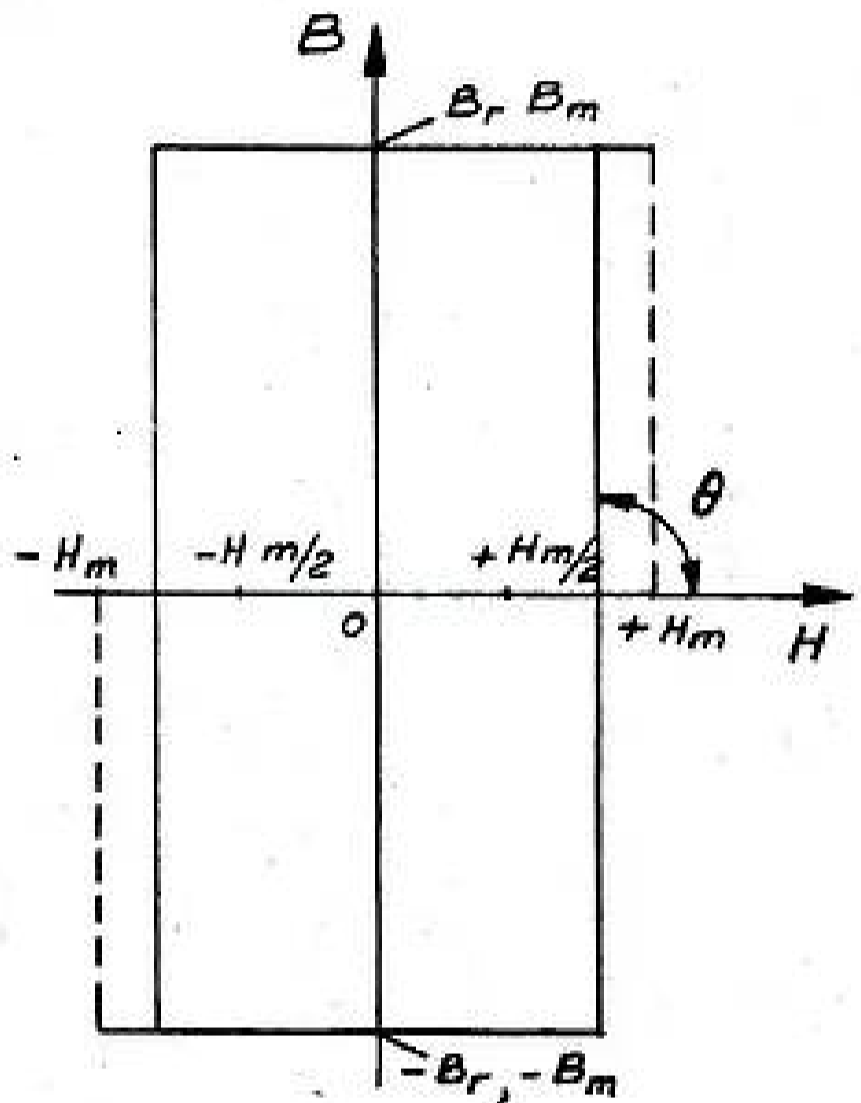


FIG. 5

5. — Métaux à cycle d'hystérésis rectangulaire.

Certains métaux et alliages présentent des cycles d'hystérésis rectangulaires à la suite de contraintes ou de traitements particuliers.

Par exemple, c'est le cas du Permalloy 69, soumis à une tension de 11 kg sur mm² (1*).

Les propriétés sont les suivantes : $Br = 12\ 000$ gauss, $H_0 = 0,05\ 0e$, $\frac{Br}{Bm} \approx 1$.

Des caractéristiques du même ordre se retrouvent dans le Permalloy 65 recuit dans un champ magnétique.

Nous citerons également les ferro-nickels à cycle d'hystérésis rectangulaire (2) :

« Les ferronickels à 50 % Ni sont déjà connus dans le commerce sous le nom d'Hipernik. Mais, depuis quelques années, on a réussi à préparer des alliages

(*) Extrait de l'article « Ferronickels spéciaux élaborés par Métallurgie des Poudres » par N'Guyen THIEU-CU et Bernard MICHAUX, *Annales de Radiotechnique TPI*, n° 23, janvier 1951.

Pour annuler cet écart, le plus simple est de donner respectivement aux asservissements de vitesse (en plus des ordres précédemment définis) les ordres :

$$II \begin{cases} K (\varepsilon - \varepsilon_0) \cos (\theta - \alpha) \\ K (\varepsilon - \varepsilon_0) \sin (\theta - \alpha) \end{cases}$$

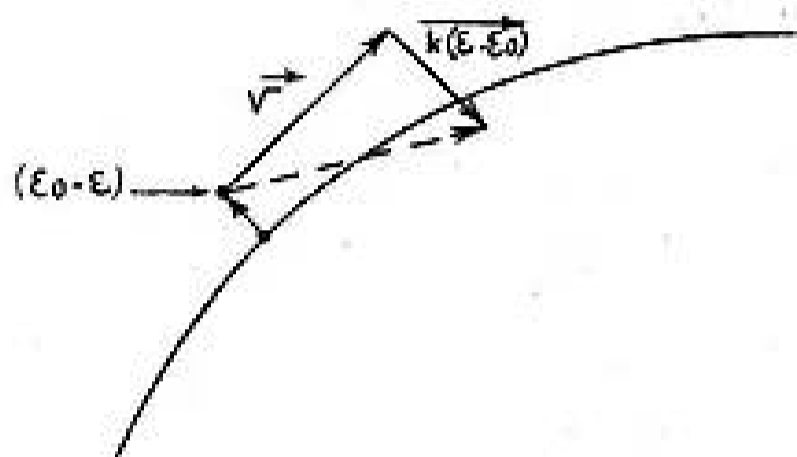


FIG. 4

On rendra la précision indépendante de la vitesse d'usinage, sous réserve d'une bande passante suffisante, en faisant :

$$K = kV$$

Il est alors facile de voir que pour $(\varepsilon - \varepsilon_0)$ petit la superposition des ordres II aux ordres I équivaut à une rotation du vecteur vitesse d'un petit angle égal à $k(\varepsilon - \varepsilon_0)$ radians. L'asservissement agit alors à la manière de l'automobiliste qui retouche légèrement sa direction pour rattraper sa position par rapport à la route (fig. 4).

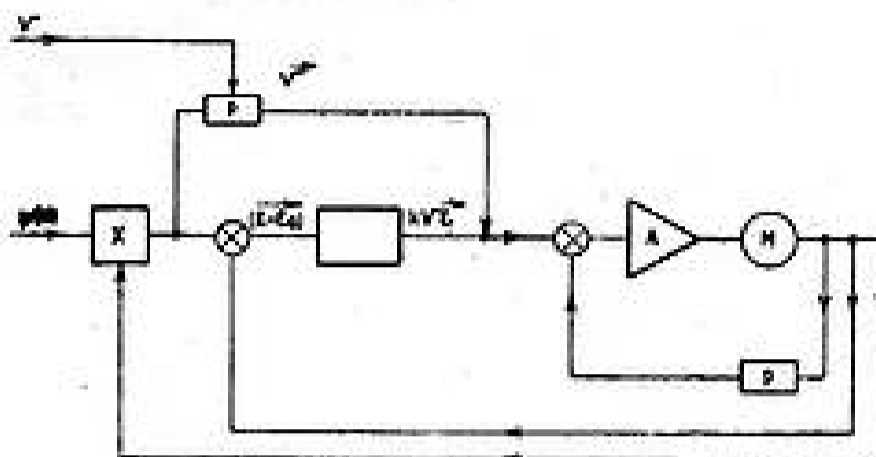


FIG. 5

En résumé l'ensemble peut se représenter schématiquement comme l'indique la fig. 5 sous la forme d'un asservissement de position comprenant une chaîne d'anticipation et une contre-réaction tachymétrique. L'ordre de position X est élaboré à partir du calibre par l'asservissement lui-même qui résout implicitement le système d'équations :

$$\frac{ds}{dt} = V$$

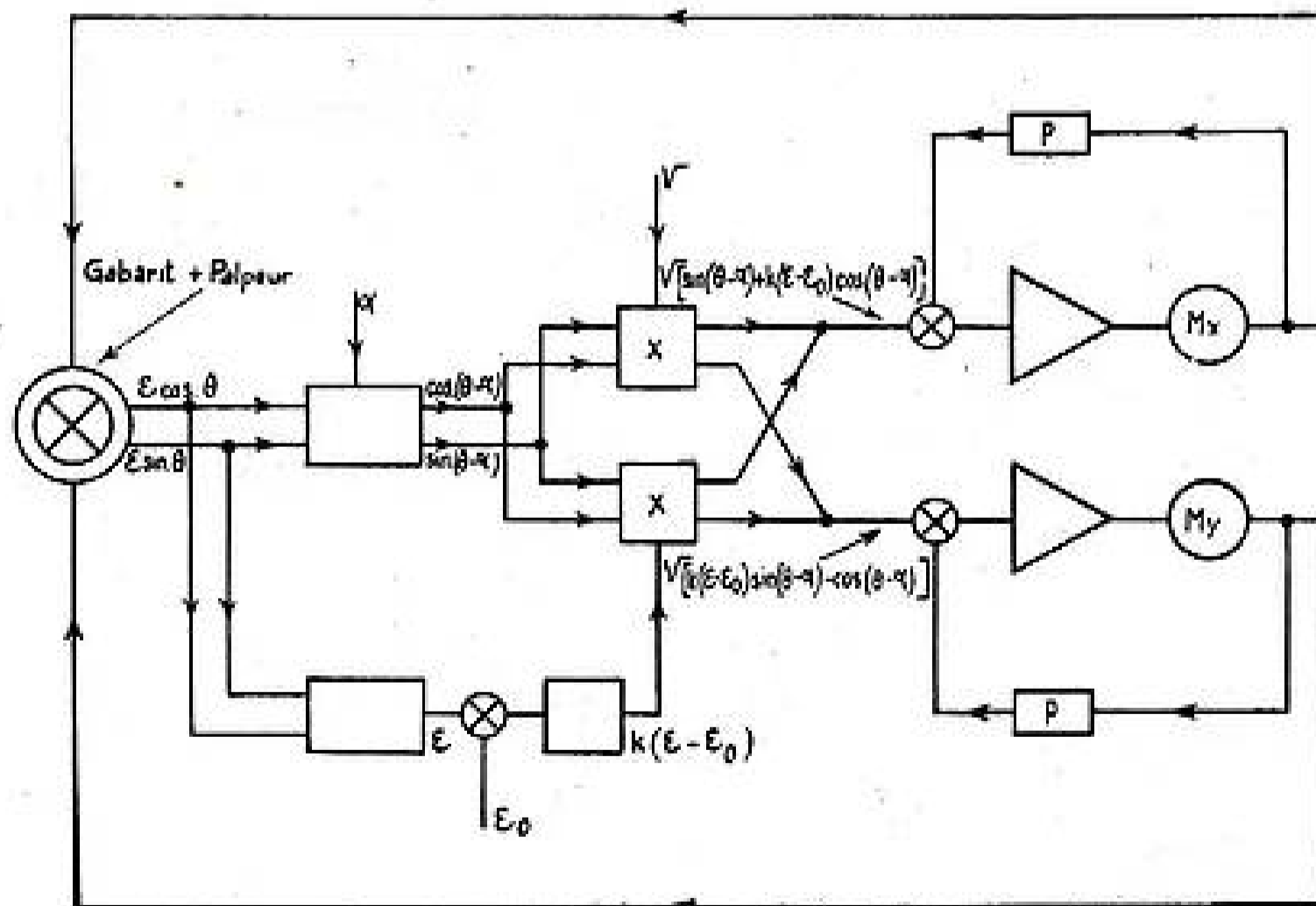
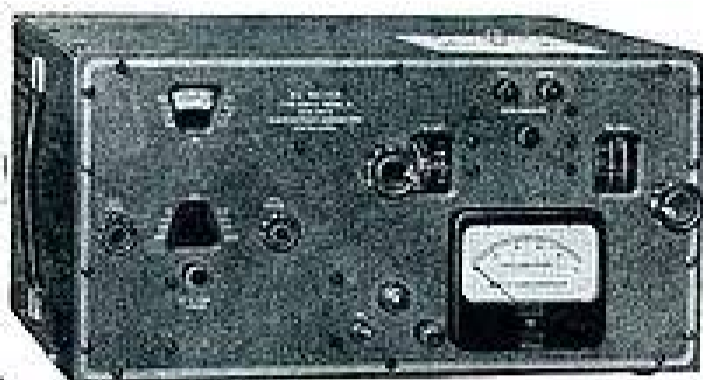


FIG. 6

LES GRANDES MARQUES *Américaines*

BOONTON RADIO CORP.

R-X METER modèle 250-A



Avec son oscillateur incorporé, cet appareil complet permet les mesures d'équivalence de circuits comportant chacun en parallèle une résistance et une capacité, ou une inductance. Il est utilisé pour la détermination des impédances des résistances entre 0,5 et 200 Mcs, les caractéristiques d'impédance d'antenne, de transformateur MF, de filtres, d'accélérateurs, de chemise-cors, etc...

SIERRA ELECTRONIC CORP.

ANALYSEUR de DÉFAUTS de LIGNES modèle 124



Réalisé en appliquant la technique des impulsions de grande amplitude, l'analyseur de défauts de lignes modèle 124 permet de localiser rapidement les coupures, courts-circuits, mises à la terre des lignes téléphoniques-télégraphiques et de transport de force.

- Portée : 1/2 à 200 miles (800 m à 320 km).
- Gammes : 5, 25, 50 et 100
- Précision : $\pm 1\%$ sur toutes les gammes.

Mc JONES ELECTRONICS Co

APPAREILS pour MESURES CONTROLES et ESSAIS sur les LIGNES COAXIALES



jusqu'à 2000 Mcs pour VHF, FM, TV etc.

- Coupleurs directionnels
- Wattmètres VHF à absorption
- Résistance de charge HF

RADIO CORP. OF AMERICA

TUBES ELECTRONIQUES ANALYSEURS d'IMAGES



- ORTHICONS Modèles 5820 et 6474/1854
- VIDICONS Modèles 198 et 6326
- FLYING SPOT Modèles 5-WP 15 — 5-ZP 16 — 5-AUP 24

DISTRIBUTEURS OFFICIELS FRANCE ET U. F.

RADIO-EQUIPEMENTS

65, r. de Richelieu
PARIS 2^e
RIC. 49-88

de même composition avec un cycle rigoureusement rectangulaire en vue d'applications spéciales.

Le plus connu, étudié en Allemagne pendant la dernière guerre, est dénommé Permenorm 5 000 Z : en plus de son cycle à angles droits, il est caractérisé par un champ coercitif très faible et un domaine d'induction utile supérieur à 26 kilogauss. Sa préparation très délicate nécessite la fusion sous vide de matières premières extrêmement pures. Les caractéristiques magnétiques exceptionnelles de l'alliage sont dues à une forte anisotropie magnétique dans la direction de laminage provoquée par une réduction à froid supérieure à 98 % ; un recuit soigneusement contrôlé est nécessaire pour restaurer les propriétés magnétiques. Des travaux se poursuivent actuellement en Amérique pour simplifier la préparation d'un alliage analogue, déjà connu sous le nom de Deltamax.

Il existe un second moyen pour obtenir un cycle rectangulaire : c'est le recuit magnétique qui consiste, lors du refroidissement, à maintenir l'alliage pendant un temps assez court dans un champ de quelques oersteds.

L'utilisation de tels matériaux est limitée par leurs propriétés intrinsèques et, principalement, par leur basse résistivité ; lors du basculement, une impulsion de tension très aiguë tend à se former lorsque B varie le long du flanc raide du cycle d'hystérésis, de $2 Br$ environ. Les courants de Foucault induits dans le métal provoquent l'étalement de cette pointe de tension et limitent la fréquence de répétition des signaux à environ 10 kc/s, même lorsqu'on utilise des tores à structure laminée. En outre, la structure laminée de ces tores fixe une limite inférieure à leur diamètre et en considérant la formule (1) on voit que le champ nécessaire au basculement du tore ne peut être réduit au-dessous d'une valeur minimum. Il vient s'y ajouter un autre inconvénient qui nous a été signalé par M. N'Guyen Thien-Chi : lorsque l'épaisseur de la feuille laminée atteint environ 10 μ , le champ coercitif croît.

6. — Ferrites à cycle d'hystérésis rectangulaire.

On sait que les matériaux dits « ferrites » ou plus exactement les ferrosinellés magnétiques sont des substances céramiques (1). La formule type d'une ferrite simple est $MeOFe^{2+}$ où Me est un ion divalent choisi principalement parmi les ions (Mn , Ni , Mg , Cu , Zn , Cd). La maille cristalline des ferrosinellés est cubique et son ossature est formée par l'empilement cubique au tassement maximum de 32 ions O^{2-} de « gros » rayon ionique (1,4 Å) dans lequel se trouvent 32 interstices dits octaédriques (entourés par 6 ions O^{2-}) et 64 interstices dits tétraédriques (entourés par 4 ions O^{2-}). La maille correspond donc à : 8 $MeOFe^{2+}$. Les 8 ions métalliques Me^{++} et les 16 ions Fe^{+++} de rayons ioniques compris entre 0,6 Å et 0,9 Å se répartissent dans 8 interstices tétraédriques (positions A) et 16 inters-

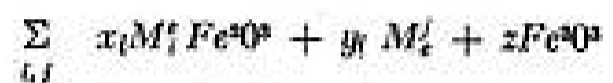
tices octaédriques (positions B). Deux cas sont possibles (3 et 4*).

— les 8 ions Me^{++} occupent des positions « A » et 16 ions Fe^{+++} occupent des positions « B », la ferrite est dite normale.

— 8 ions Fe^{+++} occupent des positions « A » et 8 ions Me^{++} ainsi que les 8 autres Fe^{+++} occupent des positions « B », la ferrite est dite « inverse ».

Seules, les ferrites $ZnOFe^{2+}$ et $CdOFe^{2+}$ sont normales et elles ne sont pas magnétiques. Toutes les autres sont d'un type approchant celui dit « inverse » et elles sont magnétiques.

En pratique, ce sont des solutions solides comprenant une ou plusieurs ferrites stoechiométriques avec ou sans excès de l'un ou de l'autre des composants :



avec : $\sum x_i + \sum y_j + z = 1$

D'après Neel (9*), les propriétés magnétiques des ferrosinellés résultent d'un champ moléculaire dû à une interaction des spins, à énergie d'échange négative, des électrons porteurs de moment magnétique des ions M_i^j et Fe , contrairement à ce qui se passe dans les métaux ferromagnétiques où l'interaction est du type positif. Ce modèle est semblable à celui des matériaux anti-ferromagnétiques. Comme l'aimantation spontanée des ferrosinellés magnétiques n'est pas nulle, contrairement à celle des anti-ferromagnétiques, Neel (9*) a proposé le terme « ferrimagnétisme » pour désigner cet « anti-ferromagnétisme non compensé » distinct à la fois du ferromagnétisme et de l'anti-ferromagnétisme.

Comme toutes les structures céramiques, les ferrites ont une résistivité (1) très élevée vis à vis de celle des métaux : l'ordre de grandeur est $10^{-3} \Omega\text{-cm}$ pour les métaux, et 10^4 à $10^8 \Omega\text{-cm}$ pour les ferrites. Par conséquent, les pertes par courants de Foucault peuvent être négligeables dans des pièces massives jusqu'à des fréquences très élevées. Les ferrites à résistivités les plus élevées sont les ferrites simples $MgOFe^{2+}$, $MnOFe^{2+}$, $NiOFe^{2+}$, surtout lorsqu'elles sont du type $xMeO(1-x)Fe^{2+}$ avec $0,5 < x < 1$ et qu'elles ne contiennent pas des ions de fer (ivalent Fe^{++}).

Les ferrites à cycles d'hystérésis rectangulaire sont à rechercher parmi des composés à forte résistivité et à anisotropie magnétocristalline non négligeable.

Le système $xMgOyMnOzFe^{2+}$ ($x + y + z = 1$ et $z \leq 0,5$ à haute résistivité) s'est révélé particulièrement intéressant pour les matériaux à mémoire (10*).

Ci-contre, fig. 6, on a reproduit le diagramme triangulaire MgO , MnO , Fe^{2+} . C'est dans la zone hachurée de ce diagramme qu'on trouve les meilleures

(1) Par céramiques on désignera des substances polycristallines à base d'oxydes obtenues par réaction à l'état solide, lors d'un frittage à haute température des oxydes composants.

(*) Il ne faut pas oublier que la conductibilité relativement faible des ferrosinellés suit en général la loi des semi-conducteurs : $\rho T = \rho_{\infty}$ et où T est la température absolue, B une constante ayant les dimensions d'une température et ρ_{∞} une constante ayant les dimensions d'une résistance. La résistivité n'est donc définie que si la température est précisée. La résistivité dont il s'agit est celle à 25° C ou 298° K.

compositions des ferrites à cycle d'hystérésis carré connues jusqu'à présent (10⁶).

Les ferrites sont du type ferrites mixtes non stoechiométriques par excès d'ions *Mg* et *Mn* (ou, ce qui revient au même, par défaut d'ions *Fe*⁺⁺⁺). Il en résulte que la maille cristalline n'est plus tout à fait semblable à la maille idéale définie ci-dessus. Elle pourra comprendre soit des trous --- (défauts

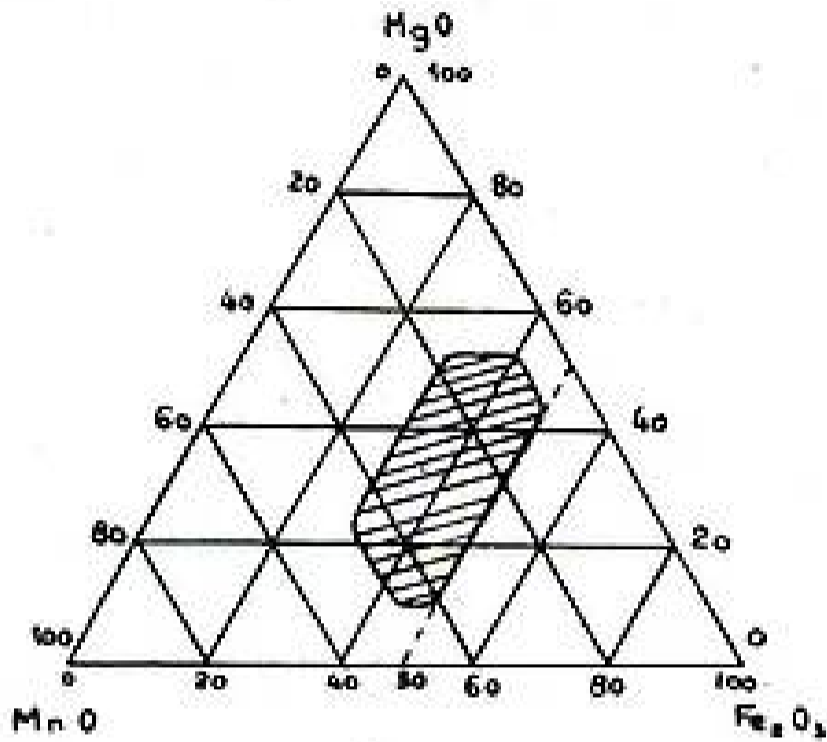


FIG. 6

d'ions *Fe*⁺⁺⁺), soit des ions *Mg* (ou plus probablement *Mn*) dans les sites, lesquels devraient être normalement occupés par les ions *Fe*. La distribution des ions ne semble pas encore être bien connue à l'heure actuelle. Les faits sont d'autant plus complexes que l'ion *Mn* peut prendre plusieurs états de valence : *Mn*⁺⁺, *Mn*⁺⁺⁺, *Mn*⁺⁺⁺⁺, et que les rayons ioniques des ions métalliques *Fe*, *Mg*, et *Mn* sont voisins.

Cependant, le fait est que, moyennant un choix convenable des matières premières et d'un traite-

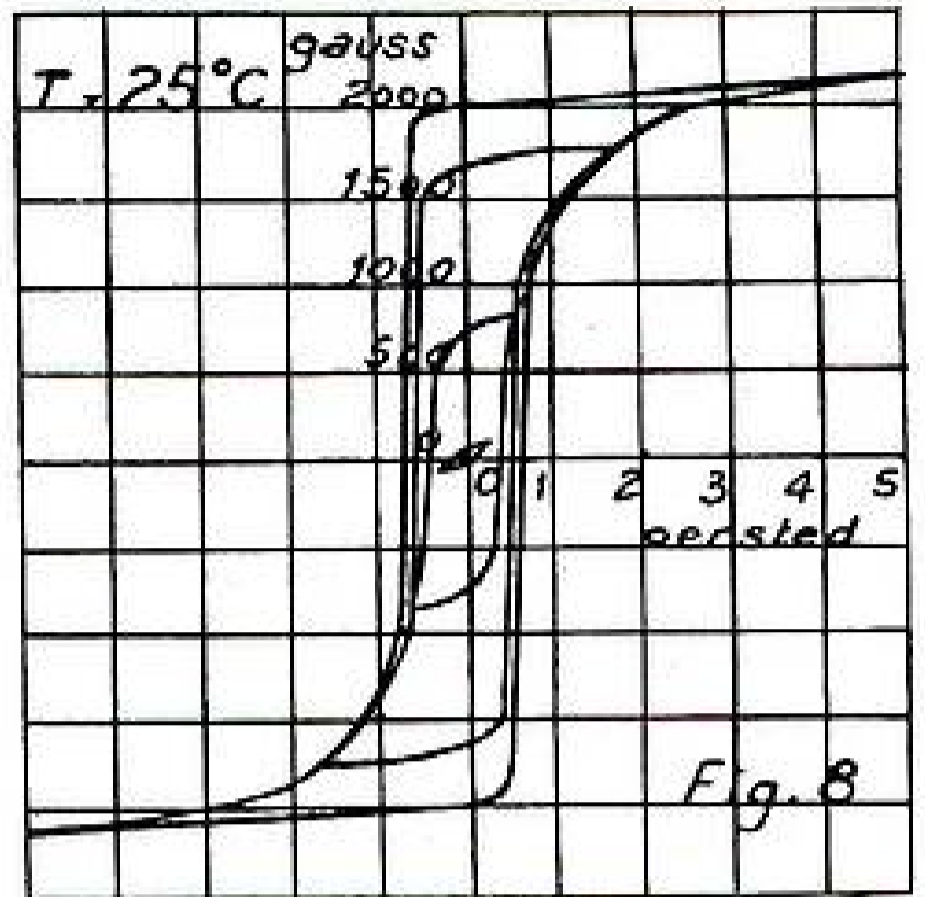


FIG. 8

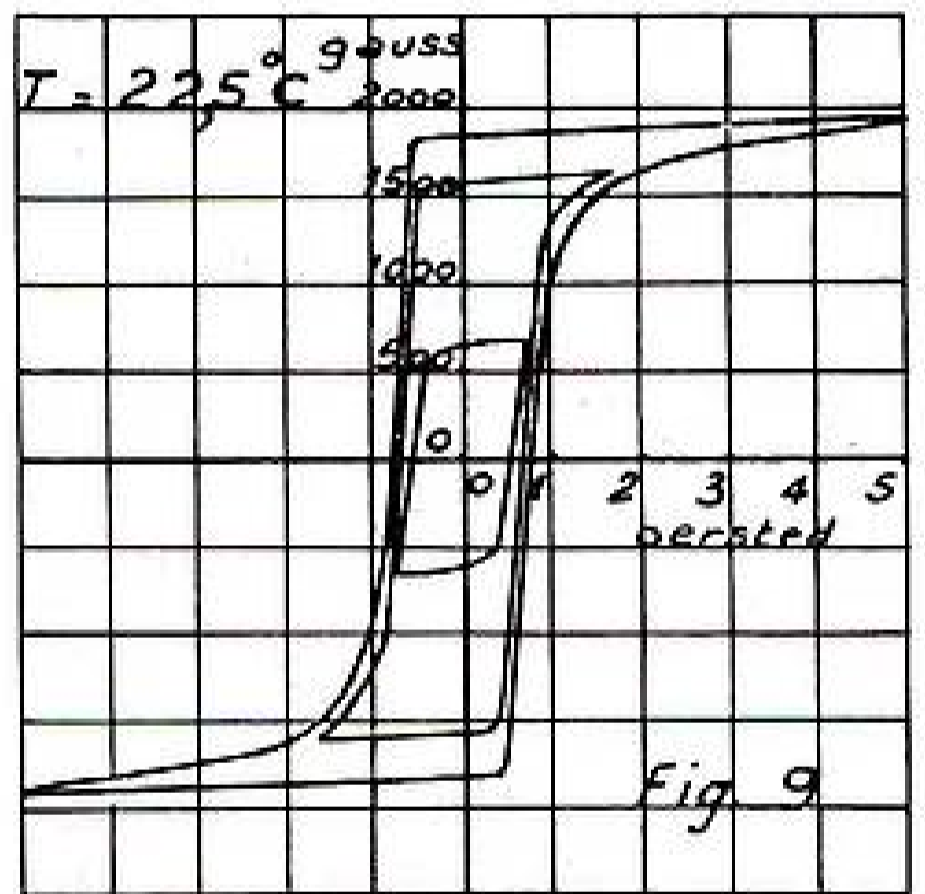


FIG. 9

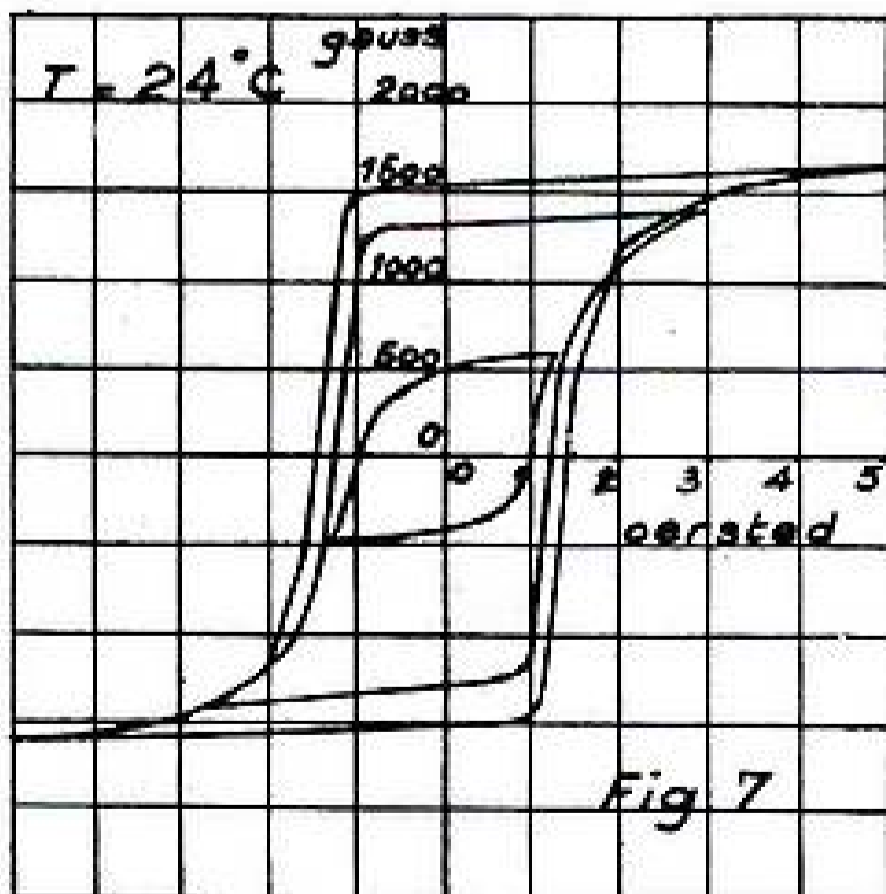


FIG. 7

ment thermique, on arrive à produire des matériaux présentant un cycle d'hystérésis à caractère rectangulaire indiscutable. A titre d'exemple, on a représenté ci-contre les cycles d'hystérésis de trois matériaux produits à l'échelle industrielle aux U.S.A. (fig. 7, 8, 9).

COMPARAISON ENTRE LES PROPRIÉTÉS DES MÉTAUX ET CELLES DES FERRITES A CYCLES D'HYSTÉRÉSIS RECTANGULAIRES.

On remarque que la «rectangularité» des cycles d'hystérésis des ferrites n'est pas aussi prononcée que celle des matériaux métalliques. En outre, l'induction rémanente *B_r* de ces ferrites est faible (1 500 et 2 000 gauss), et le champ coercitif *H_c* est élevé



TRANSYNS

TÉLÉINDICATIONS
ASSERVISSEMENTS
CALCULATEURS

Synchros normalisés Taille 23 et 31
Matériel répondant aux normes
U. S. A. MIL S. 16.892

RESOLVERS — PHASEMÈTRES
MOTEURS DIPHASÉS A FAIBLE INERTIE
ALTERNATEURS TACHYMÉTRIQUES
TRANSFORMATEURS
POTENTIOMÉTRIQUES
DE HAUTE PRÉCISION, ETC..

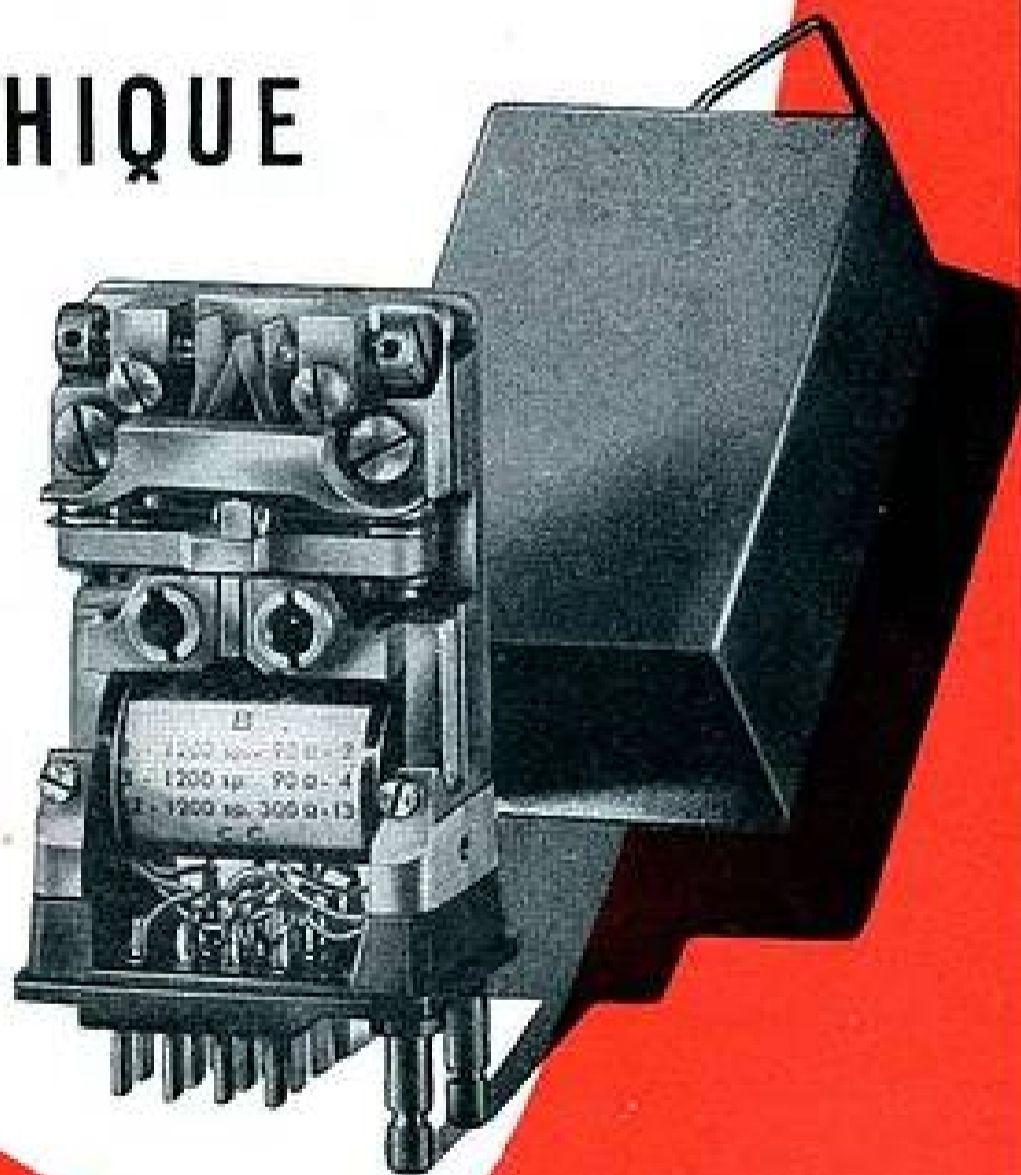
RELAIS TÉLÉGRAPHIQUE

Type C

(Normalisés, P. T. T., MARINE, GUERRE)
POLARISÉS - SENSIBLES - RAPIDES

APPLICATIONS:
TÉLÉGRAPHIE
TÉLÉCOMMANDE
ASSERVISSEMENT

Modulateurs électromécaniques
" CHOPPER "
Bascules binaires rapides
etc...



notices techniques sur demande

SADIR-CARPENTIER

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 600.000.000 DE FRANCS
DÉPARTEMENT ÉLECTROMÉCANIQUE

Siège Social : 101, bd Murat, PARIS 16^e — Usines : 52, rue Guynemer, ISSY-LES-MOULINEAUX - MIChelet 39-20

(0,5 et 2 μ steds) si on les compare avec les caractéristiques des matériaux métalliques à cycle d'hystérésis rectangulaire : $B_r \sim 12\,000$ gauss, $H_c \sim 0,01 O_e$.

Cependant, grâce à leur haute résistivité et à leur durée de basculement très faible (5 à 1 μ s et parfois moins) seules les ferrites à cycle d'hystérésis carré sont utilisables en tant que matériaux à mémoire magnétiques lorsqu'une haute vitesse opératoire (supérieure à 10^4 par seconde) est requise.

Par conséquent, l'emploi de hautes vitesses opératoires entraîne ipso-facto l'usage des ferrites, mais, comme contre-partie, on voit, d'après les valeurs données ci-dessus, qu'on passe des hautes inductions et des faibles champs coercitifs à des valeurs respectivement 6 à 10 fois plus faibles et 50 à 200 fois plus fortes. Cependant, il faut remarquer que l'induction des métaux est définie pour un matériau massif. Dans les structures laminées elle est bien plus faible du fait de l'empilement (ou enroulement) des feuilles laminées avec interposition d'un isolement électrique entre les couches. Par ailleurs, ce n'est pas l'induction qui compte, mais l'amplitude du signal de sortie lors d'un basculement. Ce signal est fonction de $\frac{\Delta B}{\Delta \tau}$ $\Delta \tau$ étant la durée du basculement. Par conséquent, ces deux facteurs réunis arrivent à rapprocher davantage les caractéristiques de réponse des deux matériaux, sans parler des durées de basculement où la ferrite l'emporte.

Par ailleurs, la valeur du champ coercitif se traduit en pratique par une grandeur équivalente « ampères-tours nécessaires au basculement du tore ». Or, pour un matériau donné, ces ampères-tours sont inversement proportionnels aux rayons moyens des tores. Par conséquent, en réalisant des tores en ferrites de diamètre 10 à 20 fois plus faibles que ceux des tores en bandes métalliques, on retrouve pratiquement les mêmes ampères-tours pour les deux matériaux avec un avantage pour les ferrites : une « impédance d'entrée » plus faible.

REMARQUES AU SUJET DU CARACTÈRE « RECTANGULAIRE » DES CYCLES D'HYSTÉRÉSIS DES FERRITES ET DES MÉTAUX.

La rectangularité d'un cycle d'hystérésis suggère une « orientation » magnétique préférentielle du matériau. En effet, cette propriété est très concevable pour un monocristal monodomaine soumis à un champ parallèle à l'axe de « facile-aimantation » du cristal (axe 1,0,0 pour le fer et axe 1,1,1 pour le nickel). C'est l'un des principaux facteurs déterminant la « rectangularité » des cycles d'hystérésis des métaux orientés par laminage (2 et 1 *).

Cependant, dans un matériau métallique polycristallin à cristaux a priori non orientés, la situation est plus complexe. Il faut alors chercher la cause dans une orientation des domaines laquelle peut être produite soit sous l'effet d'un traitement thermique dans un champ magnétique (2 et 2 *) soit encore sous l'effet de contraintes mécaniques produites dans un matériau de magnétostriction non-

nulle et dont l'anisotropie magnétocristalline est assez faible (1*). Les cycles d'hystérésis rectangulaires apparaissent dans un matériau à magnétostriction positive soumis à un effort de tension et dans un matériau à magnétostriction négative soumis à un effort de compression (1*).

La situation est encore plus complexe et moins clarifiée dans les cas des ferrites du système MnO , $MgO Fe^2O_3$. La rectangularité des cycles d'hystérésis de ces matériaux serait liée à la répartition et à la valence des ions $Mg Mn$ et Fe , et, en outre, elle pourrait être au moins en partie due aux contraintes internes provoquées par le retrait à la cuisson et au refroidissement.

7. — Technique des « microtores » (11, 12 *).

L'emploi de tores « miniatures » en ferrites à cycle d'hystérésis carré (diamètre extérieur : 2 mm, diamètre intérieur : 1,25 mm), de toute évidence irréalisables en matériaux métalliques, est actuellement la pointe du progrès dans le domaine des matrices à mémoire.

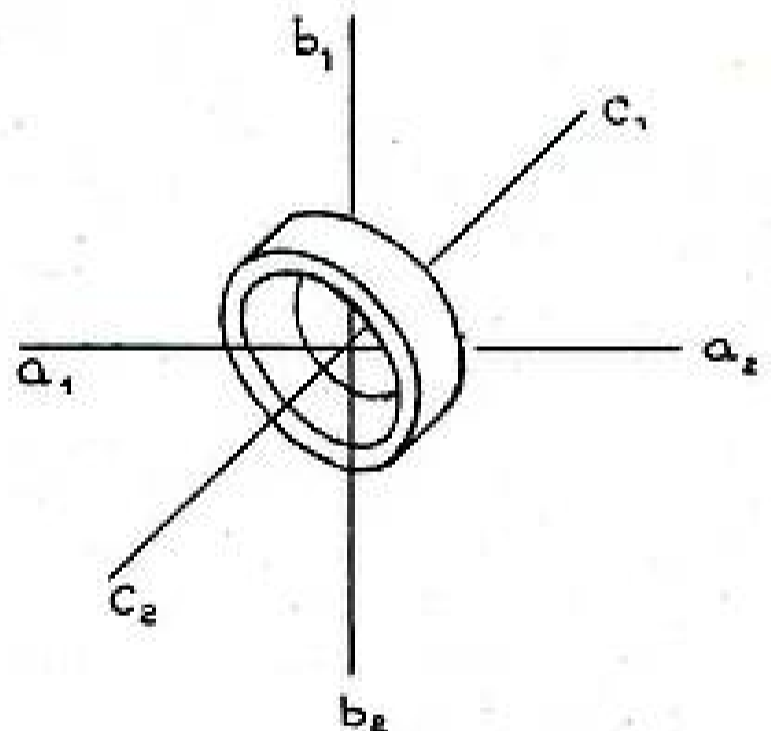


FIG. 10

La fig. 10 représente en agrandi le montage pratique d'un microtore et elle met en évidence les avantages de cette technique : les enroulements c_1 , c_2 et c_3 de la fig. 1 se réduisent à des fils conducteurs rectilignes a_1 , a_2 , b_1 , b_2 et c_1 , c_2 croisés de façon à éviter un couplage direct entre eux. Le champ de basculement Hm (fig. 3) est ici de l'ordre de 1 O_e . L'ordre de grandeur du courant de crête im de l'impulsion de commande appliquée en a_1 , a_2 et provoquant le basculement du tore est aisément calculable :

$$Hm = \frac{2 im}{10 r} \quad r : \text{rayon moyen du tore}$$

$$im = \frac{10 Hm \cdot r}{2}$$

Dans le cas présent, $i_m \sim 0,8 A$

En tenant compte de l'inclinaison à 45° du plan du tore par rapport au fil a_1, a_2 , on obtient une valeur de i_m encore plus faible. Etant donné que la largeur des impulsions de commande est comprise entre 1 et $8 \mu s$, on voit que les éléments actifs de commande pourront être des tubes électroniques de faibles dimensions ou des transistors.

DÉFINITION DES COEFFICIENTS DE RECTANGULARITÉ.

1) Coefficient de rectangularité statique : on définit souvent ce coefficient par le rapport : $\frac{Br}{Bm}$. Ce rapport est, en général, compris entre 0,9 et 0,97, mais il ne tient pas compte de la « rectangularité » du cycle en y_1 , (fig. 11), ni des propriétés intrinsèques du matériau.

2) Coefficient de rectangularité R_s :

$$R_s = \max. \left[\frac{+ B (i_{max.})}{+ B \left(- \frac{i_{max.}}{2} \right)} \right]$$

Ce facteur définit une valeur $i_{max.}$ optimum, satisfaisant à la relation :

$$\frac{d}{di_{max}} \frac{B (+ i_{max})}{B \left(- \frac{i_{max}}{2} \right)} = 0$$

Ce coefficient tient compte de la « rectangularité » du cycle en y_1 (fig. 11).

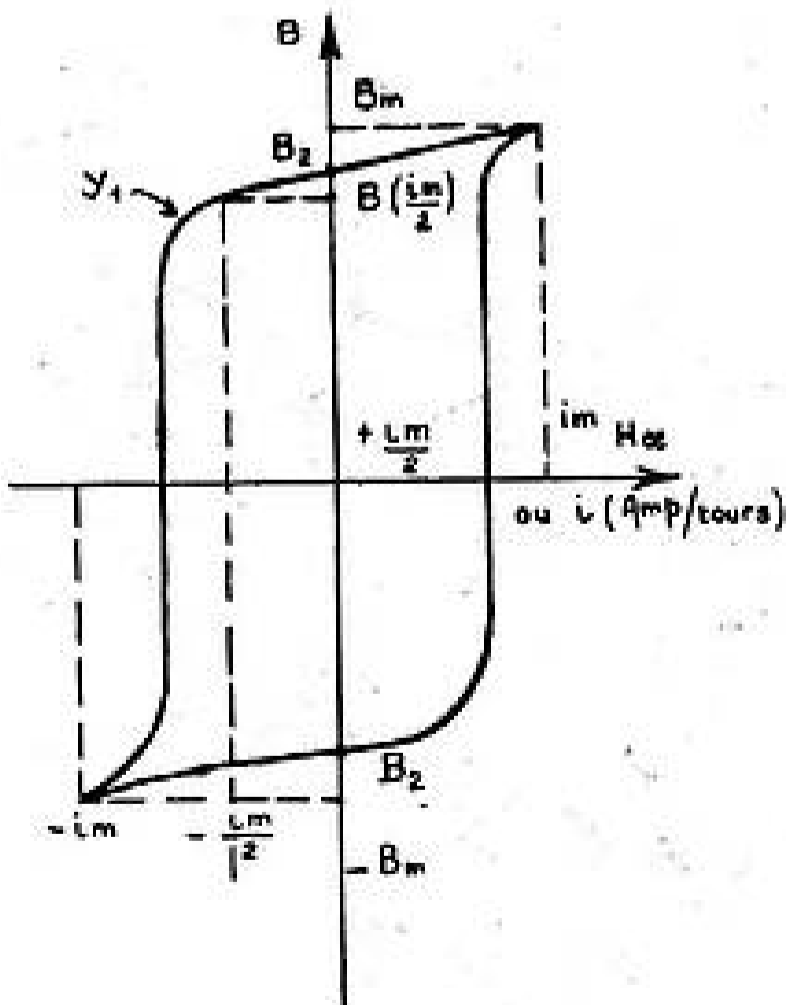


FIG. 11

LES CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DES MICROTORES

Une fois que $i_{max.}$ a été déterminé et la largeur des impulsions carrées i_m et $\frac{i_m}{2}$ fixée à environ $2 \mu s$, on peut relever :

1) Le signal de sortie V_1 (correspondant au chiffre 1) produit lorsqu'une impulsion — i_m fait basculer le tore de $+ Br$ à $- Br$ (courbe 1, fig. 12).

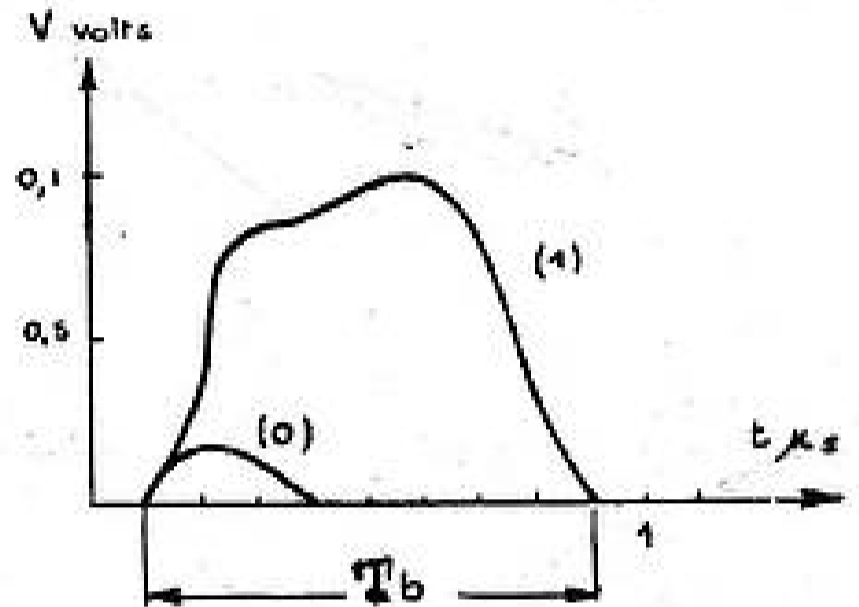


FIG. 12

2) Le signal de sortie V_0 (correspondant au chiffre 0) produit lorsqu'une impulsion — i_m fait parcourir au point de fonctionnement le trajet $- Br, - Bm, - Br$ (courbe 0, fig. 12).

La largeur T_b du signal (1) définit la « durée du basculement ». Bien entendu, le matériau est d'autant meilleur que le rapport $\frac{V_{1 max}}{V_{0 max}}$ est plus élevé. Ce rapport est souvent supérieur à 10. En fait, l'état initial d'un microtore d'une matrice à mémoire est

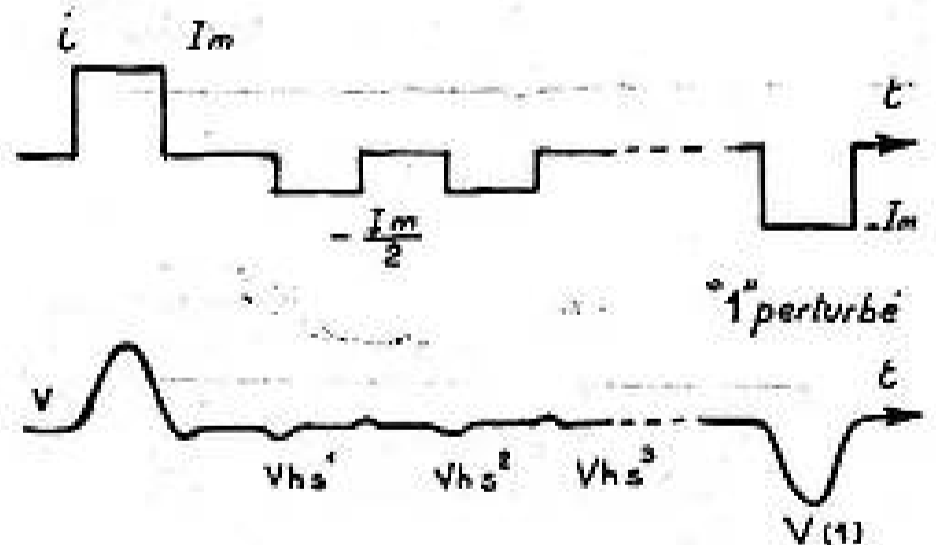


FIG. 13

le plus souvent « perturbé » par les signaux $\pm \frac{i_m}{2}$ appliqués pour la lecture de l'état des autres tores situés sur la même « ligne » ou sur la même « colonne » que le tore en question. En pratique, on relève les tensions de réponse correspondant à divers cas possibles pour les états perturbés (voir fig. 13, 13a et



Installations de Studios
DE
RADIODIFFUSION
TÉLÉPHONIE
à longue distance
Répéteurs
Courants porteurs
**APPAREILS
DE MESURES**

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

69, RUE DE MONCEAU, PARIS-8^e -- TÉL. : LABORDE 60-50

GIORGI

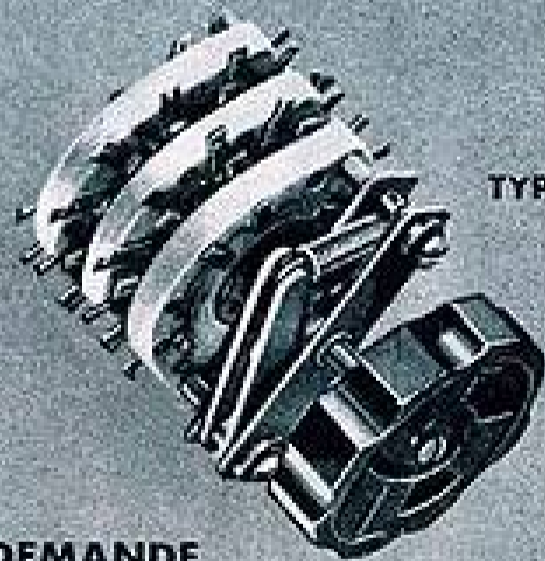
**S
O
P
O
S**

COMMUTATEURS ROTATIFS A GALETES

1 A 10 GALETES
STEATITE
OU
MATIÈRE MOULÉE
CONTACTS LAMINÉS ARGENT
70 COMBINAISONS
STANDARD

BOUTON MÉTALLIQUE
A COMMANDE ESCAMOTABLE

COMBINAISONS SPÉCIALES SUR DEMANDE



TYPE "P"

DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE

*un
matériel
professionnel*

une marque

ETS SOCAPEX-PONSOT

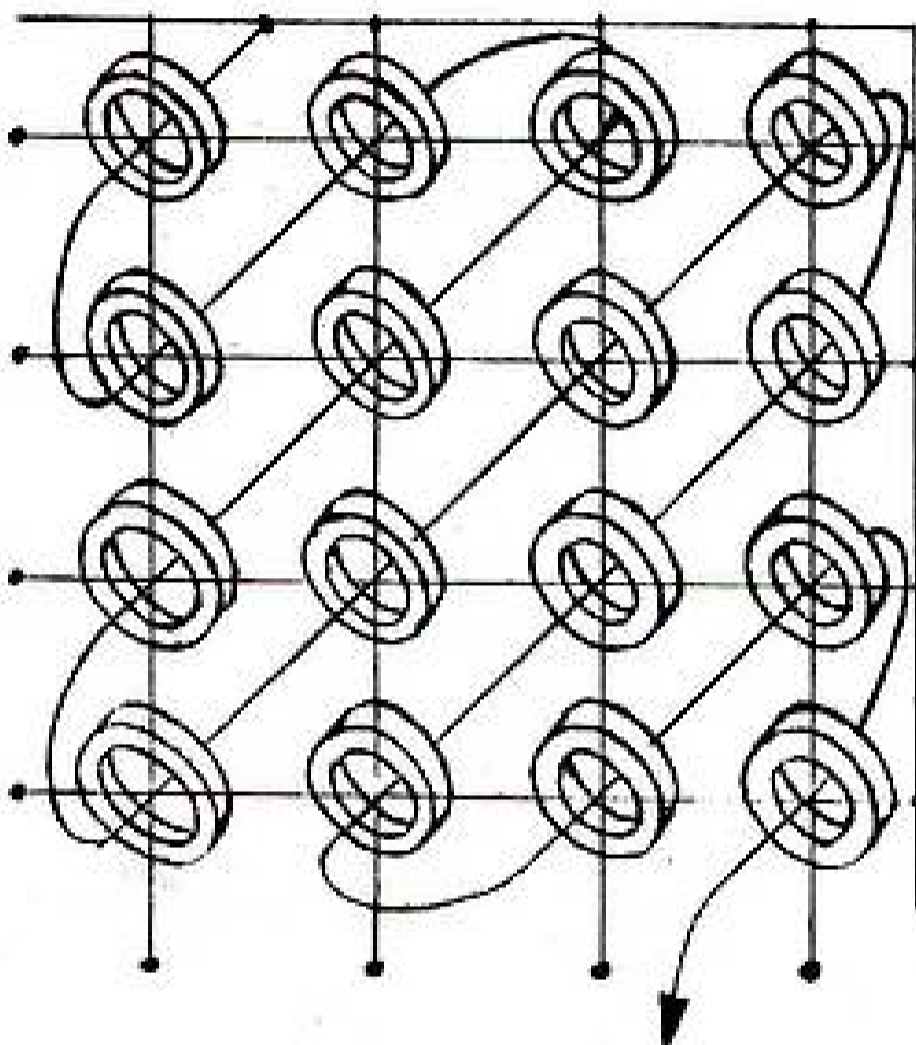
191, Rue de Verdun, Suresnes (Seine)
LONGCHAMP 20-40/41

une qualité...

MATRICES A MICROTORES.

La fig. 15 représente le montage pratique d'une matrice à 16 microtores.

Cette matrice sert à enregistrer les chiffres du même rang de 16 nombres binaires. Pour constituer une mémoire de N nombres binaires de 16 chiffres significatifs, on associe N matrices identiques à celle de la fig. 15 suivant le schéma de la fig. 16. Les lignes et les colonnes homologues de toutes les matrices sont commandées en série aussi bien pour la lecture que pour l'inscription par les dispo-



connexion de sortie

FIG. 15

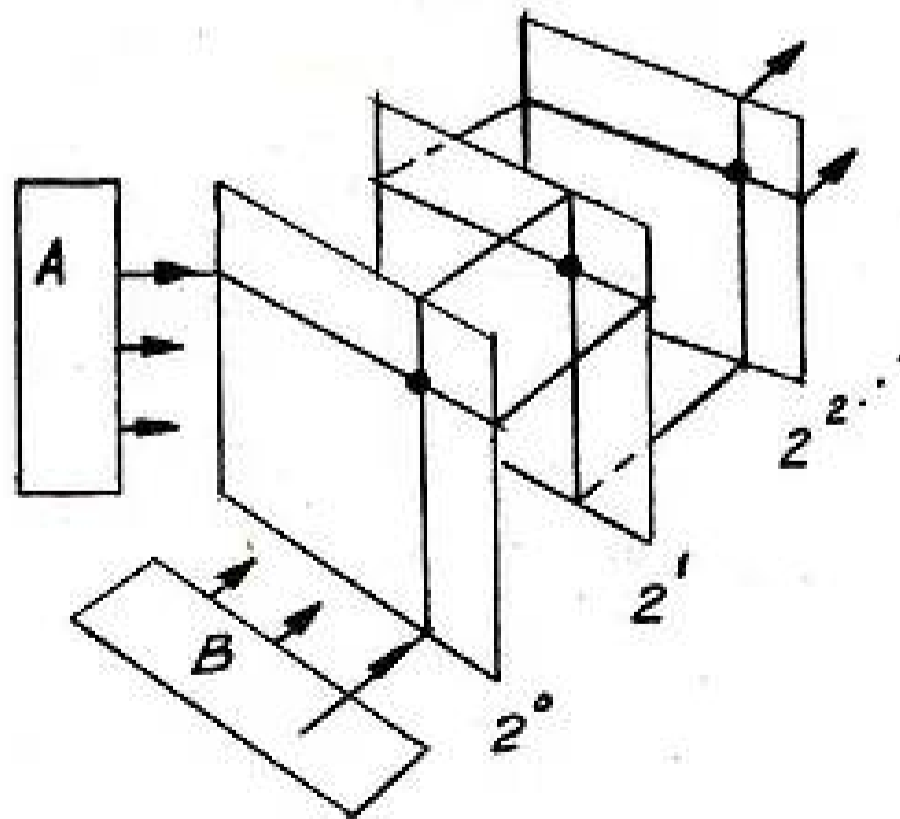
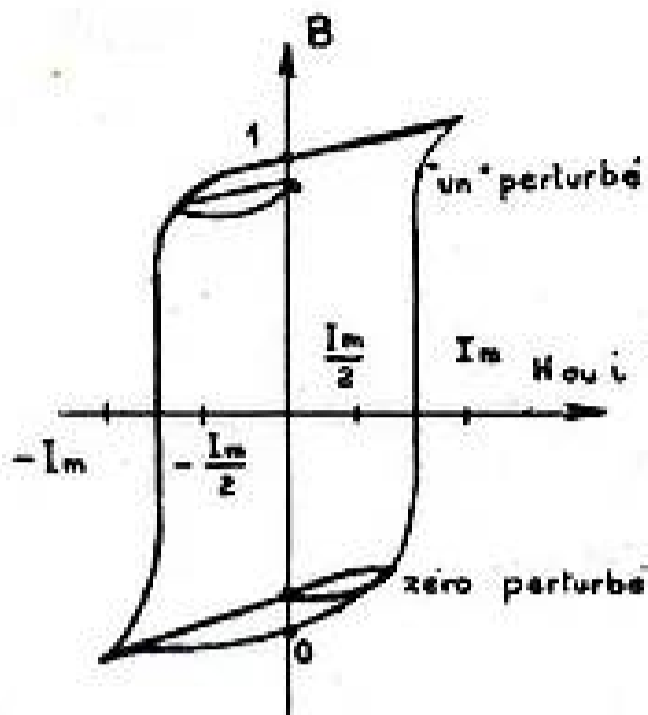


FIG. 16



Microsecondes

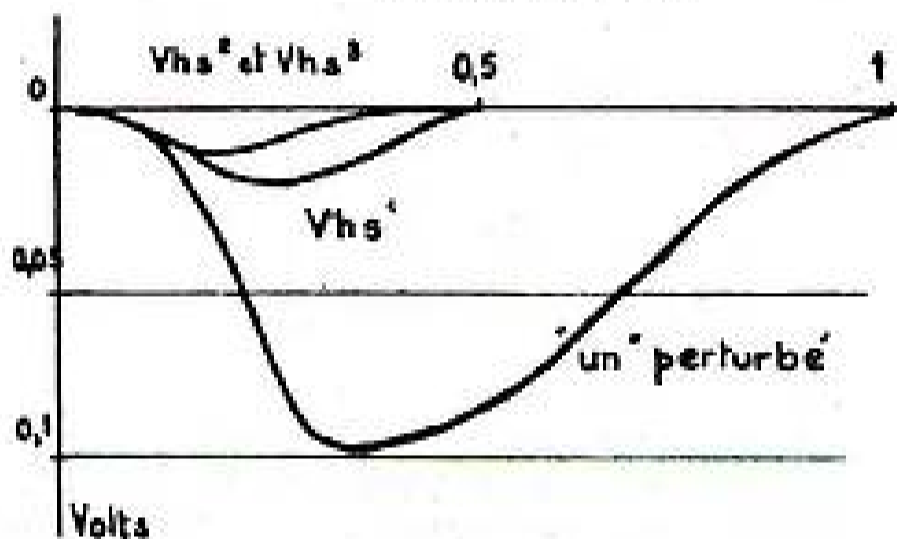


FIG. 13 a

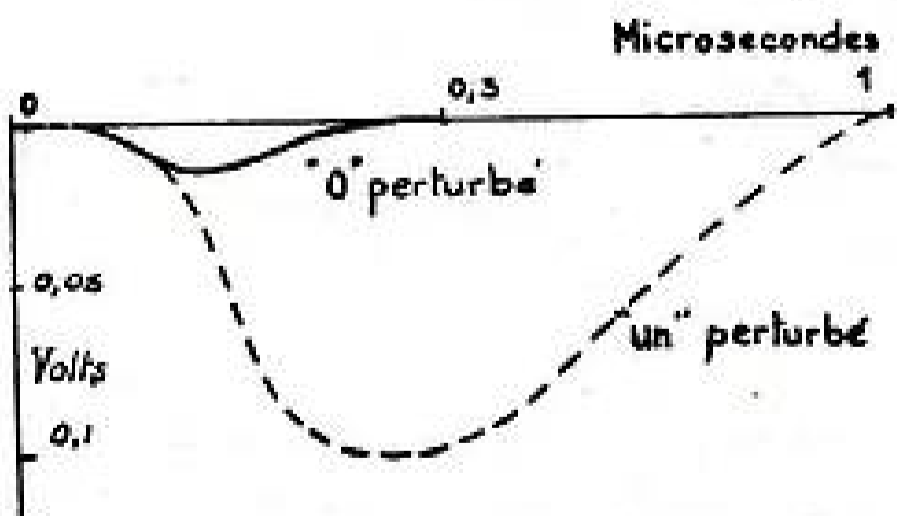
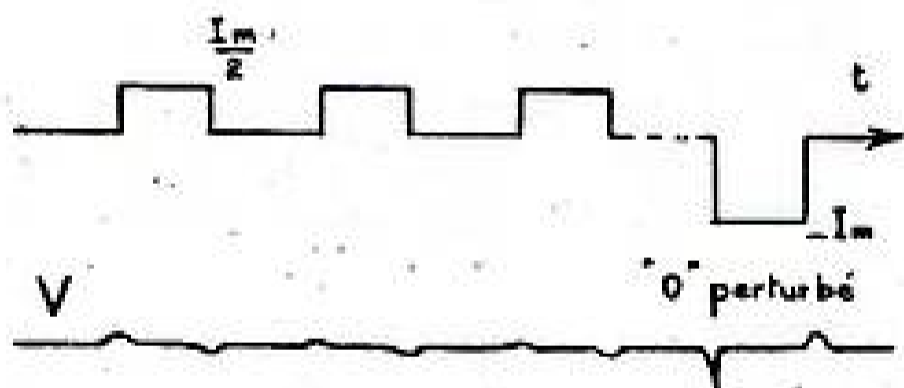


FIG. 14

14 où nous avons représenté les caractéristiques $V(1)$ et $V(0)$ perturbées.

sitifs de commande A et B (fig. 16). Dans le cas de l'inscription, des basculeurs appliquent une impulsion supplémentaire $-\frac{im}{2}$ aux colonnes où le tore enregistreur doit inscrire un zéro.

Au cours d'une « lecture » d'un chiffre, la connexion de sortie (fig. 15) passant par tous les tores d'une matrice recueille non seulement le signal de réponse du tore testé, mais également les signaux provenant de la perturbation des états des tores situés sur la même ligne et ceux situés sur la même colonne que ledit tore. Pour éviter que l'addition de tous ces signaux puisse masquer le signal V_s provenant du tore testé, ladite connexion de sortie est arrangée de telle sorte que les tensions des différents tores soient opposées deux à deux. Ceci implique que tout le dispositif est réalisé de telle manière qu'il soit indifférent à la polarité des signaux de sortie V_l .

Dans ce cas, $V_l = \pm [V_s - 2V_{hs} + (n-2)V_{\delta}] + V_f$ où V_{δ} est la tension résultante des signaux de perturbation de deux tores en opposition et V_f est le signal induit par des couplages parasites. $V_p = V_l - V_s$ est la limite supérieure de la tension perturbatrice totale. V_p serait minimum si $V_{\delta} = 0$. Or, V_{δ} est différent de 0, soit par le fait que les tores présentent une dispersion des caractéristiques par rapport aux caractéristiques nominales, soit par le fait que la somme $\sum V_{hs}(0)$ ne compense pas $\sum V_{hs}(1)$ (fig. 13, 14) des différents tores. Cette compensation statistique sera d'autant meilleure que les tores seront plus nombreux et que les caractéristiques des tores seront plus proches des propriétés nominales.

Le cas d'utilisation de microtores qui vient d'être examiné n'est évidemment pas le seul possible. Leur emploi peut être envisagé dans tous les systèmes où l'on utilise une « mémoire » binaire comme, par exemple, les machines à calculer décrites par M. Bouthillon dans ses brevets.

EMPLOI D'AUTRES FERRITES COMME MATÉRIAUX A MÉMOIRE.

On citera l'emploi des ferrites, autres que celles à cycle d'hystérésis rectangulaire, pour le recouvrement des tambours magnétiques et des bandes magnétiques, cités au début de cet article. On mentionnera également la possibilité d'employer des tores en ferrites d'assez gros diamètres en tant que « basculeurs », par exemple pour la commande des matrices à microtores. Cependant, dans ce domaine, la concurrence avec les métaux ne pourrait se justifier que par des questions économiques. Dans ce cas, le matériau ferrite doit, en outre, présenter une induction de saturation aussi élevée que possible (p. ex. : $B_s \gg 2.000$), un champ coercitif faible (p. ex. : $H_c = 0,5$ Oe) et un rapport $\frac{B_r}{B_s}$ très voisin de 1 ;

la valeur de B_s , par contre peut être bien plus faible que celle exigée pour les microtores.

Conclusion.

Les matériaux à mémoire sont des substances à deux états stables utilisables pour des dispositifs

à mémoire binaires. Ils offrent un avantage considérable par rapport aux éléments bistables « actifs » comme les basculeurs Eccles Jordan : leur consommation d'énergie est nulle si l'on excepte celle utilisée pour la commande de leur « état ». Les matériaux ferroélectriques pourront être utilisés à ces fins. Cependant, à l'heure actuelle, le progrès n'a porté que sur les ferrites à cycle d'hystérésis rectangulaire.

Ces dernières, réalisées sous la forme de microtores, permettent la construction de matrices à mémoire très peu encombrantes et réduites à une trame de fils conducteurs comportant un microtore à chaque croisement.

Lorsque des précautions sont prises pour éviter la formation de « réponses » parasites, le fonctionnement des matrices à microtores est exempt de toute erreur, et il est indéfini contrairement aux systèmes à tubes électroniques.

La brève durée du basculement des microtores permet l'emploi de grandes vitesses opératoires ce qui est l'un des buts recherchés pour les machines à calculer modernes.

Il ne paraît pas que la prévision d'un développement considérable de ces matériaux soit trop optimiste si l'on pense au développement des mémoires, non seulement dans le domaine des machines à calculer, mais également dans d'autres branches de la cybernétique appliquée : commandes automatiques, etc...

On remarquera enfin que le développement des ferrites à mémoire pourra être accéléré parallèlement à celui des transistors, sources commodes d'impulsions de courant nécessaires à la commande des matrices à microtores en ferrites.

Nous ajouterons enfin que le domaine d'applications des ferrites à cycle d'hystérésis rectangulaires pourrait déborder le cadre des dispositifs à mémoire, tout en restant dans la plupart des cas, dans le sujet de l'information et prolonger vers les hautes fréquences les domaines d'utilisation des métaux à cycles d'hystérésis rectangulaires : formateurs d'impulsions, amplificateurs magnétiques HF , dispositifs non linéaires (à seuil) pour la discrimination d'impulsions.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BEZORTH. Ferromagnetism.
- [2] N'GUYEN THIEU-CHI et B. MICHEL. — *Annales de Radioélectricité*, T. VI, n° 23, janvier 1951.
- [3] F.W. BARTH et F. POSNJAK. — *Zeitschrift für Kristallographie*, Vol. 82, 1932.
- [4] F.J.W. VERVEY et E.L. HEKLMAN. — Cathion arrangement in spinels. *Jour. Chem. Phys.*, Vol. 15, 1947.
- [5] H. FORRESTER et M. VETTER. — *Comptes-Rendus*, Vol. 209, pp. 164-167, 1939.
- [6] N. KAWAI. — Formation de solutions solides entre quelques ferrites. *Jour. Soc. Chem. Ind. (Japon)*, Vol. 37, n° 4, 392-394, 1934.
- [7] J.L. SNOECK. — *Physics*, Vol. 3, n° 6, juin 1936.
- [8] J.L. SNOECK. — *New developments in ferromagnetic materials*, Elsevier, New York, 1947.
- [9] L. NEEL, *Annales de Physique*, Vol. 3, 1948, et *Comptes-Rendus*, Vol. 230, n° 2, 3 et 4, janvier 1952.
- [10] E. ALBERS SCHOENBERG, *Journal of Applied Physics*, Vol. 25, n° 2, février 1954.
- [11] DAVID GELBARD et E. ALBERS SCHOENBERG, *Electronics*, avril 1953.
- [12] E. GELBARD et W. LANDER, Extrait de « *Computers and Automation* ». Vol. 3, n° 5, mai 1954.

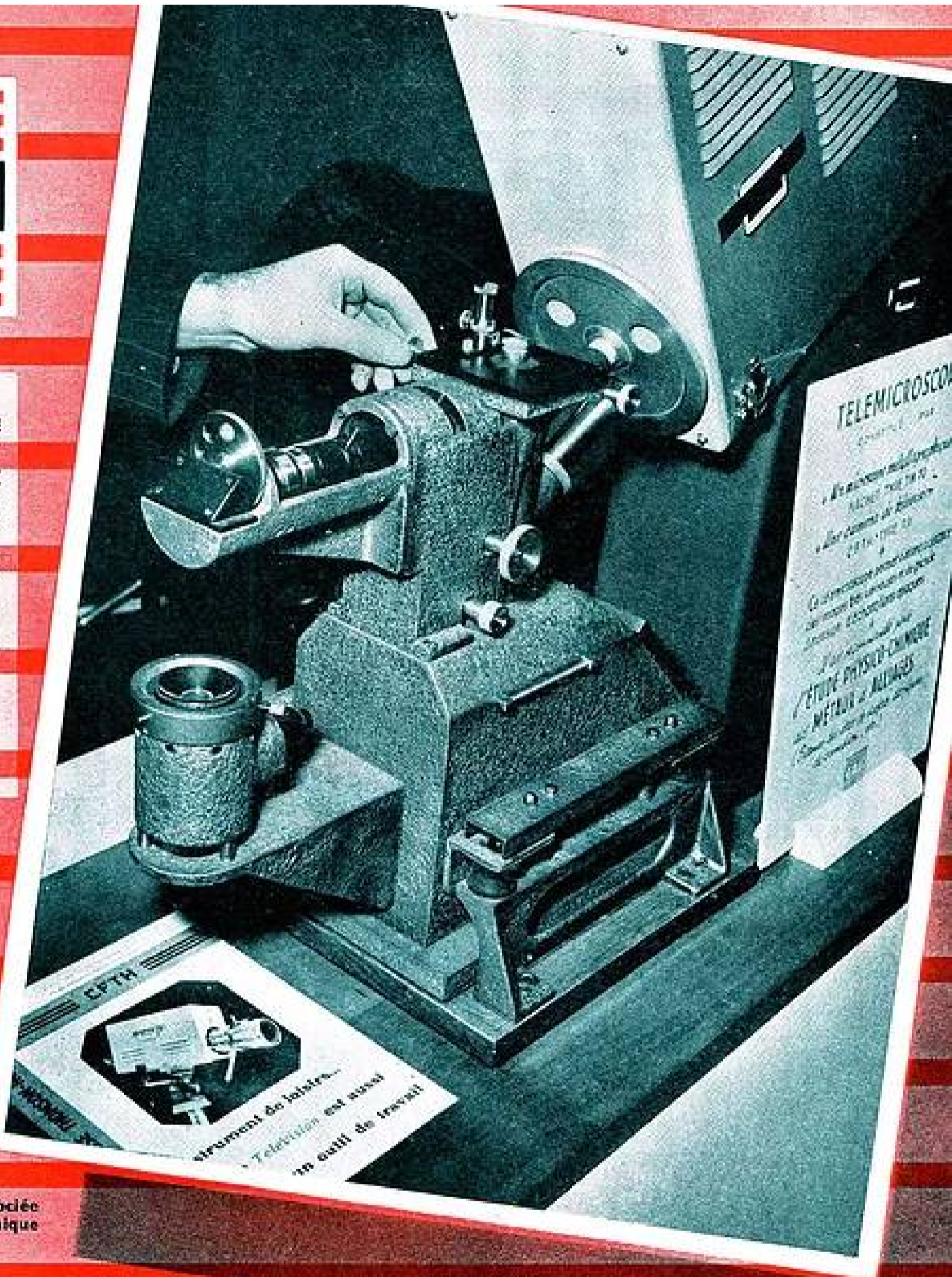
CFTH

Quelques applications
modernes de la
TELEVISION INDUSTRIELLE

TÉLÉMICROSCOPIE

- Transmission instantanée d'une image à de grandes distances.
- Observation de milieux dangereux ou difficilement accessibles
- Surveillance en un seul point d'opérations se déroulant simultanément en des lieux différents.

Contrôle à haute sécurité
Image à haute définition



Caméra télévision CFTH associée
à un microscope métallographique

C O M P A G N I E F R A N Ç A I S E

THOMSON-HOUSTON

G R O U P E É L E C T R O N I Q U E

173, BD HAUSSMANN, PARIS-8^e - ÉLY. 83-70 - ADR. TÉL. ÉLIHU 42, PARIS

LIGNE A RETARD A MAGNÉTOSTRICTION

PAR

A. TARABELLA et R. BIBRON

*Commissariat à l'Energie Atomique
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*

I. — Introduction.

Il est souvent nécessaire en Physique Nucléaire d'obtenir des statistiques d'une façon automatique (statistiques d'amplitudes d'impulsions, d'intervalles de temps...). Les appareils qui effectuent ces opérations doivent accomplir deux fonctions principales :

— une sélection des données, qui dépendent des phénomènes à analyser ;

— le dénombrement et l'enregistrement des événements choisis dans un certain nombre de canaux de numération. Le nombre de ces canaux est, en général, compris entre 4 et 100.

Dans le cas d'un sélecteur d'amplitudes, par exemple, l'arrivée d'une impulsion dont la tension de crête est comprise entre $V_0 + n \Delta V$ et $V_0 + (n + 1) \Delta V$ doit faire avancer le $n^{\text{ième}}$ canal de numération d'une unité.

D'une façon générale, les résultats de la sélection sont fournis aux canaux de numération sous forme d'impulsions standardisées. Chaque canal comprend un numérateur mécanique, précédé, le plus souvent, d'un système de démultiplication.

Cette solution, qui convient très bien pour un faible nombre de canaux, est onéreuse lorsque ce nombre atteint quelques dizaines ; il est, en effet courant d'avoir 6 ou 10 lampes par canal.

On a donc recherché d'autres solutions à ce problème. Remarquons que le numérateur mécanique accomplit à la fois les fonctions de dénombrement, de stockage et d'affichage, et, que dans une solution nouvelle, il peut être nécessaire de séparer ces fonctions.

Une ligne à retard peut constituer un système de stockage si on la ferme sur elle-même à travers un

système de régénération. Une ou plusieurs impulsions peuvent ainsi *tourner* sur la ligne, d'où le nom de *mémoire tournante* donné à cet ensemble. Dans ce cas, il est commode d'employer un oscillographe cathodique pour réaliser l'affichage [1]. Les impulsions enregistrées peuvent représenter des nombres par l'utilisation d'un codage convenable (le meilleur étant le codage binaire). Il est souhaitable de pouvoir conserver dans le système de mémoire plusieurs centaines d'impulsions.

Pour des raisons pratiques, on doit renoncer à utiliser des lignes électriques et faire appel à des lignes soniques, excitées par magnétostriction ou piézo-électricité. Des chercheurs de l'Université de Cambridge ont réalisé une ligne à retard à magnétostriction qui satisfait aux conditions requises.

Le choix d'une telle ligne est justifié par les considérations suivantes : la ligne à retard à magnétostriction est d'une robustesse et d'une facilité de construction plus grandes que celles d'une ligne à mercure ; son coefficient de température est plus faible ; les réflexions parasites sont moins gênantes. Par contre, sa bande passante est environ deux fois moins large que celle d'une ligne à mercure.

II. — Principe de la ligne.

A. — FONCTIONNEMENT THÉORIQUE.

Le phénomène de magnétostriction se manifeste par une altération des dimensions d'un matériau ferro-magnétique placé dans un champ magnétique. Cette variation n'est pas très importante : dans le cas du nickel, on obtient, dans les meilleures conditions, une contraction de un dix-millième en valeur relative, dans le sens du champ magnétique.

Cet effet est utilisé de la manière suivante. Le signal électrique à retarder est appliqué sur la bobine émettrice A. L'ébranlement qui en résulte se pro-

page sur le fil de nickel avec la vitesse du son dans ce métal ⁽¹⁾ (fig. 1).

L'onde rétrograde, inutilisée dans notre cas, est absorbée mécaniquement. L'onde directe se propage sur le fil vers la bobine réceptrice B. La portion de

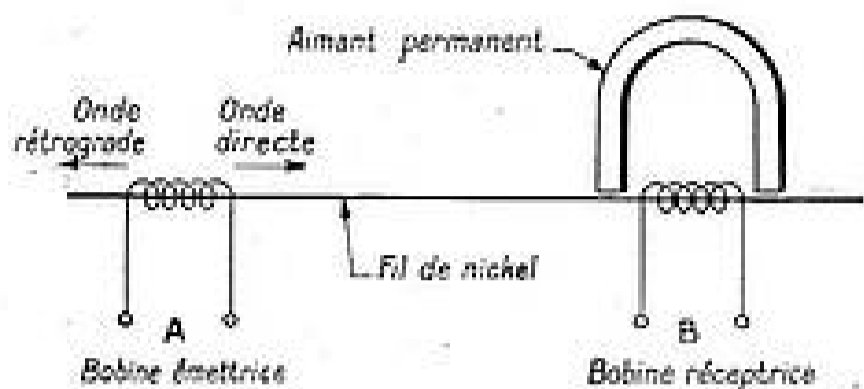


FIG. 1

nickel placée dans cette bobine est polarisée magnétiquement par un aimant permanent et, lorsque la déformation mécanique l'atteint, il se produit une variation de flux magnétique à l'intérieur de cette bobine. La force électromotrice induite à ses bornes est très faible, car la déformation mécanique est elle-même peu importante, nous l'avons vu plus haut.

L'affaiblissement de l'onde sonore sur le fil est de l'ordre de 1 dB par mètre. Il peut être négligé devant l'affaiblissement (~ 60 dB) dû au rendement électro-mécanique du système émetteur-récepteur.

En première approximation nous pouvons dire que pour les retards utilisés, l'affaiblissement ne dépend pas de la longueur de la ligne.

B. — NATURE DE LA RÉPONSE.

Le signal de sortie est approximativement la dérivée seconde du signal d'entrée. BRADBURY [2] explique le phénomène de la façon suivante :

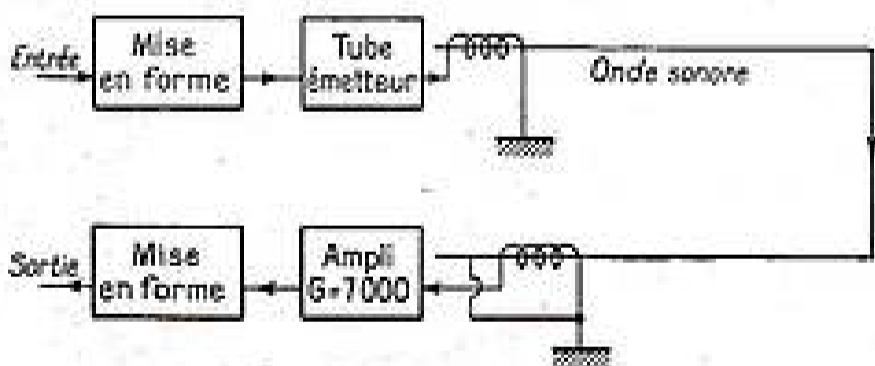


FIG. 2

L'onde sonore ⁽²⁾, produite sur le fil, est approximativement la dérivée du signal d'entrée (fig. 2). Le signal de sortie est provoqué par la variation de flux dans la bobine réceptrice. Il est donc proportionnel à la dérivée de l'onde sonore, et par suite, à la dérivée seconde du signal d'entrée.

Les distorsions d'amplitude et de phase sont très grandes, mais il est possible d'employer un système de mise en forme qui restitue un signal de sortie identique au signal d'entrée.

MASON [3] a donné un circuit électro-mécanique équivalent à la ligne à retard. De l'étude de ce circuit, il résulte que :

1° l'amplitude du signal de sortie est inversement proportionnelle au coefficient de self-induction des bobines.

2° le couplage électro-mécanique doit être aussi serré que possible.

Ces conditions peuvent être réalisées en employant des bobines à faible nombre de spires et en les entourant d'un circuit magnétique qui concentre le champ sur la portion utile du nickel.

III. — Réalisation de la ligne.

A. — CONSTRUCTION DES BOBINES.

Les deux bobines sont identiques. Leurs dimensions sont les suivantes :

- épaisseur 1 mm
- diamètre 3 mm.

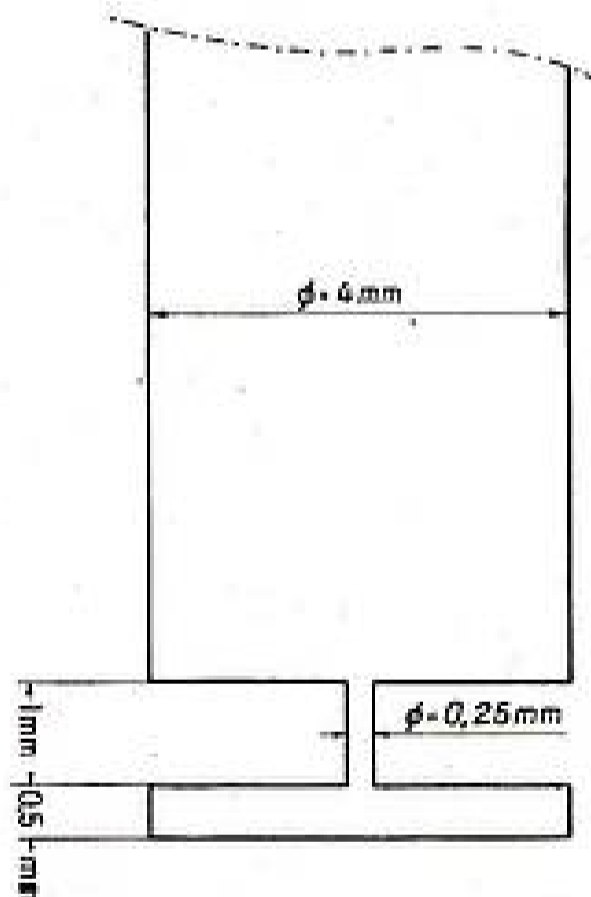


FIG. 3

Une bobine est constituée de 700 spires de fil de cuivre de 0,03 mm de diamètre, isolé sous une couche d'émail et une couche de vernis polymérisable à la chaleur. Elle est bobinée sur un mandrin en polystyrène dont les cotes sont données fig. 3.

Le bobinage terminé, un courant de 40 à 60 mA est envoyé dans le fil pendant une minute environ, ce qui a pour effet de polymériser le vernis extérieur. La bobine forme ainsi un ensemble compact, facile à manipuler.

On dissout ensuite le mandrin dans du benzène pour ne conserver que la seule bobine.

⁽¹⁾ Rappelons que la vitesse du son dans un métal est donnée par

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

E = module d'Young — ρ = densité

Application numérique : pour le nickel $E = 21,4 \cdot 10^{11}$ dynes/cm²,

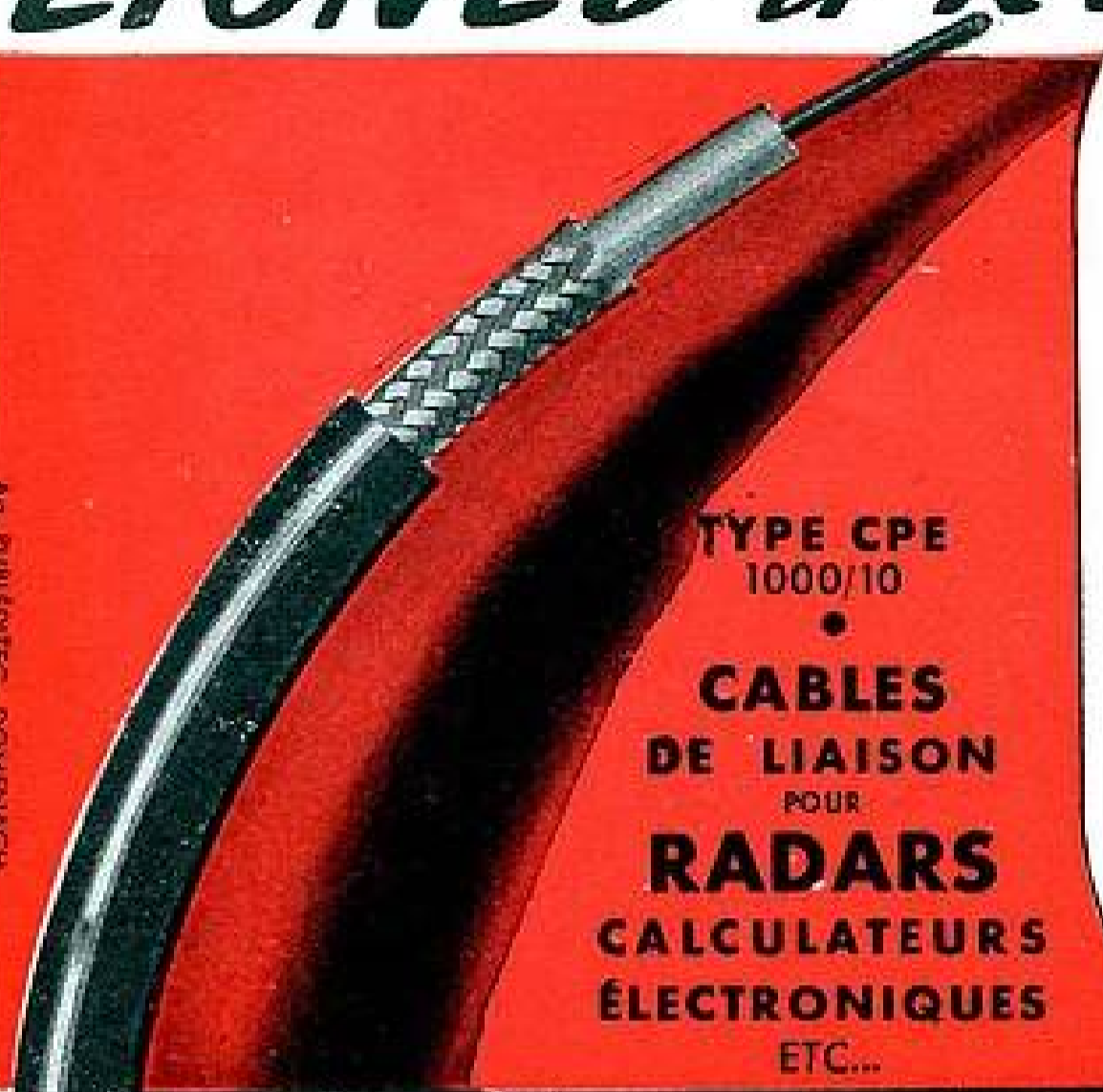
$\rho = 8,9$ g/cm³

$v = 4,91 \cdot 10^5$ cm/s soit un retard de $2,08 \mu$ s/cm.

⁽²⁾ La terminologie est celle de E.M. BRADBURY.

LIGNES à RETARD...

Av. PUILLETTEC - DOMINACH



**TYPE CPE
1000/10**

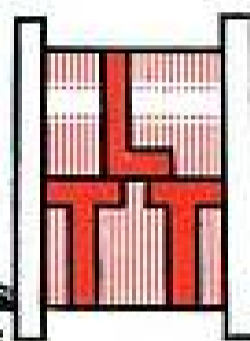
**CABLES
DE LIAISON
POUR
RADARS
CALCULATEURS
ÉLECTRONIQUES
ETC...**

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Impédance caractéristique	ohms	1.000 ± 50
Affaiblissements - décibels par	mètre	
	à 1 MHz	0,18
	à 2 MHz	0,30
	à 5 MHz	0,46
	à 10 MHz	0,70
	à 30 MHz	1,30
Retard micro-sec. par mètre		0,12
Puissance maximum	... watts	100
Tension d'essai continue	... volts	15.000

*

Câbles de caractéristiques
différentes étudiés sur demande.



LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES & TÉLÉPHONIQUES

89 RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS-16^e - TÉLÉPHONE :

PARIS

TR0. 12.71 - 12.85 - 45.50



**LES CABLES
DE LYON**

**MANUFACTURE
DE FILS ET CABLES
ÉLECTRIQUES
DE LA C^{ie} GÉNÉRALE
D'ÉLECTRICITÉ**

**170 Av. JEAN JAURÈS
LYON**

**USINES A:
LYON-BEZONS-CALAIS**



**CABLES
SPECIAUX
POUR H.F.
ET U.H.F.**

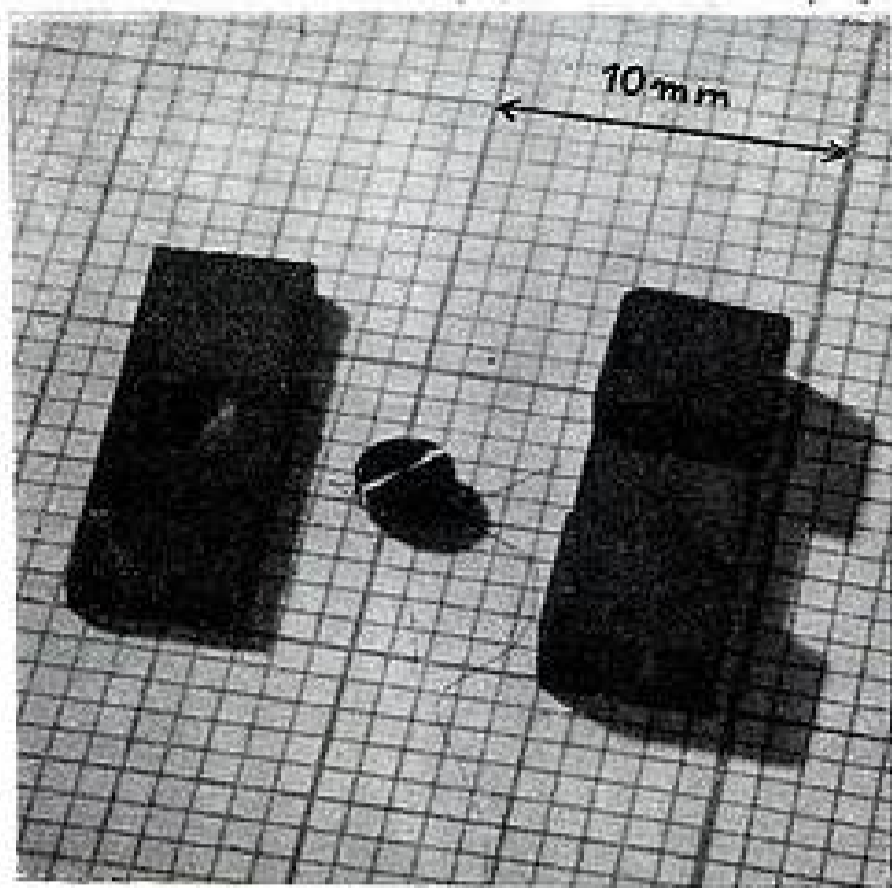


FIG. 4

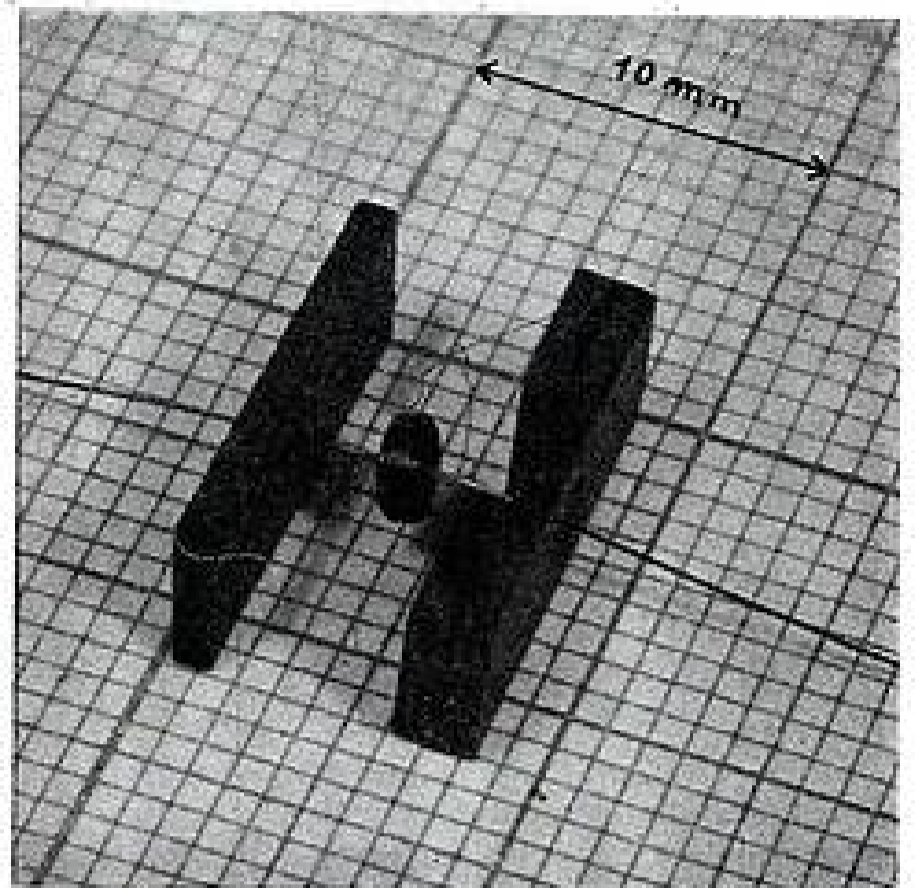


FIG. 5

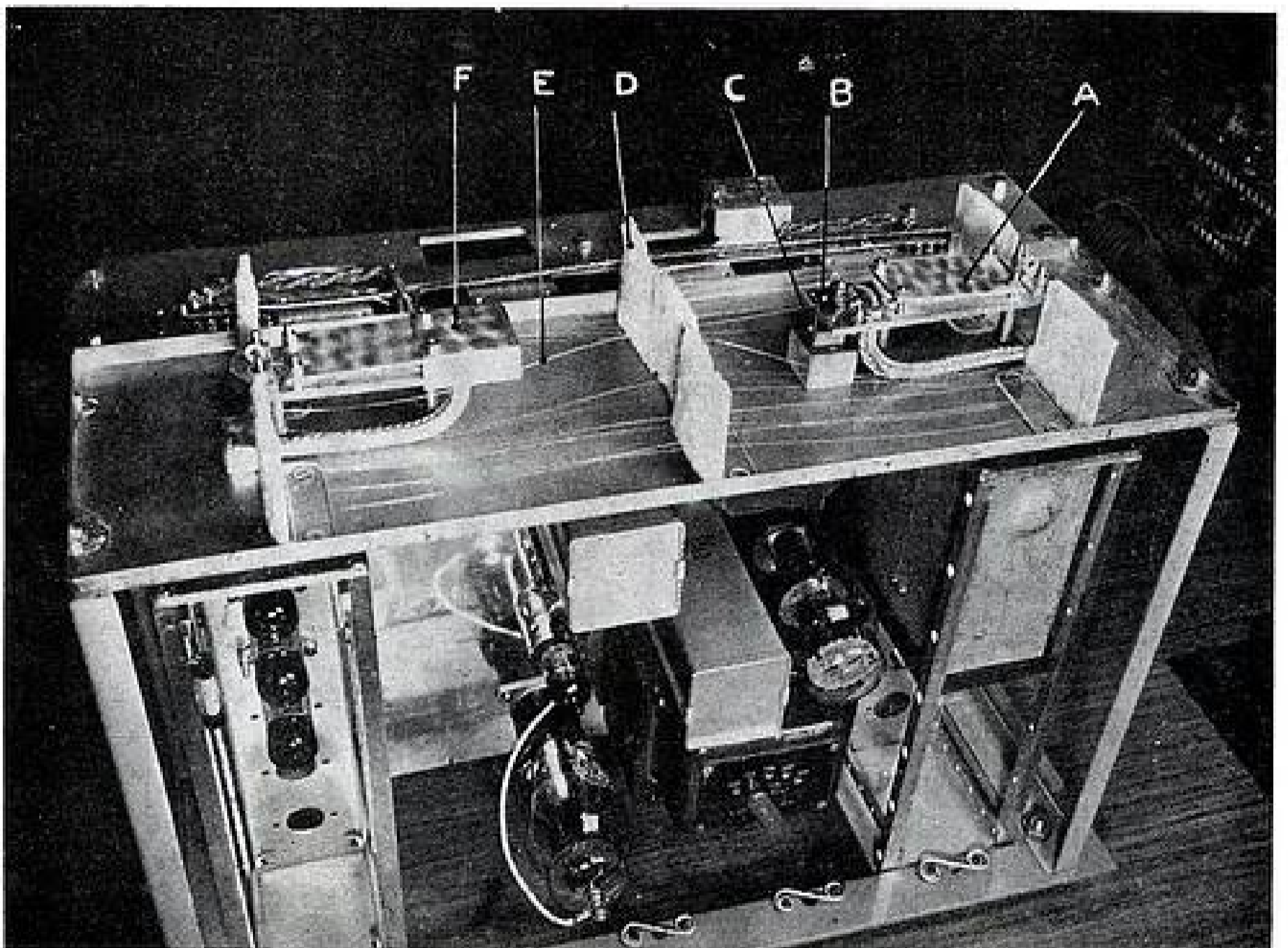


FIG. 6

A. — Amortisseur. — B. — Bobine réceptrice. — C. — Aimant permanent. — D. Supports. — E. — Fil de nickel.
F. — Bobine émettrice sous son blindage.

Chaque bobine est entourée d'un circuit magnétique en ferrocube.

Le fil de nickel est isolé de la bobine par un tube

capillaire en verre, de 0,25 mm de diamètre extérieur.

Les deux clichés 4 et 5 détaillent les différents éléments constituant un circuit transmetteur.

B. — CARACTÉRISTIQUE DU FIL DE NICKEL.

Fil : fil de 0,15 mm de diamètre à 99 % de nickel, non recuit.

Retard : Rappelons que pour ce fil le retard est de $2,08 \mu\text{s}$ par cm de fil.

Coefficient de température : de l'ordre de $0,1 \mu\text{s}$ par ms de retard et par $^{\circ}\text{C}$. Ce coefficient de température peut être considérablement abaissé — jusqu'à $0,01 \mu\text{s}$ par ms et par $^{\circ}\text{C}$ — par l'emploi d'un fil d'Élinvar recouvert de nickel à ses extrémités.

Support de la ligne et amortissement des échos : Le fil de nickel (5 m de long) est maintenu entre les deux bobines à l'aide de supports en laine de verre, de faible épaisseur. Le nombre de ces supports doit être réduit au minimum afin d'éviter, non seulement un affaiblissement supplémentaire à chaque contact — ce qui n'est pas un inconvénient majeur —, mais surtout des réflexions parasites qui sont beaucoup plus gênantes. Les extrémités du fil de nickel sont serrées entre deux plaques de caoutchouc mousse, dans le but d'amortir suffisamment l'onde rétrograde et de réduire les échos à une valeur satisfaisante. Ajoutons que le fil de nickel est mis à la masse du blindage entourant la ligne.

Le cliché 6 donne une vue d'ensemble de la ligne assemblée, vue sur laquelle nous retrouvons tous les éléments décrits.

IV. — Résultats obtenus.

Nous avons photographié, sur un écran d'oscillographe, le signal d'entrée pris directement sur la bobine émettrice et le signal de sortie après amplification.

Les clichés 7 et 8 montrent les oscillogrammes obtenus lorsqu'un signal unique est envoyé à l'entrée de la ligne.

Les clichés 9 et 10 reproduisent les oscillogrammes obtenus en envoyant sur la ligne deux signaux consécutifs.

Les deux signaux de sortie sont égaux en amplitude, car ils sont séparés par un temps supérieur au temps de résolution de la ligne.

Rappelons que le temps de résolution est le temps minimum qui doit séparer deux impulsions consécutives pour qu'elles ne soient pas affectées par leur présence mutuelle. Il est de $0,8 \mu\text{s}$ pour les lignes que nous avons construites.

V. — Electronique associée à la ligne.

La bobine émettrice est placée dans la cathode d'un tube attaqué par des signaux de grande amplitude et de faible durée ($0,1 \mu\text{s}$). Ces signaux sont obtenus à partir d'un *trigger* rapide.

La bobine réceptrice est reliée à un amplificateur linéaire de gain 7 000 et de 3,5 MHz de bande passante. Le signal amplifié attaque un *trigger* rapide. Un *cathode-follower* permet de sortir les signaux sous

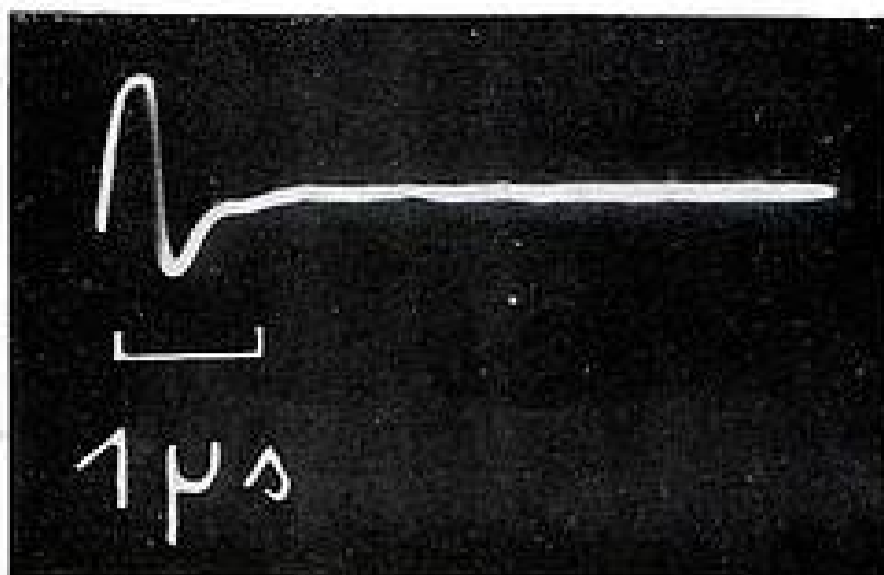


FIG. 7. — Signal sur la bobine émettrice

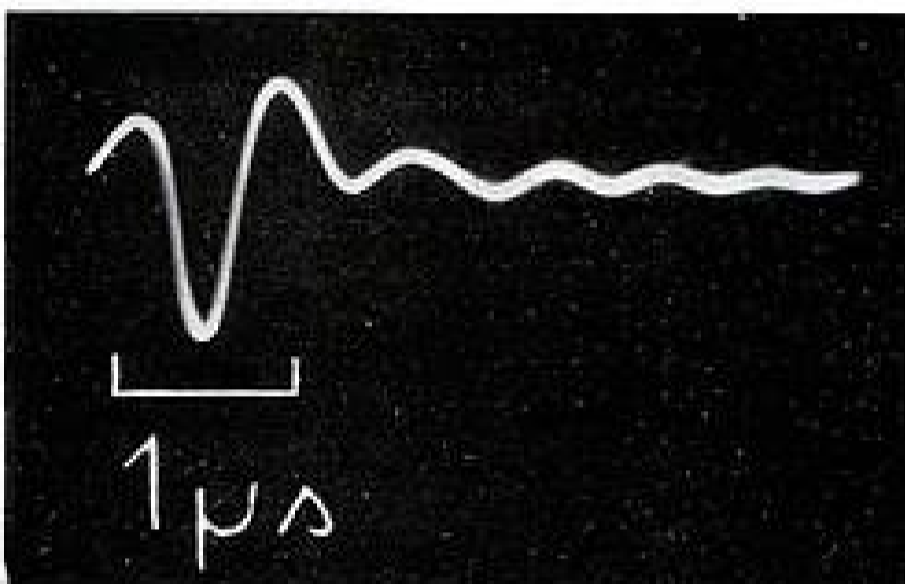


FIG. 8. — Signal sur la bobine réceptrice

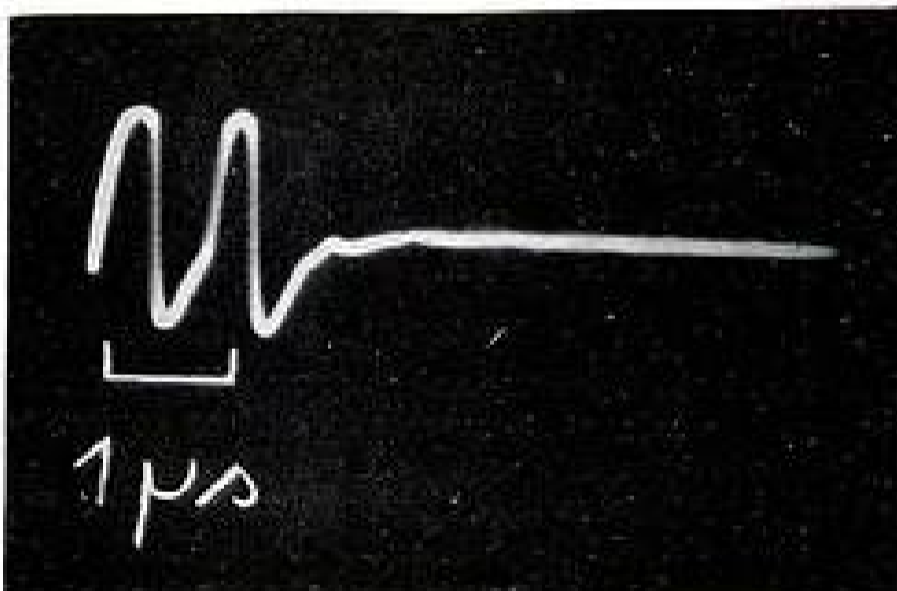


FIG. 9. — Signaux sur la bobine émettrice

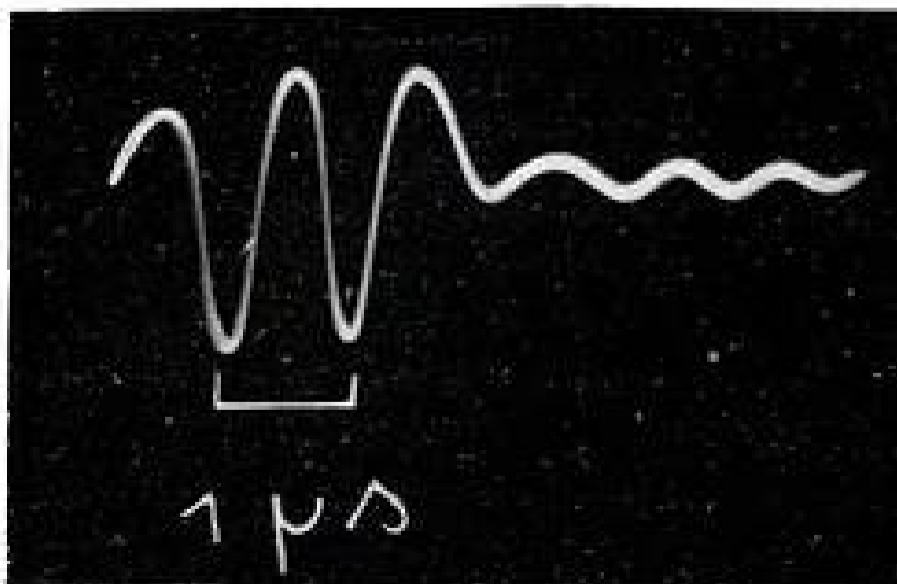


FIG. 10. — Signaux sur la bobine réceptrice

une faible impédance. L'ensemble de l'électronique est représenté schématiquement par la fig. 11.

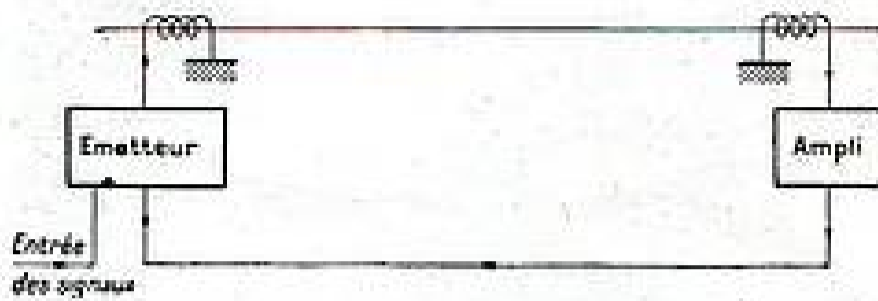


FIG. 11

VI. — Application de la ligne : mémoire tournante.

A. — TRANSFORMATION DE LA LIGNE EN MÉMOIRE.

Supposons que l'on ferme la boucle en connectant la sortie de l'amplificateur à l'entrée de l'émetteur (fig. 12). Un signal, envoyé à l'entrée de l'émetteur, est transmis à la bobine émettrice, retardé, amplifié, envoyé de nouveau sur l'émetteur... Le processus se continue indéfiniment.

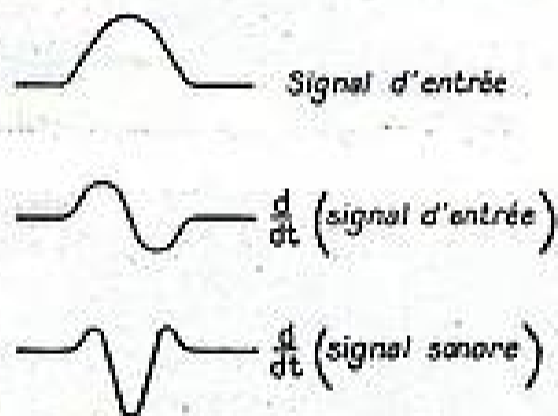


FIG. 12

On a ainsi réalisé une mémoire appelée « mémoire tournante » comme le suggère le schéma en boucle. La période de rotation est égale au retard de la ligne, en négligeant le retard introduit par les différents seuils des circuits de la boucle (de l'ordre de 1 μ s).

On utilise normalement une impulsion repère à partir de laquelle on détermine la position des autres impulsions existant sur la ligne.

Si θ est le temps de résolution de la ligne et T sa période le nombre maximum d'impulsions que la mémoire pourra emmagasiner est donné par

$$N = \frac{T}{\theta}$$

Nous avons appelé N la capacité en impulsions de la mémoire.

B. — STOCKAGE D'UN NOMBRE BINAIRE.

Supposons que chaque impulsion soit un chiffre d'un nombre binaire. Posons que la première impulsion, après l'impulsion repère, indique la puissance 0 de 2, la seconde la puissance 1 de 2... Le nombre binaire pourra s'écrire sous la forme :

$$n = \alpha_0 2^0 + \alpha_1 2^1 + \dots + \alpha_i 2^i + \dots + \alpha_n 2^n$$

α_i étant égal à 0 si l'impulsion correspondante n'existe pas et 1 dans le cas contraire.

n sera maximum quand tous les coefficients α seront égaux à 1. Cette valeur maximum est

$$n_{\max} = 1 + 2 + 4 + \dots + 2^i + \dots + 2^n = 2^{n+1} - 1$$

On peut également diviser le retard T en un certain nombre d'intervalles égaux, à l'aide d'autres impulsions repères. Les impulsions se plaçant derrière chacun de ces signaux repères formeront, elles aussi, un nombre binaire.

Le nombre binaire, inscrit entre deux impulsions repères, correspond au nombre des signaux qui sont tombés dans un canal donné du sélecteur d'amplitude. Le nombre d'impulsions repères définit donc le nombre de canaux de l'analyse. Ces impulsions sont obtenues à partir d'un oscillateur local. Le fait de changer de fréquence modifie le nombre de canaux. L'appareil permet ainsi de faire une analyse avec un nombre quelconque de canaux, ce qui n'est pas possible avec les systèmes d'affichage à numérateur, où, pratiquement, il faut changer d'appareil pour modifier le nombre de canaux de l'analyse.

La mémoire ayant une capacité en impulsions bien définie, plus le nombre de canaux est élevé, moins le nombre d'impulsions que peut emmagasiner chaque canal est important.

Application numérique.

Ligne de 1 200 μ s : 120 canaux. Chaque canal comporte au maximum 10 impulsions ; le nombre binaire correspondant est $2^{11} - 1 = 2 000$.

Note. — Nous remercions vivement le Dr G.G. SCAROT du « Cavendish Laboratory » (Cambridge) qui a réalisé une ligne analogue et qui a bien voulu nous communiquer toutes les données techniques relatives à sa fabrication.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G.W. HUTCHINSON et G.G. SCAROT. — A High Precision Pulse Height Analyser of Moderately High Speed. *Philosophical Magazine* 1951.
- [2] E.M. BRADBURN. — Magnetostrictive Delay Line. *Electrical Communications*, mars 1951.
- [3] W.P. MASON. — *Electromechanical Transducers and Wave Filters*. D. Van Nostrand Company N.Y., 1942.



Oscillateur UHF 900 à 2000 Mc

L'oscillateur UHF type 1218 A est le dernier né de la série des appareils élémentaires de la General Radio... Comme tous les appareils de cette firme il est étudié et construit suivant les normes de la QUALITÉ G.R. Cet appareil constitue une source de signaux puissants dans la bande UHF pour le prix beaucoup plus bas que tous les générateurs UHF existants.

Cet appareil est remarquablement souple. Il peut être modulé soit par des ondes carrées, soit par des impulsions. Sa fréquence peut être ajustée avec grande précision en tout point de la gamme au moyen d'un réglage différentiel. Il constitue une source bien blindée pour usage général du laboratoire. Il est utile non seulement pour attaquer une ligne de mesures ou admittancemètre, mais aussi pour excitation d'antennes pour la détermination d'intensité de champ et pour le travail de recherche dans le domaine UHF et des impulsions.

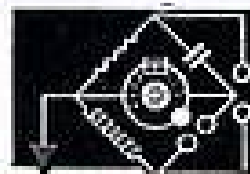
Cet oscillateur a été étudié pour travailler avec beaucoup d'autres appareils élémentaires G.R. — oscillateurs, amplificateurs, détecteurs de O, générateurs d'impulsions, détecteurs HF, oscillateurs à cristal, alimentations, etc. Tous ces appareils forment un ensemble pour des mesures variées, extrêmement souple et économique. Ces "blocs de construction" procurent le maximum de performances avec le minimum de dépense.

GENERAL RADIO Company

Cambridge, U.S.A.

AUTRES FABRICATIONS :

Admittancemètres - Amplificateurs - Piles pour résistances
Distancemètres - Fréquentimètres - Fréquentimètres à la-
lon - Ponts d'impédance - Potentiomètres - Mégohmmètres
Modulomètres - Polariscopes - Condensateurs de précision
Oscillateurs - Matériel de mesure V.H.F. - Piles
étanches et accessoires - Générateurs de signaux -
Analyseurs de forme d'onde - Moniteurs de Radiodiffu-
sion et Télévision - Générateurs d'impulsions - Résis-
tance - Self - Capacité - Décades - Etc., etc.,



AGENT EXCLUSIF FRANCE & U. F.
ETS RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (16^e) + + PRO 51-01. 04

CIRCUIT : Oscillateur à triode avec grille de séparation utilise le tube crayon UHF, type 5675. Des sections de ligne avec contacts glissants sont utilisées pour accorder la plaque et la cathode.

GAMME : 900 à 2000 Mc.

PUISSANCE U.H.F. : La puissance de sortie est continuellement réglable, depuis le minimum jusqu'au maximum qui est toujours supérieur à 200 milliwatts dans 50 ohms.

ÉTALONNAGE EN FRÉQUENCE : Lecture directe de la fréquence à 1 % près en utilisant le démultiplicateur.

DÉRIVE : Inférieure à 0,1 % par jour.

MODULATION : Divers modes de modulation extérieure sont possibles. Modulation sinusoidale en amplitude, modulation par impulsions ou par ondes carrées, de 100 à 5.000 par seconde.

COMMANDE AUTOMATIQUE : Il est possible d'injecter des tensions en série avec la plaque pour maintenir l'amplitude constante lorsque la fréquence est variée. On peut également insérer des tensions en série avec la grille pour la commande électronique de fréquence.

FAIBLE BRUIT : Le bruit à modulation de fréquence dû aux vibrations et effet microphonique est extrêmement bas. Un redresseur et un filtre pour alimentation du filament sont incorporés pour réduire le bruit FM à la fréquence du réseau.

ALIMENTATION NÉCESSAIRE : Type 1200-A : 115 v., 50 cps ou 1200-AQH : 230 v., 50 cps ou 1202-A : Batteries 6 volts ou 12 volts.

ACCESSOIRES UTILES : Générateur d'impulsions 1217 ASI, Modulateur équilibré 1000 P7, divers éléments coaxiaux de la série 874.

VARIATIONS DE LA CONSTANTE DE PHASE DE L'ONDE DE SOL

PAR

Milenko ARGIROVIC

Ingénieur électricien et radio ESE

Dans un article antérieur nous avons montré [1, 2], dans le cas du sol hétérogène, qu'on peut déterminer les courbes d'atténuation du champ suivant la règle de la somme des distances numériques. Pour simplifier les choses, nous avons montré l'application de cette méthode aux ondes de radiodiffusion où, dans la plupart des cas, l'influence de la constante diélectrique du sol est négligeable et la constante de phase n'entre presque pas en considération. Ceci a permis de montrer qu'on peut d'une façon très simple déterminer les conductivités du sol hétérogène d'après les mesures du champ aux différentes distances de l'antenne.

Aux fréquences supérieures à celles utilisées en radiodiffusion il faut prendre en considération les deux constantes électriques du sol : la conductivité et la constante diélectrique. Nous allons voir dans la suite qu'on peut, d'après la règle de la somme des distances numériques, établir l'expression pour le calcul des constantes de phase sur sol hétérogène et calculer les variations de la constante de phase.

RELATIONS ENTRE LA CONSTANTE DE PHASE ET LES CONSTANTES ÉLECTRIQUES DU SOL.

La constante de phase φ est liée aux constantes électriques du sol [1, 2, 3] par la relation :

$$(1) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\varepsilon f}{1,8 \cdot 10^4 \sigma}$$

D'autre part, l'expression pour la distance numérique peut s'écrire :

$$(2) \quad p \doteq \frac{10,5 f^2 d}{\sqrt{(\varepsilon f)^2 + (1,8 \cdot 10^4 \sigma)^2}}$$

dont f — fréquence (MHz), d — distance (km),
 ε — constante diélectrique ($\varepsilon = 1$ pour l'air), σ
conductivité (Siemens/m = S/m) pour le milieu
considéré, peut s'écrire :

$$(2) \quad p \doteq \frac{10,5 f^2 d}{\gamma}$$

avec

$$(3) \quad \gamma = \sqrt{(\varepsilon f)^2 + (1,8 \cdot 10^4 \sigma)^2}$$

Les relations (1), (2) et (3) donnent : $1,8 \cdot 10^4 \sigma = \gamma \cos \varphi$ et $\varepsilon f = \gamma \sin \varphi$ ainsi que :

$$(4) \quad p \doteq \frac{10,5 f d}{\varepsilon} \sin \varphi = p_s \sin \varphi$$

et

$$(5) \quad p \cdot \frac{0,58 \cdot 10^{-3} f^2 d}{\sigma} \cos \varphi = p_s \cos \varphi$$

dont
$$p_s = \frac{0,58 \cdot 10^{-3} f^2 d}{\sigma}$$

est une distance numérique résistive et

$$p_c = \frac{10,5 f d}{\varepsilon}$$

une distance numérique capacitive.

Dans le cas où $(\varepsilon f)^2 \ll (1,8 \cdot 10^4 \sigma)^2$ on aura $p \doteq p_s$ et quand $(\varepsilon f)^2 \gg (1,8 \cdot 10^4 \sigma)^2$ on aurait $p \doteq p_c$.

L'expression (1) peut aussi s'écrire :

$$(6) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{p_e}{p_i}$$

Les expressions (1) à (6) sont valables pour un sol homogène. Les relations entre d , f , φ , σ , ϵ , p , p_e , p_i et γ sont données par la représentation de la figure 1.

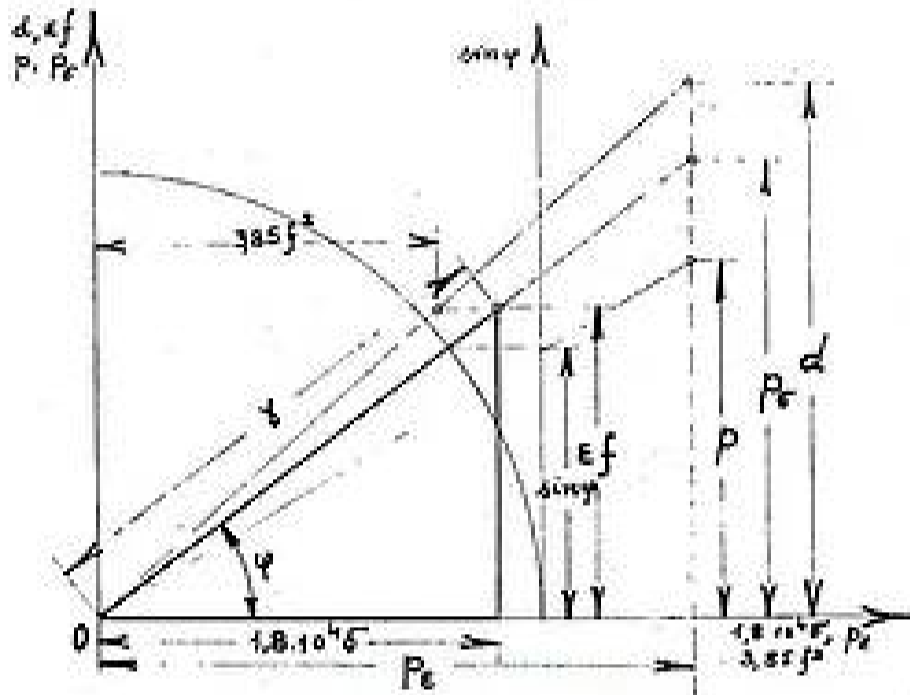


FIG. 1. — Influence de la propagation dans la direction longitudinale d'une vallée.

CALCUL DE LA CONSTANCE DE PHASE SUR SOL HÉTÉROGÈNE.

Dans le cas du sol hétérogène, ayant sur les trajets d_1, d_2, \dots, d_n , à une distance $D_n = d_1 + d_2 + \dots + d_n$, les conductivités $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ et les constantes diélectriques $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_n$, la distance numérique totale est [4, 5] :

$$(7) \quad p_{in} = p_1 + p_2 + \dots + p_n$$

et avec les relations (4) et (5) il vient :

$$(8) \quad p_{in} \cos \varphi_{en} = p_{e1} \cos \varphi_1 + p_{e2} \cos \varphi_2 + \dots + p_{en} \cos \varphi_n$$

$$\text{ou } p_{in} \sin \varphi_{en} = p_{i1} \sin \varphi_1 + p_{i2} \sin \varphi_2 + \dots + p_{in} \sin \varphi_n$$

La dernière expression peut être simplifiée :

$$(9) \quad \frac{D_n \cos \varphi_{en}}{\sigma_{en}} = \frac{d_1 \cos \varphi_1}{\sigma_1} + \frac{d_2 \cos \varphi_2}{\sigma_2} + \dots + \frac{d_n \cos \varphi_n}{\sigma_n}$$

ainsi que

$$\frac{D_n \sin \varphi_{en}}{\epsilon_{en}} = \frac{d_1 \sin \varphi_1}{\epsilon_1} + \frac{d_2 \sin \varphi_2}{\epsilon_2} + \dots + \frac{d_n \sin \varphi_n}{\epsilon_n}$$

où σ_{en} et ϵ_{en} sont la conductivité et la constante diélectrique équivalente pour la distance D_n , tandis que φ_{en} est la constante de phase équivalente et sont variables avec la distance.

Les considérations précédentes montrent qu'on peut, dans le cas du sol hétérogène, ayant des cons-

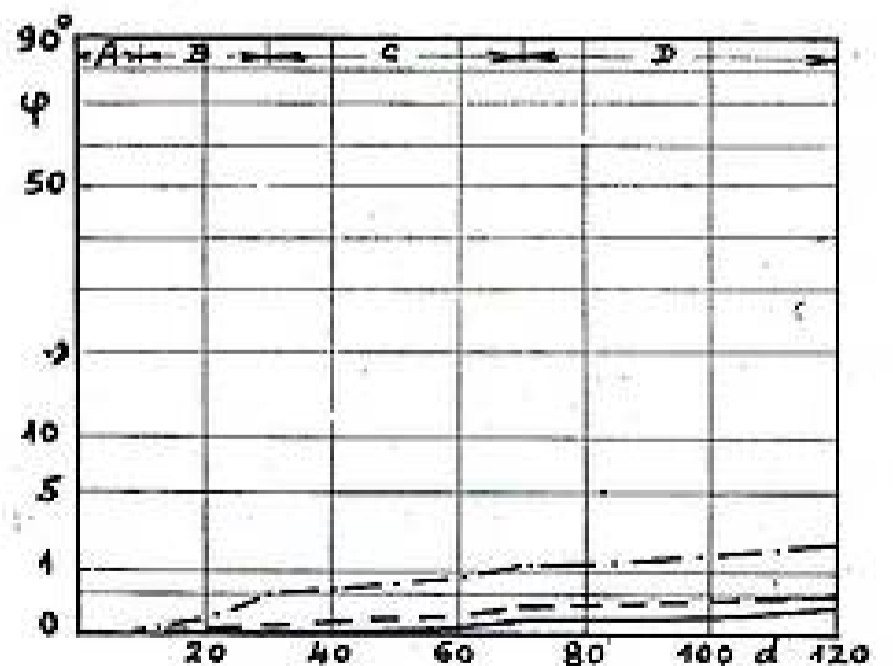
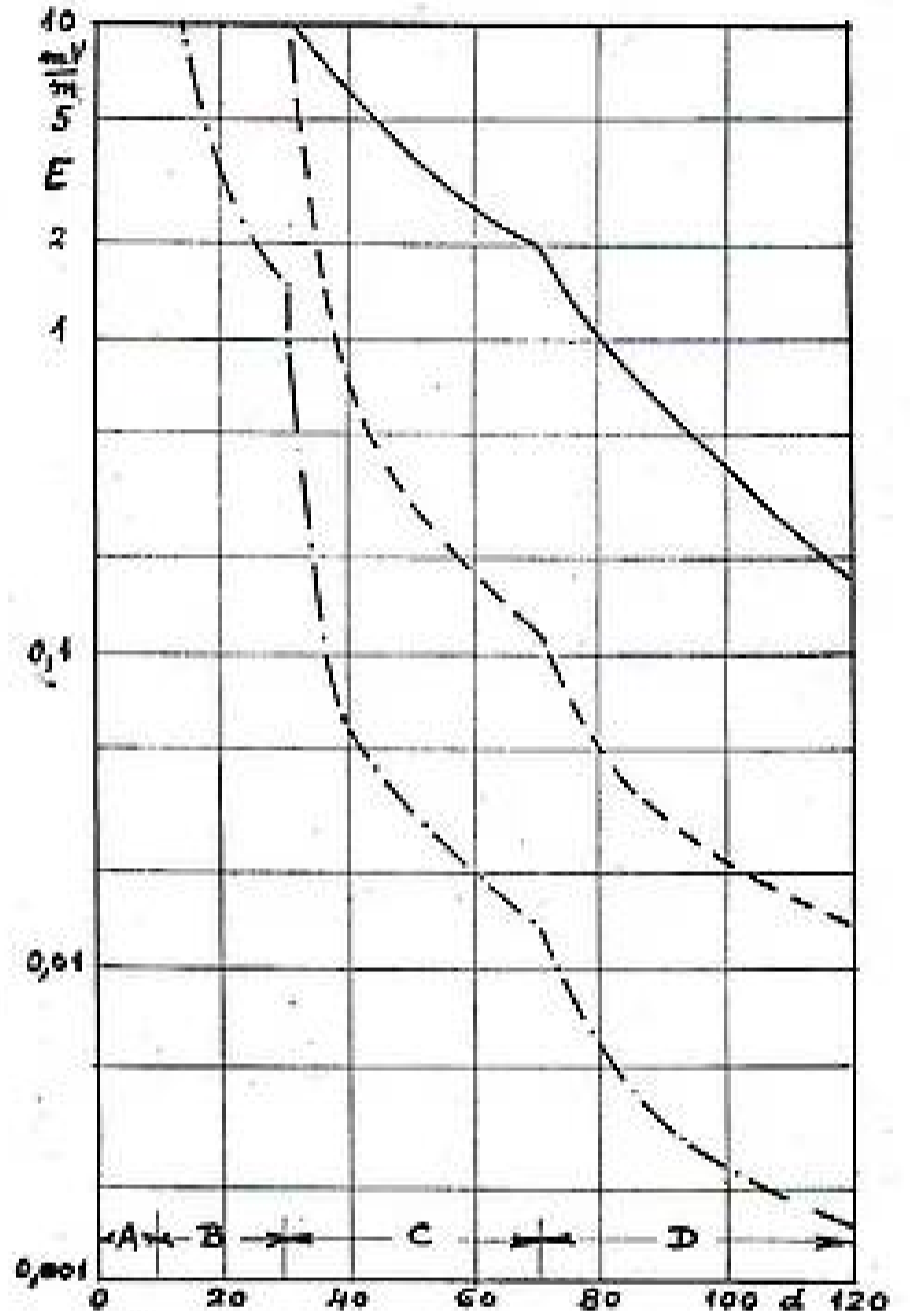
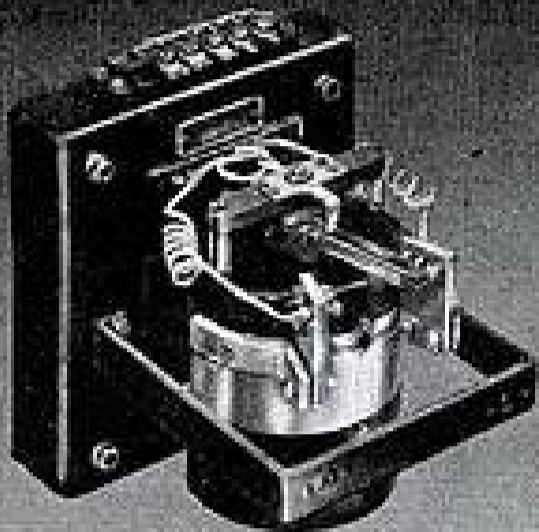


FIG. 2

RELAIS GALVANOMÉTRIQUES DE SÉCURITÉ

Courant de commande depuis 3 r A

- à minimum et maximum
- symétrique (0 central)
- différentiel
- régulateur



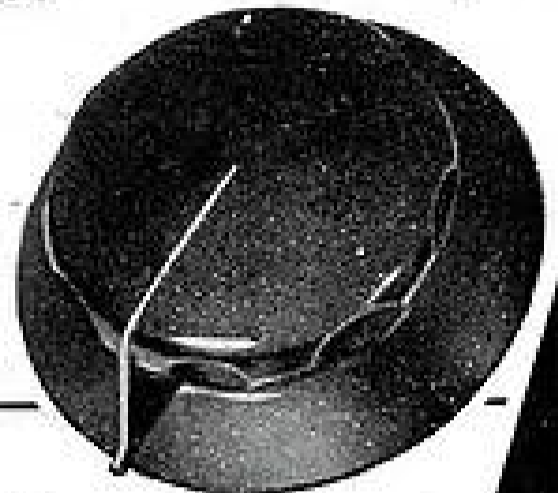
ALBERT LE BŒUF & FILS

LA GARENNE - COLOMBES
CHA 56-03+

RADIO AIR

BOUTONS pour appareils électroniques

★ diamètre 35-55-80 %
avec ou sans flèche
série normale noire
axe 6 %.



★ diamètre 30 %
avec ou sans gravure
série normale noire
axe 6 %.



Demandez notre documentation

2, AVENUE DE LA MARNE
ASNIÈRES (Seine) GRÉ 47-10

PUBLADBY II



POUR TOUS LES EMPLOIS
air, mer, terre.
DANS TOUTES CONDITIONS
froid, chaleur, humidité.

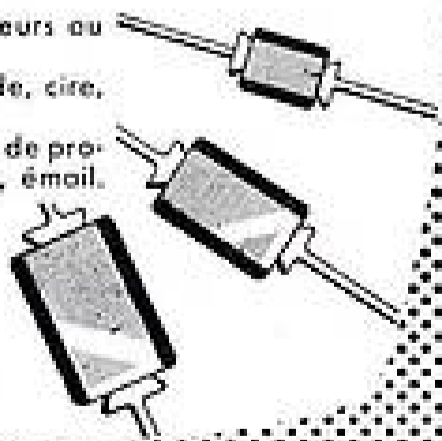
les condensateurs au mica
métallisé sous gaine céramique
moulée étanche de la série PRC se sont révélés ...



hors classe

Tropicalisation intégrale.

Tous les condensateurs au mica:
imprégnés sous vide, cire,
ou silicones.
tous les traitements de protection:
polyesters, émail.



ANDRÉ SERF et C^{ie}
spécialistes depuis 1923
127, Fg du Temple, PARIS. Tél. NOR. 10-17

PUB. 10/57

SFME

PANTIN

TRANSFORMATEUR d'ISOLEMENT

120.000 volts



pour balisage d'antenne

62, RUE DENIS-PAPIN * Tél. NORD. 47-62

VILLAUME (S.I.E.U.F.-F.)

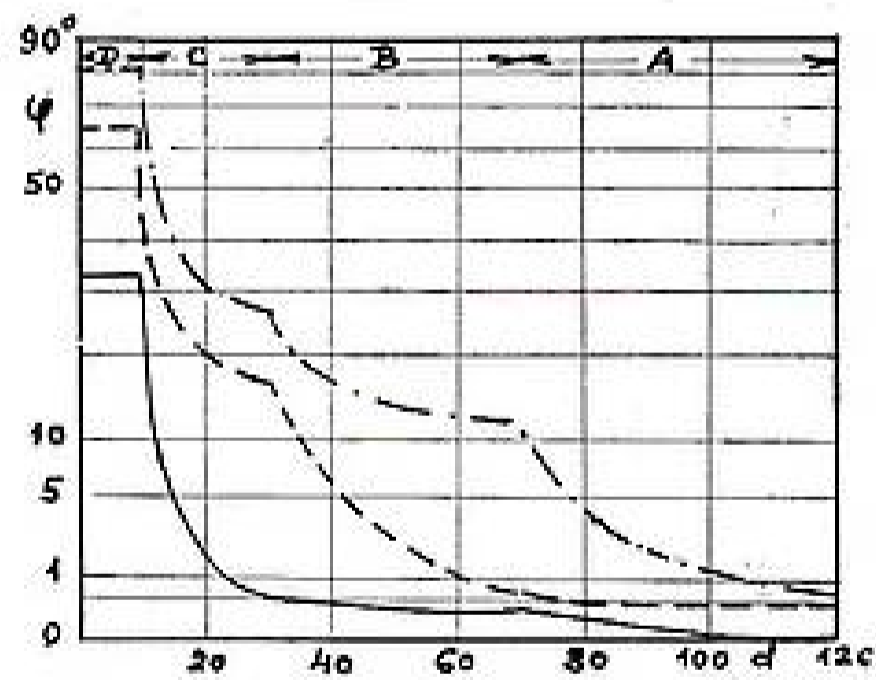
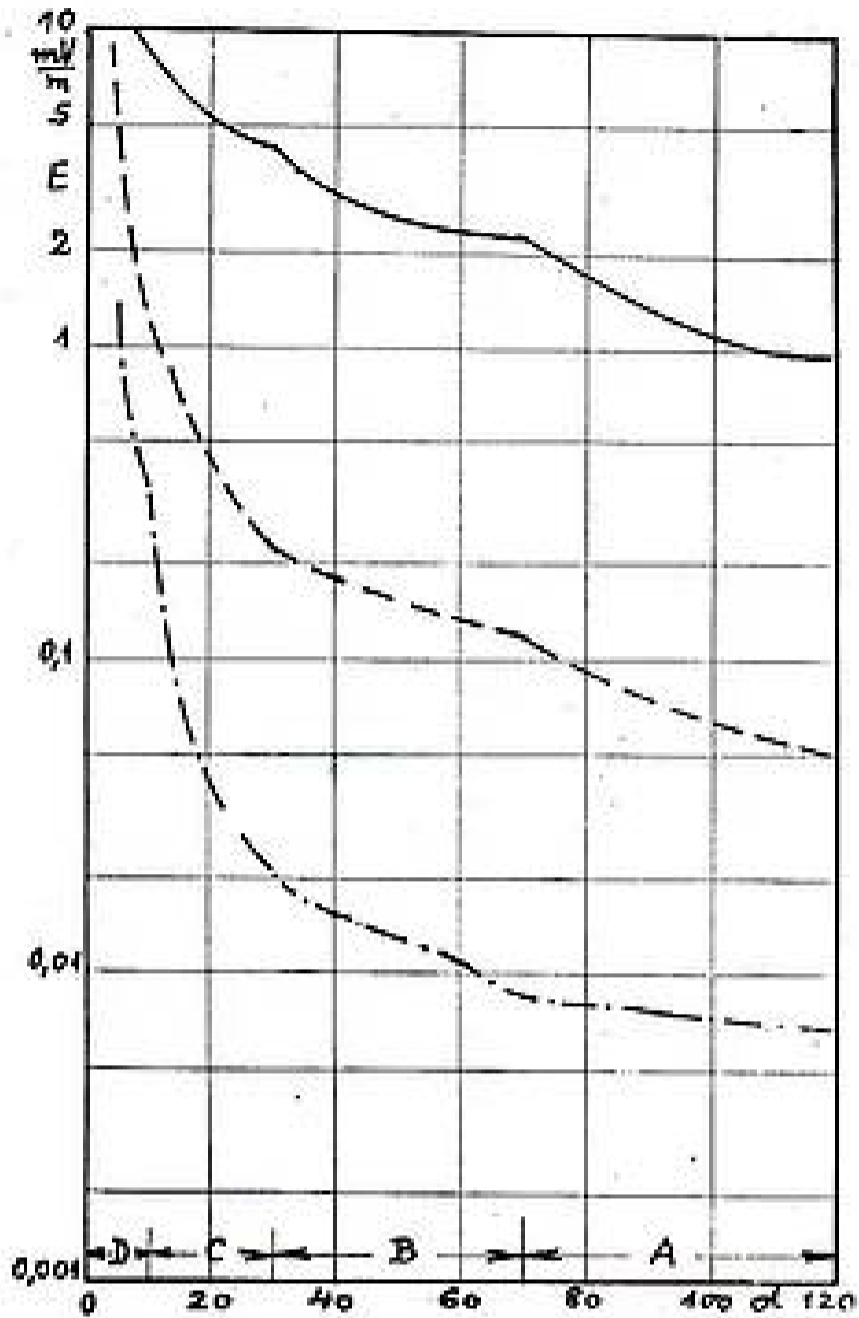


FIG. 3

tantes électriques variées, en chaque point du trajet, déterminer les champs et les constantes de phase équivalentes, si l'on connaît E_0 , f , d_1 , d_2 , ... d_n ; σ_1 , σ_2 , ... σ_n ; et ϵ_1 , ϵ_2 , ... ϵ_n . Pour comparer les variations du champ et de la phase équivalente, nous allons choisir quatre milieux ayant les constantes électriques différentes :

A) Eau de mer : $\sigma = 5 \text{ S/m}$, $\epsilon = 80$

B) Sol cultivé : $\sigma = 2 \cdot 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon = 15$

C) Sol très sec : $\sigma = 10^{-3} \text{ S/m}$, $\epsilon = 4$

D) Terrain rocheux : $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$, $\epsilon = 7$

en les permutant alternativement sur les 4 trajets :

$d_1 = 10 \text{ km}$, $d_2 = 20 \text{ km}$, $d_3 = 40 \text{ km}$ et $d_4 = 50 \text{ km}$.

Les courbes des figures 2 à 7 sont calculées pour trois fréquences : 0,3 MHz (—), 1 MHz (----) et 3 MHz (-·-·-) et $E_0 = 300$ (antenne en quart

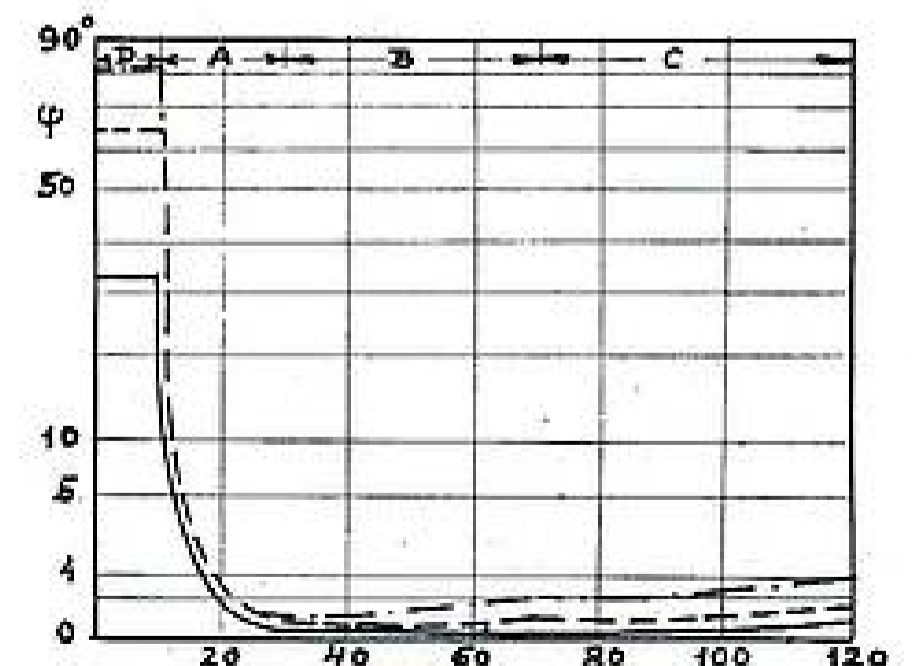
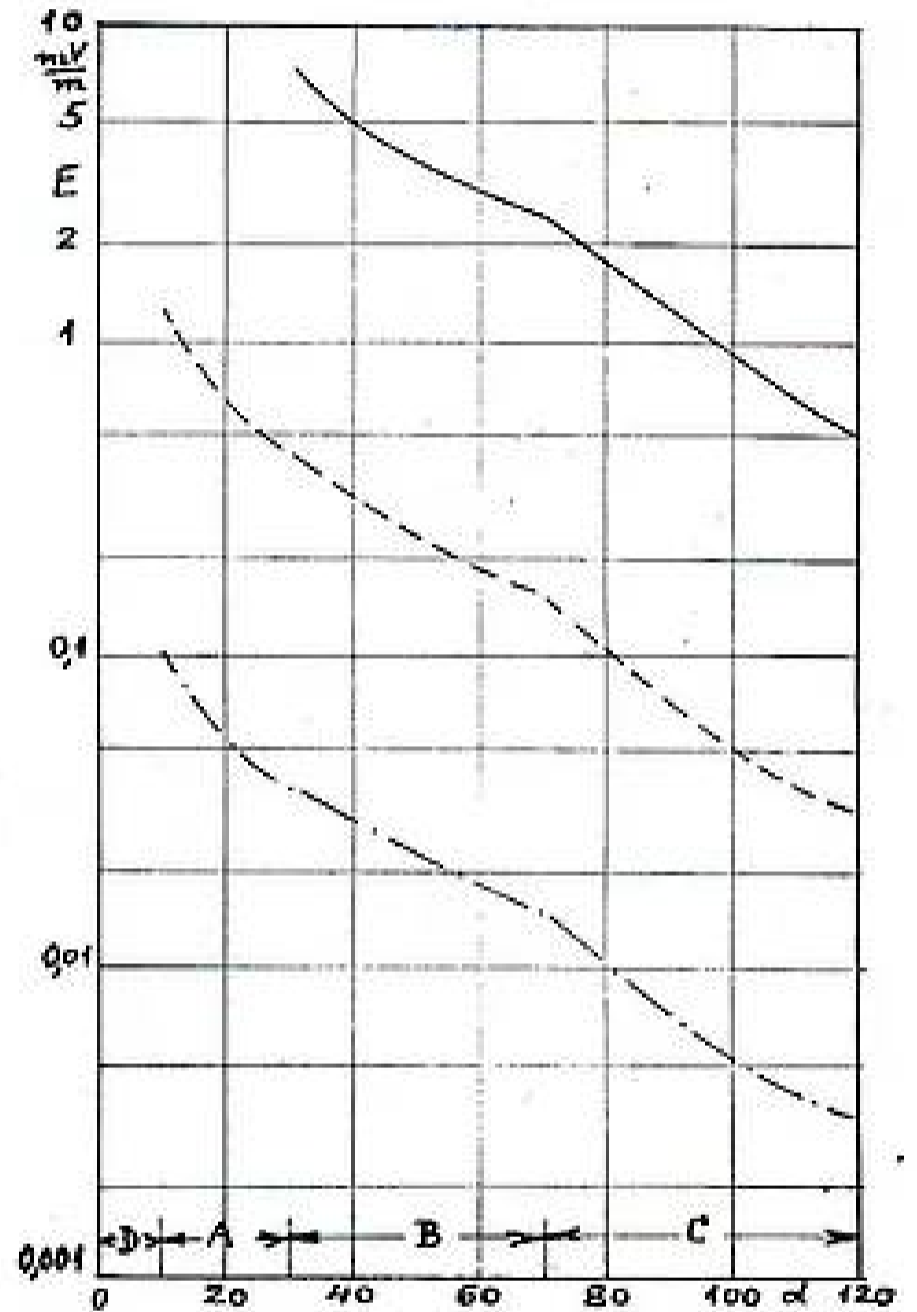


FIG. 4

forte. Si entre les faibles conductivités extrêmes sont des fortes conductivités (fig. 4), sauf pour le premier trajet, les atténuations sont assez faibles, tandis que φ_e présente une atténuation assez forte au commencement, pour augmenter légèrement à la fin du trajet. Si la station est placée au bord de la mer (fig. 5) et que l'on trouve successivement sur le trajet 2 sections de faible conductivité, puis une section de forte conductivité, sur 0,3 MHz nous aurons deux augmentations du champ avec la distance, avec faible atténuation sur $D = 30$ à 120 km,

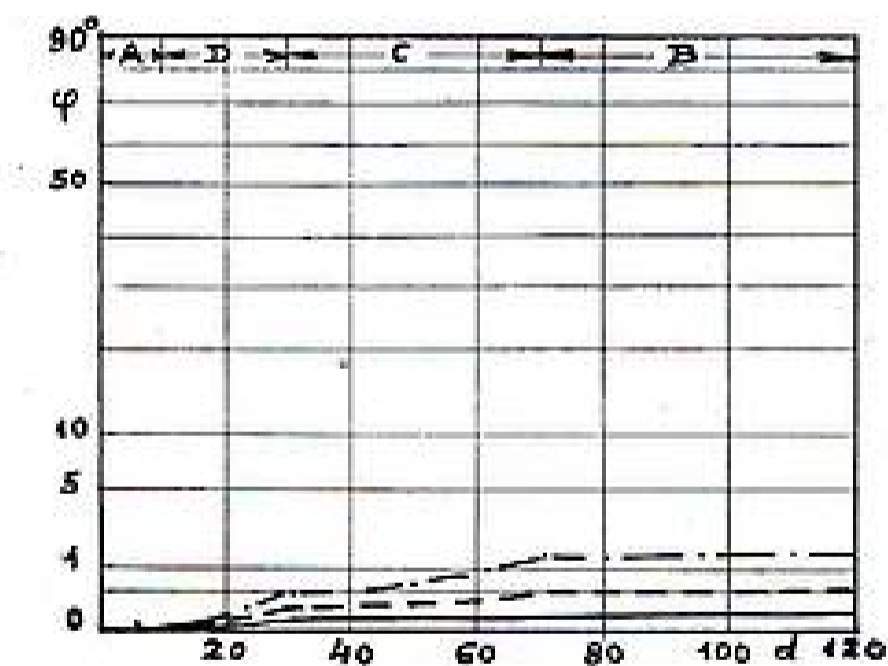
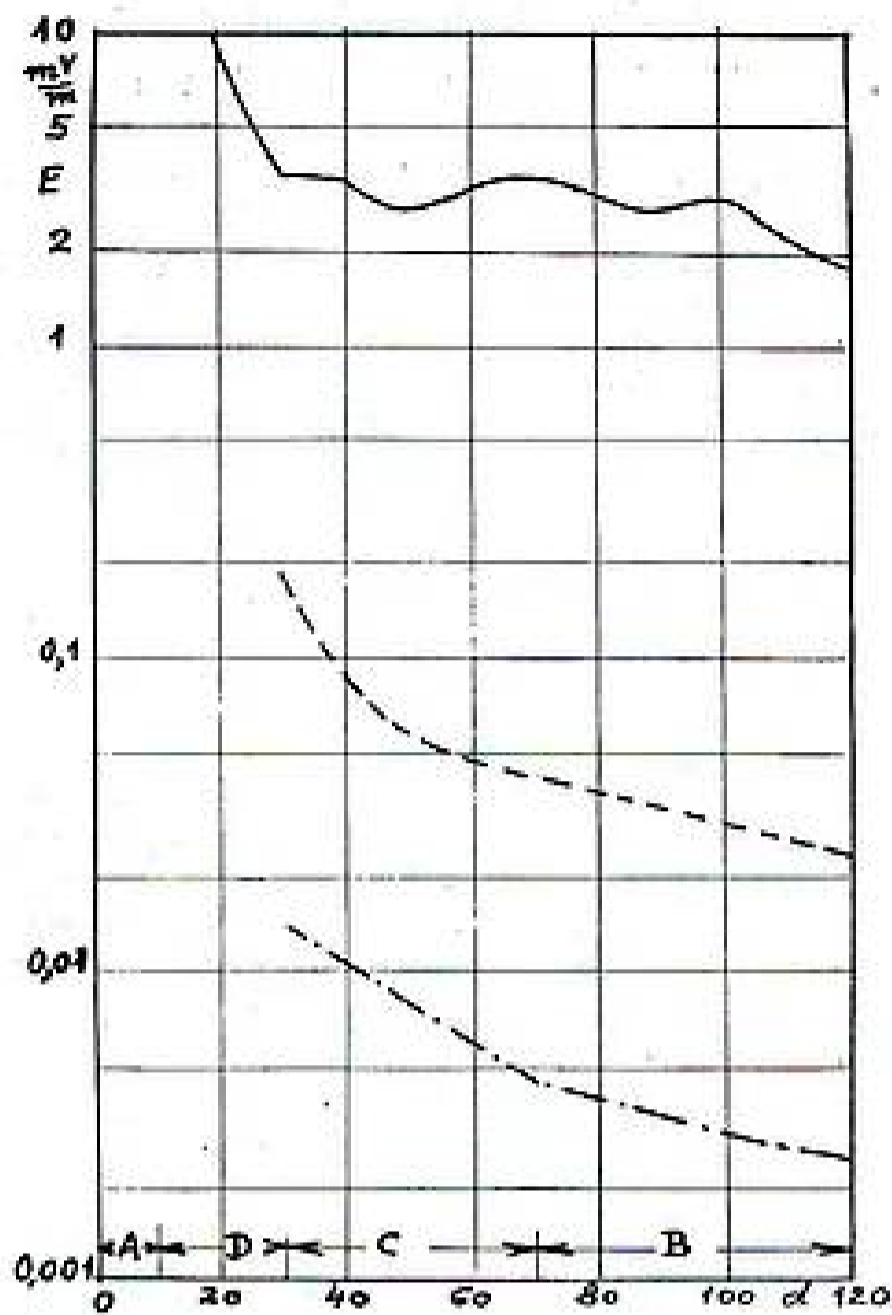


FIG. 5

d'onde et 1 kW). Les figures 2 à 7 montrent les variations du champ et de la constante de phase équivalente avec la distance. La constante de phase est représentée en échelle $\sqrt{\varphi_e}$. La figure 2 montre que, dans le cas de la diminution progressive des conductivités, l'atténuation du champ est forte, tandis que l'augmentation de φ_e est négligeable. Dans le cas contraire (augmentation progressive des conductivités), l'atténuation du champ est plus faible (fig. 3), tandis que l'atténuation de φ_e est assez

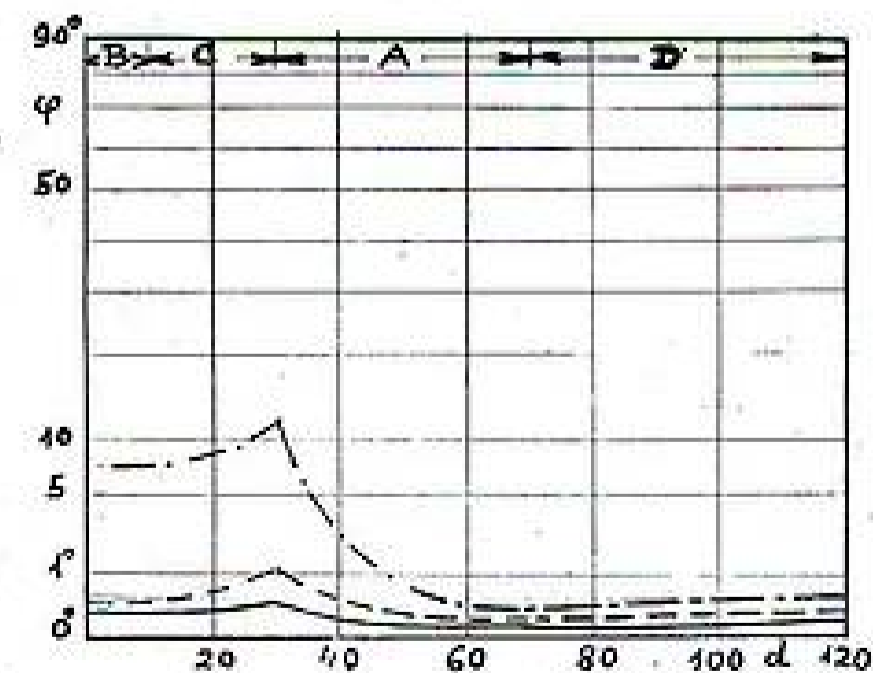
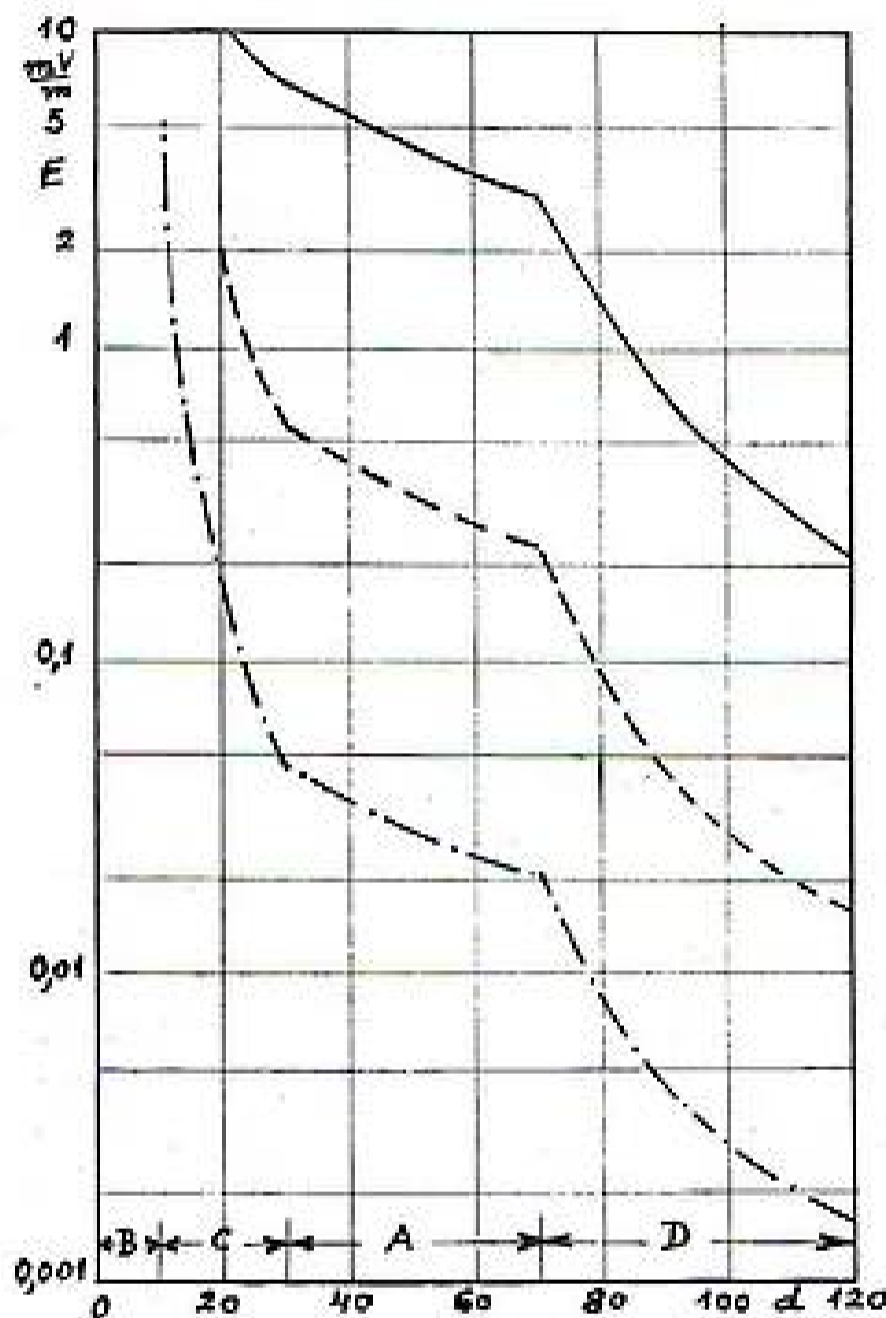
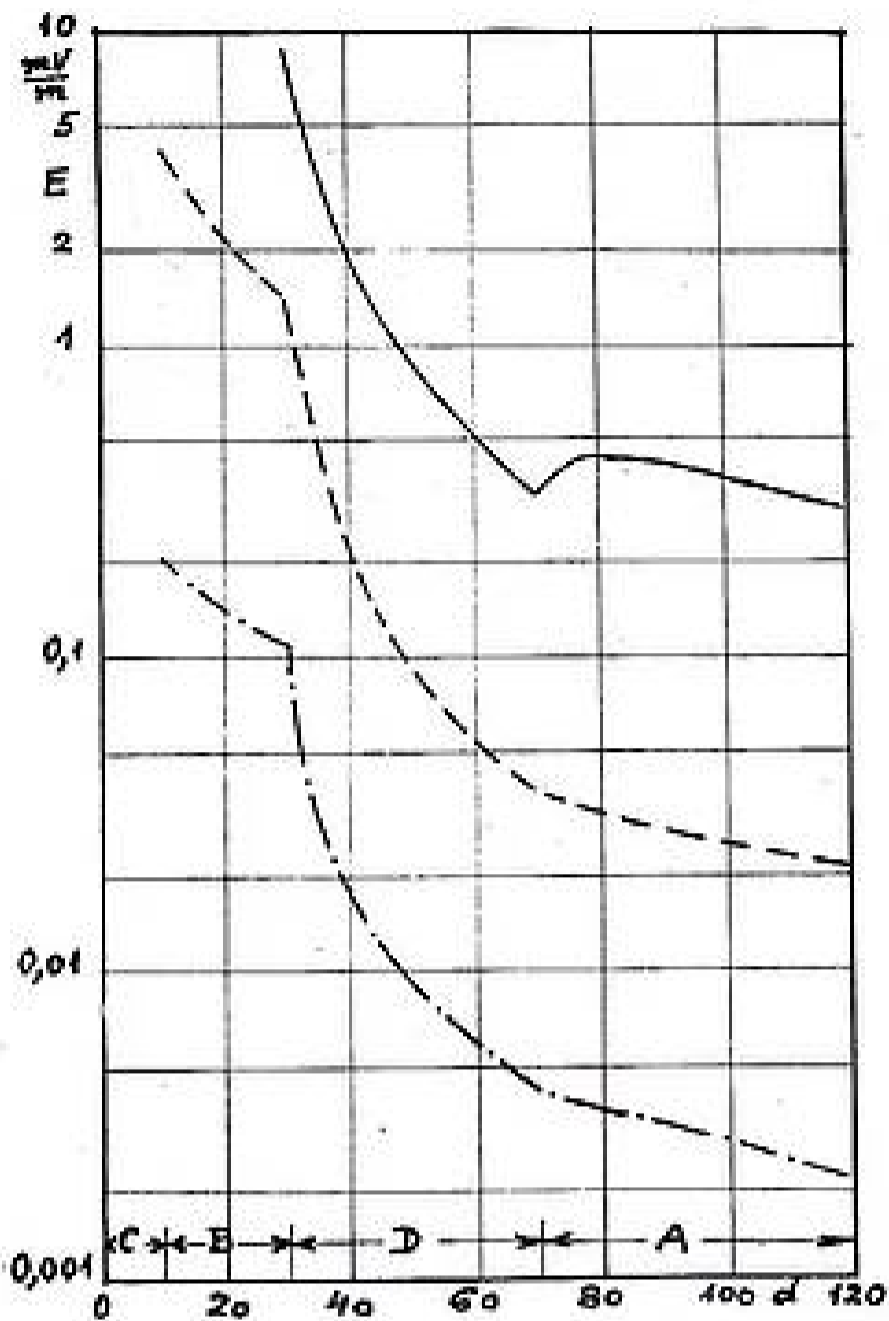


FIG. 6



tandis que φ_e présente une faible atténuation avec D . La station étant placée sur un terrain de forte conductivité, si l'on trouve sur le trajet 2 sections de faible conductivité encadrant un trajet maritime, l'atténuation du champ est faible, seulement sur le trajet maritime (fig. 6), tandis que φ_e augmente légèrement au commencement et à la fin du trajet, mais est atténué sur mer. Une section de faible conductivité, suivie successivement d'une section à forte puis à très faible conductivité, occasionne sur la section terminale, maritime, une augmentation du champ (fig. 7) sur 0,3 MHz et une faible atténuation sur les deux autres fréquences, tandis que φ_e augmente, et diminue surtout à 3 MHz.

Conclusions.

La règle de la somme des distances numériques se prête bien pour le calcul de la constante de phase de l'onde de sol. La constante de phase équivalente, de même que les constantes électriques équivalentes du sol, est variable avec la distance. Elle peut augmenter ou être constante avec la distance.

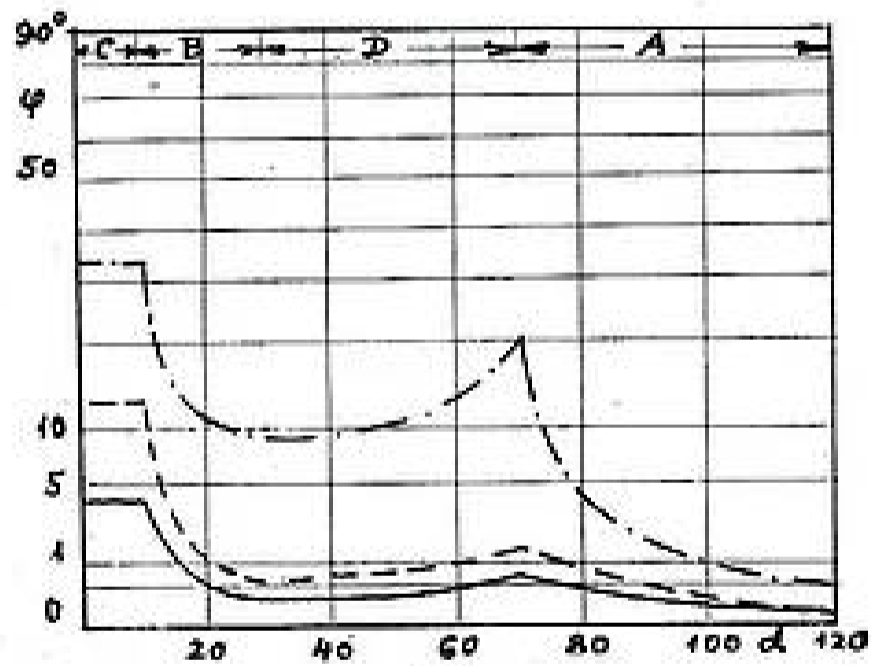


Fig. 7

BIBLIOGRAPHIE

- [4] Arsinovic M., Propagation des ondes électromagnétiques sur un sol non-homogène, *Elektrotehnički Vesnik*, 19, N° 8-9, Août-Septembre 1951, (en yougoslave).
- [5] Arsinovic M., Méthode générale de calcul des conductivités du sol hétérogène, *Annales de Télécommunications*, N° 6, Juin 1953.

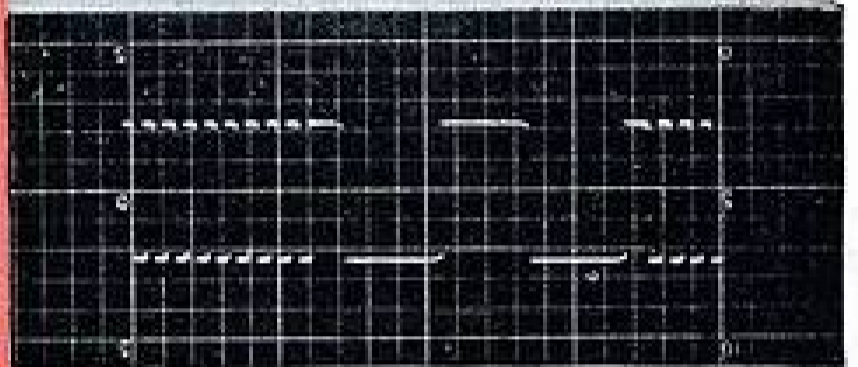
Un seul oscilloscope

DU MONT

TYPE 323

RÉUNIT EN UN SEUL APPAREIL toutes les possibilités en sensibilité et en haute précision que peuvent souhaiter les laboratoires les plus exigeants, CC à 20 MC.

- ← Loupe électronique grossissant le balayage 10 fois.
- ★ OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES pour tous usages scientifiques et industriels.
- ★ TUBES CATHODIQUES DE PRÉCISION



ALLEN B. DUMONT Lab. U.S.A.
AGENT GÉNÉRAL FRANCE & U. F.



TUBES PHOTO-MULTIPLICATEURS

LOUPE GROSSISSANTE



ETS RADIOPHON

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

RAYTHEON

Transistors	Tubes régulateurs de tension
Subminiatures	Tubes renforcés
Magnétrons	Tubes Geiger-Mueller
Klystrons	Tubes d'émission
Redresseurs	Tubes spéciaux

AGENT GÉNÉRAL FRANCE & U. F.

ETS RADIOPHON

50 FG POISSONNIÈRE - PARIS - PRO. 52-03

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

SUR UNE NOUVELLE MÉTHODE POUR DÉTERMINER LE FACTEUR DE QUALITÉ « Q » DES CRISTAUX PIÉZOÉLECTRIQUES

PAR

H. MAYER

*Institut de Physique
de l'Université de Sarrebruck*

Introduction.

L'emploi de la modulation de fréquence pour étudier différents problèmes devient de plus en plus fréquent. Nous l'avons utilisé, comme nous l'avons indiqué dans une autre publication, (1) pour l'étude des cristaux piézoélectriques. Dans cette publication nous avons donné les résultats expérimentaux qu'on obtient en excitant un quartz piézoélectrique par un générateur dont la fréquence varie linéairement par rapport au temps. Quand on fait la théorie de ce phénomène (2), on aboutit à des équations différentielles compliquées dont on n'arrive pas à tirer le Q du cristal, ce qui est notre but essentiel. On pourrait tourner les difficultés par des graphiques, eux aussi difficiles à obtenir, mais ce ne seraient que des approximations. Ceci change complètement lorsqu'on applique à la place de la modulation linéaire de fréquence (produite par un générateur en dent de scie) une modulation de fréquence brusque selon l'échelon unité de Heaviside.

On sait qu'en général le régime transitoire révèle plus aisément la nature physique des phénomènes que le régime stationnaire (3) et que l'analyse des phénomènes transitoires à l'aide de la fonction rampe est plus compliquée qu'à l'aide de l'échelon unité (4).

Le changement brusque de fréquence a des applications techniques importantes dans la télégraphie, dans la transmission de la télévision par relais etc. C'est pourquoi la modulation brusque de la de fréquence produite par l'échelon unité de Heaviside a été étudiée récemment dans deux publications (5, 6), dont la dernière surtout nous a été utile.

Comme il s'agit de l'échelon unité, il est normal d'appliquer à ce genre de problèmes le calcul opérationnel, ce que font les auteurs des deux articles cités plus haut.

Partie expérimentale.

Nous avons utilisé ce genre de modulation de fréquence pour étudier le facteur de qualité Q des cristaux piézoélectriques. Voici le schéma de notre montage (figure 1).

La lampe L_1 , qui représente un générateur Létienne (7), fournit des oscillations HF. Ces oscillations sont modulées en fréquence par une lampe de glissement L_2 dont la grille G_2 est attaquée par un multivibrateur à l'endroit marqué BF . La connexion du déphaseur R_c et de la source de BF à 2 grilles différentes de L_2 pour faire varier la pente de L_2 s'est imposée pour éviter la synchronisation du générateur variable sur la fréquence du cristal piézoélectrique. Elle est aussi nécessaire pour pouvoir arrêter par une capacité élevée la tension continue à la sortie du multivibrateur. L_2 est un étage séparateur constitué par un cathode follower. De là les oscillations modulées en fréquence arrivent à un inverseur de phase L_3 . Entre l'anode et la cathode de L_3 , un potentiomètre reçoit à une extrémité une tension V modulée en fréquence, à l'autre extrémité une tension $-V$, augmentée de la tension due aux oscillations du cristal piézoélectrique quand il vibre. Grâce au réglage du curseur de P et du petit condensateur ajustable A (qui permet de compenser les déphasages indésirables dus aux capacités parasites), il est possible de ne recueillir sur ce curseur et sur la grille de L_3 qu'une tension due aux oscillations du cristal à l'exclusion de toute trace de la tension excitatrice V en l'absence d'oscillation. La lampe L_3 amplificatrice HF est suivie de la lampe L_4 qui comporte une détection diode suivie d'une amplification BF . Le condensateur c et la résistance r de la diode détectrice sont choisis de sorte que l'enveloppe de la courbe HF soit fidèlement reproduite. On observera sur l'anode de L_4 une courbe de même forme que l'enveloppe de la tension HF recueillie sur le curseur de P , mais avec une amplitude beau-

cathode de la lampe L_1 . Le retour de grille est polarisé positivement à l'aide du potentiomètre P relié à la haute tension. En variant ce potentiel grille on arrive à changer la fréquence du multivibrateur dans le rapport 10 à 1. Pour un plus grand changement de fréquence, on change en même temps à l'aide d'un commutateur les deux condensateurs branchés entre la grille et l'anode. C'est aux fréquences basses du multivibrateur (environ 100 Hz) que les images obtenues sur l'écran de l'oscillographe cathodique sont les plus stables. La lampe L_2 a pour but d'écrêter les irrégularités pointues caractéristiques des multivibrateurs et dues surtout à la polarisation positive de la grille au moment où le condensateur se charge. Cet écrêtage est obtenu en polarisant négativement la lampe L_2 qui arrive au cut-off pour les pointes négatives du multivibrateur. La variation d'amplitude des rectangles peut être obtenue par la variation des résistances des cathodes, ou à l'aide du potentiomètre de sortie.

Quelques images, obtenues avec des cristaux piézoélectriques sur l'écran de l'oscillographe cathodique à l'aide de ce montage, sont données figures 4, 4', 5, 6, 7.

La figure 4 représente pour un quartz de 1 MHz l'image de la tension sur le curseur du potentiomètre P lorsqu'on amène la fréquence du générateur variable au voisinage de la fréquence propre du quartz. Le mécanisme de cette interaction ainsi que la méthode employée pour calculer le Q du cristal piézoélectrique à partir de la courbe photographiée seront indiqués plus loin. Pour le quartz en question on obtient : $Q = 12\ 700$.

Le facteur de qualité de ce quartz ainsi que celui des autres cristaux dont nous donnons ici l'image obtenue sur l'écran de l'oscillographe cathodique, ont été déterminés aussi par la méthode de la crevasse. Les deux résultats s'accordent bien.

La figure 4' donne une image relative au même quartz après détection et amplification. On voit que l'allure de l'enveloppe de la courbe est la même qu'en HF . On peut déterminer le Q du quartz à partir de cette courbe aussi bien qu'à partir de la courbe précédente.

Les figures 5 et 6 représentent les images dues à 2 cristaux de quartz de même fréquence (172 kHz) mais de facteurs de surtension différents. Pour la figure 5 on a : $Q = 14\ 800$. Pour la figure 6 : $Q = 3000$.

On voit qu'à des Q différents correspondent des images différentes.

Enfin nous arrivons au cas le plus intéressant. Nous donnons en figure 7 l'image obtenue avec un cristal de sel de Seignette. $Q = 1\ 600$. Cette image a été photographiée après détection et amplification à la sortie de notre montage. Cette fois-ci nous avons pris l'image après détection parce que son amplitude était trop faible en haute fréquence (une plus grande amplification en haute fréquence amplifierait en même temps les 50 périodes et l'on n'arriverait pas à avoir une image nette). Mais ce qui est plus intéressant pour cette dernière image, c'est que nous l'avons obtenue non pas à partir d'un

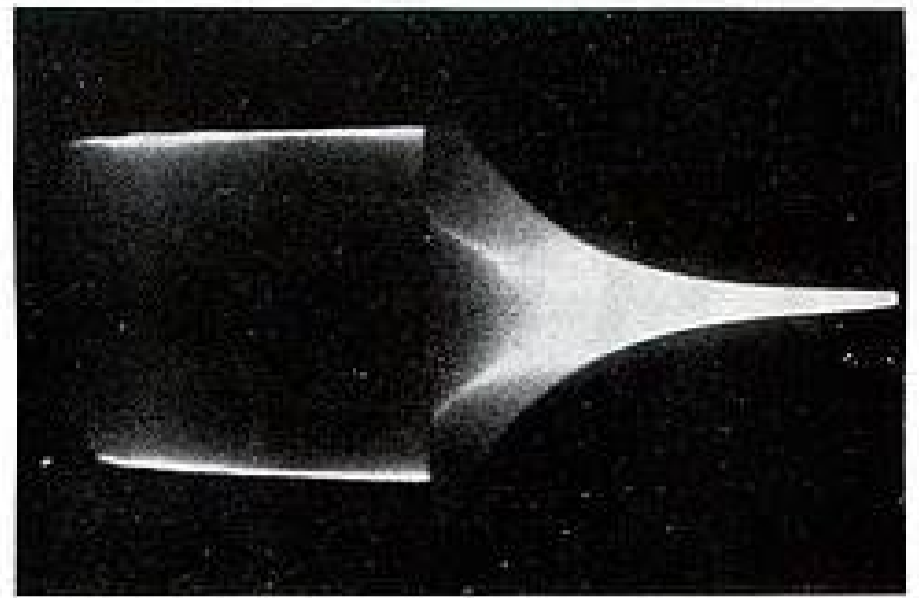


FIG. 4

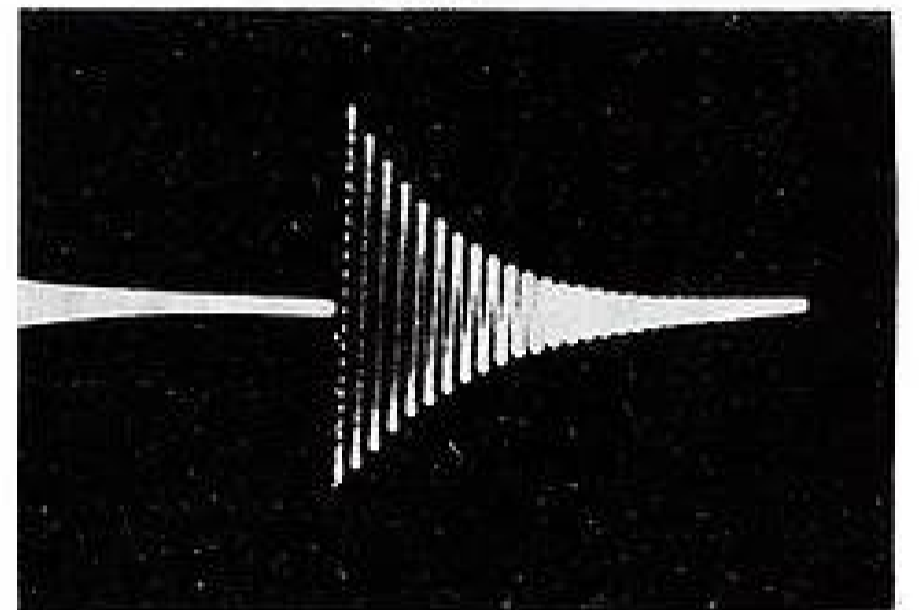


FIG. 4'

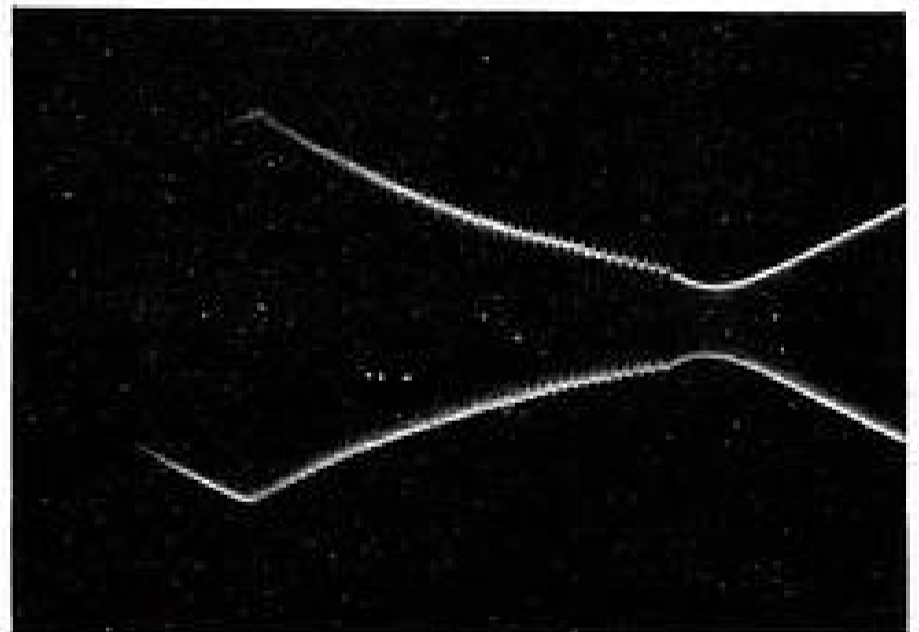


FIG. 5

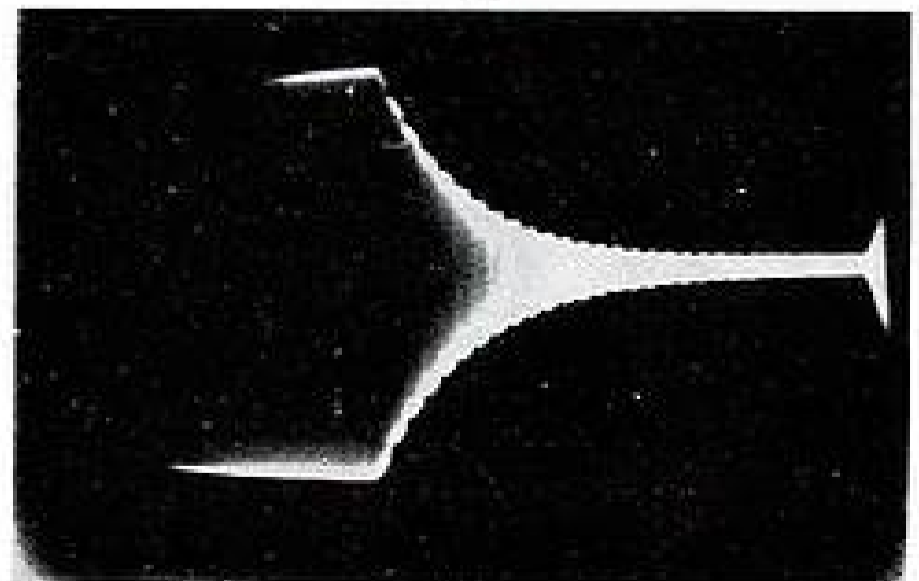


FIG. 6

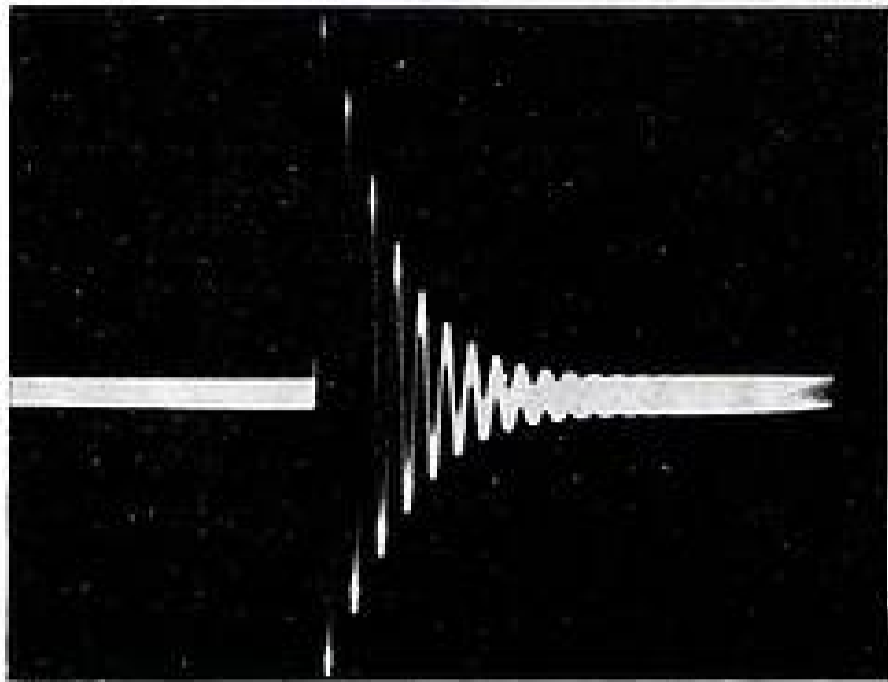


FIG. 7

crystal bien taillé, mais à partir d'un petit grain d'une forme quelconque. Dans ce but nous introduisons quelques dizaines de grains entre les plaques d'un condensateur plan qui se trouve dans une enceinte où l'on peut faire un vide d'environ 0,1 mm Hg. Ces grains sont de différentes dimensions et de l'ordre de grandeur de 1 mm. Lorsqu'on branche à la place du quartz le condensateur qui contient les grains et lorsqu'on change doucement la fréquence du générateur, on arrive après quelques essais à avoir une image comme celle de la figure 7. En effet quand on rapproche la fréquence du générateur de la fréquence propre d'un grain, celui-ci se met à vibrer sous l'action du générateur et donne naissance à l'image obtenue.

Pour bien comprendre les phénomènes observés nous allons en faire succinctement la théorie, théorie qui rend parfaitement compte des courbes obtenues et fournit aussi les formules pour calculer le *Q* des cristaux piézoélectriques, ce qui nous intéresse surtout.

Théorie des phénomènes observés.

Quand on module par un échelon unité à l'instant $t = 0$ la fréquence d'une tension sinusoïdale, on peut ramener le phénomène à une variation brusque d'amplitude.

Soit en effet ω_1 la pulsation de notre tension sinusoïdale quand t est négatif et ω_2 sa pulsation quand t est positif. Prenons l'amplitude de la tension sinusoïdale égale à l'unité de tension. Pour des raisons de continuité, il faut admettre que la phase reste la même pendant le changement d'amplitude. Nous pouvons la considérer égale à zéro.

Comme déjà dit plus haut nous considérons le changement brusque de fréquence comme une modulation d'amplitude. Nous pouvons donc écrire :

$$V_1 = e^{j\omega_1 t} + 1(t) [e^{j\omega_2 t} - e^{j\omega_1 t}] \quad (1)$$

où le premier terme du membre de droite représente le régime permanent. Le second terme du même

membre représente le changement d'amplitude dû à l'application de l'échelon unité où :

$$\begin{aligned} 1(t) &= 0 && \text{pour } t < 0 \\ 1(t) &= 1 && \text{pour } t \geq 0 \end{aligned}$$

Ce qui nous intéresse, c'est le régime transitoire. Nous allons étudier ce régime à l'aide de la transformation de Laplace.

Formons la transformée de Laplace du second terme du deuxième membre de l'équation (1). On sait d'après la théorie de Laplace (*) que la transformée de cette expression est :

$$\mathcal{L} \left\{ 1(t) [e^{j\omega_2 t} - e^{j\omega_1 t}] \right\} = \frac{1}{p - j\omega_2} - \frac{1}{p - j\omega_1} = f(p) \quad (2)$$

Lorsqu'on applique $f(p)$ à un système linéaire dont la fonction de transfert est $g(p)$, on obtient la réponse $R(p)$ de ce système linéaire d'après la relation :

$$R(p) = g(p) f(p) \quad (3)$$

Pour trouver la réponse de notre cristal piézoélectrique à la fonction $f(p)$ nous avons donc besoin de la fonction de transfert $g(p)$.

Pour trouver cette fonction de transfert sous une forme commode, nous simplifions le plus possible le schéma de notre cristal piézoélectrique.

Comme c'est la tension du cristal piézoélectrique qui agit pour produire l'image sur l'écran de l'oscillographe cathodique, nous pouvons schématiser notre cristal piézoélectrique par un circuit oscillant parallèle. Nous avons donc le schéma suivant : (figure 8).

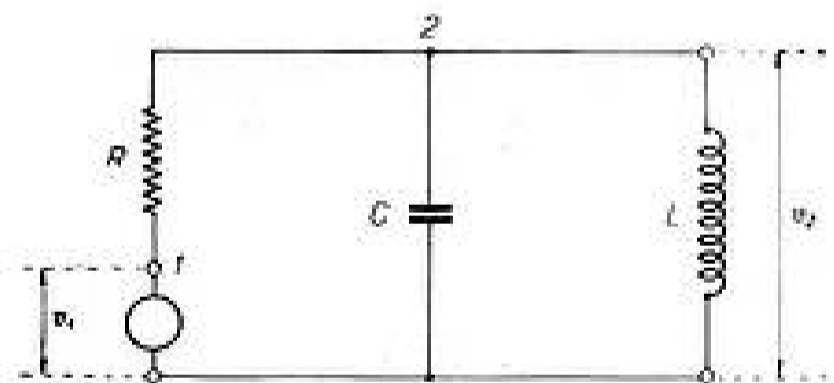


FIG. 8

où R représente toutes les pertes branchées parallèlement sur le circuit oscillant. En y appliquant l'analyse nodale (**) avec les intensités I_1 et I_2 appliquées aux points 1 et 2 on obtient :

$$[v_1 - v_2] \frac{1}{R} = |I_1|$$

$$[v_1 - v_2] \frac{1}{R} + [v_1] pC + [v_2] \frac{1}{pL} = |I_2|$$

d'où

$$g(p) = \frac{p^2 CLR + pL + R}{pL}$$

En divisant le numérateur et le dénominateur par LRC et en posant :

$$\omega_0 \# \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

où ω_0 représente la fréquence de résonance du cristal piézoélectrique et

$$\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{\omega_0}{2RC\omega_0} = \frac{\omega_0}{2Rf\omega_0 L} = \pi \frac{f_0}{Q} = \pi B$$

où B est la largeur de bande du circuit oscillant qui représente le cristal piézoélectrique, on obtient :

$$g(p) = \frac{2\alpha p}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2} \quad (4)$$

Nous pourrions porter cette valeur de $g(p)$ dans l'équation (3) pour trouver la tension de sortie, mais l'expression obtenue est trop compliquée pour pouvoir être utilisée au calcul du Q d'un cristal piézoélectrique. C'est pourquoi en admettant certaines approximations admissibles en général (11) on obtient :

$$g(p) = \frac{\alpha}{p + \alpha - j\omega_0} \quad (5)$$

Pour calculer la réponse $R(p)$ nous multiplions (5) par (2).

$$R(p) = \frac{\alpha}{p + \alpha - j\omega_0} \left[\frac{1}{p - j\omega_2} - \frac{1}{p - j\omega_1} \right]$$

$$R(p) = \alpha \left[\frac{1}{(p - j\omega_2)(p + \alpha - j\omega_0)} - \frac{1}{(p - j\omega_1)(p + \alpha - j\omega_0)} \right]$$

A l'aide d'un tableau des transformations de Laplace (12) nous trouvons pour cette dernière expression la suivante, transformée inverse de Laplace :

$$R(t) = \alpha \left[\frac{e^{j\omega_2 t} - e^{j(\omega_0 - \alpha)t}}{\alpha - j(\omega_0 - \omega_2)} - \frac{e^{j\omega_1 t} - e^{j(\omega_0 - \alpha)t}}{\alpha - j(\omega_0 - \omega_1)} \right]$$

Pour simplifier cette expression, nous introduisons les notations suivantes :

$$\frac{\omega_1 - \omega_0}{\alpha} = x_1 \quad \frac{\omega_2 - \omega_0}{\alpha} = x_2 \quad \alpha t = \tau$$

On obtient alors :

$$R(t) = \left[\frac{e^{j\omega_2 t} - e^{j(\omega_0 - \alpha)t}}{1 + jx_2} - \frac{e^{j\omega_1 t} - e^{j(\omega_0 - \alpha)t}}{1 + jx_1} \right] e^{-\tau}$$

En multipliant les numérateurs par $e^{-j\omega_0 t}$ et en

multipliant toute la parenthèse par $e^{j\omega_0 t}$ on obtient enfin :

$$R(t) = e^{j\omega_0 t} \left[\frac{e^{jx_2 \tau}}{1 + jx_2} + e^{-\tau} \left(\frac{1}{1 + jx_1} - \frac{1}{1 + jx_2} \right) - \frac{e^{jx_1 \tau}}{1 + jx_1} \right] \quad (6)$$

Pour obtenir la tension de sortie V_1 nous ajoutons à l'expression (6), qui représente le régime transitoire, la partie stationnaire. Celle-ci est donnée par le premier terme du second membre de l'équation (1). On a donc :

$$V_1 = e^{j\omega_0 t} \left[\frac{e^{jx_2 \tau}}{1 + jx_2} + e^{-\tau} \left(\frac{1}{1 + jx_2} - \frac{1}{1 + jx_1} \right) - \frac{e^{jx_1 \tau}}{1 + jx_1} + e^{jx_1 \tau} \right] \quad (7)$$

En négligeant le dernier terme du second membre de (7) comme étant purement imaginaire, et en introduisant la tension de sortie réduite E donnée par :

$$E = V_1 e^{-j\omega_0 t}$$

on obtient enfin :

$$E = \frac{1}{1 + jx_2} e^{jx_2 \tau} + \left(\frac{1}{1 + jx_1} - \frac{1}{1 + jx_2} \right) e^{-\tau} \quad (8)$$

Nous allons appliquer l'équation (8). Nous étudierons à partir de cette équation la variation d'amplitude en fonction du temps, en vue de son utilisation pour calculer le Q d'un cristal piézoélectrique.

Pour étudier la variation d'amplitude nous transformons de la manière suivante l'équation (8).

A l'aide de la formule d'Euler nous obtenons :

$$E = \frac{\cos x_2 \tau - x_1 \sin x_2 \tau + j[(x_2 - x_1)e^{-\tau} + x_1 \cos x_2 \tau + \sin x_2 \tau]}{(1 + jx_1)(1 + jx_2)} \quad (9)$$

d'où l'on obtient pour l'amplitude la valeur :

$$E = \frac{1}{\sqrt{(1 + x_1^2)(1 + x_2^2)}} \sqrt{1 + x_1^2 + (x_2 - x_1)^2 e^{-2\tau} + 2(x_2 - x_1)(x_1 \cos x_2 \tau + \sin x_2 \tau) e^{-\tau}} \quad (10)$$

La forme de l'image obtenue sur l'écran de l'oscillographe cathodique varie beaucoup suivant la position des fréquences f_1 et f_2 par rapport à la fréquence propre f_0 du cristal de quartz ou d'un autre cristal piézoélectrique.

On se rappelle que ω_0 est la pulsation du quartz, ω_1 la pulsation de notre générateur HF au moment où l'on applique l'échelon unité ($t = 0_-$), ω_2 la pulsation du générateur aussitôt après l'application de l'échelon unité ($t = 0_+$).

Comme nous pouvons varier la fréquence de notre générateur, nous pouvons faire coïncider avec la pulsation ω_0 du quartz soit ω_1 , soit ω_2 . Nous pouvons aussi changer la fréquence de notre générateur de sorte que la pulsation ω_0 du quartz soit exactement au milieu de ω_1 et ω_2 ($2 \omega_0 = \omega_1 + \omega_2$).

Nous distinguerons donc pour simplifier l'étude de la variation d'amplitude donnée par l'équation (10) les 3 cas particuliers suivants :

1° nous faisons coïncider ω_0 avec ω_1 , donc $x_1 = 0$. Nous avons alors le schéma figure 9a.

2° nous faisons coïncider ω_0 avec ω_2 , donc $x_2 = 0$ (figure 9b).

3° enfin nous faisons, figure 9c, coïncider ω_0 avec la fréquence située au milieu entre ω_1 et ω_2 . Donc $\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ et $x_1 = -x_2$. Nous avons donc les schémas suivants :



FIG. 9

Premier cas.

Le cas représenté en figure 9a nous donne tout de suite la possibilité de calculer le Q d'un cristal piézoélectrique. Comme c'est le cas le plus important, c'est le seul que nous voulons traiter ici.

Pour l'étudier nous faisons dans l'équation (10) $x_1 = 0$ et, comme il ne reste que x_2 seul nous le nommerons x . On obtient :

$$|E| = \sqrt{\frac{1 + 2x e^{-\tau} \sin x \tau + x^2 e^{-2\tau}}{1 + x^2}} \quad (11)$$

Pour étudier l'enveloppe de cette courbe, nous observerons qu'on obtient sous la racine un carré pour le numérateur parfait, à savoir :

$$E = \frac{1 \pm x e^{-\tau}}{\sqrt{1 + x^2}} \quad (12)$$

si l'on a : $\sin x \tau = \pm 1 \quad (13)$

donc : $x = (2k + 1) \frac{\pi}{2}$ avec $k = 0, 1, 2, 3$.

Comme le terme de l'équation (11) qui contient le sinus représente la partie ondulante de l'enveloppe de la courbe, l'équation (12) va représenter les minimas et les maximas relatifs de cette enveloppe. De l'équation (12) résulte qu'un minimum de E est nul quand $\tau = \text{Log } x$.

La ligne moyenne passant à mi-chemin entre les maximas et les minimas correspond à :

$$\sin x \tau = 0 \quad (14)$$

C'est sur la ligne des crêtes :

$$E_m = \pm \frac{1 + x e^{-\tau}}{\sqrt{1 + x^2}} \quad (15)$$

obtenue en choisissant dans (12) le signe +, que nous voulons insister. En effet c'est elle que nous utilisons pour nos mesures de Q parce qu'elle est bien visible sur les clichés (voir par exemple figure 4).

Pour $\tau = 0$

$$E = \pm \frac{1 + x}{\sqrt{1 + x^2}} \neq 1$$

car $x \gg 1$

Pour $\tau = \infty$

$$E = \pm \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \neq 0$$

car $x \gg 1$

Comme $x = \frac{\omega_2 - \omega_0}{\alpha}$

et $\alpha = \pi f_0 / Q$

on voit que cette courbe va se rapprocher d'autant plus de l'axe $O\tau$ que la pulsation ω_0 du cristal piézoélectrique et que son Q vont être plus grands. Il en résulte que pour le même saut de fréquence et que pour des valeurs élevées de τ , la ligne des crêtes va se rapprocher d'autant plus de l'axe $O\tau$ que le Q du cristal est plus grand.

La courbe a la forme indiquée figure 10.

On obtient facilement sur l'écran de l'oscillographe cathodique ce genre de courbe avec la tension prise sur le curseur du potentiomètre P. Il suffit d'équilibrer les deux tensions qui proviennent de l'inverseur de phase (réglage du curseur P et de la capacité variable A).

Le calcul de Q se fait à partir de cette courbe de la manière suivante :

La dérivée logarithmique est à l'origine des temps :

$$\frac{d E_{max}}{E d \tau} = \frac{-x e^{-\tau}}{1 + x e^{-\tau}} = \frac{-x}{1 + x} \quad (16)$$

comme $x \gg 1$ sa valeur

est sensiblement -1 .

Revenons aux variables ω et t :

$$\frac{dE}{E dt} = \frac{dE}{E d\tau} \cdot \frac{d\tau}{dt} = \pi B (-1) = -\pi B = -\pi f_0 / Q \quad (17)$$

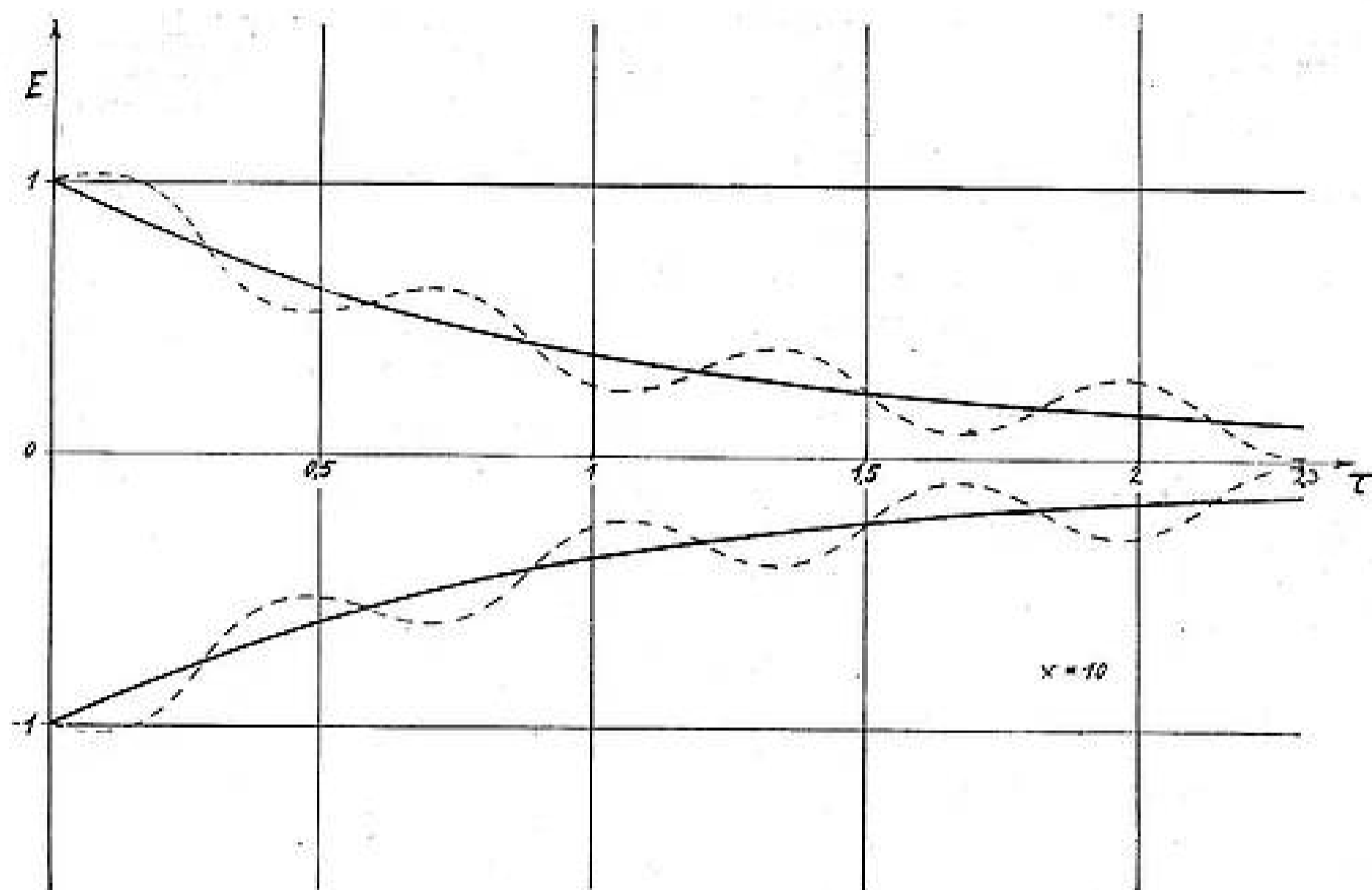


FIG. 10

Nous avons donc :

$$Q = \frac{-\pi f_0}{\left(\frac{dE_m}{E_m dt}\right)_{t=0}} \quad (18)$$

Pour calculer Q , on a donc besoin de la fréquence f_0 qui est la fréquence de résonance propre du cristal piézoélectrique et de la tangente à l'origine dE_m/dt . La fréquence f_0 est sensiblement la même que la fréquence du générateur. Celui-ci étant étalonné en fréquences on peut lire directement sur son cadran la fréquence f_0 . Le fait qu'intervient non la variation de E_m , mais la variation relative $\frac{dE_m}{E_m}$, est d'autant plus agréable que nous ne sommes pas obligés de mesurer la tension en valeur absolue.

Enfin nous voulons montrer comment on peut déterminer d'une manière simple, à partir d'une courbe photographiée, le rapport $dE_m/E_m dt$ qui sert à calculer le Q .

Nous procédons de la manière suivante : nous traçons sur la courbe photographiée la tangente à l'origine. Soit T cette tangente (figure 11). Soit s le segment de droite compris entre l'origine et l'intersection de la tangente avec l'axe des temps Ol . On a alors :

$$\lg \alpha = \frac{dE_m}{dt} = \frac{E_m}{s} \quad (19)$$

et

$$\frac{dE_m}{E_m dt} = \frac{1}{s}$$

Mesurer le rapport $dE/E dt$ revient donc à mesurer le segment s en unités de temps. Pour mesurer ce segment de la manière la plus simple, on peut envoyer sur le deuxième canal de l'oscillographe cathodique une tension sinusoïdale de fréquence connue (de l'ordre de grandeur de 1 kHz), donnée par un générateur BF .

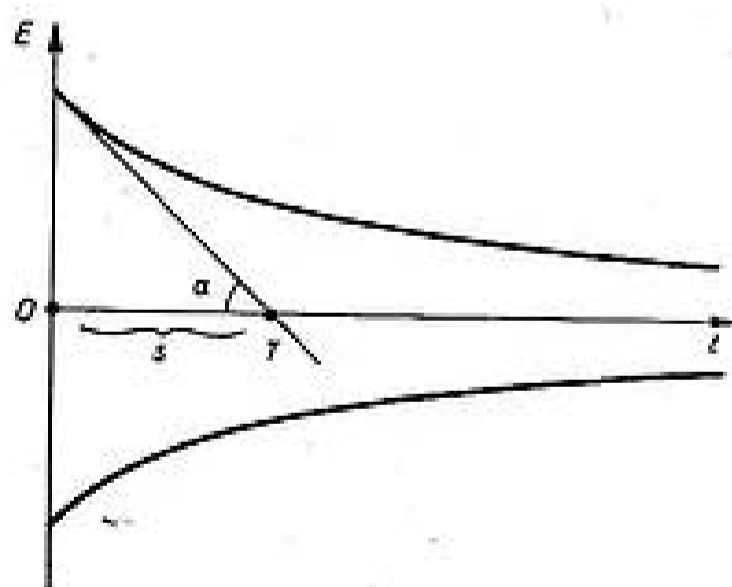


FIG. 11

Il suffit donc de tracer la tangente à l'origine de l'image photographiée et de compter le nombre de périodes entre l'origine et l'intersection de cette tangente avec l'axe de temps Ol . Comme chaque période représente un n -millième de seconde, où n désigne le nombre de kilohertz de la sinusoïde

de basse fréquence, nous aurons l'équation suivante pour calculer Q :

$$Q = \frac{\pi \cdot f_0 \cdot s}{n \cdot 1000} \quad (20)$$

On voit donc que pour calculer Q il suffit de mesurer la fréquence propre du cristal piézoélectrique qu'on lit sur l'échelle du générateur variable, et le segment s en unités de temps.

Lorsqu'on n'arrive pas à tracer directement avec assez de précision la tangente à l'origine, surtout quand on utilise une courbe obtenue après détection, nous procédons de la manière suivante : En portant les logarithmes des ordonnées au lieu des ordonnées elles-mêmes, nous obtenons une droite qui a la même direction que la tangente cherchée. C'est ainsi que nous avons procédé pour tracer la tangente à l'origine.

On pourrait se demander si l'inverseur de phase et le potentiomètre P n'amortissent pas le cristal piézoélectrique.

L'expérience montre que la résistance du potentiomètre P a une influence négligeable. La résistance d'anode de l'inverseur de phase, telle que nous l'avons choisie, influe un peu sur la valeur mesurée de Q , mais il est très facile de faire la correction nécessaire en traçant la droite (Q, δ) où δ est la conductibilité de la résistance de charge de l'inverseur de phase.

Résumé.

En résumé nous pouvons dire que la méthode indiquée plus haut donne la possibilité de déterminer

le facteur de qualité Q des cristaux piézoélectriques à l'aide d'une photographie prise sur l'écran de l'oscillographe cathodique. La méthode est simple et intuitive. Elle peut évidemment être utilisée aussi pour déterminer le Q d'un quartz. Mais l'intérêt de la méthode consiste surtout dans le fait qu'on peut déterminer le Q d'un cristal piézoélectrique à partir de quelques grains faciles à obtenir. Ceci évite la nécessité d'élever de gros cristaux ainsi que leur coupe, manipulations assez délicates à effectuer.

Je tiens à remercier Monsieur R. GUILLIEN, directeur de l'Institut de Physique de l'Université de la Sarre, pour l'aide qu'il m'a donné pour vaincre surtout certaines difficultés théoriques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. MAYER. — *Jour. de Phys. Rad., Phys. appl. Suppl. N° 1*, t. 15, Janv. 1954, pp. 8A-11A.
- [2] GUNNAR HÖR. — *J. appl. Physics*, 19, 1948, 242-251.
- [3] N.A. TOLSTOI et P.P. PROFILOW. — *Abhandl. d. russ. Phys. Folio III*, 1953, p. 43.
- [4] S.A. SCHERKUNOFF. — *Electromagnetic waves*, Van Nostrand Comp. 1943, pp. 32-33.
- [5] I. GUMOVSKI. — *Proc. I.R.E.*, 42, 1954, 5, pp. 819-22.
- [6] R.E. Mc COY. — *Proc. I.R.E.*, 42, 1954, n° 3, pp. 574-79.
- [7] R. LÉTIENNE. — *C.R. Acad. Sc.*, 227, 1948, 506.
- [8] F.E. TERMAN. — *Radio Eng. Handbook*, p. 971, Van Nostrand Comp. New-York, 1940.
- [9] M.F. GARDNER et J.L. BARNES. — *Transients in Linear Systems*, John Wiley & Sons, New-York, 1942, pp. 245, etc., et p. 338.
- [10] H.W. BODE. — *Network analysis and feedback amplifier design*, Van Nostrand Comp. New-York, 1945, p. 11, etc.
- [11] R. GUILLIEN. — *Electronique*, Presses Universitaires de France, Paris 1954, vol. I, p. 25.

A TOUS LES BUREAUX D'ÉTUDES...

Tous les calculs,
UNE SEULE MACHINE
le CALCULATEUR
ANALOGIQUE
Universel
"DJINN"



AVIATION - AUTOMOBILE
BALISTIQUE
CONSTRUCTION NAVALE
ELECTRONIQUE
ENERGIE ATOMIQUE
GEOLOGIE
SCIENCES ECONOMIQUES
TRAVAUX PUBLICS

LABORATOIRES R. DERVEAUX



6, RUE JULES SIMON — BOULOGNE-SUR-SEINE — TÉLÉPHONE : MOLITOR 37-00