L'ONDE ÉLECTRIQUE

36e ANNÉE - N° 347
FÉVRIER 1956
PRIX : 300 FRANCS

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

NOUVEAUX EQUIPEMENTS DE TELEVISION INDUSTRIELLE DES LABORATOIRES R. DERVEAUX

•

DANS CE NUMERO

Le stabilidyne, H. COLAS — Etats d'équilibre d'un basculeur bistable, M. BATAILLE — Cavités sphériques découplées, G. BOUDOURIS — Intégration des équations de Maxwell pour le vide, R. VALLÉE — La Télévision en couleur, H. ANGLÉS d'AURIAC — Télévision en

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

Vol. XXXVI **FÉVRIER 1956** **N° 347**

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

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Le Stabilidyne	M. Colas	83
Étude des états d'équilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable	M. Bataille	94
Cavités sphériques découpées	G. Boudouris	104
Méthode d'intégration des équations de Maxwell dans le cas du vide	R. Vallée	122
La télévision en couleur	H. Anglès d'Auriac	134
La télévision en couleur aux U. S. A.	C. G. Mayer	145
La Vie de la Société		152

Sur notre couverture :

Les nouveaux équipements de télévision industrielle des Laboratoires R. Derveaux, 6, rue Jules-Simon, Boulogne-sur-Seine, Paris. — Tél. : MOLitor 35-00.

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

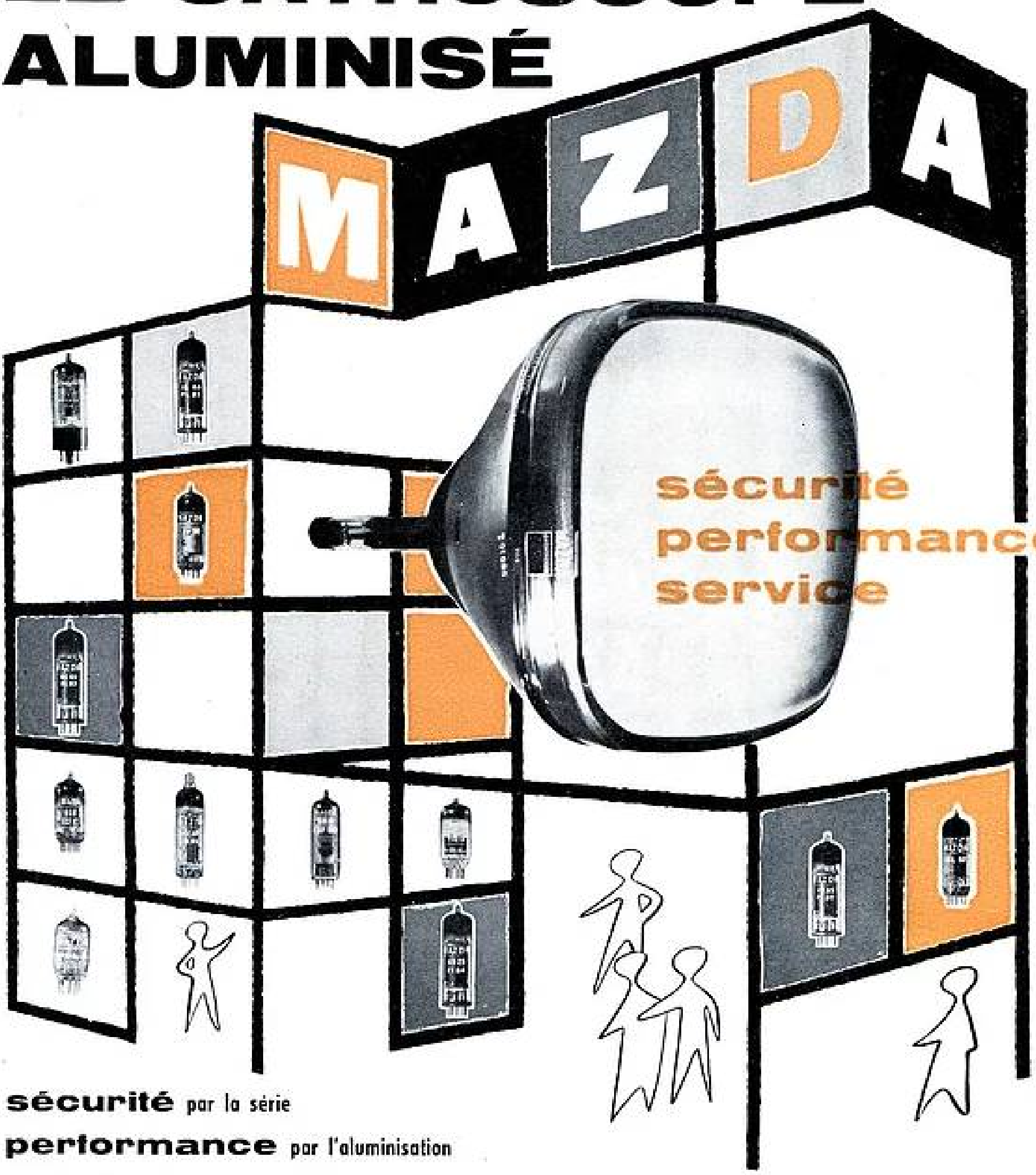
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

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

au salon de la pièce détachée

LE CATHOSCOPE ALUMINISÉ

MAZDA



sécurité
performance
service

sécurité par la série
performance par l'aluminisation
service par la distribution

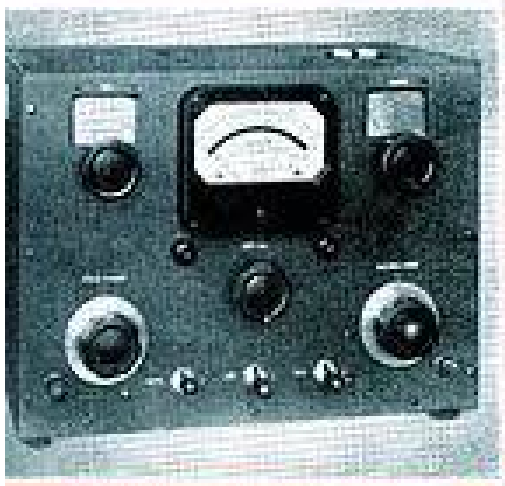
MAZDA
COMPAGNIE DES LAMPES : 29 rue de Lisbonne, Paris 8e - Tél. LAB. 72-60

BOONTON RADIO Corporation

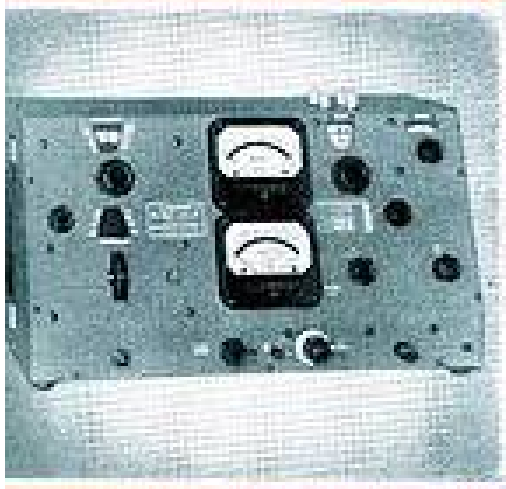
BOONTON · N·J· U·S·A

APPAREILS ÉLECTRONIQUES DE PRÉCISION

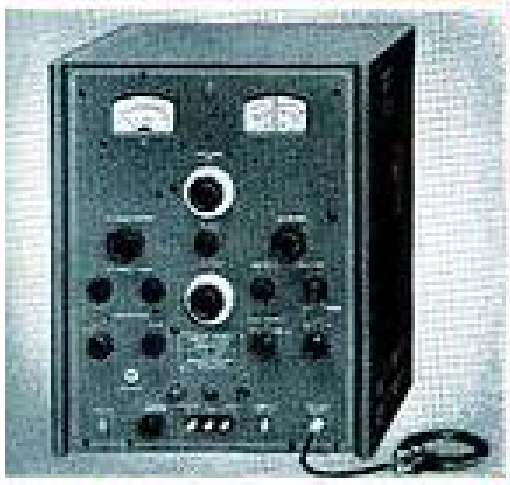
1° **RX-Mètre** : Pont à large bande pour HF, permettant les mesures d'impédance des dipoles.
2° **Q-Mètres** : Pour les fréquences basses, moyennes et hautes et très hautes.
3° **UNIVERTERS** : Convertisseurs pour fréquences basses, moyennes et hautes.
4° **Générateurs de signaux** : A modulation d'amplitude et modulation de fréquence pour aides à la navigation, pour équipement mobile et récepteur de télévision. Balayage à large bande de précision avec marqueurs.
5° **Calibrateur HF** : Tension HF de référence pour des niveaux de l'ordre du microvolt et couvrant une gamme de fréquence étendue.



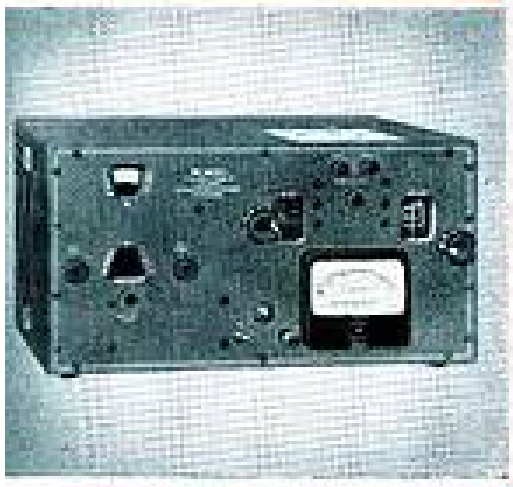
Q METER TYPE 160 - A



Q METER TYPE 260 - A

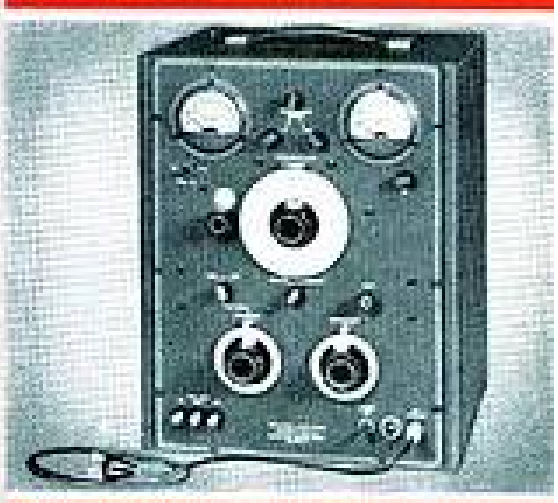


SWEEP SIGNAL GENERATOR TYPE 240 - A

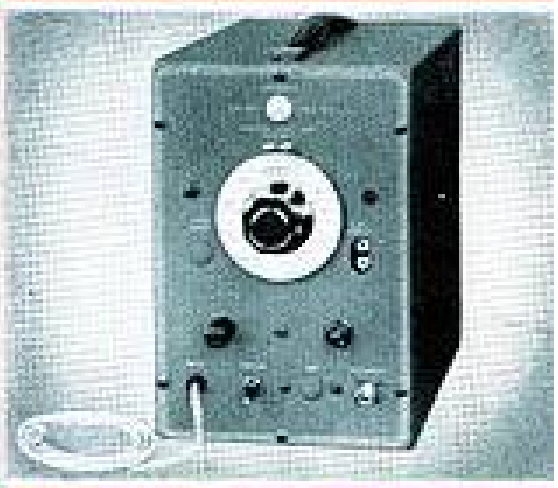


RX - METER TYPE 250 - A

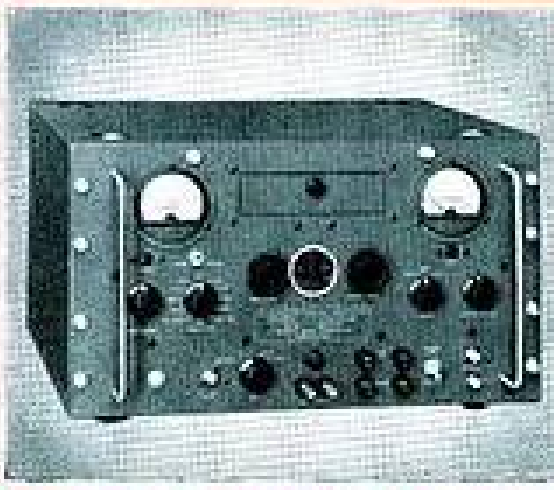
R.F. VOLTAGE STANDARD TYPE 245 - A



SIGNAL GENERATOR TYPE 202 B



UNIVERTER TYPE E 81 - A



GLIDE SLOPE SIGNAL GENERATOR TYPE 233 - A

Q-METRES

Type	Fréquence	Q	Capacité d'accord	Précision Q
160-A 190-A	50 Kc à 50 Mc 20 Mc à 260 Mc	10 à 625 5 à 1.200	30-450 µµF 7,5 à 100 µµF	5 % à 30 Mc 7 % à 100 Mc

GENERATEURS A MODULATION DE FREQUENCE ET MODULATION D'AMPLITUDE

Type	Fréquence	Tensions de sortie	Modulation en fréqu.	Modulation en ampli.	Applications
202-B 202-C 202-D	54-216 Mc 54-216 Mc 175-250 Mc	0,1 à 200.000 µv 0,1 à 200.000 µv 0,1 à 200.000 µv	0-240 Kc 0-240 Kc 0-240 Kc	0-50 % 0-50 % 0-100 %	Générale pour Equipem. mobile pour Telemesure

GENERATEUR A BALAYAGE DE FREQUENCE

Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation en fréqu.	Modulation en ampli.	Marqueurs
240-A	4,5 à 120 Mc	1,0 à 300.000 µv	± 1 % à ± 30 % de la frequ. centrale	30 %	Quartz et impulsion

GENERATEUR DE SIGNAUX (OMNI-RANGE) (PILOTE PAR QUARTZ)

Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation	Application
233-A	108-140 Mc	0,1 à 200.000 µv	0-100 % AM	Récepteurs

GENERATEUR DE SIGNAUX D'AIDE A LA NAVIGATION « GLIDE SLOPE »

Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation	Application
233-A	329-335 Mc	1,0 à 200.000 µv	0-100 % AM	Récepteurs « Glide Slope »

RX-Metre - APPAREIL DE MESURE D'IMPEDANCE A LARGE BANDE

Type	Fréquence	Gamme : R	Gamme : C	Gamme : L
250-A	0,5 à 250 Mc	15 à 100.000 Ω	0-20 µµF 0-120 µµF	0,008 µh - 100 mh

CALIBRATEUR HF

Type	Fréquence	Tension d'étalonnage	Impédance de sortie	Application
245-A	0,1 à 1,000 Mc	0,5-1,0-2,0 µv	50 ohms	Etalonnage des générateurs HF

UNIVERTERS

Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation en fréqu.	Modulation en ampli.	Accessoires pour
207-A 207-B 203-B	0,1 à 55 Mc 0,1 à 55 Mc 0,1 à 25 Mc	0,1 à 100.000 µv 0,1 à 100.000 µv 1,0 à 100.000 µv	0-240 Kc 0-250 Kc 1,5 à 30 Mc	0-50 % 0-50 % 30 %	202-B et 202-C 202-D 240-A

AGENT EXCLUSIF FRANCE et U.F.

ETS RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIERE — PARIS (10e) ★ + PRO. 52-03, 04

3 nouvelles séries de

TRANSFORMATEURS

BLOCS ÉTANCHES EN
"ARALDITE"
SUPPRESSION DES BOITIERS
ET DES FUITES

TRANSFORMATEURS
SUR CIRCUITS
A GRAINS ORIENTÉS
"C. CORE"

TRANSFORMATEURS
MINIATURES
POUR TRANSISTRONS

LIE

LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ELECTRICITÉ

41, RUE ÉMILE-ZOLA - MONTREUIL-/S-BOIS - AVRON 39-20+

MATÉRIEL DE QUALITÉ

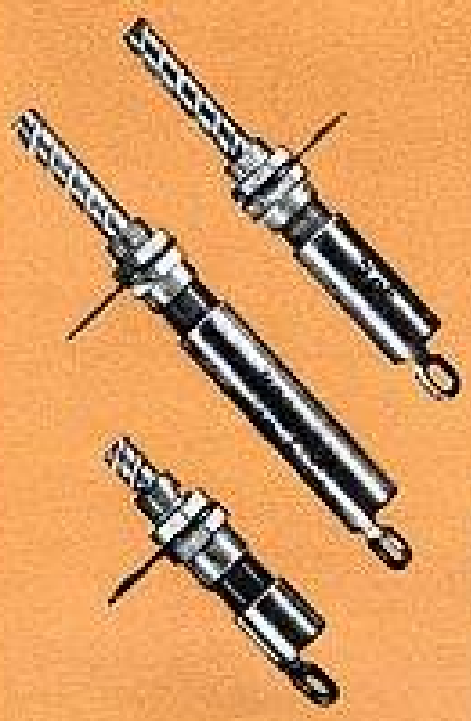
L'ACCROISSEMENT DE NOTRE PRODUCTION A PERMIS UNE DIMINUTION DE NOS PRIX

(NOUVEAU TARIF SUR DEMANDE)

PUB GEAD AVRON

Transco a fait triompher la CÉRAMIQUE

PRÉCISION DE RÉGLAGE
STABILITÉ
DIMENSIONS MINIATURES

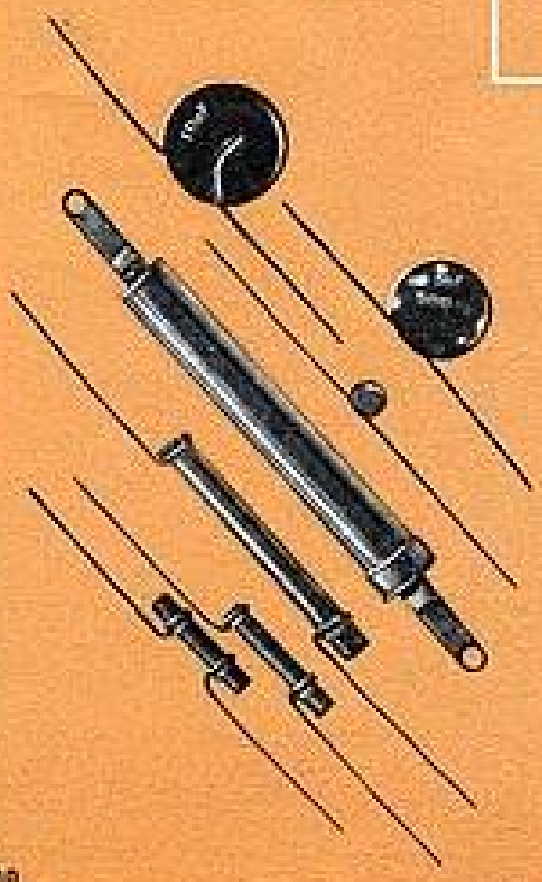


CONDENSATEURS AJUSTABLES TUBULAIRES CÉRAMIQUE

TYPE	Cr pF	Cu pF
82.081 / 2E5	0,65	2,5
82.081 / 5E	0,75	5
82.081 / 10E	1	10

température d'emploi = – 40° à + 85°C
tension de service = 800 V max.
coeffi[t] de température = 1,5 à 4.10^{-4}

Faible perte - Faible self induction
Facilité de réglage - Poids : 3 à 6 gr.
Qualité tropicale



CONDENSATEURS FIXES CÉRAMIQUE

CIRCUITS 1,5 à 820 pF (± 2 % à ± 20 %)
tension de service = 500 Vcc
tg δ ≤ 10.10^{-3}

DÉCOUPLAGE 100 à 50.000 pF (– 20 % à + 50 %)
tension de service = 500 Vcc
tg δ ≤ 20.10^{-3}

99

Cie DES PRODUITS ÉLÉMENTAIRES POUR INDUSTRIES MODERNES
Services Commx et Magasins : 7, Passage Charles Dallery, PARIS-XIe - Vol. 23-09 - Usine à Evreux

LE STABILIDYNE

PAR

Marcel COLAS

Ingénieur Chef de Service
à la Compagnie Générale de T.S.F.

Introduction.

Au fur et à mesure que les lois de la propagation à grande distance des ondes décamétriques étaient mieux connues et que des prévisions de liaison sûre pouvaient être établies avec une meilleure probabilité, l'utilisation de ces ondes a connu un essor prodigieux ; elles ont permis de satisfaire des besoins sans cesse croissants de liaisons à moyenne et grande distance. Cependant, le problème qui consiste à disposer dans cette gamme du nombre maximum de liaisons se pose chaque jour avec plus d'acuité. Sa solution impose de rétrécir la bande de fréquence occupée par chaque émission au minimum compatible avec l'information à transmettre ; elle impose en plus une stabilisation de la fréquence porteuse, tant à l'émission qu'à la réception, d'autant meilleure que la bande de fréquence transmise est plus réduite.

Le problème de la stabilité de fréquence a été résolu par l'utilisation de quartz piézo-électriques, tant à l'émission qu'à la réception. Cette solution, simple pour des liaisons fixes, entraîne cependant des difficultés importantes dès qu'il s'agit de liaisons à caractère temporaire, ce qui est le cas de la plupart des applications militaires dans lesquelles les fréquences ne peuvent être fixées d'avance et doivent être modifiées suivant les nécessités du service, souvent très rapidement. L'utilisation de quartz pour ces fréquences nouvelles pose un problème très important d'approvisionnement de toutes les stations du réseau toujours très éloignées les unes des autres.

Enfin, la surveillance des réseaux ennemis nécessite, outre une variation rigoureusement continue de la fréquence du récepteur, une stabilité très poussée pour permettre l'enregistrement des messages transmis aux fins de déchiffrement ultérieur ainsi qu'une grande précision de lecture permettant de retrouver facilement les émissions déjà repérées.

Ces divers problèmes ont conduit à l'étude et à la réalisation d'un matériel nouveau, le « Stabilidyne » qui, par sa précision et sa stabilité, conserve tous les avantages des quartz en éliminant complètement toutes les servitudes qu'ils imposent.

Evolution des procédés de stabilisation.

Il est connu que, dans un récepteur superhétérodyne du type classique, c'est la fréquence de l'oscillateur local qui détermine la fréquence reçue, celle qui, après transposition, passe dans l'amplificateur moyenne fréquence à bande étroite. Les variations de fréquence de l'oscillateur local, faibles relativement à sa fréquence propre sont importantes relativement à la fréquence de l'amplificateur moyenne fréquence et relativement à la largeur de bande utilisée, quelques centaines de périodes par seconde dans le cas de la télégraphie.

C'est donc la fréquence de l'oscillateur qu'il faut stabiliser par quartz. Divers procédés peuvent être utilisés pour réduire le nombre de quartz nécessaires à la réalisation d'une gamme continue. Tous utilisent un certain nombre de fréquences fixes de l'oscillateur local et un amplificateur moyenne fréquence à fréquence variable qui sert d'interpolateur. Comme il est difficile de réaliser des filtres de bonne qualité à fréquence variable et à largeur de bande constante on utilise de préférence un deuxième changement de fréquence à l'aide d'un second oscillateur local de fréquence variable et d'un amplificateur à fréquence fixe pour laquelle il est facile de réaliser tout filtre de caractéristiques convenables.

Pour créer les fréquences fixes de l'oscillateur local, fréquences régulièrement espacées dans la gamme totale, on peut utiliser, soit un nombre limité de quartz distincts, soit les harmoniques électriques successifs d'un quartz de base ; il devient toutefois nécessaire, dans ce dernier cas, de sélectionner complètement l'harmonique choisi et de l'amplifier suffisamment pour qu'il puisse jouer le rôle d'excitateur dans le mélangeur du récepteur (en général quelques volts sont nécessaires).

Jusqu'au 20e harmonique, une sélection et une amplification suffisante peuvent être obtenues par un nombre acceptable de circuits accordés couplés par lampes pentodes.

On pourrait ainsi couvrir la bande des ondes décamétriques à l'aide d'un quartz de 1 Mc/s et ses 20 premiers harmoniques, l'interpolateur moyenne fréquence couvrant alors une bande continue de 1 Mc/s par exemple de 2 à 3 Mc/s.

Pour améliorer la précision et la stabilité du système on est amené à réduire le plus possible la fréquence de l'interpolateur et, par suite, à réduire la fréquence du quartz de base, ce qui impose l'utilisation d'harmoniques de rang élevé dont la sélection et l'amplification ne pourront plus se faire directement mais pourront être réalisées indirectement à l'aide d'un montage superhétérodyne dont l'amplificateur moyenne fréquence assurera facilement la sélection complète d'un harmonique et son amplification jusqu'au niveau nécessaire. On arrive ainsi au « Stabilidyne » décrit ci-après.

Principe du récepteur stabilidyne (Voir figure 1).

Le montage comprend essentiellement deux récepteurs du type superhétérodyne dont l'oscillateur local haute fréquence H est commun.

L'un des récepteurs assure la sélection et l'amplification des harmoniques d'un oscillateur de base à cristal de quartz après transposition de fréquence dans une bande MF_1 ;

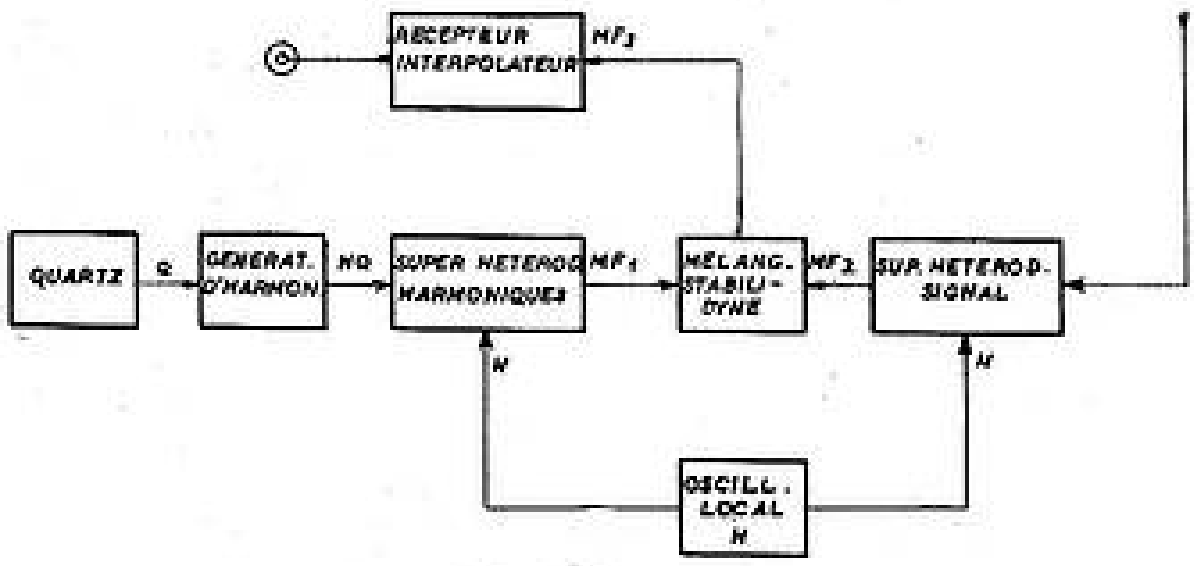


FIG. 1. — Principe du récepteur « Stabilidyne »

L'autre récepteur assure une transposition analogue de la fréquence du signal dans une bande MF_2 voisine de MF_1.

Puis les deux fréquences moyennes excitent un mélangeur « stabilidyne » fournissant à sa sortie une fréquence de composition MF_3.

Deux combinaisons principales peuvent être utilisées :

a) On sélectionne à la sortie du mélangeur la différence des fréquences incidentes. Selon que l'on aura choisi pour l'oscillateur local une fréquence supérieure ou inférieure à la fois au signal et à l'harmonique, on aura, en appelant :

S la fréquence du signal

Q la fréquence du quartz de base

N le rang de l'harmonique

H la fréquence de l'oscillateur local

dans le cas de la fréquence supérieure :

$$MF_1 = H - NQ$$

$$MF_2 = H - S$$

$$MF_3 = MF_1 - MF_2 = (H - NQ) - (H - S) = S - NQ$$

dans le cas de la fréquence inférieure :

$$MF_1 = NQ - H$$

$$MF_2 = S - H$$

$$MF_3 = MF_2 - MF_1 = (S - H) - (NQ - H) = S - NQ$$

b) On sélectionne à la sortie du mélangeur la somme des fréquences incidentes ; la fréquence de l'oscillateur local H doit alors être comprise entre la fréquence du signal et celle de l'harmonique.

Avec les mêmes notations on aura :

$$MF_1 = H - NQ$$

$$MF_2 = S - H$$

$$MF_3 = MF_1 + MF_2 = (H - NQ) + (S - H) = S - NQ$$

Dans les trois cas, la fréquence sélectionnée MF_3 est indépendante de l'oscillateur local H et est la différence entre la fréquence de signal et la fréquence de l'harmonique choisi NQ. Le résultat est le même

que si l'on avait excité un mélangeur HF, d'une part par le signal, d'autre part par l'harmonique NQ convenablement amplifié et sélectionné. Mais ici, la sélection et l'amplification sont réalisées très simplement dans l'amplificateur moyenne fréquence MF_3 et il devient possible d'utiliser des harmoniques de rang très élevé d'une fréquence de base relativement faible.

Le récepteur placé à la sortie du mélangeur stabilidyne devra couvrir d'une façon continue une bande de fréquence dont l'étendue est égale à la fréquence du quartz de base ; il sera donc facile à établir avec une bonne stabilité. Pour éviter les difficultés de construction des filtres à fréquence variable et de largeur de bande constante, il est commode de réaliser ce récepteur avec un changement de fréquence à l'aide d'un oscillateur variable étalonné H' qui ramène la fréquence sortante à une valeur fixe MF_4 pour laquelle il est facile de construire tout filtre de caractéristiques désirées.

Le récepteur sera complété par les organes usuels : détection des signaux, amplificateur basse fréquence, régulateur de gain, oscillateur de battement pour réception des ondes entretenues pures, etc...

En résumé, le récepteur stabilidyne est constitué par 3 ensembles super-hétérodyne convenablement imbriqués.

Le premier ensemble assure la sélection et l'amplification des harmoniques, le second effectue une conversion de fréquence du même ordre sur le signal. Ces deux ensembles ont un oscillateur local commun dont la fréquence s'élimine dans le mélangeur stabilidyne. Le troisième ensemble assure la réception des signaux issus du mélangeur stabilidyne dans une gamme continue — limitée en valeur à la fréquence du quartz de base.

Précision et stabilité du système.

La relation fondamentale du système Stabilidyne

$$MF_3 = S - NQ$$

doit être complétée par la relation donnée par le troisième ensemble super-hétérodyne, à savoir :

$$MF_4 = H' - MF_3$$

Il est facile d'en déduire qu'en final on aura la relation

$$S = NQ + H' - MF_4$$

qui fixe la fréquence du signal passant, pour un signal donné, dans l'amplificateur à bande étroite fixe MF_4.

La précision obtenue dépend donc de deux quantités Q et H', la valeur de MF_4 étant fixée par construction.

Pour un oscillateur à gamme continue H', de fréquence assez basse, il est facile de réaliser une précision relative de 1/2000 environ.

Les oscillateurs à quartz peuvent eux être facilement construits pour donner une précision relative de 10^{-5} et même mieux. La précision obtenue dépend des constantes choisies pour la réalisation du matériel ; des exemples en sont donnés plus loin. A titre indicatif, il est aisé d'obtenir par S des écarts de fréquence inférieurs à 500 cycles/seconde pour un signal S de 30 Mc/s. Si l'amplificateur final MF_4 présente une bande passante de $\pm$ 500 cycles, on peut être certain que le signal de fréquence S sera reçu lorsque le récepteur aura été réglé sur ses repères, même en l'absence d'émission.

En régime établi, les oscillateurs H' et Q ont des stabilités qui sont en général dix fois meilleures que les chiffres cités ci-dessus. Il s'en suit qu'en régime établi la stabilité de MF_4 sera en général dix fois meilleure que la précision obtenue. A titre indicatif, une stabilité de $\pm$ 50 cycles sur MF_4 est facilement obtenue pendant plusieurs heures pour un signal de fréquence 30 Mc/s.

Limites du système.

Il est rappelé que le mélangeur stabilidyne est excité par une tension MF_1 issue de l'harmonique N du quartz de base après un système de conversion et d'amplification complexe. Pour ne pas introduire dans le signal sortant du mélangeur stabilidyne un bruit supplémentaire indésirable, il est indispensable que la tension MF_1 soit elle-même exempte de bruit. Il est donc nécessaire, non seulement d'établir soigneusement l'ensemble super-hétérodyne des harmoniques, mais aussi d'étudier le générateur d'harmoniques pour qu'il fournisse un niveau suffisant à l'entrée.

Une première limitation du rang d'harmonique utilisable est aussi fournie par cette condition de bruit.

Pour fixer les idées, il est bon que le rapport signal/bruit de la tension MF_1 soit au moins 50 dB pour que le bruit ajouté dans la voie signal soit insignifiant. Ce rapport signal/bruit peut être facilement obtenu en partant d'une tension d'entrée d'harmonique de l'ordre de 100 μV. Le générateur d'harmoniques devra être étudié pour fournir cette tension minimum dans toute la gamme d'utilisation.

Il est connu que des impulsions de forme rectangulaire fournissent un spectre d'harmoniques présentant des arcades et, par suite, des points d'amplitude nulle. Seule la première arcade est utilisable ce qui nécessite un facteur de régime très faible entraînant une amplitude très faible pour tout le spectre. A titre indicatif, pour que la première arcade couvre le 300e harmonique, le facteur de régime doit être inférieur à 1/300. Pour une fréquence de base de 100 kc/s, la durée de l'impulsion ne doit pas dépasser 1/30 de μs. La mise en forme à partir d'un oscillateur sinusoïdal de fréquence 100 kc/s correspondrait à un matériel trop important.

Pratiquement on utilise des impulsions voisines de dents de scie, faciles à obtenir et dont le spectre, beaucoup plus régulier, ne présente pas de parties d'amplitude nulle ; la tension décroît seulement comme $\frac{1}{N}$. Cette décroissance est facile à compenser par une amplification haute fréquence croissant avec la fréquence (condensateur variable) et, en pratique, on peut, sans difficulté, atteindre le 500e harmonique avec un niveau suffisant.

Les courbes tracées sur la figure 2 donnent à la même échelle les amplitudes théoriques des harmoniques dans le cas d'impulsions rectangulaires avec un facteur de régime de 1/300 et dans le cas d'impulsions en dents de scie de même amplitude. On voit que le spectre d'harmoniques de cette dernière forme ne présente aucune annulation de tension et se trouve ainsi être plus favorable pour l'utilisation présente.

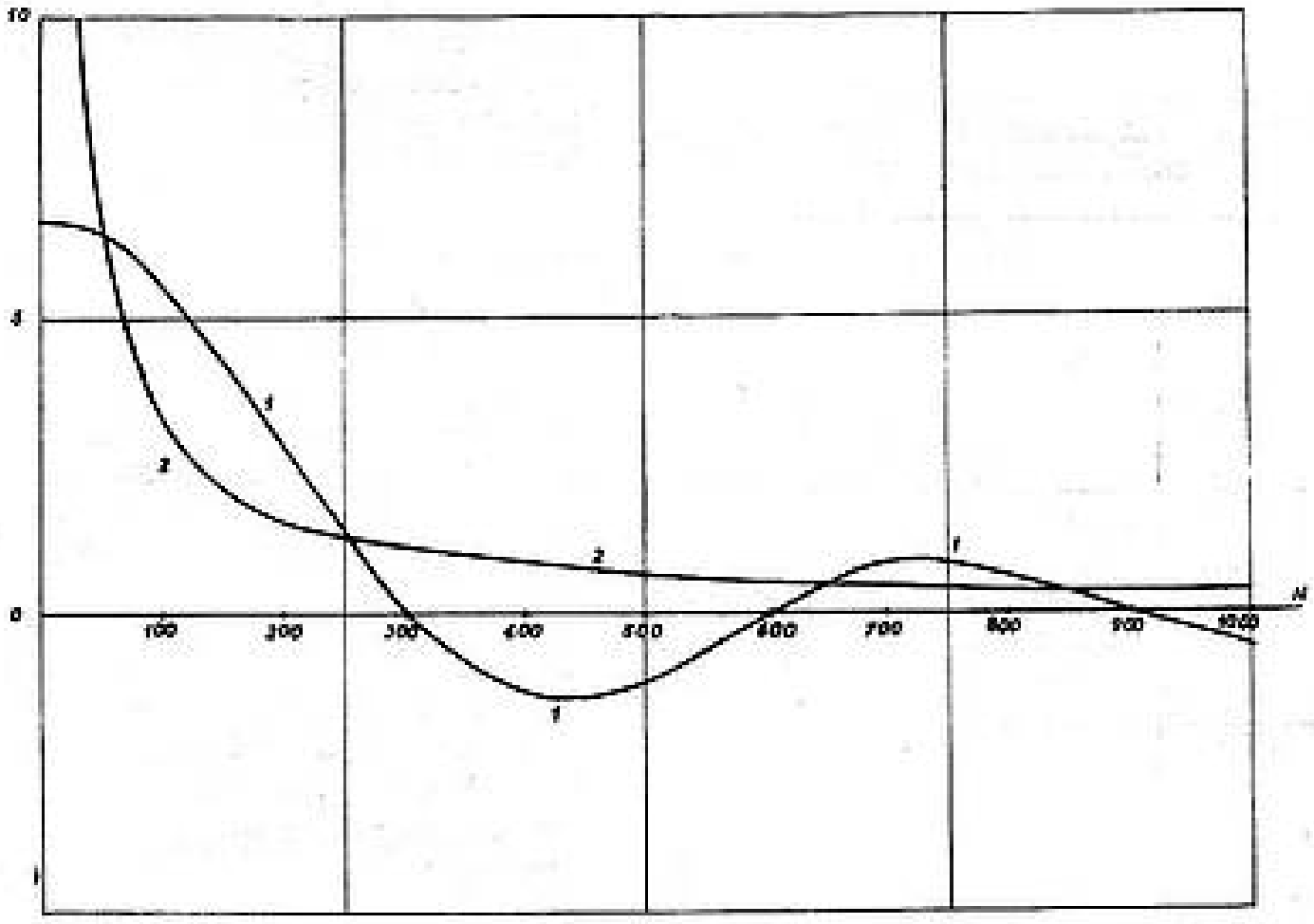


FIG. 2

Une deuxième limitation du rang d'harmonique est fournie par la stabilité propre de l'oscillateur libre H. Bien que sa fréquence n'apparaisse pas dans le résultat final il est cependant indispensable que les fréquences intermédiaires MF_1 et MF_2 qui dépendent de H ne sortent pas des bandes passantes des filtres correspondants. Si l'on tient compte de toutes les conditions qui agissent sur la fréquence d'un auto-oscillateur : étalonnage, mécanisme, température, humidité, tensions d'alimentation, on peut dire que la stabilité globale d'un auto-oscillateur ne dépasse pas quelques dix-millièmes pour un temps assez long.

La largeur du filtre MF_1 étant obligatoirement inférieure à l'espacement des harmoniques, on conçoit qu'il existe de ce fait une limite supérieure de la fréquence pour laquelle les variations de fréquence de l'oscillateur H dépasseraient la largeur maximum possible du filtre.

Pour fixer les idées, la stabilité d'un oscillateur à 30 Mc/s est, dans les conditions ci-dessus, voisine de $\pm$ 9 kc/s. Le filtre MF_1 devra présenter une bande passante de 20 kc/s ce qui permet encore de la réaliser facilement en assurant un affaiblissement confortable des harmoniques voisins transposés.

Précautions à prendre.

Les deux ensembles super-hétérodynes, harmonique et signal, travaillent sur des spectres de fréquence totalement indépendants et de grandes précautions (blindages, découplages) doivent être prises pour qu'ils restent réellement indépendants jusqu'au mélangeur Stabilidyne. Tout mélange des spectres conduirait à des fréquences parasites, soit du côté des harmoniques, soit du côté signal, fréquences parasites qui gêneraient considérablement l'exploitation du matériel. En particulier, l'oscillateur commun H présente une voie facile au mélange des spectres et il pourra être nécessaire d'effectuer les liaisons par couplages électroniques irréversibles.

Principe du pilote stabilidyne.

Le principe décrit ci-dessus peut être appliqué à la réalisation d'un maître-oscillateur stable et précis destiné à piloter un émetteur de puissance quelconque. Dans ce cas le récepteur d'interpolation est remplacé par un oscillateur d'interpolation I et l'ensemble super-hétérodyne Signal est retourné et fournit une haute fréquence à partir de l'oscillateur local H et de l'oscillateur d'interpolation I. Voir figure 3.

Les relations établies précédemment deviennent :

$$MF_1 = H - NQ$$
$$MF_2 = MF_1 - I$$
$$P = H - MF_2$$

d'où $P = H - (MF_1 - I) = H + I - MF_1$
$= H + I - (H - NQ) = NQ + I$
$P = NQ + I$

Le développement de ce système n'a pas, pour ces diverses raisons, été effectué et un système indirect, dans lequel la fréquence d'un auto-oscillateur de niveau suffisant est maintenue constante par un régulateur de fréquence utilisant un récepteur Stabilidyne limité, a été étudié et développé industriellement.

Le principe d'un tel système est représenté figure 4. On retrouve les éléments principaux d'un récepteur Stabilidyne, l'oscillateur pilote remplaçant le signal d'entrée. On retrouve donc la relation $MF_2 = P-NQ$

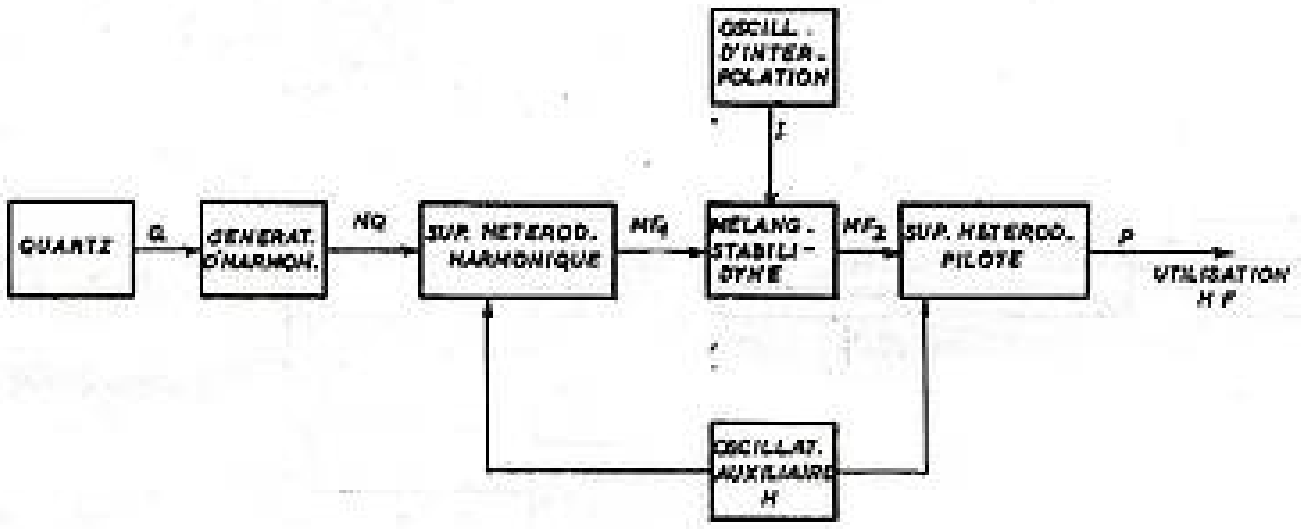


FIG. 3. — Pilote stabilidyne direct.

Si l'oscillateur interpolateur couvre une gamme continue dans un intervalle égal à la fréquence de base Q, on pourra obtenir pour P une gamme rigoureusement continue en faisant varier N rang d'harmonique par degrés successifs. Comme dans le montage du récepteur, l'oscillateur local H disparait de la fréquence finale qui est égale à la somme de la fréquence d'un harmonique NQ et de la fréquence de l'interpolateur I.

Diverses difficultés empêchent un tel système d'être utilisable :

1º Le super-hétérodyne pilote fonctionne à l'envers et fournit une tension HF de sortie faible, voisine de celle de l'oscillateur local H qui excite une des grilles du tube changeur de fréquence à niveau élevé.

La sélection complète de la fréquence utile P est difficile à réaliser et nécessite plusieurs étages à circuits résonnants en cascade.

2º Le niveau de la fréquence utile P créée dans le changeur est faible comme il a été dit ci-dessus et doit être amplifiée avant de pouvoir attaquer l'émetteur. Le gain de celui-ci devra être ajouté au gain de l'amplificateur du pilote ; le gain global devient alors très grand et il devient difficile d'éviter les réactions qui se produisent entre la sortie de l'émetteur (quelques kilowatts) et l'entrée de l'amplificateur HF (quelques microwatts).

3º Enfin, le rapport signal/bruit d'un tel pilote serait en général assez mauvais par suite des transpositions de fréquence et amplifications complexes et bien inférieur à ce qu'il est possible d'obtenir par d'autres montages équivalents du point de vue stabilité et précision de la fréquence.

à la sortie du mélangeur stabilidyne. Si le régulateur de fréquence est réglé sur la fréquence MF_0, il devra fournir une correction au pilote, en grandeur et en signe, fonction de $(MF_0 - MF_2)$ pour que la fréquence d'entrée au régulateur prenne la valeur de réglage MF_0 et que l'on sait :

$$P = NQ + MF_0$$

Divers systèmes de régulateurs répondant à cette condition pourraient être employés. Ceux comportant des organes mécaniques ont été éliminés par suite de la constante de temps importante qu'ils présentent : la conservation de la correction qu'ils fournissent n'est pas nécessaire puisque l'oscillateur pilote peut fonctionner en permanence.

Deux systèmes entièrement électriques à très faible constante de temps peuvent être utilisés. Tous deux comportent comme organe d'action sur l'oscillateur pilote un tube à réactance faisant varier la fréquence du pilote en fonction de la tension de polarisation appliquée à sa grille. Le régulateur devra alors fournir une tension continue de commande fonction, en grandeur et en signe, de l'écart $(MF_0 - MF_2)$.

On peut utiliser dans ce but, soit un discriminateur de phase nécessitant un oscillateur auxiliaire de référence, soit un discriminateur de fréquence qui se suffit à lui-même. Le second système a été préféré, d'abord, en raison de sa simplicité, mais surtout en raison de sa plage d'accrochage beaucoup plus étendue qui ne nécessite pas un réglage précis de l'oscillateur pilote condition très importante pour la réalisation facile d'une télé-commande.

Il est à remarquer que l'emploi du discriminateur de phase amène le pilote à la fréquence exacte définie par la somme $NQ + MF_0$ alors que l'emploi du discriminateur de fréquence laisse théoriquement subsister un écart résiduel qui peut toutefois être rendu aussi petit qu'on le désire et qui, en pratique, ne dépasse par quelques périodes/seconde.

Le fonctionnement complet du système peut être exposé simplement comme suit (en négligeant la tension de polarisation constante) :

Il est à remarquer que le coefficient de régulation sensiblement égal à Kk est le produit de la pente du discriminateur (en Volts par kilo-cycle) par la pente du tube à réactance (en kilo-cycles par Volt). En choisissant convenablement les fréquences et les gains des amplificateurs, il est facile d'obtenir pour K une valeur de 20 Volts par kilo-cycle et pour k une valeur de 20 kilo-cycles par Volt. Le coefficient de régulation est alors de 400 et un écart de réglage de 2 kc/s du pilote est ramené à un écart de 5

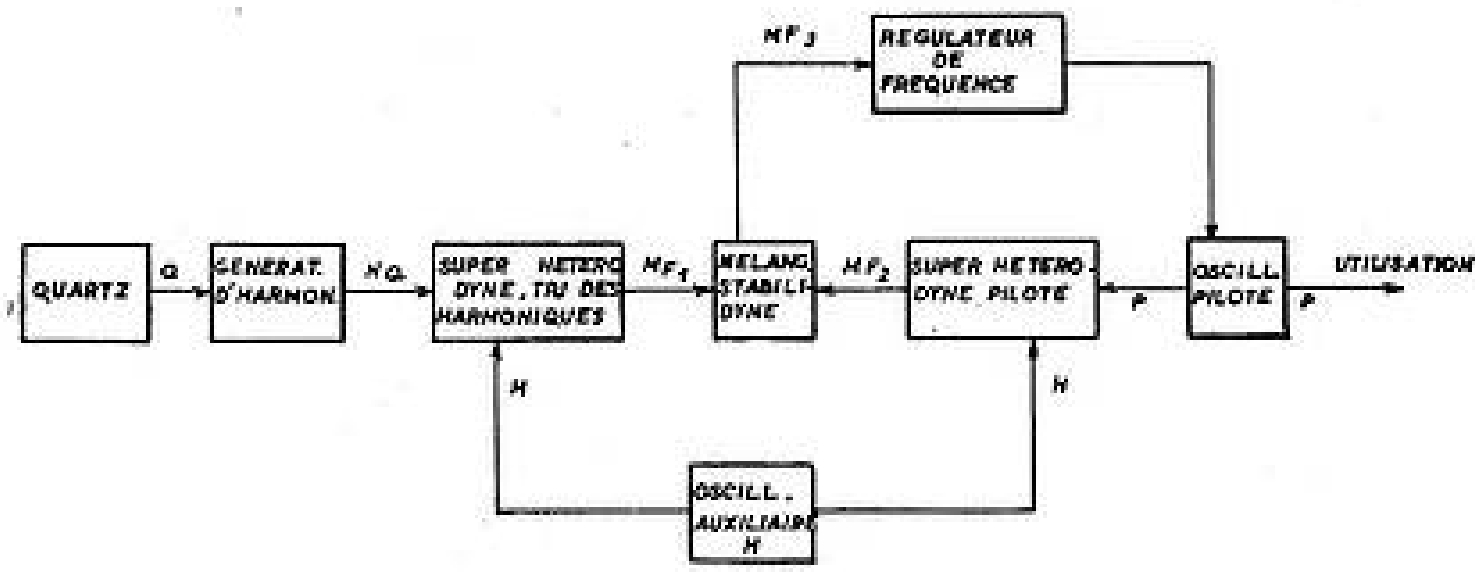


FIG. 4. — Pilote stabilidyne indirect

En appelant P_0 la fréquence du pilote en l'absence de régulateur, V la tension sur la grille de commande du tube à réactance, la fréquence du pilote est régie par l'équation

$$P = P_0 + kV$$

Le discriminateur de fréquence fournit dans sa partie rectiligne une tension redressée V appliquée au tube à réactance qui est de la forme

$$V = K\,(MF_0 - MF_s)$$

Enfin, le récepteur stabilidyne fournit la relation

$$MF_s = P - NQ$$

De ces trois relations il est facile de tirer :

$$P = (NQ + MF_0) + \frac{P_0 - (NQ + MF_0)}{1 + Kk}$$

On voit que la fréquence instantanée du pilote diffère de sa valeur nominale $(NQ + MF_0)$ de la quantité $\dfrac{P_0 - (NQ + MF_0)}{1 + Kk}$ qui représente l'écart de réglage $P_0 - (NQ + MF_0)$ divisé par le coefficient de régulation $(1 + Kk)$. En donnant à celui-ci une valeur suffisante (plusieurs centaines) l'écart peut être réduit à quelques périodes/seconde pour un écart de réglage de quelques kilo-cycles/seconde, propriété qui facilite grandement la réalisation d'une télécommande.

périodes par rapport à la fréquence normale fixée par la somme $NQ + MF_0$.

Précision et stabilité.

La précision du système peut être définie à partir de la relation.

$$P = NQ + MF_0 + \varepsilon$$

ε pouvant d'ailleurs être négligé.

On en tire :

$$\Delta P = N\Delta Q + \Delta MF_0$$

ou encore

$$\Delta P = NQ\,\frac{\Delta Q}{Q} + \Delta MF_0$$

La fréquence du régulateur est de l'ordre de 2 à 3 fois la fréquence de base Q donc faible par rapport à NQ. Il en résulte que P est voisin de NQ et que l'on peut écrire :

$$\Delta P = P\,\frac{\Delta Q}{Q} + \Delta MF_0$$

$\dfrac{\Delta Q}{Q}$ ne dépend que de la qualité du cristal, du montage utilisé pour l'entretien des oscillations et de la qualité du thermostat employé. Il est facile d'obtenir $\dfrac{\Delta Q}{Q} = \dfrac{1}{100\,000}$ et même mieux.

Le régulateur peut être facilement construit pour que $\frac{\Delta MF_0}{MF_0}$ soit de l'ordre de $\frac{1}{2\,000}$ d'où $\Delta MF_0 = \frac{MF_0}{2\,000}$

Il en résulte la relation très approchée

$$\Delta P = \frac{P}{100\,000} + \frac{MF_0}{2\,000}$$

La précision obtenue dépend des constantes choisies pour la réalisation du matériel ; des exemples en seront donnés plus loin. A titre indicatif, il est aisé d'obtenir

$$\Delta P < 200 \text{ cycles pour } P = 10 \text{ Mc/s}$$

En régime établi l'oscillateur Q et le régulateur de fréquence ont des stabilités qui sont en général au moins 10 fois meilleures. La stabilité du pilote sera, elle aussi , environ 10 fois meilleure et dans l'exemple choisi ci-dessus les variations de P ne dépasseront pas 20 cycles.

Manipulation.

La manipulation par tout ou rien (en $A1$) du pilote ne présente pas de difficultés. Il suffit , pour ne pas perturber le fonctionnement du régulateur, de laisser le pilote en marche permanente et de manipuler sur la grille d'une lampe de couplage ou sur un petit étage de l'émetteur.

Par contre, la manipulation par déplacement de fréquence ($F1$) doit être préférablement effectuée dans le pilote pour éviter l'emploi d'un système complémentaire introduit entre le pilote et l'émetteur. Le système exposé ci-dessus se prête particulièrement bien à cette manipulation $F1$.

Il suffit en effet de modifier au rythme des signaux la fréquence de réglage MF_0 du régulateur pour que celui-ci entraîne le pilote sur la fréquence correspondante avec toute constante de temps qu'il est souhaitable de réaliser.

Bien qu'il soit possible de modifier mécaniquement la fréquence du discriminateur, il est évidemment préférable, si l'on veut atteindre de grandes vitesses de faire varier MF_0 électriquement à l'aide d'un tube supplémentaire qui sera manipulé par blocage de sa grille. Ce tube est excité par la même fréquence MF_0 que le discriminateur ; son anode comporte un bobinage couplé au circuit secondaire du discriminateur. Il en résulte une tension complémentaire en phase avec la tension primaire et que le diagramme vectoriel classique du discriminateur représenté figure 5 *a* est transformé comme indiqué figure 5 *b* . Les résultantes R_1 et R_2 devenant inégales, une tension de correction est appliquée au tube à réactance qui entraîne le pilote sur une fréquence différente qui tend à rétablir l'équilibre. Celui-ci est atteint lorsque le diagramme vectoriel est conforme à la figure 5 *c* pour une nouvelle fréquence MF'_0 différente de MF_0 par suite du déphasage entre primaire et secondaire différent de $\frac{\pi}{2}$.

Il serait facile de montrer que l'écart entre MF_0 et MF'_0 est proportionnel à la pente du tube de couplage et peut être réglé à toute valeur désirée, en

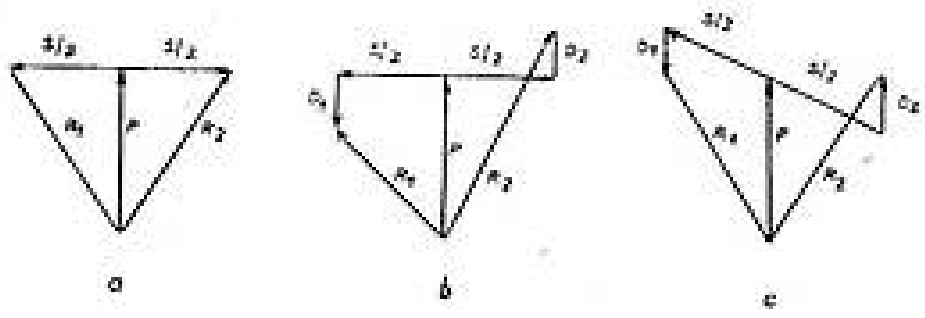


Fig. 5. — Manipulation en fréquence

modifiant la polarisation initiale de la grille. La fréquence initiale se retrouvera en bloquant le tube à l'aide d'une tension négative suffisante pour annuler sa pente.

Il est bon de remarquer que la chaîne de régulation de fréquence est en fonctionnement normal et assure dans les mêmes conditions la stabilisation de la fréquence déplacée.

Les deux fréquences de la manipulation $F1$ ont aussi la même précision et la même stabilité.

En ajoutant un deuxième tube de manipulation et en mettant les anodes en parallèle, il est possible d'obtenir 3 valeurs de la fréquence déplacée correspondant, les deux premières aux pentes des tubes et la troisième à leur somme. Cette combinaison permet de réaliser deux manipulations simultanées sur la même fréquence porteuse.

Limitation et précautions à prendre.

Elles sont du même type que pour le récepteur mais à un degré moindre, le niveau cote signal étant beaucoup plus élevé et le spectre beaucoup plus simple. La gamme couverte limitée, en général , à 1 ou 2 octaves vers les fréquences les plus basses par suite de la présence du multiplicateur de fréquence dans l'émetteur permet en outre une réalisation beaucoup plus simple.

Réalisation industrielle.

A) Récepteur stabilidyne (Fig. 6, 7 et 8).

Le récepteur stabilidyne pour ondes décamétriques, réalisé suivant le principe exposé ci-dessus et dont on peut voir ci-dessous les photographies, présente les caractéristiques globales suivantes :

Gamme totale	: 2 à 30 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s

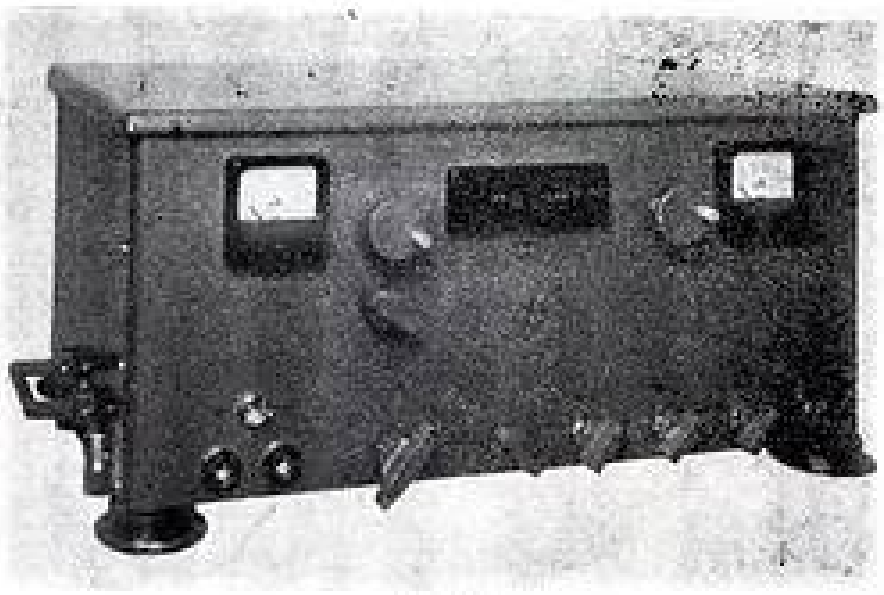


Fig. 6

Harmoniques utilisés : 18 à 297

Interpolateur-gamme : 200 à 300 kc/s

Précision de la fréquence : $\frac{F}{10^5} \pm 200$ cycles

Stabilité au bout de 1/2 heure de fonctionnement : 50 cycles

Sensibilité :

En télégraphie bande 1 kc/s 1 μV pour $\frac{S}{B}$ 20 dB

En téléphonie bande 6 kc/s 15 μV pour

$\frac{S}{B}$ 26 dB 30 % de modulation.

Entre 75 Ohms asymétrique ou 500 Ohms symétrique.

Sortie 600 Ohms.

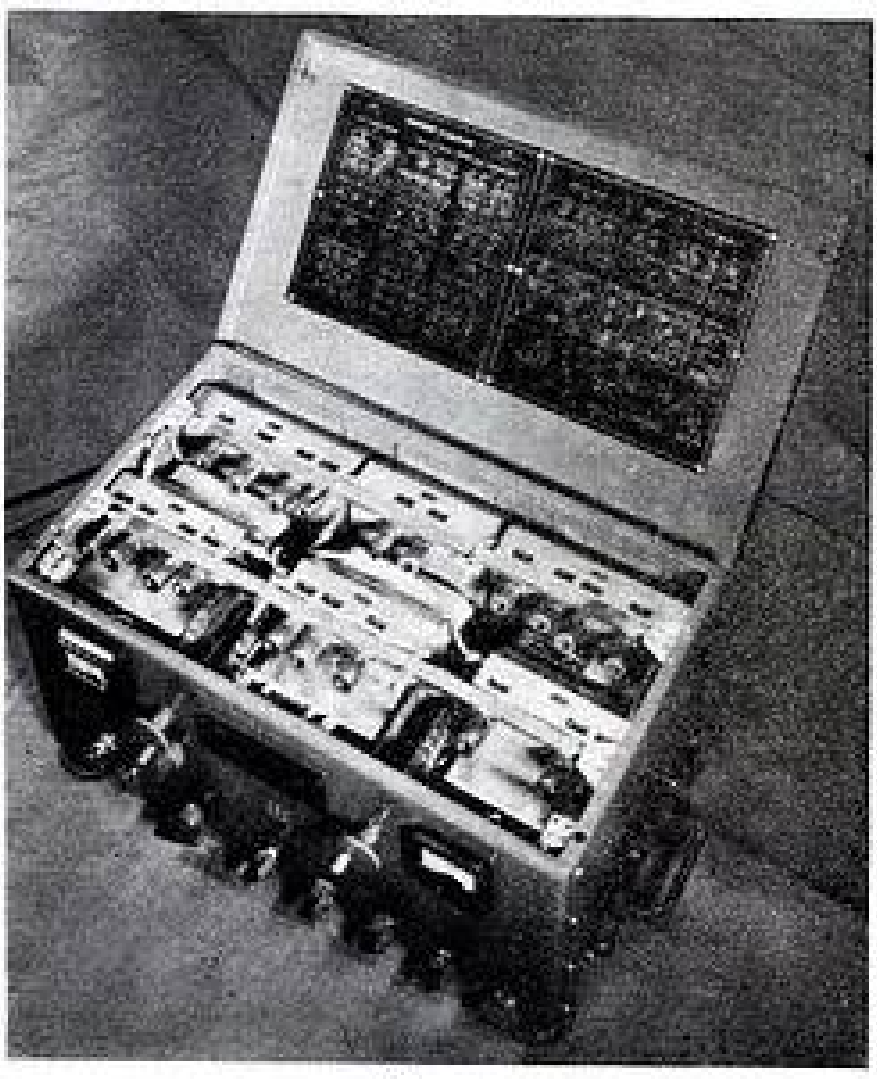


Fig. 7

La particularité constructive essentielle de ce récepteur consiste dans le remplacement du cadran d'étalonnage habituel par un ensemble de deux compteurs décimaux, placés bout à bout, qui affichent la fréquence de réglage de l'appareil avec une précision de 50 cycles en tous points de la gamme, et par le remplacement du bouton unique d'accord par deux boutons commandant, l'un la partie harmoniques (mégacycles et dixièmes de mégacycles), l'autre la partie interpolateur (kilocycles et dixièmes de kilocycles). L'ensemble des compteurs permet d'afficher les 28 000 nombres de 6 chiffres correspondant aux fréquences comprises entre 2 et 30 Mégacycles ; chaque chiffre ayant environ 5 mm on peut calculer

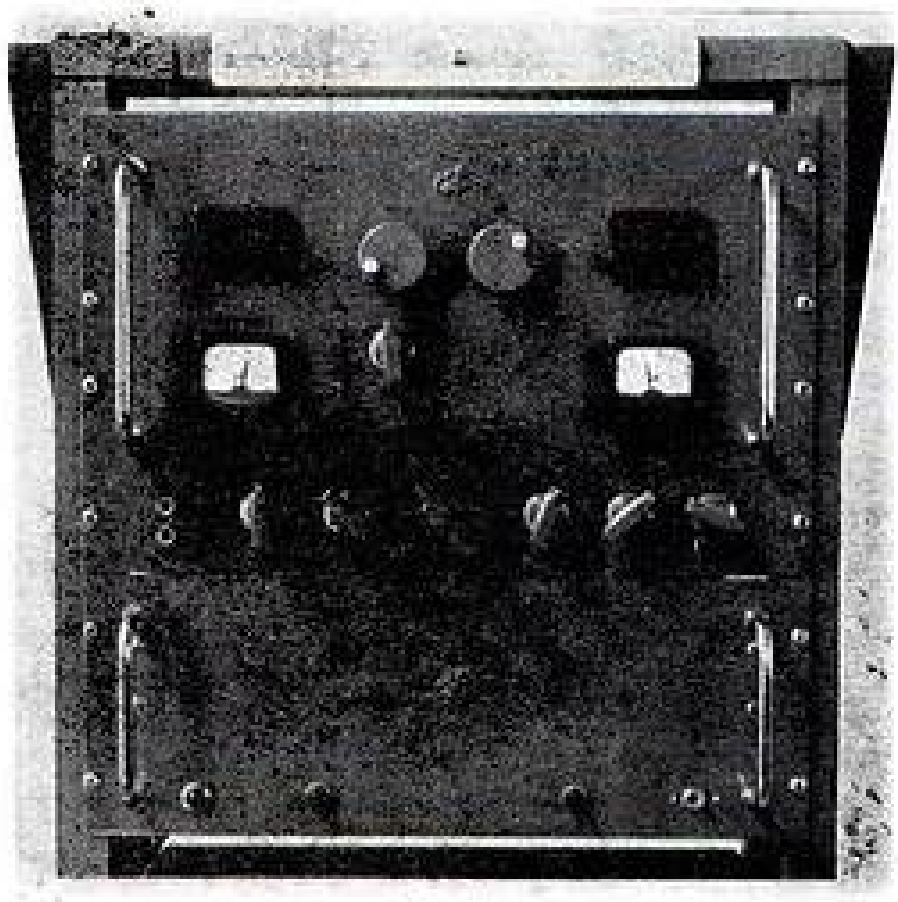


Fig. 8

que le cadran équivalent aurait une longueur de l'ordre de 1 kilomètre !

Chaque bouton de commande entraîne, par l'intermédiaire d'un démultiplicateur à vis tangente irréversible et muni d'un système de rattrapage de jeu, le train de condensateurs correspondant l'un à la partie *HF* (mégacycles), l'autre à la partie moyenne fréquence (kilocycles) en même temps que les compteurs correspondants. Ceux-ci étant évidemment linéaires de fréquence, il a été nécessaire d'utiliser des condensateurs variables établis pour ce profil particulier. Malgré tous les soins apportés à leur construction il n'aurait pas été possible d'obtenir la correspondance exacte entre la fréquence affichée et la fréquence des circuits et une came réglable en usine a été intercalée dans la commande pour permettre l'alignement correct.

L'ensemble de l'appareil a été réalisé en six blocs indépendants obtenus par moulage sous pression et montés sur un socle commun. On réalise ainsi la rigidité mécanique nécessaire à la conservation de l'étalonnage et la qualité indispensable des blindages assurant l'indépendance totale des spectres haute fréquence.

Ces récepteurs peuvent être réglés avec précision

sur la fréquence assignée même en l'absence du signal à recevoir et peuvent aussi être utilisés en veille calée. Ils peuvent assurer en outre tout trafic manuel ou automatique en leur adjoignant le matériel nécessaire à l'enregistrement (A_1 ou F_1) leur stabilité assurant le fonctionnement permanent sans surveillance particulière. Plusieurs récepteurs peuvent être montés en diversity sans précautions particulières, ce montage assurant, comme bien connu, une amélioration importante du trafic.

B) Pilote stabilidyne.

Deux modèles de pilotes ont été développés ; leurs caractéristiques principales sont indiquées ci-dessous :

a) *Modèle à commande automatique* (fig. 9 et 10).

Gamme totale : 1,875 à 3,75 Mc/s

Quartz de base : 50 kc/s

Harmoniques utilisés : 73 à 147

Régulateur-interpolateur : 100 à 150 kc/s

Précision de la fréquence : $\frac{F}{10^6} \pm 100$ cycles

Stabilité au bout d'une 1/2 heure de fonctionnement $\pm$ 10 cycles.

Manipulation A_1 et F_1

Déviation de fréquence : 100 à 1 000 cycles

Sortie : 1 volt sur 75 Ohms

Fréquences télécommandées : 6

Sa particularité essentielle est, comme pour le récepteur, l'affichage directe de la fréquence de travail

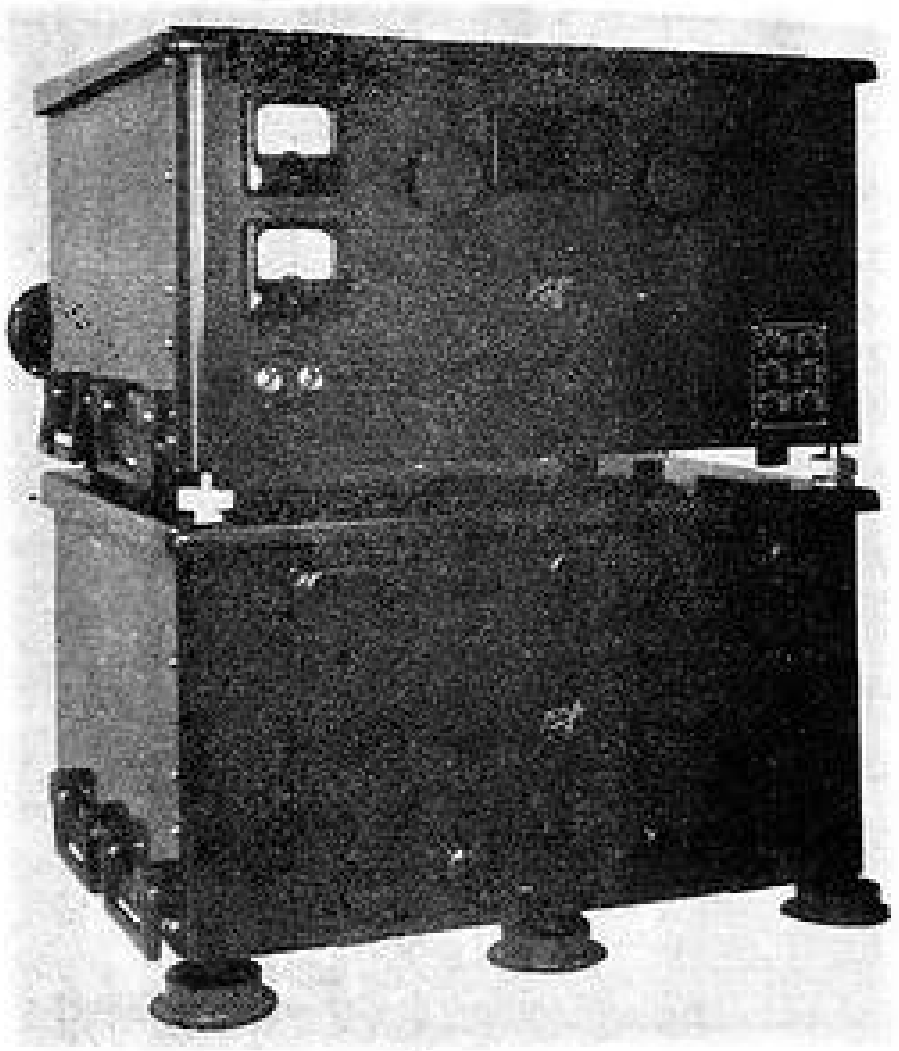


Fig. 9

à l'aide de compteurs décimaux. Deux organes de commande automatique indépendants positionnent, l'un les organes *HF* (mégacycles et dixièmes), l'autre les organes *MF* (kilocycles et dixièmes). Six positions indépendantes peuvent être réglées sur 6 fréquences arbitrairement choisies dans la gamme totale. Chacune des 6 fréquences sera remise en service par l'ensemble de commande automatique en un temps inférieur à 20 secondes environ.

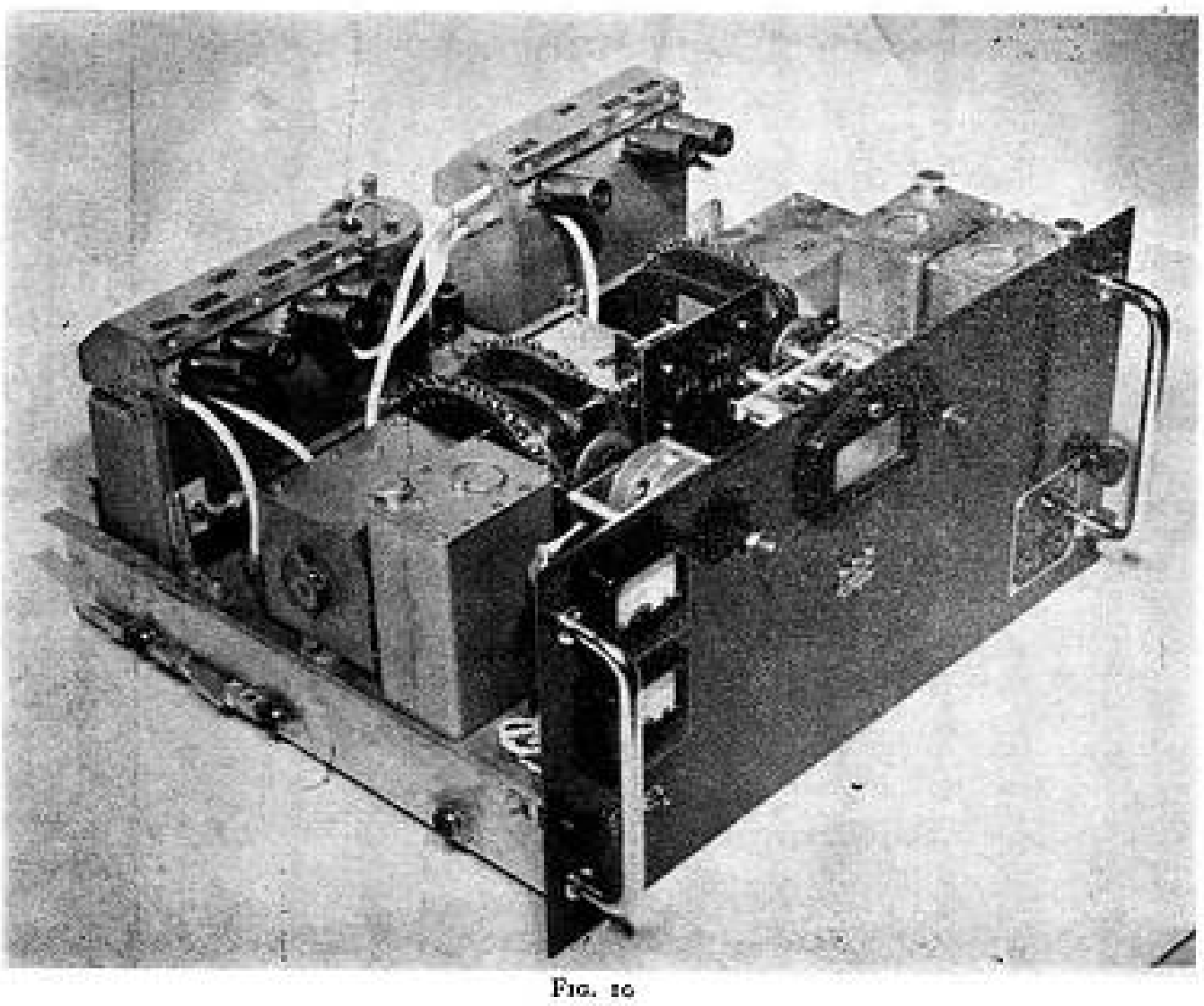


Fig. 10

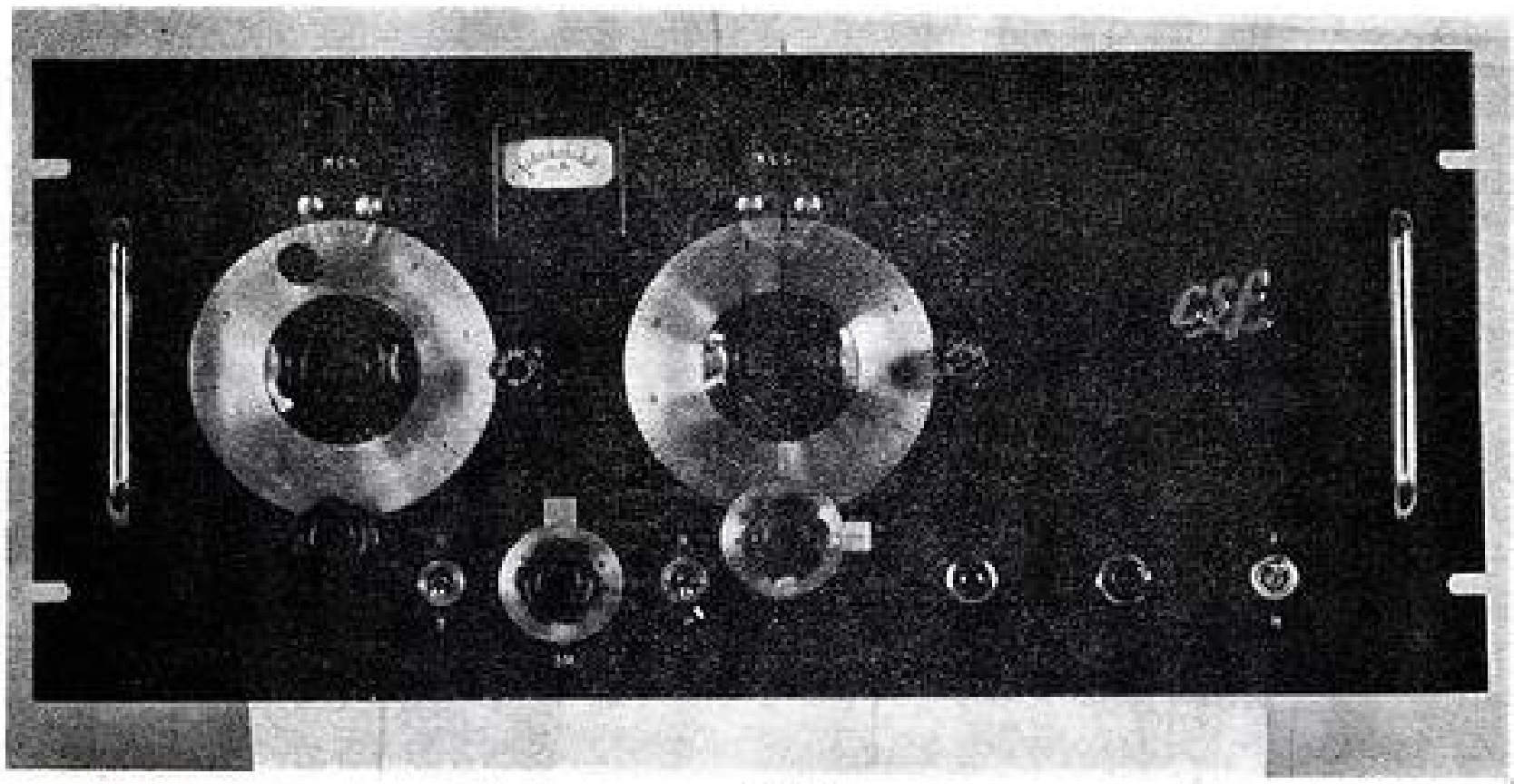


FIG. 11

La réalisation mécanique est analogue à celle du récepteur, blocs fondus indépendants, montage rigide sur un socle, réducteur de commande à vis tangente avec came de réglage d'alignement, etc...

b) *Modèle à commande manuelle* (fig. 11 et 12).

Gamme totale	: 2 à 8 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s
Harmoniques utilisés	: 38 à 77
Régulateur interpolateur	: 200 à 300 kc/s
Précision de la fréquence	: $\frac{F}{10^8} \pm 500$ c/s
Stabilité de la fréquence	: $\pm$ 20 cycles
Manipulation F_1	
Déviation fréquence 100 à 1 000 cycles	
Sortie 1 Watt sur 75 Ohms (9 Volts environ).	

L'appareil a été établi pour les stations fixes dans lesquelles les changements de fréquence sont peu fréquents et par suite permettent un réglage précis de cette fréquence à l'aide d'une station de contrôle :

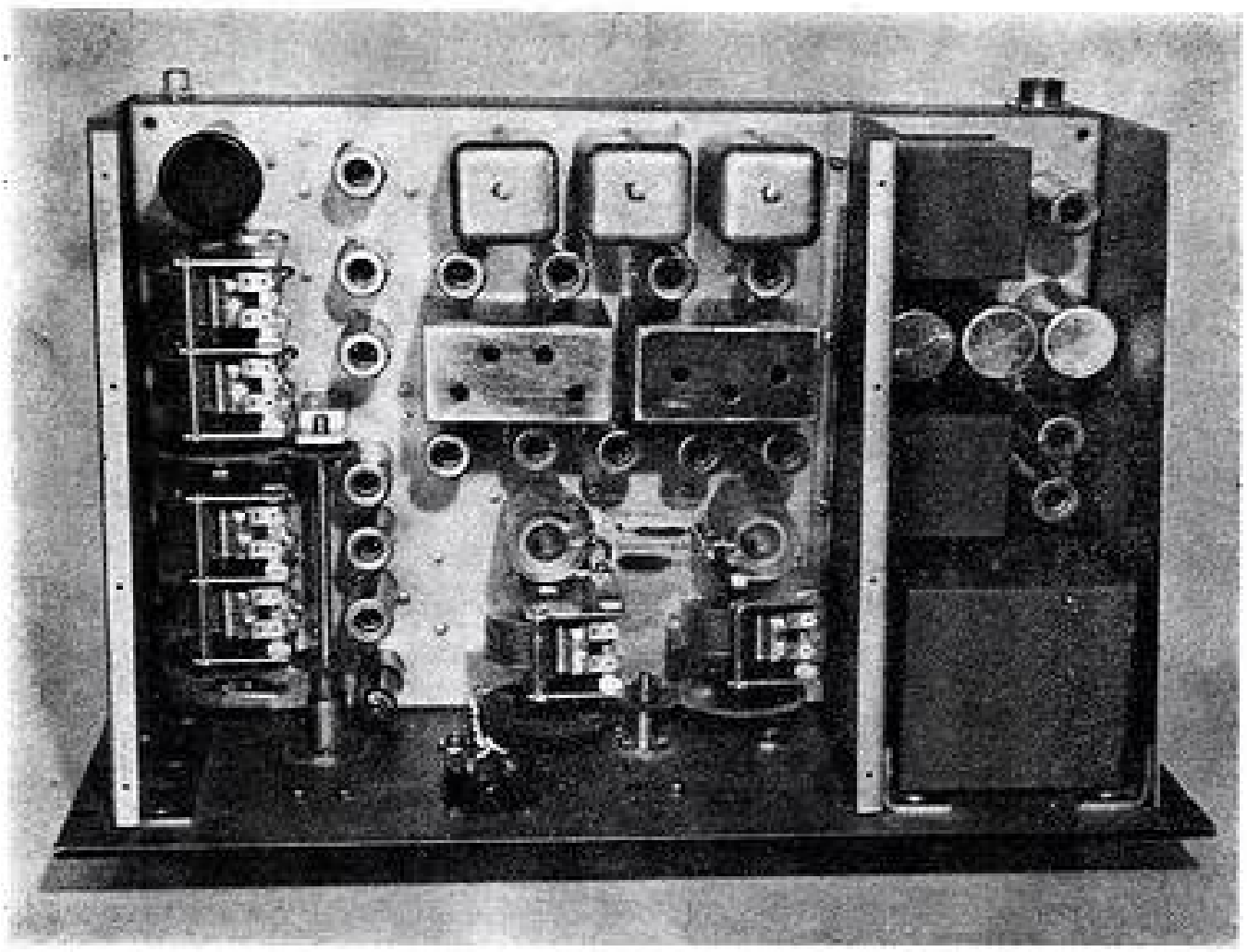


FIG. 12

la précision d'affichage a été limitée de ce fait pour permettre une réalisation simple et économique. L'appareil est présenté sous forme d'un châssis pouvant se monter dans un rack standard ; ce châssis supporte tous les éléments ainsi que l'alimentation.

Le réglage s'effectue à l'aide de deux cadrans de lecture, l'un gravé en Mc/s et dixièmes, l'autre en kilocycles ; le temps de réglage ne dépasse pas 15 secondes pour un opérateur entraîné.

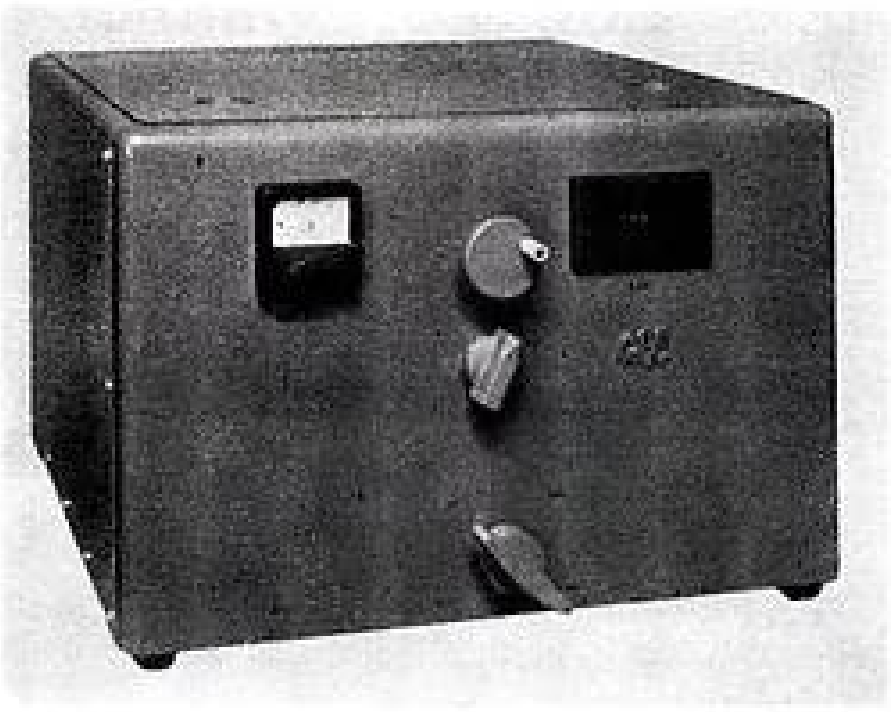


FIG. 13

c) *Fréquencemètre Stabilidyne* (fig. 13).

Le fréquencemètre permet, *à la réception*, de mesurer la fréquence de tout émetteur qu'il soit manipulé (A_1 ou F_1) ou modulé dès que la tension d'entrée atteint 1 µV. Ses caractéristiques principales sont indiquées ci-dessous :

Gamme totale	: 2 à 30 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s
Harmoniques utilisés	: 18 à 297
Précision de fréquence	: $\frac{F}{10^8} \pm 5$ cycles.
Sensibilité	: 1 µV
Entrée	: 75 Ohms.

L'appareil, réalisé en trois coffrets métalliques, se compose essentiellement de :

a) Un récepteur stabilidyne couvrant toute la gamme avec une fréquence de base de 100 kc/s. La fréquence sortant du mélangeur Stabilydine couvre la gamme 200-300 kc/s et est renvoyée dans le deuxième coffret. Ce récepteur donne, par affichage direct, les mégacycles et dixièmes contenus dans la fréquence à mesurer.

b) Un récepteur Stabilidyne couvrant la gamme 200-300 kc/s avec une fréquence de base de 1 kc/s obtenue par démultiplication. La fréquence sortant du mélangeur Stabilidyne couvre la gamme 1 à 2 kc/s est renvoyée dans le 3e coffret. Ce deuxième coffret donne par affichage direct le nombre de kc/s contenus.

c) Un générateur basse fréquence de comparaison couvrant la gamme 1 à 2 kc/s. La fréquence de ce générateur est affichée directement et fournit par affichage direct les cycles-seconde. Elle est comparée à celle issue du signal transposé à l'aide d'un oscillographe cathodique par la méthode des courbes de Lissajous. L'égalité des fréquences se contate par la vision d'une ellipse brillante stable, encore nettement visible lorsque le signal est soit manipulé, soit modulé.

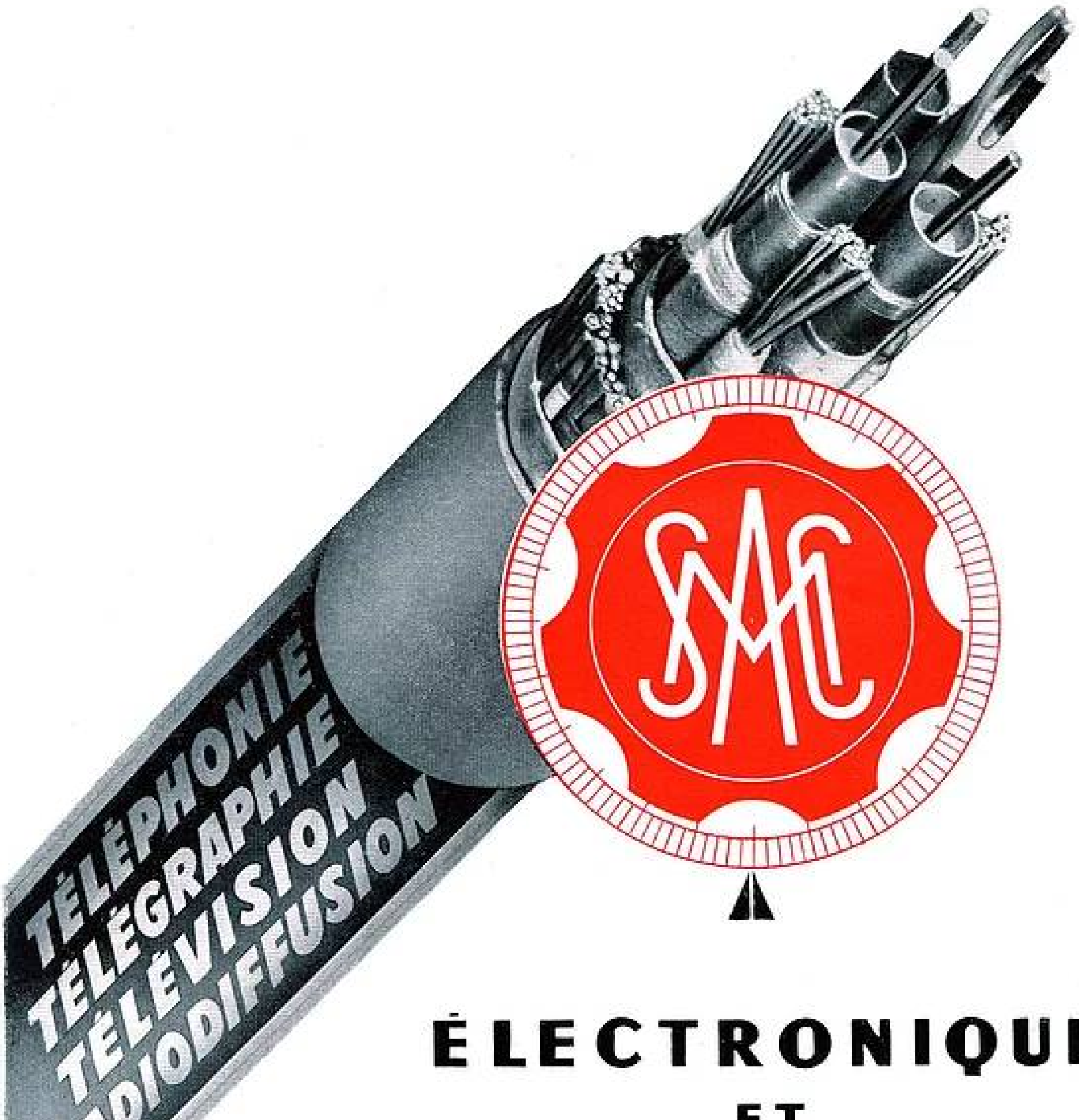
La réalisation mécanique est identique à celle des récepteurs Stabilidyne et comporte pratiquement les mêmes éléments. L'exploitation de l'appareil est très facile, la mesure d'une fréquence demande environ 30 secondes pour un opérateur entraîné ; la mesure est encore possible, même en cas de brouillage ou de parasites intenses. Ce matériel est particulièrement adapté pour les centres de contrôle des fréquences.

Conclusion.

Les avantages offerts par les matériels Stabilidyne en tant que précision d'établissement et stabilité de la fréquence ont été pleinement confirmés par l'exploitation. Le fait nouveau de disposer d'un réglage d'accord affiché numériquement avec précision transforme complètement la physionomie du trafic, particulièrement dans les stations mobiles travaillant sur de nombreuses fréquences. Le gain de temps dans les réglages et la certitude de leur précision permettent de supprimer tous les signaux d'approche et de limiter le télégramme à l'essentiel. Les sujétions d'approvisionnement en quartz des fréquences définies sont complètement supprimées, avantage fort important pour les réseaux étendus.

La stabilité élevée des ensembles permet l'exploitation à haut rendement des stations fixes particulièrement en manipulation de fréquence (F_1) soit en simple, soit mieux en diversity.

Notons enfin que la technique de construction assure le maintien des performances dans les conditions d'exploitation les plus dures.



ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

69, RUE DE MONCEAU - PARIS 8e LAB. 60-50

Un appareil à applications multiples

LE MESUREUR DE CHAMP PHILIPS

GM 4010/01

utilisable en mesureur de champ et en microvoltmètre H. F.

- 5 gammes de fréquence de 0,15 à 30 Mc : s
- Gammes de mesure : en mesureur de champ de 1,5 μ V/m à 1 V/m maximum
  en microvoltmètre H. F. : 10 μ V à 0,15 V
- Précision de mesure : en mesureur de champ $\pm$ 10 %
  en voltmètre H. F. $\pm$ 5 %

Demandez notre documentation n° 598

PHILIPS-INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. VILLETTE 28-55 (lignes groupées)

Salon de la Pièce Détachée, Allée E, Stand 21.

ELVINCE W 1559

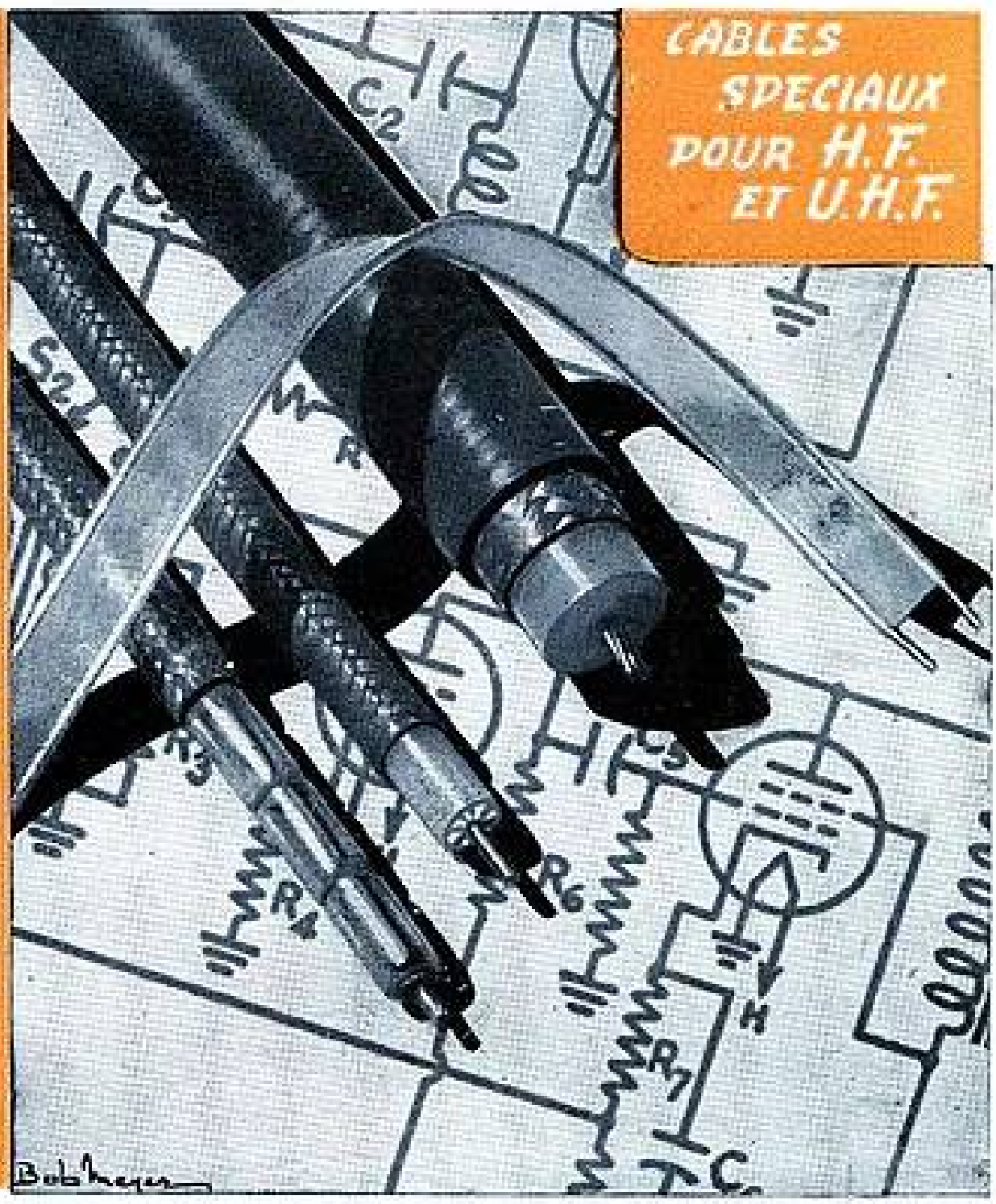
LES CABLES DE LYON

LES CABLES DE LYON

MANUFACTURE DE FILS ET CABLES ÉLECTRIQUES DE LA Cie GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ

170 Av. JEAN JAURÈS LYON

USINES A : LYON-BEZONS-CALAIS



PONT D'IMPÉDANCE DE HAUTE Précision modèle 626

MESURE DES RÉSISTANCES : 0,01 Ω à 10 MΩ.

CAPACITÉS : 1 pF à 100 µF.

INDUCTANCES : 10 microhenry à 1.000 henry.

COEFFICIENT DE SURTENSION : 12 à 0.

ANGLE DE PERTE : 0 à 0,12.

FRÉQUENCES DE MESURE INTERNES : 50 et 1.000 c/s ± 2 %.

PLAGE DE FRÉQUENCES : 50 à 10.000 c/s.

Composante continue pour les mesures des inductances à noyau magnétique et des condensateurs chimiques.

Permet de déterminer le coefficient de surtension des réactances et leur angle de perte.

ANNECY FRANCE

METRIX

BOITE POSTALE 30

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE

19. PUBLIEDITEC-DOMENACH

AGENT : PARIS, 16, Rue Fontaine (9e) TRI. 02-34 — CAEN, A. Liais, 66, Rue Bicoquet — LILLE, 8, Rue du Barbier Maës. Tél. 482-88 — LYON, 8, Cours Lafayette, tél. Moncey 57-43 — MARSEILLE, 3, Rue Nau (6e) Tél. Garibaldi 32-54 — MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle — NANTES, Porse, 10, Allée Duquesne — NICE, Frégard, 6, Rue du Lycée — STRASBOURG, 15 Place des Halles, Tél. 32-48-32 — TOULOUSE, 10, Rue Alexandre-Cabanel, Tél. CA 36-84 — ALGER, M. Roujas, 13, Rue de Rovigo — TUNIS, Timsit, 11, Rue Al-Djazira — ARGENTINE, MERYLAND, Srl, BUENOS-AIRES — ANGLETERRE, Salarton, THAMES DITTON — BELGIQUE, Drus, BRUXELLES — BRÉSIL, Staub, SAO-PAULO — CANADA, G. P. I. Ltd. MONTRÉAL — ÉGYPTE, I. D. Pinto, LE CAIRE — ESPAGNE, Geico Électrico, BARCELONE — FINLANDE, O. Y. Nyberg HELSINGFORS — GRÈCE, K. Karayannis & Cie, ATHÈNES — ITALIE, U. de Lorenzo, MILAN — LIBAN, Anis E. Kehdi, BEYROUTH — MEXIQUE, Y. A. Le Levier, MEXICO — NORVÈGE, F. Ulrichsen, OSLO — NOUVELLE-ZÉLANDE, Fred. Rothschild & Son, LOWER HUTT — PORTUGAL, Ruuldo Lda, LISBONNE — SUÈDE, A. B. Palmblad, STOCKHOLM — SUISSE, Ed. Bleuel, ZURICH — TURQUIE, Radya Servis, ISTANBUL — SYRIE, Estéfane & Cie, DAMAS — U.S.A. M. E. Gerry & Cie Inc., PHILADELPHIE

Salon de la Pièce Détachée, Allée E, Stand 22.

PARTOUT OU IL FAUT FAIRE VARIER LA TENSION

VARIAC

AUTOTRANSFORMATEUR A RAPPORT DE TRANSFORMATION VARIABLE AVEC PISTE TRAITÉE "DURATRAK" (NOM DÉPOSÉ)

Fabriqué en France sous licence GR U.S.A.

★ LONGUE DURÉE.
★ POIDS ET DIMENSIONS RÉDUITS.
★ FAIBLES PERTES A VIDE.

V5G3 TRIPHASÉ

V5M

V10M

NOMBREUX MODÈLES
Utilisables de 50 à 400 PPS

Documentation VW sur demande

Ag. PUBLIEDITEC-DOMENACH

Ets RADIOPHON

52, FAUBOURG POISSONNIÈRE — PARIS (10e) — PRO. 52-01-04

La Technique la plus moderne

MEDEM

La plus ancienne expérience.

En Pièces diverses pour RADIO & TÉLÉVISION
Supports de tubes
Œillets - Cosses
Rivets creux
QUALITÉ INÉGALÉE

MANUFACTURE FRANÇAISE D'ŒILLETS MÉTALLIQUES

64, Bd DE STRASBOURG — PARIS-X — TEL. DOT : 72-76-

Salon de la Pièce Détachée, Allée E, Stand I.

CANETTI lance

parmi sa gamme de Condensateurs...

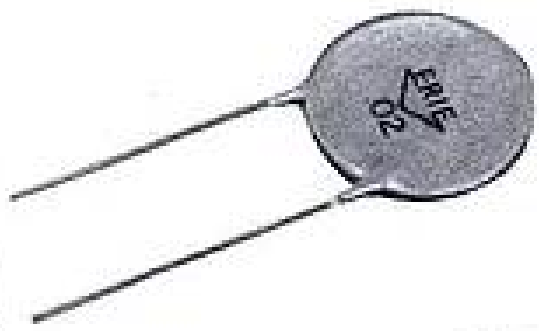
1e NOUVEAU

Belton

TUBULAIRE AU PAPIER
SOUS MATIÈRE POLYMÉRISÉE
TROPICALISÉ — 10 + 85°
DIMENSIONS RÉDUITES
(TS 160 · 250 · 500 · 1000 volts)

LES NOUVEAUTÉS EN CÉRAMICONS

Erie



- **DISQUES**
- **TUBULAIRES**
- **TRIMMERS & AJUSTABLES**

LES CONDENSATEURS DUCATI

TUBULAIRES étanches
miniatures sous enveloppe PVC
ÉLECTROLYTIQUES
dimensions réduites
MICA domino (classe JAN)

DISTRIBUTEURS EXCLUSIFS :

J.E. CANETTI & Cie

16, rue d'Orléans, NEUILLY-sur-SEINE
MAI. 54-00 (4 lignes)

PUB. RAPY

ÉTUDE DES ÉTATS D'ÉQUILIBRE D'UN BASCULEUR BISTABLE EN VUE D'UN FONCTIONNEMENT SUR ET DURABLE

PAR

M. BATAILLE

Chef de Groupe de Recherches à l'O.N.E.R.A.

1° Introduction.

On sait le rôle essentiel des basculeurs bistables dans les circuits de commutation électronique et notamment dans les calculateurs. Les calculateurs du type parallèle sont en général constitués de nombreuses centaines de ces éléments. Qu'il s'agisse d'un grand nombre d'appareils contenant une quantité moyenne de basculeurs, ou au contraire d'un seul ensemble, on ne pourra obtenir un fonctionnement sûr et durable que si les basculeurs sont interchangeables sans aucun réglage malgré l'effet d'un vieillissement.

Le fonctionnement d'un basculeur bistable a deux aspects : statique et dynamique pourrait-on dire. Il s'agit d'abord d'avoir deux états d'équilibre distincts et tels que le signal indiquant au reste des circuits l'état du basculeur reste dans un intervalle donné. L'autre problème est celui de la commande du changement d'état, commande faite par l'application d'une impulsion en un certain point du montage. On ne traite pas ici du changement d'état, on étudie seulement le problème des états d'équilibre. Ces états sont ceux d'un réseau composé de résistances linéaires, de résistances non linéaires, de tubes à vide et soumis à des tensions continues. Un tel réseau peut être étudié par le calcul ; de cette manière on pourra connaître avec précision l'effet de chaque élément. Si les valeurs nominales, les tolérances et les variations des éléments sont connues, on en prévoiera l'influence sur les états du basculeur ou encore, on fixera les tolérances sur certains autres paramètres, les tensions d'alimentation par exemple. Il devient également possible de calculer les valeurs à donner aux résistances linéaires, tous les autres éléments étant fixés. Précisons encore que le montage dont il est question n'est pas le plus général : il ne comprend aucune résistance en commun dans les deux ponts (ni du côté anode, ni du côté grille, ni dans le circuit de cathode).

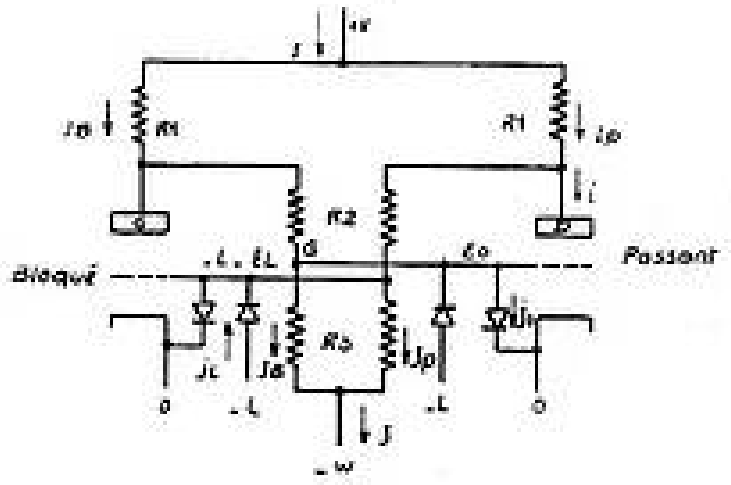


FIG. 1 — Direct : r ; Inverse : R

2° Le montage.

2.1. — CONSTITUTION.

La figure 1 rappelle le schéma classique du montage Eccles-Jordan et précise les notations qui seront utilisées pour les éléments.

Si le montage est en équilibre l'un des tubes (côté droit, par exemple), débite et met la grille de l'autre tube (côté gauche) à un potentiel tel que cet autre tube soit bloqué. De ce fait la grille du premier tube (côté droit) est portée à potentiel voisin de celui de sa cathode, ce qui le fait débiter. Pour qu'une moitié de basculeur comprenant 3 résistances et un tube puisse assurer un fonctionnement correct il faut obtenir :

1° le tube étant bloqué (plus ou moins parfaitement) ;

le potentiel en G est supérieur à O ;

2° le tube étant passant (grille au potentiel cathode) ;

le potentiel en G est au-dessous d'une tension suffisante pour bloquer un tube.

Le schéma de la figure 2 comporte des diodes ; elles ne sont pas indispensables mais on trouve des avantages à les ajouter (²). Les limiteurs fournis par

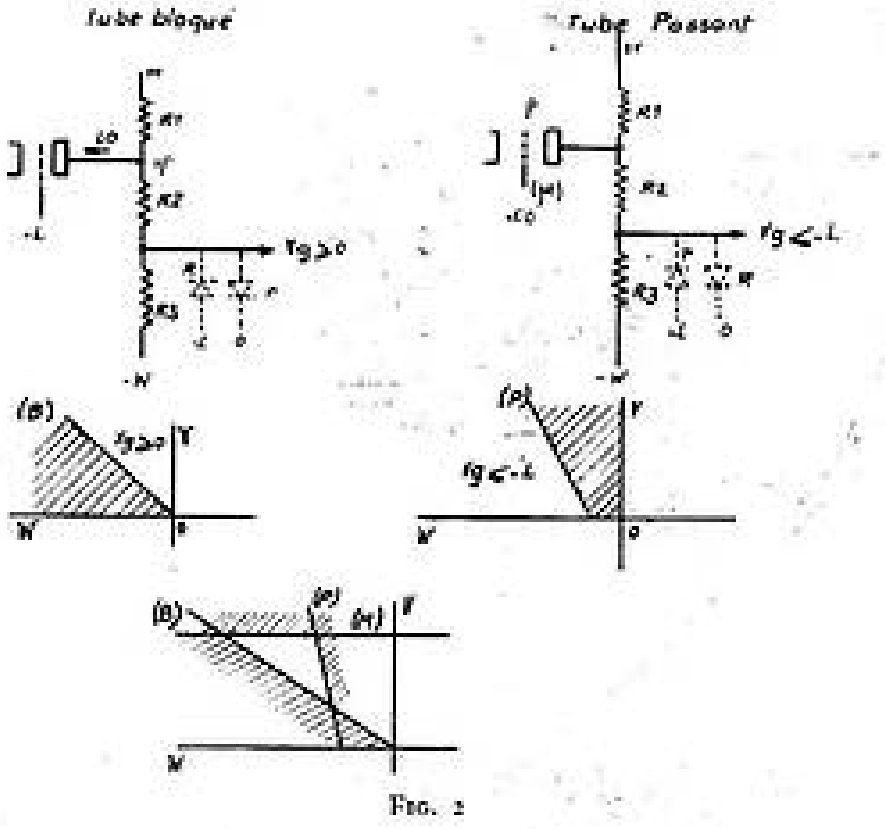


FIG. 2

ces diodes fixent à O^V et $-L$ les potentiels d'équilibre quels que soient les états des éléments tant que ceux-ci restent dans certaines tolérances. De ce fait on rend indépendante des variations des éléments la sensibilité de la commande du basculement par les grilles, les écarts des débits sont également réduits ce qui est favorable à la stabilité des tensions d'alimentation ; d'autre part, le temps du basculement est réduit.

2.2. — Eléments constituants.

Le circuit à étudier est un réseau de trois résistances, deux diodes et un tube , alimenté par trois tensions. Les paramètres à considérer pour l'étude de ce réseau sont, les uns propres à chaque exemplaire (tube, résistances, diodes), les autres extérieurs et communs à tous les exemplaires (tensions, température ambiante).

1° Les tubes interviennent comme passant, la grille étant au potentiel de cathode ou comme bloqué par une tension inférieure à $-L$. Les grandeurs à connaître sont, d'une part, la caractéristique $i_p - V_p$ pour $V_g = 0$ ou encore la résistance interne ρ, d'autre part le courant résiduel d'anode i_a maximum pour une tension $-L$ de blocage. La résistance interne, autrement dit le débit pour une certaine tension d'anode n'a pas la même valeur pour chaque exemplaire de tube même à l'état neuf ; de plus le débit diminue avec l'âge par usure de la cathode ou par effet d'une impédance parasite de cathode. Pour un tube ordinaire, la dispersion des valeurs est de l'ordre de $\pm$ 30 % et en vue du vieillissement il est bon de prévoir − 50 % ; avec des tubes de qualité on peut obtenir mieux que $\pm$ 20 % à l'état neuf.

2° *Résistances.*

Une faible dispersion des valeurs des résistances apparaîtra indispensable pour obtenir la qualité de fonctionnement désiré ; il est souvent impossible de l'obtenir avec des écarts de 5 %.

3° *Diodes.* — Si on utilise en limiteurs des diodes au germanium il faudra tenir compte de leur résistance inverse à la température maximum prévue.

4° Pour les *tensions* il faut remarquer qu'elles peuvent varier de deux façons : soit indépendamment. sous l'effet de la résistance interne notamment, soit simultanément et proportionnellement par suite d'une variation du secteur.

Les effets sont différents et moins défavorables dans le second cas.

3° Zone de fonctionnement pour les tensions d'alimentation.

On suppose la tension de chauffage constante ; l'effet de ses variations modifie essentiellement le débit et cet effet est supposé inclus dans les tolérances sur le tube.

Voyons comment les écarts des deux tensions V et W agissent sur les états d'équilibre.

3-1. — Tube bloqué.

Le pont de résistances R_1, R_2, R_3, fournit une tension $V_a \geqslant O$ à la grille de l'autre tube (voir fig. 2).

Si V devient trop petite ou W trop grande cette tension V_a peut devenir négative. Si l'une des tensions V ou W est fixée, il existe une valeur limite de l'autre pour laquelle $V_a = O$. On peut représenter dans un plan de coordonnées V et W la courbe limite (B) au-dessus de laquelle $V_a \geqslant O$

3-2. — Tube passant.

Le pont doit fournir $V_a \leqslant -L$ à l'autre tube. Il faut que V ne soit pas trop élevé ni W trop faible, On peut définir une courte limite (P) au dessous de laquelle la condition $V_a \leqslant -L$ est satisfaite.

3-3. — Zone de fonctionnement.

Les deux courbes (B) et (P) limitent une zone de fonctionnement normal. Cette zone est en pratique fermée par une troisième courbe (M) qui tient compte des limites d'emploi des tubes : courant, tension et dissipation maximum. Une zone de fonctionnement telle que celle de la figure 2, correspond à un exemplaire de basculeur dont les éléments sont dans un certain état ; selon l'exemplaire considéré la zone sera différente.

(²) Même sans diode l'espace grille-cathode des triodes aura un effet de limitation bien moindre cependant qu'une diode.

Si l'on veut pouvoir utiliser n'importe quel exemplaire, avec des tensions communes d'alimentation, les valeurs de ces tensions devront toujours être telles qu'elles correspondent à un point situé dans une zone valable pour tous les cas possibles. Cette zone utilisable — que l'on peut appeler « zone de fonctionnement absolu » — est limitée par les courbes (*B*), (*P*) et (*M*) correspondant aux circonstances où leurs positions sont les plus défavorables.

Il est facile de fixer par le raisonnement les cas à considérer ; le tableau ci-dessous les résume (*M*) étant supposée fixée par le débit maximum du tube.

	R_1	R_2	R_3	Tube	Diode
(*B*)	max.	max.	min.	i_o max.	R min.
(*P*)	min.	min.	max.	ρ max.	R min.
(M_1)	min.	max.	max.	ρ min.	—

3-4. — Détermination par le calcul.

Il est facile de calculer les courbes limites. Nous donnons les résultats compte tenu de l'effet éventuel de la résistance inverse R d'une diode.

1° *Limite (B) côté bloqué.*

Droite (*B*) $$V = \frac{R_1 + R_2}{R_3} W + \frac{R_1 + R_2}{R} L$$

Si le tube bloqué conduit un courant résiduel i_o, la droite (*B*) est à rehausser de $+ R_1 i_o$; cette correction ne peut être pratiquement faite qu'en se référant au réseau des caractéristiques réelles du tube, comme il sera fait plus loin.

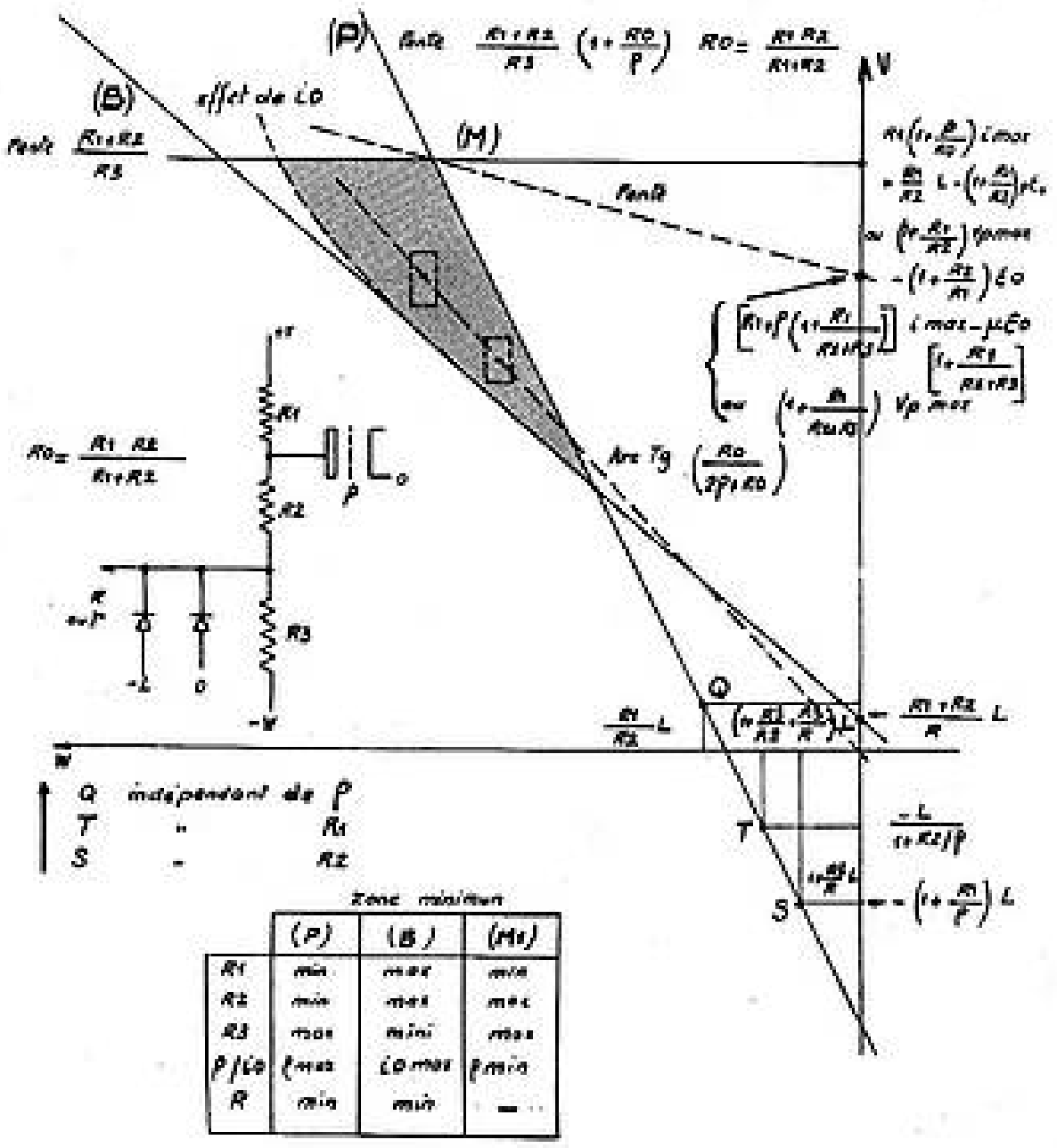


Fig. 3. — Zone de fonctionnement

La figure 3 donne les paramètres remarquables de la droite (*B*).

2° *Limite (P) — côté passant.*

Droite (*P*)

$$R_3 V - \left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{\rho}\right) W + L\left[\left(1 + \frac{R_3}{R}\right)\ldots\ldots \left(R_1 + R_2\right) + R_3 + \frac{R_1}{\rho}\left(R_3 + R_2\left(1 + \frac{R_3}{R}\right)\right)\right] = 0$$

On peut définir certains points particuliers de cette droite (*P*). Un premier point intéressant est un point *Q* qui ne dépend pas de la résistance ρ du tube ; quel que soit le tube (*P*) passe en ce point ; lorsqu'un

tube vieillit (P) tourne autour de Q. Si on néglige l'effet d'une diode R, il existe un point S indépendant de R_2 et R_3 et un point T indépendant de R_1.

Q $V = R_1/R_2\, L$ $W = (1 + R_3/R_2 + R_3/R)\, L$ indépendant de ρ

S $V = -(1 + R_1/\rho)\, L$ $W = (1 + R_3/R)\, L$ indépendant de R_2 et R_3

T $V = \dfrac{-L}{1 + R_2/\rho}$ $W = (1 + R_3/R_2 + \rho + R_3/R)\, L$ indépendant de R_1

si $\dfrac{R_3}{R} \ll 1$

3º Limites (M_1) pour le débit du tube ou la tension d'anode.

Le débit maximum acceptable pour la cathode ou la dissipation maximum d'anode fixe une valeur maximum i max. à ne pas dépasser dans le tube. Le calcul est différent selon qu'il y a ou non un limiteur, limiteur qui fixera à $(-L)$ le potentiel du point G. On peut par ailleurs tenir compte du fait que la grille du tube peut, malgré l'effet de limitation de la grille ou d'une diode, n'être pas à 0^V mais à $+ \varepsilon_0$. On trouve facilement la limite (M_1) à ne pas dépasser.

[M_1] Sans limiteur (ou dans la zone où le limiteur n'agit pas)

Droite de pente $\dfrac{R_1}{R_2 + R_3}$ coupant axe pour

$V = \left[R_1 + \rho\left(1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_3}\right)\right] i_{max} = \mu\varepsilon_0 \left[1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_3}\right]$

(M_1) avec limiteur (actif)

Droite horizontale $V_{max} = R_1 (1 + \rho/R_0)\, i_{max} + \dfrac{R_1}{R_2} L - \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right) \mu\varepsilon_0$

Lorsque le tube est bloqué, on peut craindre si V est grande d'amener l'anode à un potentiel trop élevé. Cette limitation fixe une courbe (M_2) à ne pas dépasser.

(M_2) sans limiteur

Pente $\dfrac{R_1}{R_2 + R_3}$ coupe axe V pour $V = \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_3}\right) V_{\rho max}$

(M_2) avec limiteur $V_{max} = \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right) V_{\rho max} - \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \varepsilon_0$

En général (M_2) est au-dessus de (M_1) et c'est le débit ou la dissipation maximum du tube qui est en cause.

1º Détermination pratique.

La figure 3 résume les expressions algébriques qui permettent de calculer les paramètres fixant les trois droites (B) (P) et (M).

Pour trouver la « zone de fonctionnement absolu » définie au paragraphe 3-3, il faudra calculer chacune des limites avec les valeurs extrêmes des éléments, valeurs qui donneront la limite dans le cas le plus défavorable (voir tableau du § 3-3).

Il peut être utile de souligner que pour (P) la résistance ρ est à considérer pour un tube usé ; on se fixera par exemple que le montage doit fonctionner avec un tube usé à 50 % et que la valeur de ρ utilisée pour le calcul sera double de la valeur nominale.

5º Effet des éléments et des tensions.

Les expressions données sur la figure 3 permettent de voir les effets de chaque élément. Le point (Q) en particulier ne dépend pas de la résistance ρ du tube. On remarquera que si la température provoquait la même dérive relative des résistances R_1, R_2, R_3, certaines valeurs ne changeraient pas (par exemple la pente de (B), mais du fait que les dérives ne sont pas identiques et que les résistances ρ et R sont affectées de manière très différente, il sera à prévoir dans les tolérances un certain écart dû à l'échauffement.

La zone de fonctionnement étant déterminée il faut s'arranger pour que les tensions V et W correspondent toujours à un point de cette zone. On a déjà fait remarquer que ces tensions peuvent varier indépendamment ou non ; ces deux cas donnent lieu à des formes de déplacement différentes : si les tensions varient proportionnellement le point se déplace sur une droite passant par l'origine ce qui est favorable au maintien dans la zone de fonctionnement (voir figure 3) ; si les tensions varient séparément le point se trouvera dans un rectangle, ce qui est moins favorable.

3-5. — Détermination par le réseau de caractéristiques du tube.

Au lieu de définir le tube par sa résistance on peut utiliser les courbes du réseau $i_p - V_p$ du tube. En pratique cette méthode est le plus souvent superflue pour le tube passant et on peut se contenter de remplacer la caractéristique o^V grille par une droite, d'autant que l'on utilise pour ρ une valeur plus élevée que la valeur nominale, valeur qui n'est pas définie avec précision. Pour tenir compte du courant résiduel io du tube bloqué, il est par contre indispensable d'utiliser le réseau réel.

Donnons rapidement la « recette » qui permet de calculer point par point les limites (B), (P) et (M). Les limites (B) et (P), rappelons-le, correspondent à $V_G = o$ et $V_G = -L$.

On se donne une valeur de W ; compte tenu de la valeur de V_G il est facile de calculer la valeur nécessaire pour

(B) $\qquad V_p = \dfrac{R_2}{R_3} W$

(P) $\qquad V_p = \dfrac{R_2}{R_3} W - \left(1 + \dfrac{R_2}{R_3}\right) L$

On connaît alors le point P sur la courbe

$$Vg = o \text{ ou } Vg = -L$$

Comme la pente de la droite de charge est connue, fixée par

$$\frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} = R'_1$$

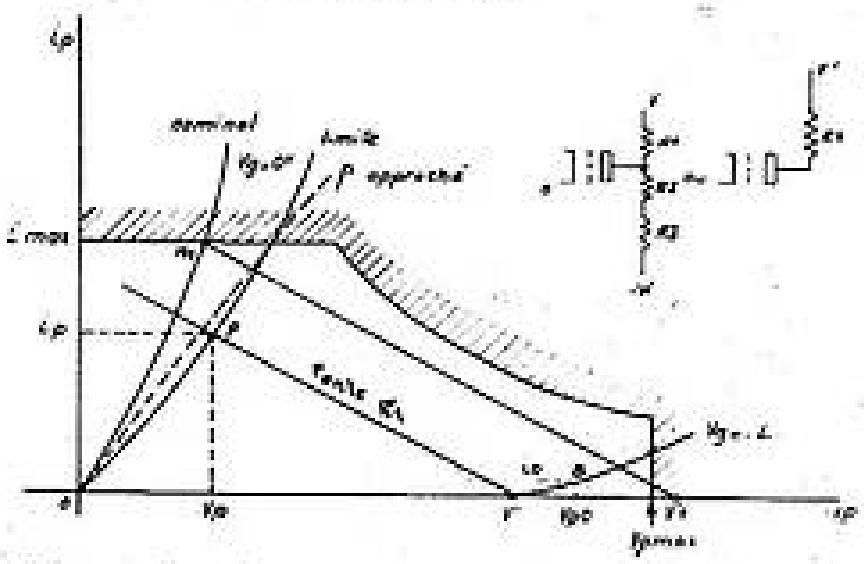


Fig. 4. — Zone de fonctionnement d'après le réseau i_p V_p

$$V' = \frac{(R_2 + R_3) V - R_1 W}{R_1 + R_2 + R_3} \qquad R'_1 = \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Utilisation : pour une valeur donnée de W

Pour (P) : $V_g = \frac{R_2}{R_3} W - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) L$ telle que $V_g = -L$

Pour (B) : $V_{go} = \frac{R_2}{R_3} W$ $V_g = 0$

On trouve le point P ou B puis V' par droite de pente R'_1

$$V = \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}\right) V' + \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right) W$$

on peut tracer cette droite et trouver un point V' sur l'axe V_p. Rappelons que pour (P) la courbe $Vg = o$ doit être prise pour le tube usé et pour (B) on cherche au contraire le cas où $i\,o$ est maximum. De V' et W on déduit la valeur V correspondant à celle W choisie au départ.

La figure 4 résume ce mode de détermination des limites (B) et (P).

Pour les limites (M_1) et (M_2) les deux points M_1 et M_2 du réseau sont à utiliser ; pour M_1 on a supposé que le courant i_{max} est donné pour le tube nominal (systèmes de « valeurs à ne pas dépasser » à limites moyennes).

3-6 — Application a un montage.

1° La zone de fonctionnement absolu de la figure 5 a été calculée pour un *montage dit BA* et défini par les valeurs indiquées sur cette figure. Il n'a pas été tenu compte de l'effet de la température. La tension de blocage considérée est de 10 volts. La limite (M) est fixée par le débit maximum (6 mA) du tube à $V_{max} = 211$ volts.

(B) a été corrigé pour le courant résiduel $i\,o$.

Les 2 courbes indiquées « nominale » c'est-à-dire pour des éléments ayant tous la valeur nominale, délimitent une zone de tensions assez vastes ; on pourrait par exemple y prévoir un point moyen de fonctionnement autour de $V = 100$ et $W = 110$ volts.

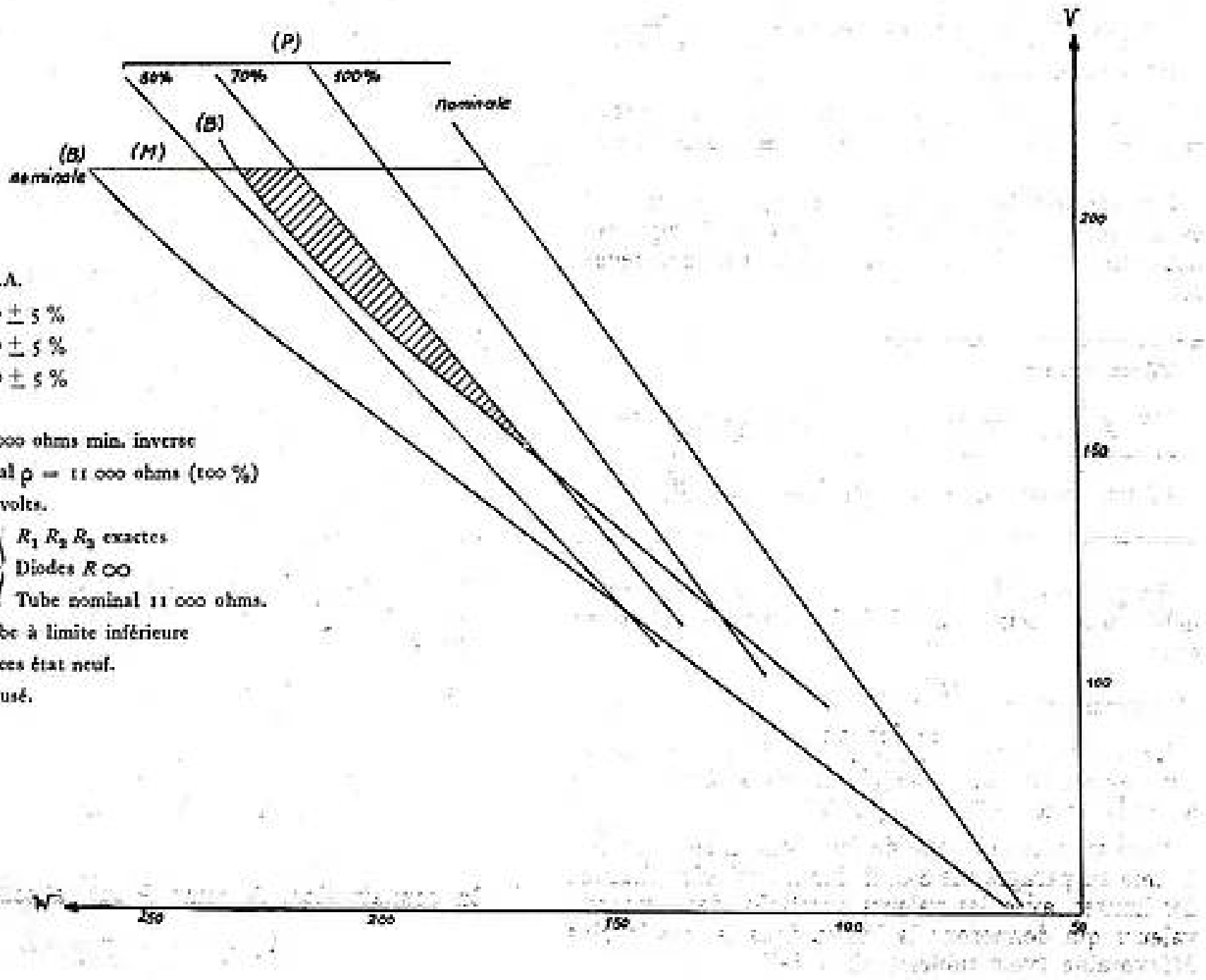


Fig. 5. — B.A.

$R_1 = 15\,000 \pm 5\,\%$

$R_2 = 22\,000 \pm 5\,\%$

$R_3 = 47\,000 \pm 5\,\%$

20 °C

Diodes 200 000 ohms min. inverse

Tube nominal $\rho = 11\,000$ ohms (100 %)

$-L = -10$ volts.

nominal = $R_1\ R_2\ R_3$ exactes ; Diodes $R\ \infty$; Tube nominal 11 000 ohms.

70 % = Tube à limite inférieure

Tolérances état neuf.

50 % Tube usé.

Si l'on tient compte de la dispersion des résistances et des diodes, la zone se restreint notablement, les limites étant maintenant la courbe (*B*) et la droite (*P*) repérée 100 % (c'est-à-dire tube nominal) ; on voit déjà que le point moyen indiqué plus haut ne convient plus à tous les exemplaires que l'on peut rencontrer. En pratique, même à l'état neuf on peut rencontrer des tubes ne débitant que 70 % du courant nominal ; la zone de fonctionnement absolu avec un tube neuf toléré à ± 30 % est alors la partie hachurée du graphique. Si le tube s'use et atteint 50 % de la valeur nominale il n'y a plus de zone absolue. Un tel montage ne pourrait pas être utilisé pour un grand ensemble tel qu'une machine à calculer.

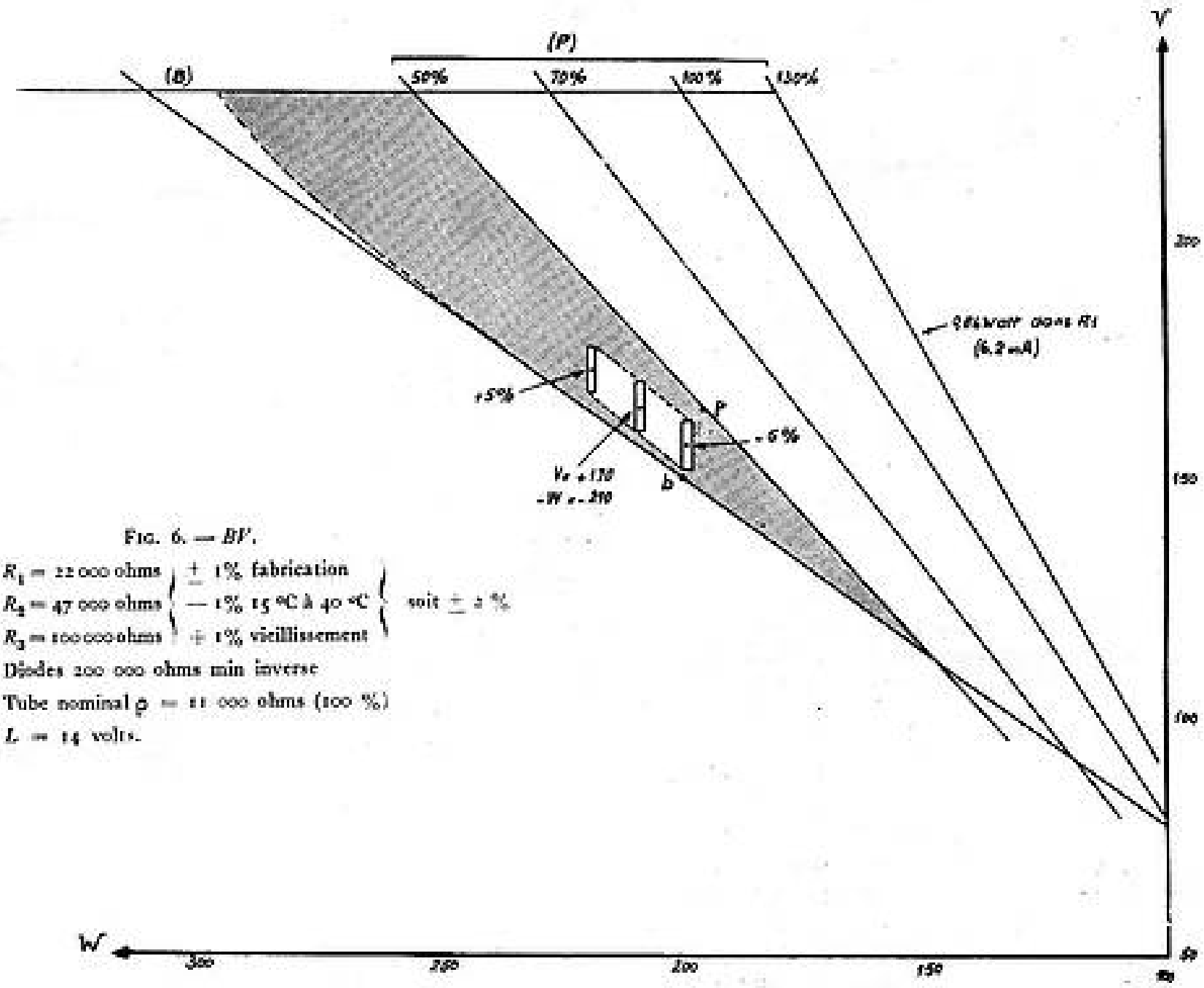


FIG. 6. — *BV*.

R_1 = 22 000 ohms ± 1 % fabrication
R_2 = 47 000 ohms — 1 % 15 °C à 40 °C } soit ± 3 %
R_3 = 100 000 ohms + 1 % vieillissement
Diodes 200 000 ohms min inverse
Tube nominal ρ = 11 000 ohms (100 %)
L = 14 volts.

2° La figure 6 donne au contraire les courbes correspondant à un *montage BV* calculé d'après la méthode qui va être indiquée plus loin. On a obtenu une zone de fonctionnement absolu suffisante pour autoriser des écarts de tension qui permettent une facile réalisation des sources de tension. On remarquera que ce résultat n'a pu être obtenu qu'en augmentant quelque peu les valeurs des résistances et en réduisant fortement les tolérances ; d'autre part, les tensions d'alimentation sont assez élevées. On a inclus dans les tolérances un effet de la température et un certain vieillissement des résistances.

A l'intérieur de la zone de fonctionnement on a indiqué le point moyen choisi et les limites de variations des tensions d'alimentation dans l'hypothèse d'une régulation secteur ± 3 %, d'une ondulation proportionnelle et semblable sur V et W de ± 2 % et de redresseurs de tension dont la résistance interne a été fixée pour que les écarts provoqués ne dépassent les rectangles tracés sur le graphique, soit ± 5 V sur V et ± 1 V sur W. L'inégalité de ces écarts est choisie pour tenir compte de la différence d'importance des variations de consommation sur les sources V et W.

Pour préciser l'ordre de grandeur de l'effet des écarts de valeurs des éléments sur les potentiels des grilles, signalons que pour le montage *BV* en l'absence de limiteurs ce potentiel peut atteindre + 20 volts et — 47 volts. En cas de commande du basculement par la grille on voit que dans certains cas il faudrait 47 − 14 = 33 volts positifs avant d'agir.

4° Détermination des résistances pour des performances données.

L'objet de ce paragraphe est de donner une « recette » permettant de calculer les valeurs à donner aux trois résistances R_1, R_2, R_3. On choisit d'abord un tube et on se fixe la zone de variations des tensions V et W fournies au montage ; d'autre part, on se fixe également les tolérances sur les résistances.

4-1. — Choix du tube.

Sauf pour des basculeurs particulièrement rapides on utilise des triodes que l'on peut classer en deux catégories :

1° Pente moyenne type $\rho = 10\ 000$ ohms $S = 3$ mA/V

12 *AU7*, 6*J6* ou spéciales *RCA* 5963, 5964 Philips *E* 92 *CC*

2° Pente élevée type $\rho = 5\ 000$ ohms $S = 8$ mA/V

12 *AT7* ou spéciales *RCA* 6211, 5965 Philips *E* 90 *CC*

ces dernières sont indispensables dans les montages très rapides où il faut de faibles impédances et une forte pente.

Selon la qualité du tube choisi on connaîtra (normes constructeur, Jan etc.) ou on se fixera les tolérances à l'état neuf et la limite à prendre pour tolérer un certain vieillissement. Le tube est alors supposé connu par la caractéristique $i_p - V_p$ pour $Vg = 0$ dans le cas du tube le plus faible à accepter ; d'autre part, on connaît la tension $-L$ à fournir pour obtenir un blocage suffisant du tube (0,2 mA par exemple) et il est utile d'avoir la caractéristique du débit sous polarisation $-L$ (pour le tube le plus défavorable).

Sur le graphique (figure 7) sont portées également les trois limites d'emploi : débit, dissipation, tension V_p.

4-2. — Résistances et diodes.

Les valeurs nominales des résistances sont à calculer, mais on se fixe au départ les écarts relatifs possibles sachant que des tolérances larges conduisent pour une zone de tensions donnée à des valeurs élevées donc peu favorables à la vitesse du basculement ; trop larges les tolérances ne permettront même pas de résoudre le problème et en général il faut se placer au-dessous de $\pm$ 5 %. On est amené le plus souvent à prévoir des résistances à couche avec des tolérances de fabrication de l'ordre $\pm$ 1 % et des marges de l'ordre de 1 % pour un échauffement de 25° C. (15° à 40° C) et d'au moins 1 % pour le vieillissement (celui-ci dépend de la fraction réellement dissipée de la puissance nominale et un coefficient de sécurité de 2 est un minimum).

Si on utilise des diodes au germanium il faut se fixer la valeur minimum admise pour la résistance inverse ; celle-ci diminue rapidement à chaud et il est normal de compter une diminution à 1/3 en passant de 20° C à 40° C (1). On ne peut actuellement prévoir mieux que 200 000 ohms à 40° C sous 15 volts inverses. Pour des circuits lents on peut utiliser des diodes au sélénium miniatures dont les résistances inverses sont plus élevées.

4-3. — Tensions.

La zone des tensions utilisées est choisie en tenant compte d'abord qu'il faut se trouver sous les limites (M_1) et (M_2). Quand le tube est bloqué la tension d'anode est de l'ordre de 60 à 80 % de la tension V ; il faut donc choisir V assez petite pour ne pas dépasser la tension maximum d'anode

Ex. : $V_{p\ max} = 150^V \quad V < 250^V$

L'autre limitation (M_1) correspond au débit du tube ; la limite (M_1) est fixée approximativement par $R_1\, i_{max}\, (1 + \rho/R_0)$; R_1 sera déterminée par le calcul mais son ordre de grandeur est celui de ρ_{max} et R_0 est plus petit que R_1. On peut alors se faire une idée de la limite (M_1) :

exemple :

$\rho_{max} = 22\ 000$ ohms $\quad i_{max} = 6$ mA $\quad \rho\ \ i_{max} = 132^V$

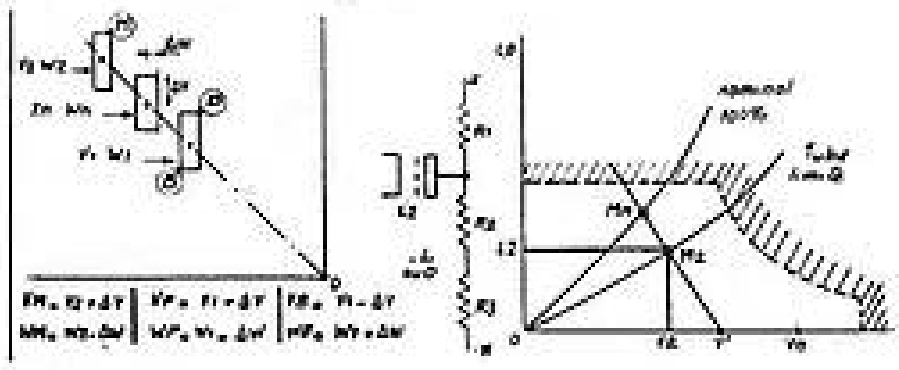


Fig. 7. — Détermination des éléments.

Tolérances résistances $\pm\ a$

Diodes inverses R $\qquad \varepsilon_B = \dfrac{R_1}{R} + \dfrac{R_2}{R} L + R_1\, i_0$

Polarisation blocage $-L$ $\qquad \varepsilon_P = \dfrac{R_2}{R} L$

$$V_O = \left(\frac{1-a}{1+a}\right)^2 \frac{(V_B - \varepsilon_B)(V_P - L - \varepsilon_P)}{V_B}$$

$$R_1 = \frac{V_P + L - V_O}{(1-a)\, i_2}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\dfrac{V_O}{V_2 + L} - 1}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{\dfrac{V_2 + L}{V_O} - \dfrac{(1+a)}{(1-a)}} \quad \frac{W_B}{V_B - \varepsilon_B}$$

$$\text{ou} \quad R_3 = R_1 \frac{1-a}{1+a} \quad \frac{W_P - L - \varepsilon_P}{V_O - (V_2 + L)}$$

(M_1) de l'ordre de 260 ^{V}.

De toutes manières il est utile de prendre une marge de sécurité. Pratiquement les valeurs de V se situent :

vers 150 ^{V} avec des tubes à pente moyenne

et 100 ^{V} avec des tubes à pente élevée

Dans certains cas où l'on désire une vaste zone de fonctionnement on peut être amené à prévoir une tension plus élevée.

Pour W il y a intérêt à prendre la valeur la plus grande car R_3 sera d'autant plus grande et R_2 plus

(1) D'après mesures faites sur diodes de plusieurs constructeurs.

petite ; on pourra effectuer plusieurs calculs avec plusieurs valeurs de W.

La tension L sera fixée de manière à ce que le courant résiduel soit faible (quelques dixièmes de mA).

Les *tolérances* sur les tensions dépendent du type de sources de tension : l'intérêt de faibles tolérances est de permettre de plus faibles valeurs de résistances, ce qui est recherché pour les montages rapides. Dans un tel cas on peut donc être conduit à réguler les tensions par exemple à $\pm$ 1 %. Dès qu'un appareil contient un nombre important de basculeurs cela devient inacceptable ; une solution consiste à réguler le secteur et redresser avec un montage à faible résistance interne. Il est facile d'obtenir compte tenu des variations de tension, charge, fréquence et facteur de puissance, une régulation secteur de $\pm$ 3 % ; en tolérant une ondulation résiduelle de l'ordre de 2 % avec des cellules au sélénium, on peut obtenir des variations de $\pm$ 3 % dans l'intervalle utile du débit — ce point sera précisé au chapitre suivant. D'après les indications qui viennent d'être données on se fixe donc les points indiqués sur le graphique V–W de la figure 7, ΔV et ΔW étant les écarts absolus indépendants. Pour la source L il y a intérêt, en général à prévoir une régulation ou en tous cas de faibles variations.

4-1. — Calcul des résistances.

Il n'est pas utile de justifier en détail ici l'établissement des relations utilisées pour le calcul. Elles s'établissent très simplement en écrivant qu'au point point B (graphique V–W de figure 7) le potentiel $V_G \geqslant 0$ et au point P $V_G \leqslant -L$. Le calcul est fait en première approximation en ne faisant intervenir les diodes et le courant résiduel au blocage que par une évaluation a priori des effets correctifs qui seraient deux termes :

$$\varepsilon_B = \frac{R_1 + R_2}{R} L + R_1 io$$

$$\varepsilon_P = \frac{R_2}{R} L$$

En se fixant que les diodes auront une résistance inverse au moins égale à 2 R_3 les termes en L sont de l'ordre de $L/2$.

Avant le calcul proprement dit on choisit approximativement le point de fonctionnement M_2 du tube limite ; (graphique $i_p - V_p$ de la figure 7) : si on désire avoir les résistances les plus faibles on cherchera à placer M le plus haut possible ; si on prévoit une faible consommation (courant i_2 faible) il faut s'attendre à des résistances assez fortes. Dans tous les cas le point M_2 sera tel que le point M_n correspond à un tube nominal reste dans les limites d'emploi ; sa position sera évaluée en plaçant approximativement V' de l'ordre de 0,6 à 0,8 V_n. D'autre part il n'y a de solution que si $V_2 + L$ est inférieur à une valeur V_0 dont la valeur est donnée en figure 7. Si $V_2 + L$ est très près de cette limite, les résistances seront d'autant plus importantes, ce qui n'est pas recommandable pour des montages rapides ; les relations $\frac{R_2}{R_1}$ et $\frac{R_3}{R_1}$ données figure 7 montrent dans quelle mesure la valeur V_2 intervient sur ces rapports. La figure 7 contient les relations fixant les 3 résistances ; en général on arrondit à une valeur standard. Il y a lieu ensuite de vérifier pour le tube nominal que M_n est acceptable en plaçant la droite de charge dans le cas le plus défavorable (point M du graphique V–W) ; cette droite est fixée par la tension V' et la résistance apparente R'_1 qui valent

Sans limiteurs

$$V' = \frac{(1+a)(R_2+R_3)V_M - (1-a)R_1 W_M}{(1+a)(R_2+R_3) + (1-a)R_1}$$

$$R'_1 = \frac{(1-a^2)R_1(R_2+R_3)}{(1+a)(R_2+R_3) + (1-a)R_1}$$

Avec limiteurs

Passant pour limite i_{max}

$$V' = \frac{(1+a)R_2 V_M - (1-a)R_1 L_2}{(1+a)R_2 + (1-a)R_1}$$

$$R'_1 = \frac{(1+a)R_2(1-a)R_1}{(1+a)R_2 + (1-a)R_1}$$

Bloqué pour limite Vp_{max}

$$V' = \frac{(1+a)R_2 V_M}{(1+a)R_2 + (1-a)R_1}$$

S'il y a lieu on peut examiner la validité des estimations de ε_B et ε_P, au besoin recommencer le calcul. La puissance maximum dissipée dans les résistances sera calculée plus loin. Le montage étant alors déterminé on peut tracer la zone de fonctionnement absolu (selon paragraphe 3).

Exemple de calcul :

Tube
- 6 J 6 ou R C A 5964, 6211, 5965 ou Philips E9 2 CC
- ρ nominale 6 600, limite 10 000 ohms (65 % nominal)
- i_{max} = 15 mA Vp_{max} = 200 V chauffage $\pm$ 5 %
- blocage $-L = -5$ volts

Tensions
- Vn = 150 V Wn = 220 V
- Variations $\pm$ 5 % et $\pm$ 5 V ; V_1 = 142,5 V et W_1 = 190 V
- Vp = 147,5 Vb = 137,5 Vm = 162,5
- Wp = 185 Wb = 195 Wm = 205

Résistances $\pm$ 1 % $\pm$ 1 % : a = 0,02 ; $\varepsilon_B = \varepsilon_P$ = 2 V

On trouve ε_0 = 114 volts

On choisit ε_2 = 90 V i_2 = 9 mA

d'où R_1 = 4,3 KΩ R_2 = 21,5 KΩ R_3 = 38,7 KΩ

on prendra

4,7 KΩ	22 KΩ	39 KΩ

La droite pour le tube nominal est fixée par V' = 129 V R'_1 = 3,8 KΩ (avec limiteurs) et le courant ne dépasse pas 12,4 mA.

5° Consommations de courant.

5-1. — Calcul des courants.

En vue d'évaluer avec précision les performances à prévoir pour les sources de tension, il faut avoir le moyen de calculer les courants consommés et dans

quelles limites ceux-ci varient selon l'exemplaire, son état d'équilibre ou son vieillissement. Les notations des courants sont indiquées sur la figure 1, dans l'hypothèse où le côté droit est passant. Les relations donnant les valeurs des courants, sont groupées ci-dessous :

Consommations avec limiteurs		on néglige
$i_0 = \dfrac{V}{R_1+R_2} = \dfrac{W}{R_3}$		
$i_1 = \dfrac{W-L-\mu\varepsilon_0}{R_3} = \dfrac{V+(1+R_3/\rho)L-(R_3/\rho)\mu\varepsilon_0}{R_1+\left(1+\dfrac{R_1}{\rho}\right)R_2}$		$r << R_1 ...$
$I_B = \dfrac{V+R_2 i_0}{R_1+R_2}$	$J_B = \dfrac{W}{R_3}$	$\varepsilon_0 << V$ et W
$I_P = \dfrac{V}{R_1+\dfrac{\rho R}{\rho+R_2}} + \dfrac{L}{R_2+R_1\left(1+\dfrac{R_2}{\rho}\right)} + \dfrac{\mu\varepsilon_0}{\rho+R_1(1+\rho/R_2)}$		$\varepsilon_1 << L$
$J_P = \dfrac{W-L}{R_3}$		
$i_\rho = \dfrac{V}{R_1+\rho\left(1+\dfrac{R_1}{R_2}\right)} - \dfrac{L}{R_2+\rho\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)} + \dfrac{\mu\varepsilon_0}{\rho+\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}}$		
Consommations sans limiteurs		
$I_B = \dfrac{V+W+(R_2+R_3)i_0}{R_1+R_2+R_3}$	$J_B = \dfrac{V+W-R_1 i_0}{R_1+R_2+R_3}$	si $i_0 = 0$ $I_B = J_B$
$I_P = \dfrac{V\left(1+\dfrac{R_2+R_3}{\rho}\right)+W+\mu\varepsilon_0\dfrac{R_2+R_3}{\rho}}{R_1+R_2+R_3+\dfrac{R_1(R_2+R_3)}{\rho}}$		
$J_P = \dfrac{V+W(1+R_1/\rho)-\mu\varepsilon_0\dfrac{R_1}{\rho}}{R_1+R_2+R_3+\dfrac{R_1(R_2+R_3)}{\rho}}$		
$i_\rho = \dfrac{V-\dfrac{R_1}{R_2+R_3}W}{R_1+\left(1+\dfrac{R_1}{R_2+R_3}\right)\rho}$		

$I = (I_B)_G + (I_P)_D$ ou $(I_P)_G + (I_B)_D$

D'un exemplaire à l'autre les consommations diffèrent ; compte tenu des tolérances sur les éléments on peut calculer les valeurs limites possibles. Il est commode d'en donner une représentation graphique, particulièrement dans le cas du montage à limiteurs ; en effet, les courants ne dépendent alors que d'une des tensions : V pour I et W pour J.

Du point de vue des consommations, les limiteurs ont l'avantage de réduire les variations ce qui adoucit les conditions à imposer aux sources. La figure 8 donne le graphique pour I fonction de V et le tableau adjoint indique les valeurs à prendre pour les éléments en vue de placer les courbes de débit maximum.

5-2. — Variations.

1° Le vieillissement du tube provoque une variation lente des consommations, si sa résistance passe de ρ_1 à ρ_2 le courant (I_P) passera de $(I_P)\ \rho_1$ à $(I_P)\ \rho_2$ soit une variation $(I_P)\ \rho_1 - (I_P)\ \rho_2$. Cette variation est maximum dans les conditions du tableau ci-dessous :

Max de	R_1	R_2	ε_0	ε_L	V	L
ΔI ou Δi_p	min	max	max	max	max	max
Δj_L	min	max	0	—	max	max

2° Les deux états d'équilibre ne donnent pas les mêmes débits ; au moment du basculement il y a variation quasi instantanée du débit. Il est utile de les chiffrer pour fixer la réponse transitoire des sources de tension.

Le courant I passe de : $(I_B)_G + (I_P)_D$ à $(I_P)_G + (I_B)_D$ la variation est $\Delta I = (I_P - I_B)_D - (I_P - I_B)_G$ et elle est maximum si $(I_P - I_B)_D$ est max et $(I_P - I_B)_G$ minimum : soit $\Delta I_{max} = (I_P - I_B)_{max} - (I_P - I_B)_{min}$.

Avec limiteurs	
$I_P - I_B = \dfrac{V}{(1+R_1/R_2)[\rho+R_1(1+\rho/R_2)]} - \dfrac{L}{R_2+R_1(1+R_2/\rho)} - \dfrac{R_2 i_0}{R_1+R_2}$	
$J_P - J_B = \dfrac{L+\varepsilon_0+\varepsilon_L}{R_3}$	

Max. de	R_1	R_2	R_3	ρ	i_0	ε_0	ε_L
$I_P - I_B$	min.	max.	—	min.	0	max.	max.
$J_P - J_B$	—	—	min.	—	—	max.	max.

Les calculs faits pour le montage BV donnent :

Variations { lentes max I : 1,3 mA moyenne 0,9 mA
instantanées max : I : 0,04 mA
J : 0,01 mA

pour des débits moyens de 7,7 et 3 mA

5-3. — Détermination des sources de tension.

Avec des limiteurs il est facile, en utilisant un graphique V–I ou W–J tel que celui de la figure 8, de connaître l'intervalle utile de débit des sources et de fixer leurs résistances internes à ne pas dépasser. Les courbes (I_1) et (I_2) donnent les courants pour les exemplaires qui consomment le minimum (I_1) et le maximum (I_2). Les variations des tensions sont choisies d'après la zone de fonctionnement des basculeurs (graphique V–W de la figure 8), les variations simultanées étant de $\pm\ \alpha$ %. Lorsque l'écart commun est de $+\ \alpha$ % il faut que la tension soit entre les valeurs correspondant à P_2 et Q_2 ; sur le graphique V–I la tension sera la plus élevée pour le débit le plus faible donc sur la courbe (I_1) et elle sera la plus basse sur (I_2), d'où les deux points P_2 et Q_2. Il faut

que la droite de charge passe entre P_2 et Q_2 c'est-à-dire que la résistance interne soit inférieure à celle définie par l'inclinaison du segment $P_2\,Q_2$; il en est

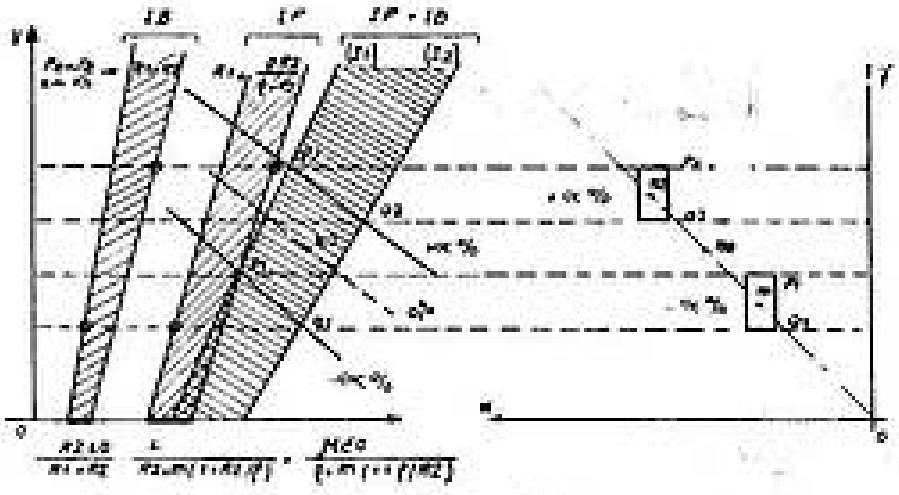


FIG. 8. — Consommations de courant (avec limiteurs)

	Valeur à prendre pour les courbes de débit maximum									
	R_1	R_2	R_3	ρ	i	ε_0	ε_L	V	W	L
I_B	min	min	–	–	max	0	–	max	–	–
I_P	min	min	–	min	–	max	max	max	–	max
i_P	min	max	–	min	–	max	–	max	–	min
i_L	max	max	min	min	–	0	–	min	max	min
i_B	–	–	min	–	–	max	–	–	max	–
γ_P	–	–	min	–	–	–	0	–	max	min
i_0	min	min	max	–	–	–	–	max	min	–

de même pour $P_1\,Q_1$. Ainsi peut-on fixer une valeur de la résistance interne qui donnera une certitude absolue ; cette valeur r_r est établie pour un basculeur. Pour un ensemble de N basculeurs les cas extrêmes correspondent à avoir tous les basculeurs dans un des deux états extrêmes (I_1 et I_2), en prenant ces cas on est certain d'être toujours en état absolu de fonctionnement sans réglage particulier. La résistance de la source ne devra pas dépasser r_r/N. Les points P_1 et Q_2 donnent, au cas où la résistance a cette valeur, les consommations extrêmes possibles par basculeur.

Exemple : montage *BV*

$r_a = 10\,000$ ohms $\qquad r_a = 11\,000$ ohms

$I = 7$ à $8{,}3$ mA

$J = 2{,}85$ à $3{,}1$ mA } moyens pour $\alpha = \pm 3\ \%$

Les courbes de débits de la figure 8 permettent également de voir dans quelles conditions un *voyant indicateur* pourra être commandé par le basculeur, soit par le courant entrant vers un des bras R_1, soit par la tension aux bornes de R_1 (tube néon). Les quatre points marqués d'un cercle fixent les valeurs extrêmes possibles pour le courant dans R_2.

Exemple-Montage *BV*

$R_1\ I_P$ $\quad 98^V$ à 133^V

$R_1\ I_B$ $\quad 50^V$ à 57^V

Pour fonctionner avec sûreté il faut des néons amorcés avant 98^V et éteints à 57 volts.

Enfin, on peut prévoir les *puissances dissipées* dans les résistances soit pour un exemplaire moyen soit pour le cas maximum. Les courants à considérer sont : I_P pour R_1, J_B pour R_2 et R_3.

Ex : montage *BV*.

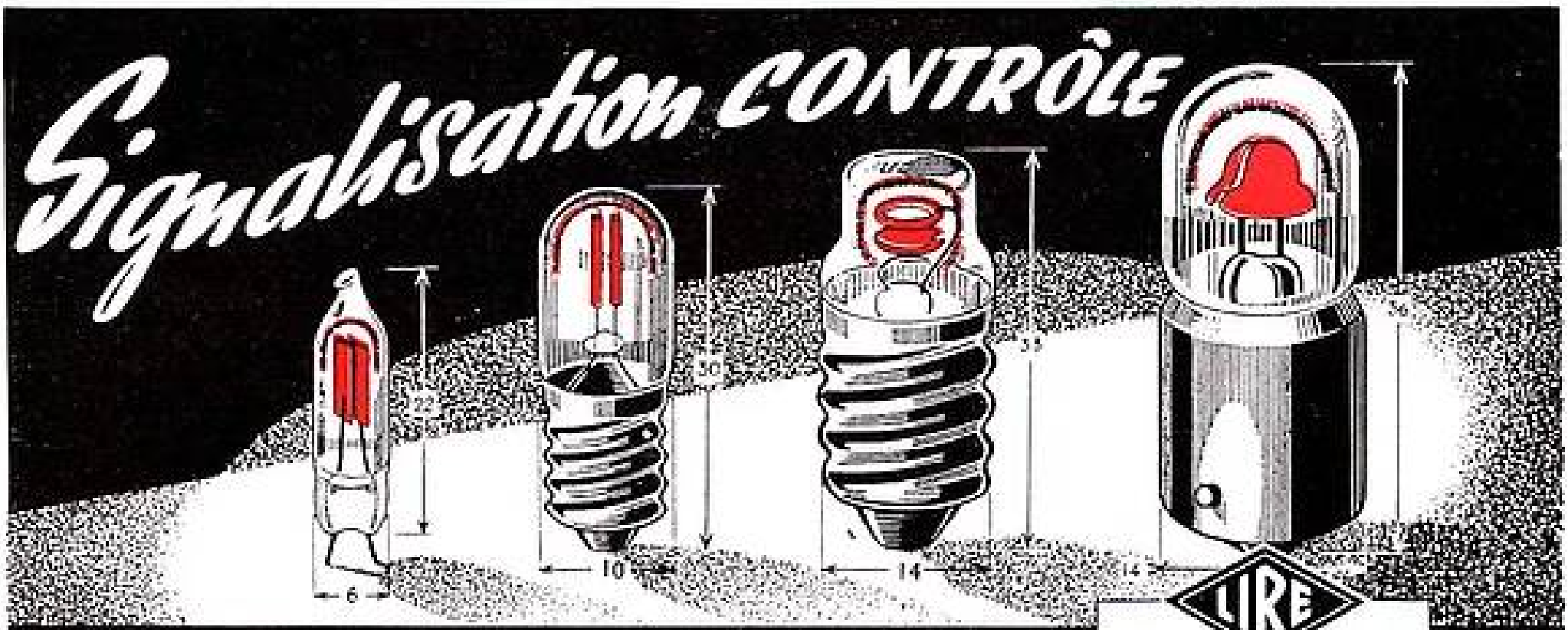
	max.	moyen	
R_1	0,8	0,6	Watts
R_2	0,5	0,4	
R_3	0,25	0,2	

Résumé. — Conclusion.

En utilisant les résultats de l'analyse qui vient d'être exposée on peut avec précision déterminer un montage et évaluer ses tolérances par rapport aux sources de tension en tenant compte des écarts de valeur de tous les constituants. Ainsi étudié, un exemplaire quelconque construit avec des éléments correspondant à certaines tolérances pourra être utilisé sans aucun réglage quel que soit le nombre de basculeurs. On dispose alors d'un « élément complexe » — réalisé par exemple sous forme « enfichable » — que l'on utilisera avec autant de facilité qu'un relais électro-magnétique, par exemple. Cette facilité ne sera réelle que si l'on connaît de manière aussi systématique le comportement dynamique du montage c'est-à-dire essentiellement l'amplitude nécessaire pour obtenir avec certitude le basculement mais ceci est hors du sujet traité ici.

L'analyse faite pour un montage bistable à tubes pourrait être reprise et adaptée soit à un montage plus complexe contenant en particulier des résistances en circuit commun aux deux ponts entre R_1 et V, entre R_2 et W et dans la connexion de cathode, soit encore à un basculeur construit avec des transistrons ayant l'émetteur à la masse.

Signalisation CONTRÔLE



LIRE

NÉON L.I.R.E.

LABORATOIRE INDUSTRIEL
ET DE RECHERCHES ELECTRONIQUES

69, RUE DES GALVENTS — CLAMART (SEINE) — TÉL. : MIC 46-19

DEMANDEZ
notre documentation
complète

Agence DOMENACH

OPTA

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

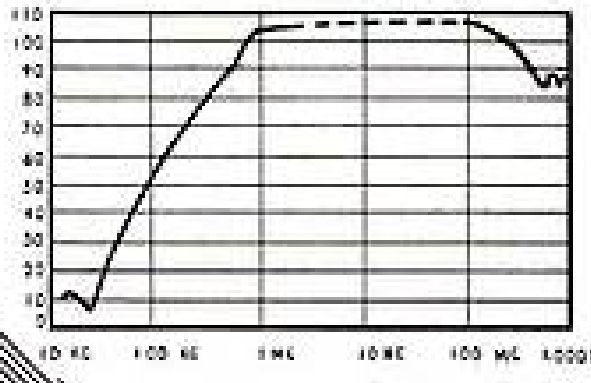
ST-MICHEL-SUR-TERNOISE (P.-de-C.)

FILTRES

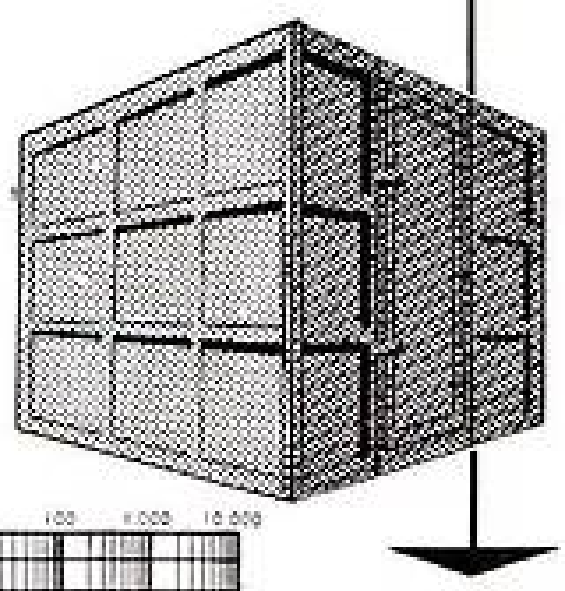
POUR CAGES DE FARADAY S.I.D.T.

AGENT GÉNÉRAL POUR L'EUROPE DES FILTRES HOPKINS

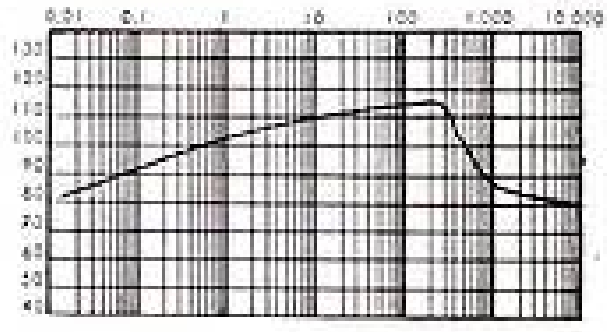
Courbe d'affaiblissement du filtre bifilaire, type 146 - 250 v. 30 ampères 400 périodes.



Brochure D. 13



Affaiblissement 100 Db de 1 à 500 Megacycles



Affaiblissements mesurés dans la limite de lecture des appareils

Brochures DI, 11

CAGES DE FARADAY S.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.

APPAREILS ÉLECTRIQUES DE MESURE

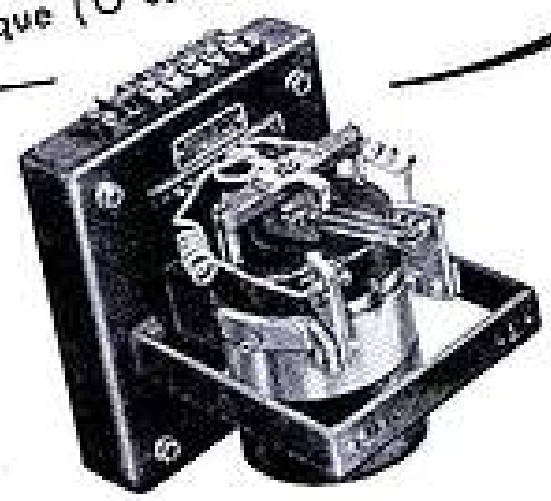
APPAREILS ÉTANCHES ANTICHOCS

Microampèremètres depuis 2 µA
Millivoltmètres dep. 1 mV (sur cadre)
Ampèremètres - Voltmètres, etc...

APPAREILS SPÉCIAUX SUR DEMANDE

RELAIS GALVANOMÉTRIQUES DE SÉCURITÉ

Courant de commande depuis 3 µA
à minimum et maximum différentiel
symétrique (O central) régulateur



ALBERT LE BŒUF & FILS

194 RUE DES GROS-GRÈS . COLOMBES . CHA.56-03+

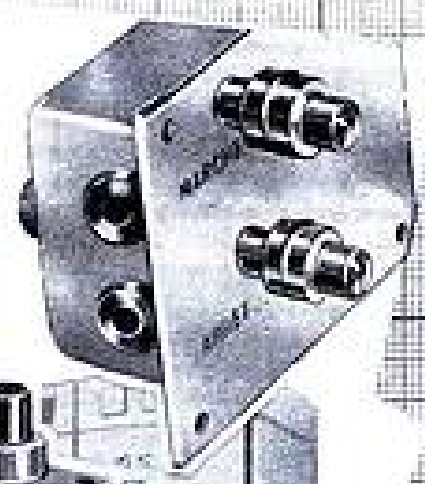
Salon de la Pièce Détachée, Allée E, Stand 20.

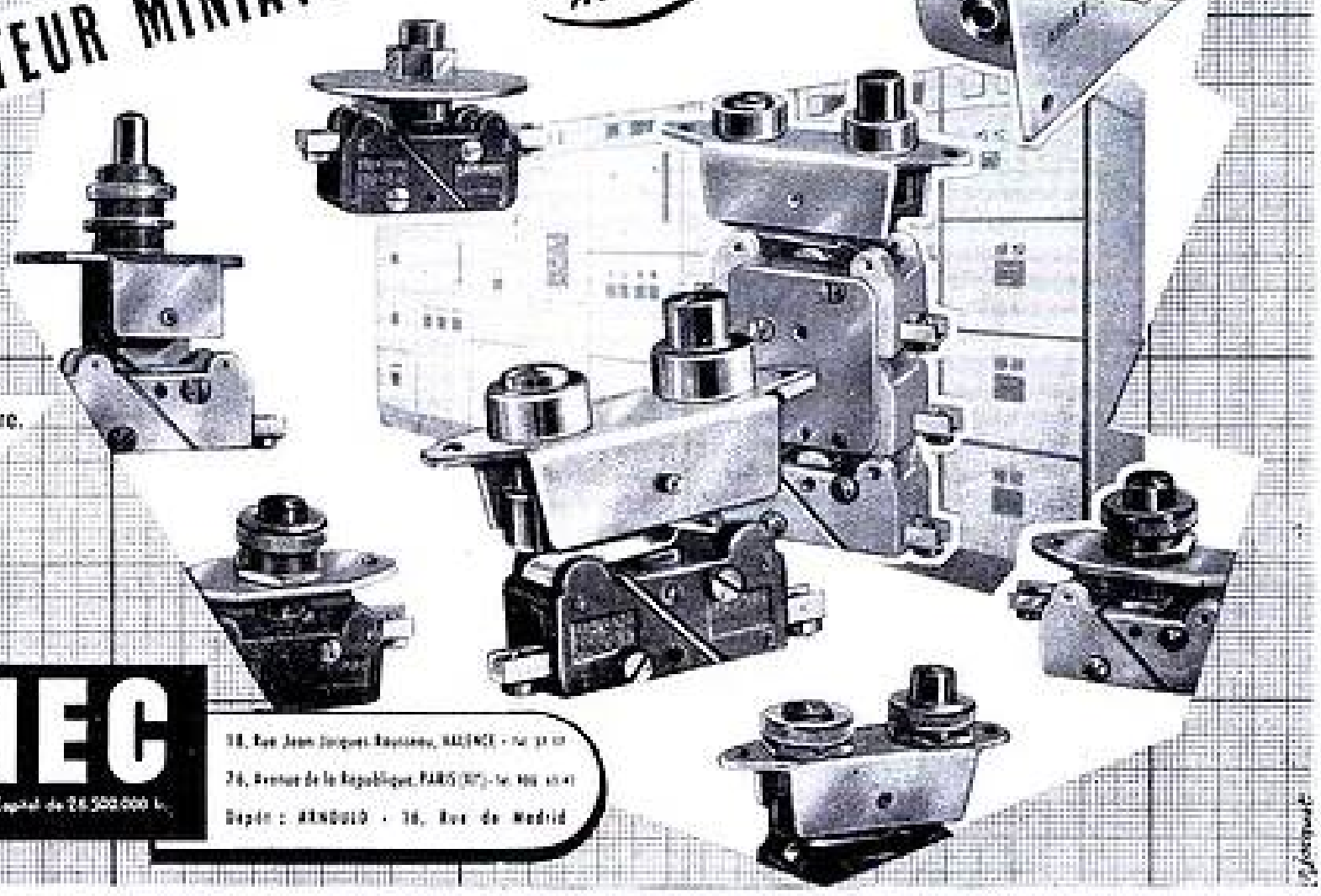
Pour tout ce qui concerne l'équipement de vos

TABLEAUX ÉLECTRIQUES et MACHINES MODERNES

INTERRUPTEUR MINIATURE

500.000 manœuvres





montage facile en uni, bi, tripolaire,
remplacement aisé du contact,
modes de fixation très divers,
belle présentation.

SERMEC

Société à Responsabilité Limitée au Capital de 24.000.000 f.

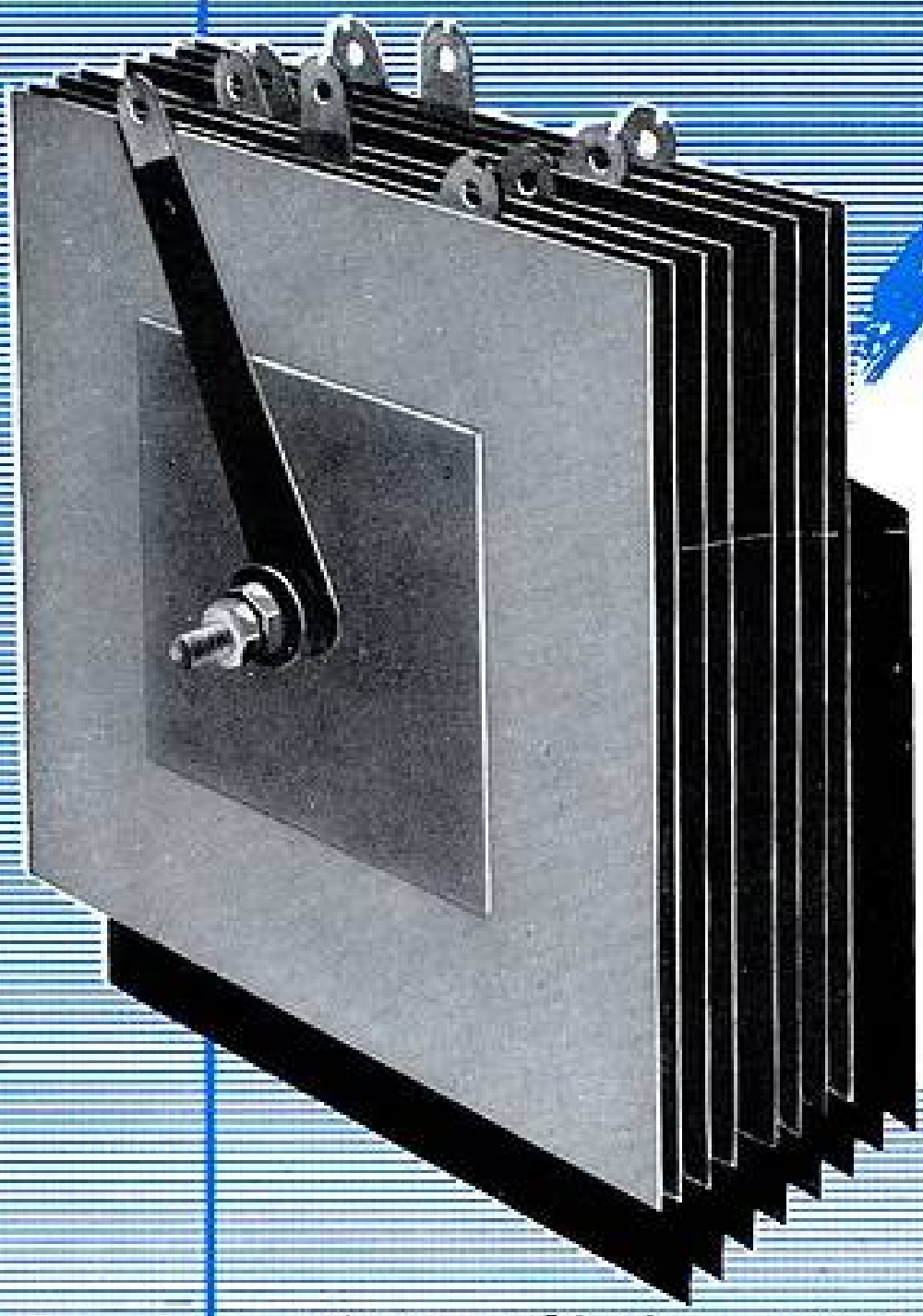
18, Rue Jean-Jacques-Rousseau, BAGNEUX - Tél. 33 ...

74, Avenue de la République, PARIS (11e) - Tél. 700 ...

Dépôt : ARNOULD - 18, Rue de Madrid

CELLULES REDRESSEUSES SELENOX

L.M.T.



DES ESSAIS SYSTÉMATIQUES GARANTISSENT LA RÉGULARITÉ DE LA QUALITÉ

Des cellules L.M.T. fonctionnent sans interruption depuis plus de 150.000 heures

L.M.T.

46, QUAI DE BOULOGNE - BOULOGNE-BILLANCOURT (SEINE) - TÉL. : MOL. 50-00

ÉQUIPEMENT DE TÉLÉVISION SOUS-MARINE DERVEAUX

CAMERA KSM 16

RÉCEPTEUR RTD 40

PUPITRE DE COMMANDES

L'ENSEMBLE SMD 16 comprend :

- ★ Une **CAMÉRA SOUS-MARINE** type KSM 16
- ★ Un **RECEPTEUR** type RTD 40
- ★ Un **PUPITRE DE COMMANDE** type PCM 1
- ★ Un **CABLE DE LIAISON CAMÉRA-RECEPTEUR** type RD 24-M à raccordement par fiches
- ★ Un **CABLE DE LIAISON PUPITRE-RECEPTEUR** type RD 24-2 à raccordement par fiches
- ★ Un **TRANSMETTEUR D'ORDRES** type TO 1
- ★ Un **TOURET DÉVIDOIR** type TD 100

★ CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Procédé spécial d'analyse en « SINUS »
Modulation vidéo 100 %
Suppression des signaux de synchronisation
Temps de retour horizontal nul
600 lignes
50 images par seconde
Correcteur automatique de phase

★ CAMÉRA - Type KSM 16

Caisson métallique étanche, pressurisé, facilement démontable
Hublot correcteur et objectif, procédé IVANOFF à angle de champ de 87°
Récepteur d'ordres
Tubes de prise de vues

1° Utilisation avec déplacement de l'objectif :
Tube résistron 16 mm sensible, sans rémanance Type **V 372 RD (A)**

2° Utilisation sans déplacement de l'objectif :
Tube résistron 16 mm ultra-sensible à rémanance Type **V 372 RD (S)**

Equipée de 2 poignées, d'un viseur et d'un dispositif d'attache des projecteurs
Dimensions hors tout : ⌀ 135 mm; longueur : 340 mm

★ RECEPTEUR - Type RTD 40

Boîtier métallique
Format d'image utile : 330 × 240 mm
Ce récepteur comprend :
Les circuits d'analyse et de correction
L'amplificateur vidéo
Les circuits d'alimentation générale caméra et récepteur
Un châssis amovible : AMPLIFICATEUR du TRANSMETTEUR D'ORDRES **Type ABF 1**
Dimensions hors tout : 500 × 420 × 400 mm
Poids : 45 kg

★ PUPITRE DE COMMANDE - type PCM 1

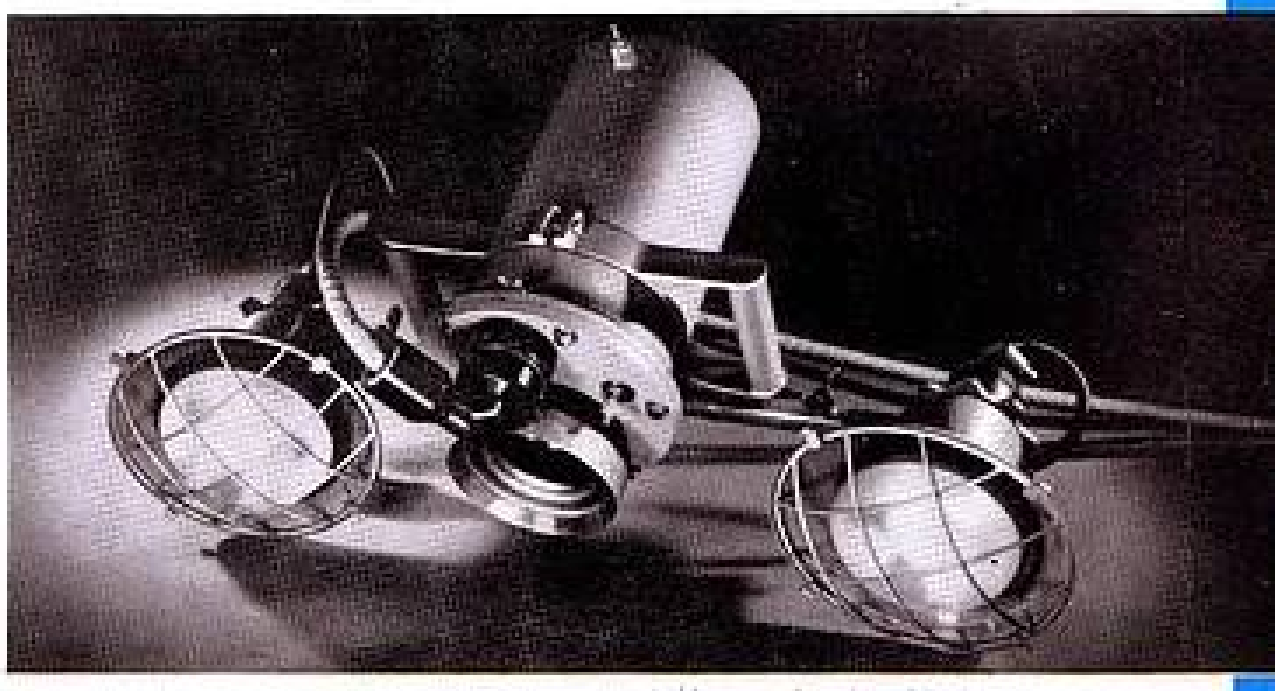
Boîtier métallique groupant toutes les commandes récepteur et caméra :
MARCHE - ARRÊT - Chauffage
MARCHE - ARRÊT - H.T.
LUMIERE RÉCEPTEUR
CONTRASTE
CONCENTRATION CAMÉRA
ENTRÉE TRANSMETTEUR D'ORDRES

★ ACCESSOIRES

1 CABLE DE LIAISON CAMÉRA-RÉCEPTEUR avec fiches de raccordement **Type RD 24-M**; longueur : 100 m
1 CABLE DE LIAISON RÉCEPTEUR-PUPITRE avec fiches de raccordement **Type RD 24-2**; longueur : 5 m
1 JEU DE PROJECTEURS **Type 2 P 500** avec câble d'alimentation
1 TOURET DÉVIDOIR **Type TD 100**; capacité : 100 m
1 TRANSMETTEUR D'ORDRES **Type ETO 1**

★ ALIMENTATION

Secteur 110-220 volts ± 10 % (50-60 pps monophasé)
Consommation : 160 VA



JEUX DE PROJECTEURS ADAPTÉS A LA CAMERA SOUS-MARINE

LABORATOIRES R. DERVEAUX, 6, rue Jules-Simon - Boulogne-sur-Seine - Téléphone MOLitor : 37-00

CAVITÉS SPHÉRIQUES DÉCOUPÉES

PAR

Georges BOUDOURIS

Ingénieur Electricien et Radio

E.S.E. - E.P.A. - Assoc. Brit. I.R.E. - Chercheur au C.N.R.S.

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

Longueur d'onde de résonance

I-1. — Introduction.

I-2. — Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode — h petit devant R.

I-3. — Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode — h voisin de R.

I-4. — Points intermédiaires. Méthode d'Abele.

I-5. — Conclusions.

I-6. — Proposition pour un ondemètre sphérique à mercure.

DEUXIÈME PARTIE

Coefficient de surtension

II-1. — Introduction.

II-2. — Cavité cylindrique (Mode E_{010}).

II-3. — Cavité sphérique (Mode E_{101}).

II-4. — Cavité sphérique découpée (points intermédiaires).

II-5. — Application dans les bandes 3 et 10 cm.

PREMIÈRE PARTIE

LONGUEUR D'ONDE DE RÉSONANCE

I - 1. Introduction.

On se propose d'étudier la longueur d'onde de résonance (λ) d'une famille de cavités, dérivées d'une cavité sphérique de rayon R, dont on découpe une partie variable par deux plans parallèles et distants de h du plan équatorial (fig. I-1*a*).

Les deux cas extrêmes, $h \to 0$ et $h \to R$, reviennent, le premier, au cas du cylindre, le deuxième, au cas de la sphère. Les résultats sont alors bien connus par la théorie des cavités et on a rigoureusement pour les modes fondamentaux :

$$\lambda = 2{,}613 \,.\, R \quad (h \to 0, \text{ mode } E_{010}).$$

$$\lambda = 2{,}289 \,.\, R \quad (h \to R, \text{ mode } E_{101}).$$

Lorsque $0 < h < R$, le calcul de λ exige l'application des méthodes d'approximation. On utilise à ce but deux méthodes :

1° Pour h voisin de zéro ou de R, on détermine λ par le moyen de la théorie, concernant la modification de λ après déformation légère des parois d'une cavité, dont on connaît la longueur d'onde de résonance initiale.

2° Dans les cas intermédiaires, on applique une méthode approximative grapho-analytique, proposée par M. Abele (1).

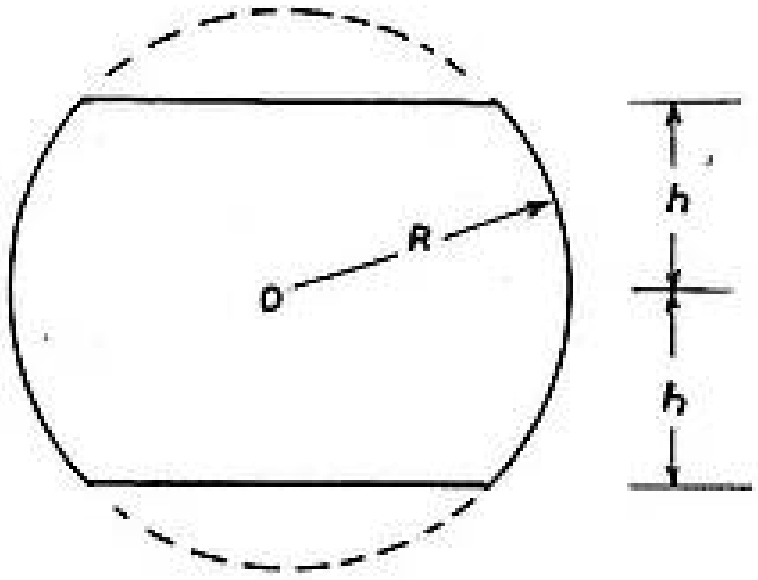


Fig. (I-1 *a*). — Formation de la cavité sphérique découpée.

La courbe de variation de λ/R en fonction de h/R, qui constitue le but de cette première partie, sera ainsi déterminée.

I - 2. Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode. — h petit devant R.

Soit V, le volume d'une cavité quelconque, à l'intérieur de laquelle on connaît la solution $\left(E, H, k = \frac{2\pi}{\lambda}\right)$. Après une légère déformation des parois, le volume de la cavité devient V', mais on admet que la distribution des champs ne change pas. Sous cette réserve, on trouve que la variation de la longueur d'onde est donnée par l'expression (2) :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \frac{\iiint_V (\mu H^2 - \varepsilon E^2)\, dV}{\iiint_V \varepsilon E^2\, dV} \qquad \text{(I-1)}$$

avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\delta k = k' - k$ (k' la nouvelle valeur), $\delta V = V - V'$.

Appliquons ce résultat au cas d'une cavité cylindrique, dont les parois latérales sont déformées de façon à prendre la forme sphérique inscrite dans le cylindre (fig. I-2 *a*).

On sait que, pour une cavité cylindrique au mode E_{010}, on a pour les champs :

$$\left.\begin{aligned} E = |\mathcal{E}_z| &= J_0(k_c r) \\ H = |\mathcal{H}_\varphi| &= \frac{k_c}{\omega_c \mu} J_0'(k_c r) \end{aligned}\right\} \quad \begin{aligned} &\text{avec } k_c R = 2{,}405, \\ &\text{donc } k_c r = 2{,}405 \frac{r}{R} \end{aligned}$$

(à une constante arbitraire près),

ces équations étant écrites dans un système de coordonnées cylindriques (z, r, φ) et J_0 représentant la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro. Or, $k_c = \omega_c \sqrt{\varepsilon\mu}$, ε et μ étant les constantes (électrique et magnétique) du milieu diélectrique, remplissant la cavité. Nous obtenons, dans le système d'unités *M.K.S.* rationalisé :

$$\left.\begin{aligned} E &= J_0\left(2{,}405 \frac{r}{R}\right) \\ H &= \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot J_0'\left(2{,}405 \frac{r}{R}\right) \end{aligned}\right\} \qquad \text{(I-2)}$$

(dans le vide : $\varepsilon = \varepsilon_0$, $\mu = \mu_0$ et $\sqrt{\varepsilon_0/\mu_0} = 1/120\pi$).

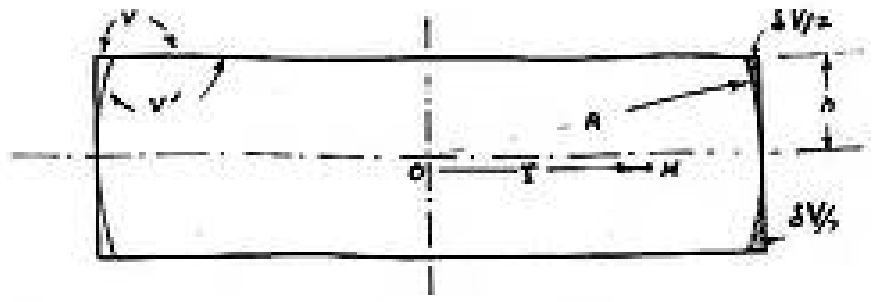


Fig. (I-2 *a*) — Pour rapprocher le cas du cylindre au cas de la sphère découpée (*b* petit devant *R*).

En vue de l'application de l'équation (I-1), calculons $\iiint_V E^2 dV$. On a : $dV = 2\pi r \cdot 2h \cdot dr$, donc :

$$\iiint_V E^2 dV = 4\pi h \int_0^R J_0^2(k_c r) \cdot r \cdot dr.$$

La dernière intégrale est une intégrale de Lommel (3) et on a :

$$\int_0^R J_0^2(k_c r) \cdot r dr = \frac{1}{2} R^2 \left[J_0'^2(k_c R) + J_0^2(k_c R)\right].$$

Par ailleurs (4) :

$$J_0'(k_c R) = -J_1(k_c R).$$

(1) M. Abele : « Metodo di calcolo grafico-numerico dei risonatori a cavità » bulletin de l'« Instituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris », n° 195, 1947. Et « Integrazione approssimata della equazioni di Maxwell nell' interno di una cavità risonante », même référence.

(2) Voir, par exemple le cours des hyperfréquences à l'E.S.E.

(3) Voir A. Angot « Compléments de Mathématiques », édition de la revue d'Optique, Paris, 1949, p. 364.

(4) Même référence, p. 361.

Il vient :

$$\iiint_V E^2 dV = \pi h \cdot \frac{1}{2} R^2 \left[J_1^2 (k_c R) + J_0^2 (k_c R) \right].$$

Or, $J_0 (k_c R) = 0$ $(k_c R = 2{,}405)$, ce qui résulte des conditions aux limites, imposées aux équations de Maxwell. D'où :

$$\iiint_V E^2 dV = 2\pi R^2 h \left[J_1 (2{,}405) \right]^2$$

et avec $J_1 (2{,}405) = 0{,}519$ (5), on a finalement :

$$\iiint_V E^2 dV = 0{,}5387 \cdot \pi R^2 h. \qquad (I\text{-}3)$$

Maintenant, l'équation (I-1), compte tenu des équations (I-2) et (I-3), s'écrit :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{\iint_{\delta V} \left[J_1^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) + J_0^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) \right] dV}{2 \cdot 0{,}5387 \cdot \pi \cdot R^2 h}$$

Posons $dV = 2\pi r \cdot dr \cdot dh$ et $h = \zeta \cdot R$ (ζ petit devant 1 pour que l'application de la méthode soit légitime). On obtient :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1{,}8552}{\zeta} \iint_{\delta S} \left[J_1^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) + J_0^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) \right] \frac{r}{R} d\frac{r}{R} d\frac{h}{R}. \qquad (I\text{-}4)$$

δS étant la surface de la section du cylindre, qu'on a hachuré sur la figure (I-2 *a*).

L'intégration, figurant dans l'équation (I-4), s'effectue graphiquement.

(5) Même référence, p. 403.

1° *Pour* $h = 0{,}2 \cdot R$ (fig. I-2*b*).

on trouve :

$$\frac{\delta k}{k} = 6{,}2074 \cdot 10^{-3}$$

et, comme $k' = k + \delta k = \frac{2\pi}{\lambda'}$, on obtient :

$$\lambda' = \frac{2\pi}{k + \delta k} = \frac{2\pi}{2{,}405 + 0{,}015} R = \frac{2\pi}{2{,}42} \cdot R,$$

c'est-à-dire, la nouvelle longueur d'onde de résonance est :

$$\lambda' = 2{,}596 \cdot R$$

2° *Pour* $h = 0{,}3 \cdot R$ (fig. I-2*b*)

on obtient :

$$\frac{\delta k}{k} = 14{,}5 \cdot 10^{-3},$$

d'où :

$$\lambda' = 2{,}575 \cdot R$$

On ne devrait pas essayer avec un h plus grand, parce que les conditions, dans lesquelles la méthode est applicable ne seraient plus respectées (la configuration des champs ne pourrait plus être considérée comme inchangeable). La valeur $h = 0{,}3\ R$ semble déjà assez poussée. D'ailleurs, la configuration des champs dans une cavité cylindrique (mode E_{010}, champ électrique parallèle à l'axe du cylindre), indique que, après la déformation des parois, les conditions aux limites (champ électrique tangentiel nul) ne seraient plus satisfaites avec la même configuration.

Malgré ces réserves, on peut aisément s'assurer que le comportement de la cavité sphérique découpée, pour $h < 0{,}3\ R$, ne s'écarte pas beaucoup de celui de la cavité cylindrique.

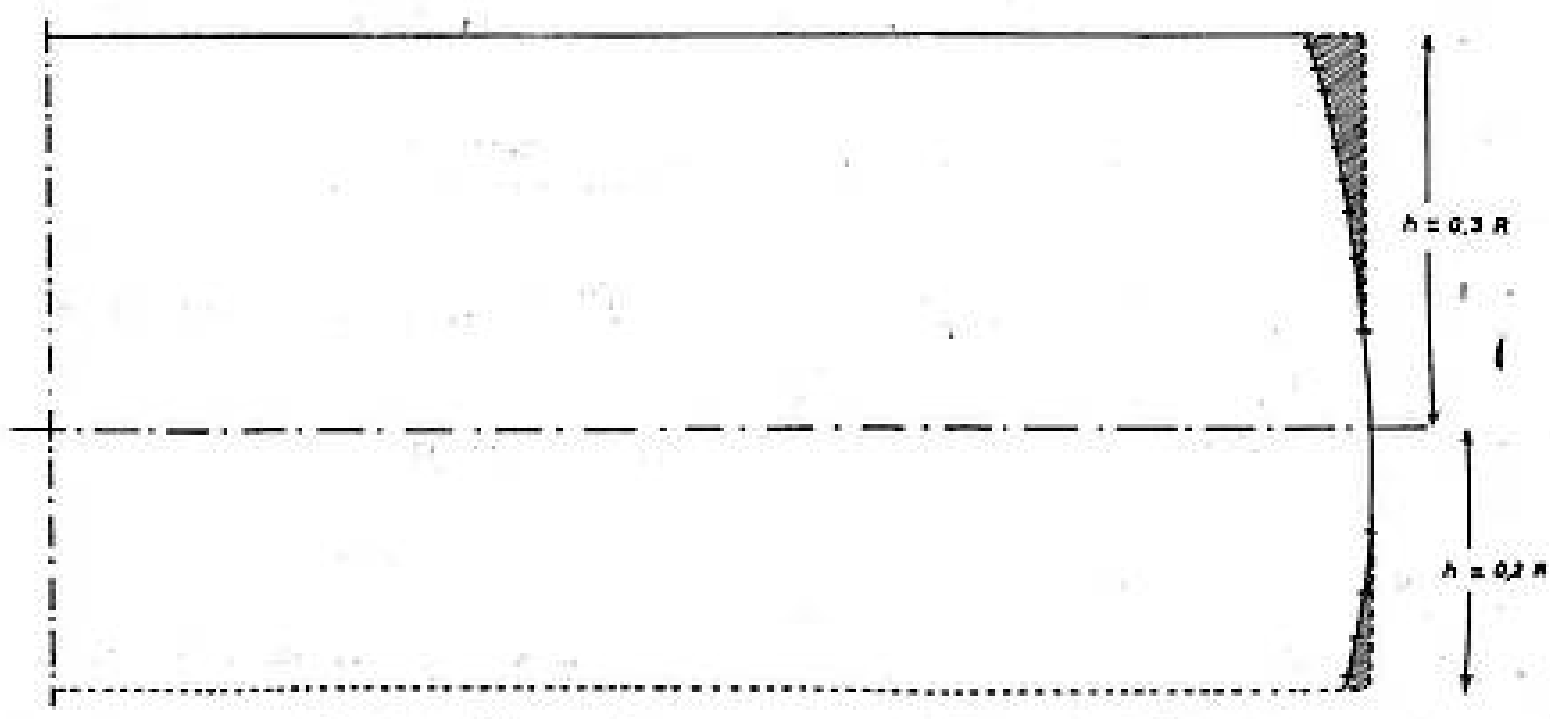


FIG. (I-2 *b*). — Cavité sphérique découpée. — Calcul de λ par la théorie de la déformation des parois (b petit devant R).

C'est ainsi qu'avec les résultats de ce paragraphe on peut fixer, avec une précision suffisante, le départ de la courbe $(\lambda/R,\ h/R)$ du côté $h/R = 0$.

De l'autre côté ($h/R = 1$), la marche de la courbe sera fixée dans le paragraphe suivant par l'application de la même méthode, en partant cette fois du cas de la sphère idéale.

I - 3. Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode. — h voisin de R.

En partant des équations générales de l'onde E_{nmi} à l'intérieur d'une cavité sphérique (6), en y faisant $n = 1, m = 0, i = 1$ et sachant que $P_1^0(z) = z$, $P_n^m(z)$ étant les fonctions de Legendre, on arrive aisément aux équations des champs dans la sphère au mode E_{101}, écrites en coordonnées sphériques (r, θ, φ) et dans le système d'unités *M.K.S.* rationalisé :

$$E_r = 6\,\frac{\sqrt{kr}}{r^2}\,J_{3/2}(kr)\,.\,\cos\theta$$

$$E_\theta = -3\,\frac{1}{r}\,\frac{d}{dr}\,[\sqrt{kr}\,J_{3/2}(kr)]\,.\,\sin\theta = -3\,\frac{\sqrt{kr}}{r^2}\,[kr\,J_{1/2}(kr) - J_{3/2}(kr)]\,.\,\sin\theta$$

$$E_\varphi = 0 \qquad \text{(I-5)}$$

$$H_r = 0$$

$$H_\theta = 0$$

$$H_\varphi = j\,\frac{0{,}025}{\pi}\,\frac{\sqrt{kr}}{r^2}\,.\,kr\,.\,J_{3/2}(kr)\,.\,\sin\theta$$

(à une constante arbitraire près)

avec : $k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, $kR = 2{,}744$, donc $kr = 2{,}744\,\dfrac{r}{R}$

(pour que les conditions aux limites soient satisfaites) ; $J_{3/2}$ et $J_{1/2}$ les fonctions de Bessel de 1re espèce et d'ordre 3/2 et 1/2, respectivement. Notons, d'ailleurs, que, pour passer à la deuxième expression de la deuxième équation de ce système, on s'est servi de la relation connue :

$$z\,J'_{3/2}(z) = z\,J_{1/2}(z) - \frac{3}{2}\,J_{3/2}(z).$$

Formons le rapport $\dfrac{E_\theta}{E_r} = \operatorname{tg}\alpha$. On obtient immédiatement des équations (I-5) :

$$\operatorname{tg}\alpha = 0{,}5\,.\,\frac{J_{3/2}(kr) - kr\,.\,J_{1/2}(kr)}{J_{3/2}(kr)}\,.\,\operatorname{tg}\theta. \qquad \text{(I-6)}$$

Cette expression peut prendre une forme différente, en y posant (7) :

$$J_{1/2}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi z}}\,.\,\sin z,\ J_{3/2}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi z}}\left(\frac{\sin z}{z} - \cos z\right). \qquad \text{(I-7)}$$

(6) Voir par exemple A. Angot (référence 3) p. 448.

(7) Voir A. Angot, p. 366.

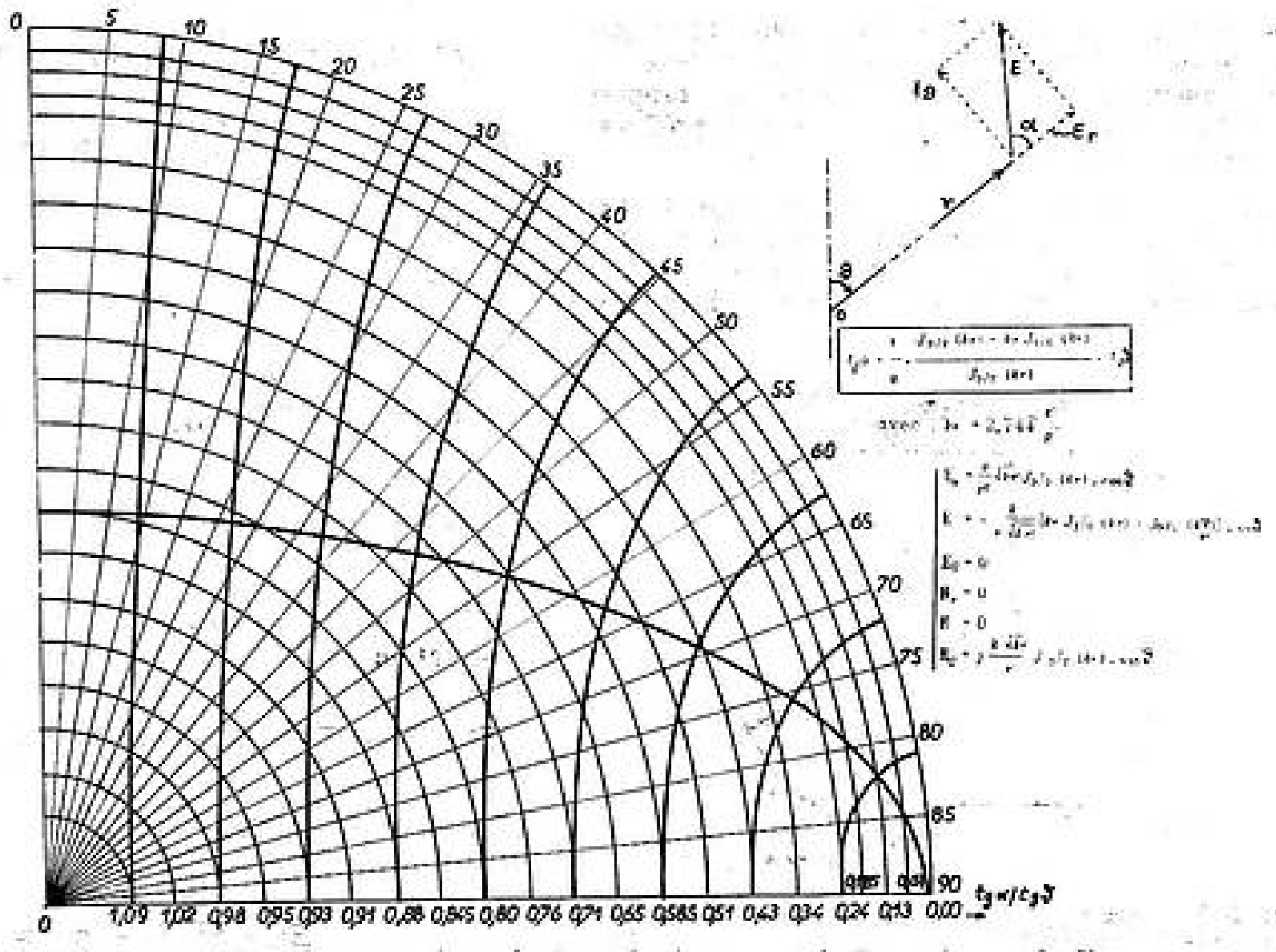


FIG. (I-3 a). — Cavité sphérique. — Lignes de force électriques. — Mode E_{101}. — ($\lambda = 2{,}289\ R$).

On obtient :

$$\operatorname{tg}\alpha = 0{,}5\,.\left(1 + \frac{(kr)^2 \operatorname{tg} kr}{kr - \operatorname{tg} kr}\right).\operatorname{tg}\theta. \qquad (I\text{-}8)$$

L'expression de tg α est utile, entre autres, pour le tracé des lignes de force électriques dans la sphère (fig. I-3*a*), ce qui aidera le travail du paragraphe suivant. Le tracé des lignes de force s'effectue graphiquement, après avoir calculé le rapport tg α/tg θ, pour des valeurs différentes préfixées de kr (voir fig. I-3*b*).

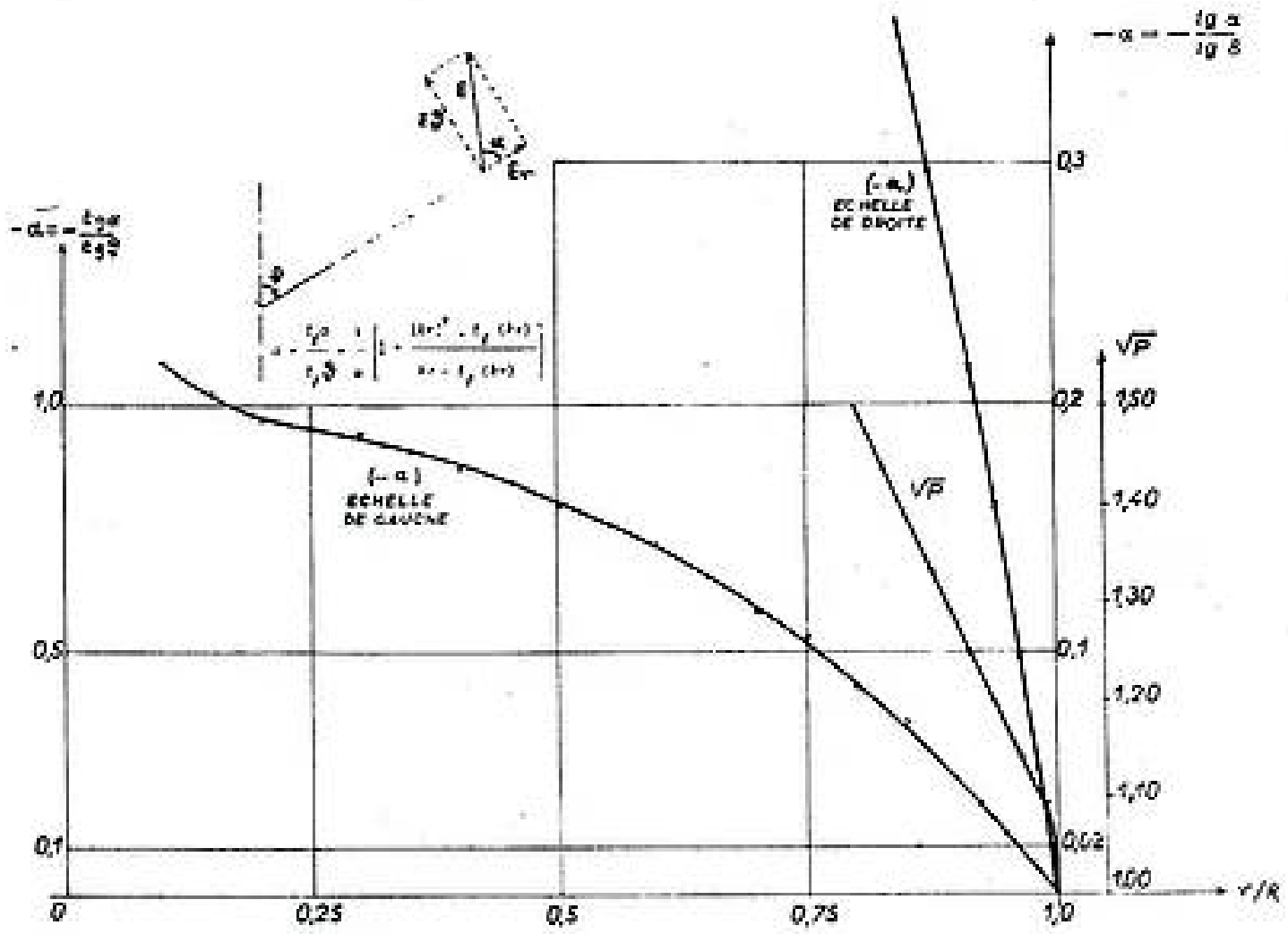


FIG. (I-3 *b*). — Cavité sphérique. — Mode E_{11}. — Courbes auxiliaires.

Considérons, maintenant, qu'on découpe légèrement la sphère par deux plans parallèles et équidistants (de h) de son plan équatorial (fig. I-3 *c*). Nous admettons que la répartition des champs ne change pas (h voisin de R) et nous cherchons à calculer le rapport $\delta k/k$, comme dans le paragraphe précédent.

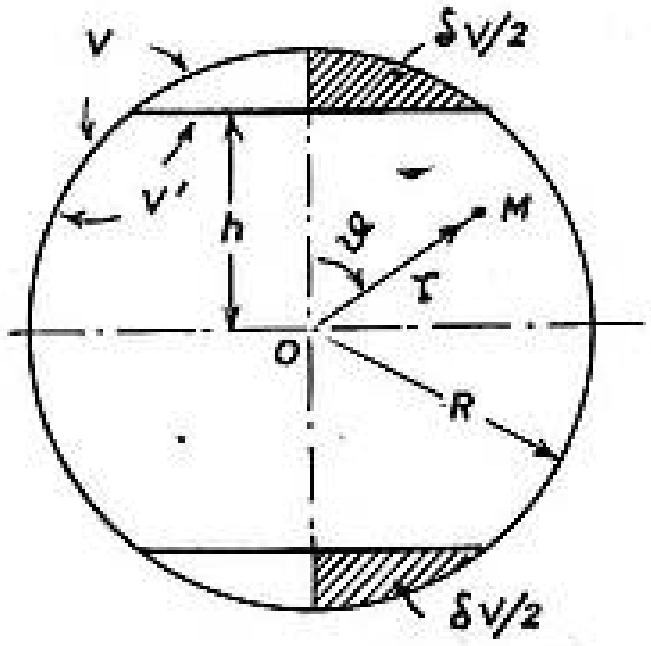


FIG. (I-3 *c*). — Pour rapprocher le cas de la sphère au cas de la sphère découpée (b voisin de R).

On part des équations (I-5) de la sphère, que l'on répète ici, en ne faisant apparaître que le rapport r/R et l'angle θ :

$$\left\{\begin{aligned} R^2\,.\,E_r &= 6\,\frac{\sqrt{kr}}{(r/R)^2}\,.\,J_{3/2}(kr)\,.\cos\theta \\ R^2\,.\,E_\theta &= -3\,\frac{\sqrt{kr}}{(r/R)^2}\,.\,[kr\,.\,J_{1/2}(kr) - J_{3/2}(kr)]\,.\sin\theta \\ E_\varphi &= 0 \\ H_r &= 0 \\ H_\theta &= 0 \end{aligned}\right. \qquad (I\text{-}9)$$

$$R^2\,.\,H_\varphi = j\,\frac{0{,}025}{\pi}\,.\,\frac{\sqrt{kr}}{(r/R)^2}\,.\,(kr)\,.\,J_{3/2}(kr)\,.\sin\theta$$

avec $kr = 2{,}744\,.\,\dfrac{r}{R}$.

Le rapport $E_\theta/E_r = \operatorname{tg}\alpha$ étant déjà calculé (équation I-6 ou I-8), on aura :

$$E^2 = E_r^2 + E_\theta^2 = E_r^2 + E_r^2\,.\,\operatorname{tg}^2\alpha = E_r^2\,(1 + \operatorname{tg}^2\alpha),$$

soit, en posant $\dfrac{\operatorname{tg}\alpha}{\operatorname{tg}\theta} = a$: (I-10)

$$E^2 = E_r^2\,.\,(1 + a^2\,.\,\operatorname{tg}^2\theta),$$

a ne dépendant, alors, que de r/R.

Compte tenu de la première des équations (I-9), aussi bien que du développement de $J_{3/2}(kr)$ (équation I-7), on obtient :

$$R^4 \cdot E^2 = 36 \cdot \frac{kr}{(r/R)^4} \cdot \frac{2}{\pi\, kr} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)^2 \cdot \cos^2\theta \cdot (1 + a^2 \cdot \operatorname{tg}^2\theta) = 22{,}92 \cdot \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 \cdot (\cos^2\theta + a^2 \cdot \sin^2\theta). \qquad \text{(I-11)}$$

D'autre part (fig. I-3 *d*) :

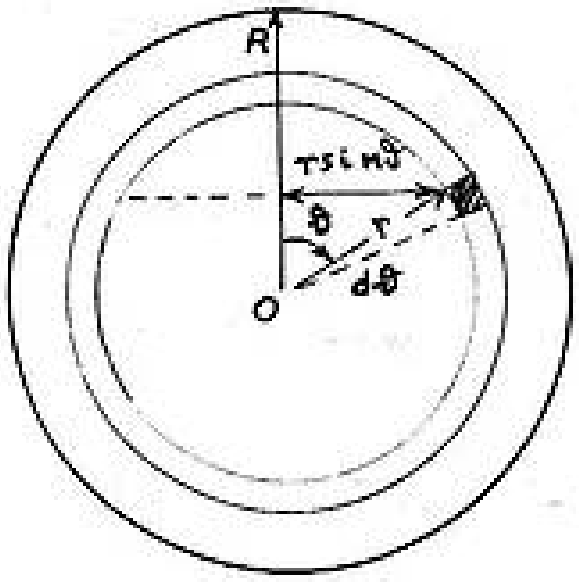


FIG. (I-3 *d*). — Calcul de l'élément de volume de la sphère.

$$dV = (2\pi r \cdot \sin\theta) \cdot (r \cdot d\theta) \cdot dr = 2\pi \cdot \sin\theta \cdot r^2\, dr \cdot d\theta,$$

V désignant le volume de la sphère.

Il vient :

$$\iiint_V R^4 E^2\, dV = 22{,}92 \cdot 2\pi \int_0^R \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 r^2 \cdot dr \int_0^\pi (\cos^2\theta + a^2 \sin^2\theta)\sin\theta \cdot d\theta.$$

Or, un calcul simple donne :

$$\int_0^\pi (\cos^2\theta + a^2 \cdot \sin^2\theta) \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \frac{2}{3}(1 + 2a^2).$$

Donc :

$$\iiint_V R^4 E^2\, dV = 22{,}92 \cdot 2\pi \cdot \frac{2}{3} \int_0^R (1 + 2a^2) \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 r^2\, dr,$$

soit, finalement :

$$\iiint_V R\, E^2\, dV = 30{,}56 \cdot \pi \int_0^R (1 + 2a^2) \cdot P \cdot \left(\frac{r}{R}\right)^2 d\,\frac{r}{R}, \qquad \text{(I-12)}$$

en posant :

$$P = \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 \qquad \text{(I-13)}$$

et avec :

$$a = 0{,}5 \cdot \left(1 + \frac{(kr)^2 \cdot \operatorname{tg} kr}{kr - \operatorname{tg} kr}\right) \qquad \text{(I-14)}$$

fonctions seules de r/R $\left(kr = 2{,}744 \cdot \frac{r}{R}\right)$.

L'équation (I-1) s'écrit, alors :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\iiint_{\delta V} \left(\frac{\mu}{\varepsilon} RH^2 - RE^2\right) dV}{\iiint_V RE^2\, dV}.$$

Le dénominateur étant déjà calculé, on écrira pour l'élément de volume dV du numérateur (fig. I-3 *e*) :

$$dV = 2\pi\rho \cdot dS$$

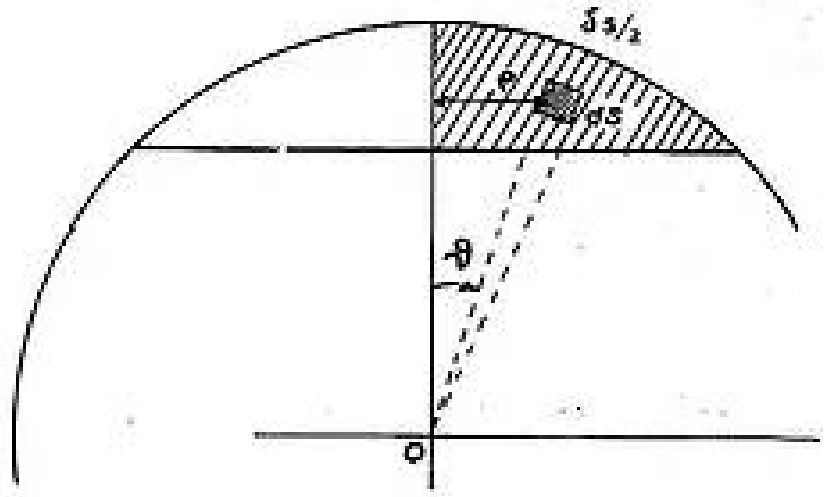


FIG. (I-3 *e*). — Calcul de l'élément de volume du volume découpé.

de sorte que :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\iint_{\delta S} \left(\frac{\mu}{\varepsilon} RH^2 - RE^2\right) 2\pi\rho\, dS}{\iiint_V RE^2 \cdot dV} = \pi \cdot \frac{\iint_{\delta S} \left(\frac{\mu}{\varepsilon} R^4 H^2 - R^4 E^2\right) \cdot \frac{\rho}{R}\, d\,\frac{S}{R^2}}{\iiint_V RE^2 \cdot dV}$$

la moitié de la surface d'intégration ($\delta S/2$) étant hachurée sur la figure I-3 *e*.

En substituant R^4H^2 (de la dernière des équation I-9 dans laquelle $|H_\varphi| = H$), R^4E^2 (équation I-11), $\iiint_V RE^2 dV$ (équation I-12) et en tenant compte que $\frac{\mu}{\varepsilon} = (120\,\pi)^2$, on trouve :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{0{,}1875 \cdot \iint_{\delta S} P \cdot (kr \cdot \sin\theta)^2 \frac{\rho}{R} d\frac{S}{R^2} - 0{,}75 \iint_{\delta S} P \cdot [1 + (a^2 - 1)\sin^2\theta] \frac{\rho}{R} d\frac{S}{R^2}}{\int_0^R (1 + 2\,a^2) \cdot P \cdot \left(\frac{r}{R}\right)^2 d\frac{r}{R}} \qquad \text{(I-15)}$$

avec P, donné par l'équation (I-13) et a par l'équation (I-14).

Les intégrations, figurant dans l'équation (I-15), sont à effectuer graphiquement.

Nous allons appliquer ces résultats dans quelques cas.

On trouve :

$$\int_0^R (1 + 2\,a^2) \cdot P \cdot \left(\frac{r}{R}\right)^2 d\frac{r}{R} = 1{,}565 .$$

1° *Pour* $h = 0{,}9.R$:

Le procédé pour le calcul des intégrales, figurant au numérateur, est illustré par la figure I-3 *f* et facilité par le graphique représenté figure I-3 *b*.

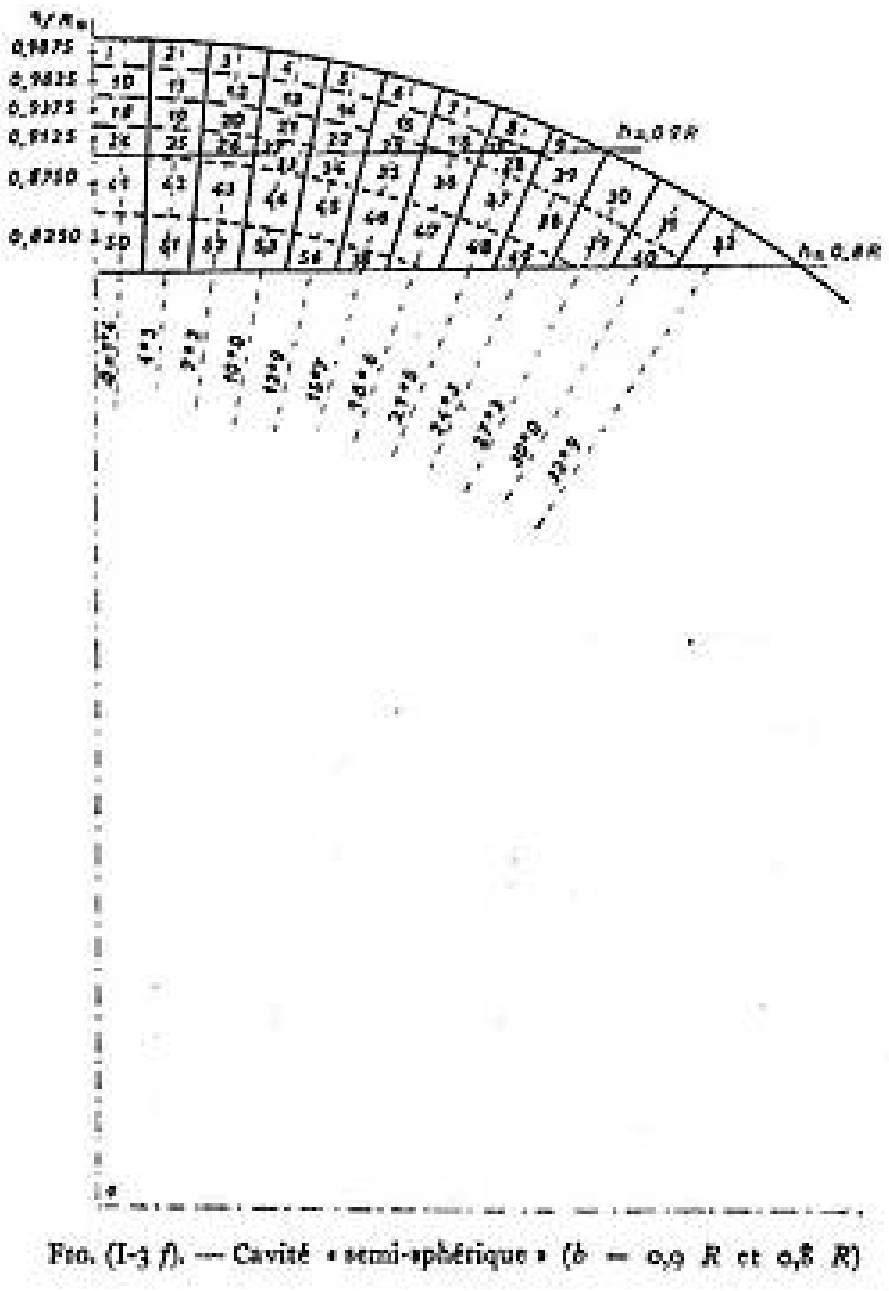


FIG. (I-3 *f*). — Cavité « semi-sphérique » ($b = 0{,}9\ R$ et $0{,}8\ R$)

On obtient ainsi :

$$\iint_{\delta S} P \cdot (kr \cdot \sin\theta)^2 \frac{\rho}{R} \cdot d\frac{S}{R^2} = 2 \cdot 2{,}754 \cdot 10^{-3}$$

et :

$$\iint_{\delta S} P \cdot [1 + (a^2 - 1) \cdot \sin^2\theta] \frac{\rho}{R} d\frac{S}{R^2} = 2 \cdot 5{,}776 \cdot 10^{-3}.$$

L'équation (I-15) donne, alors :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{0{,}1875 \cdot 2 \cdot 2{,}754 \cdot 10^{-3} - 0{,}75 \cdot 2 \cdot 5{,}776 \cdot 10^{-3}}{1{,}565}$$

$$= -4{,}877 \cdot 10^{-3}.$$

D'où :

$$\delta k = -\frac{2{,}744}{R} \cdot 4{,}877 \cdot 10^{-3} = -\frac{13{,}38 \cdot 10^{-3}}{R} .$$

Il en résulte pour la longueur d'onde de résonance de la cavité sphérique découpée :

$$\lambda' = \frac{2\,\pi}{k'} = \frac{2\,\pi}{k + \delta k} = \frac{2\,\pi}{2{,}7306} R,$$

soit :

$$\lambda' = 2{,}301.R .$$

2° *Pour* $h = 0{,}8.R$

On trouve par ce même procédé :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{0{,}1875 \cdot 2 \cdot 22{,}548 \cdot 10^{-3} - 0{,}75 \cdot 2 \cdot 23{,}453 \cdot 10^{-3}}{1{,}565}$$

$$= -17{,}08 \cdot 10^{-3}.$$

D'où :

$$\lambda' = 2{,}330.R$$

Nous n'essayons pas avec des valeurs h/R plus petites afin de rester dans le domaine d'application de la méthode employée.

Les résultats obtenus dans ce paragraphe, doivent être considérés d'une bonne précision. La précision semble meilleure que celle du paragraphe précédent, en vertu de la configuration des champs dans les régions polaires de la sphère (voir fig. I-3 *a*). En effet, il semble qu'en découpant la sphère avec des

plans ayant même une hauteur $h = 0{,}8.R$ la répartition des champs dans les régions découpées ne se perturbe pas trop et les conditions aux limites (champ électrique perpendiculaire au plan de découpage) seraient de nouveau facilement satisfaites.

Les deux régions extrêmes de la courbe $\left(\frac{\lambda}{R}, \frac{h}{R}\right)$ étant ainsi explorées, nous allons maintenant étudier quelques points intermédiaires. Nous allons utiliser à ce but la méthode approximative de M. Abele, mentionnée au début.

I - 4. Points intermédiaires. — Méthode d'Abele.

Exposons, d'abord, en bref, le principe de la méthode. Elle concerne des cavités, qui présentent une symétrie de révolution autour d'un axe Oz. Soit s le contour de la section méridienne de la cavité. On suppose (en ce qui concerne le calcul de λ) que le métal, dans lequel la cavité est fabriquée, est un conducteur parfait (champ électrique nul ou perpendiculaire à la surface s). On ne considère que les états électromagnétiques pour lesquels toutes les lignes de force électriques, touchant un plan méridien, appartiennent à ce plan et toutes les lignes de force magnétiques sont des cercles, situés dans des plans perpendiculaires à Oz et centrés sur l'axe de révolution.

Toutes ces conditions se trouvent remplies dans le cas de la cavité sphérique découpée au mode fondamental, qui nous occupe.

Dans le plan méridien, il y aura toujours des points où le champ électrique sera nul ; on les appelle « points singuliers ». On appelle, par ailleurs, « lignes méridiennes » la famille des lignes du plan méridien, qui est orthogonale à la famille des lignes de force électriques. En particulier, le contour s de la cavité est une ligne méridienne.

Nous considérons le cas — comme dans l'exemple qui nous intéresse — dans lequel l'axe de révolution Oz coupe le contour s de la cavité et appartient à sa section méridienne. On démontre qu'alors cet axe constitue toujours une ligne de force électrique. Cette ligne servira de ligne de départ dans le tracé de la famille des lignes de force électriques.

Soit, maintenant, s_1 et s_2 deux lignes méridiennnes et P un point singulier (excentre) du champ électrique (fig. I-4 *a*). On suppose qu'aucun autre point singulier n'existe sur s_1, s_2. On démontre, alors, que r étant la distance d'un point du plan méridien de l'axe Oz et H le module du champ magnétique en ce point, les lignes de force électriques satisfont à l'équation $r.H = \text{constante}$. La ligne électrique, pour laquelle $rH = 0$ n'est autre, évidemment, que l'axe de révolution.

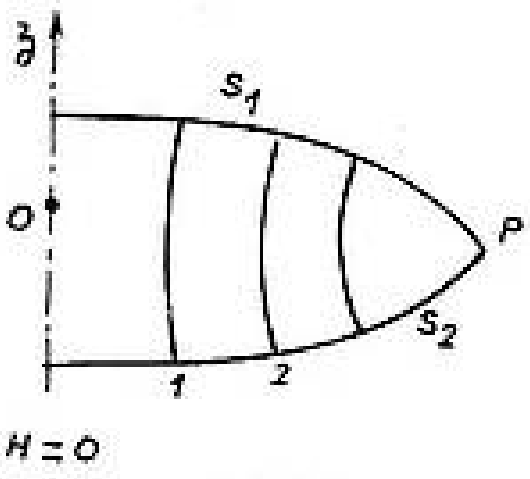


Fig. (I-4 *a*). — Méthode de l'Abele. — Notation.

En particulier, la famille des lignes de force électriques, pour laquelle :

$$rH = p\Phi$$

($p = 0, 1, 2, \ldots, n$ et $\Phi = \text{constante}$) satisfait à la condition suivante : les lignes électriques, qui correspondent aux valeurs successives de p, produisent, par révolution autour de l'axe Oz, n tubes d'égal flux du vecteur du champ électrique.

Considérons, maintenant (fig. I-4 *b*) les lignes électriques d'ordre $p-1$, p, $p+1$ et soient N_p, N_{p+1} les barycentres des surfaces limitées par ces trois lignes et s_1, s_2. On suppose que le réseau des lignes est assez serré pour que les points N_p, N_{p+1} puissent

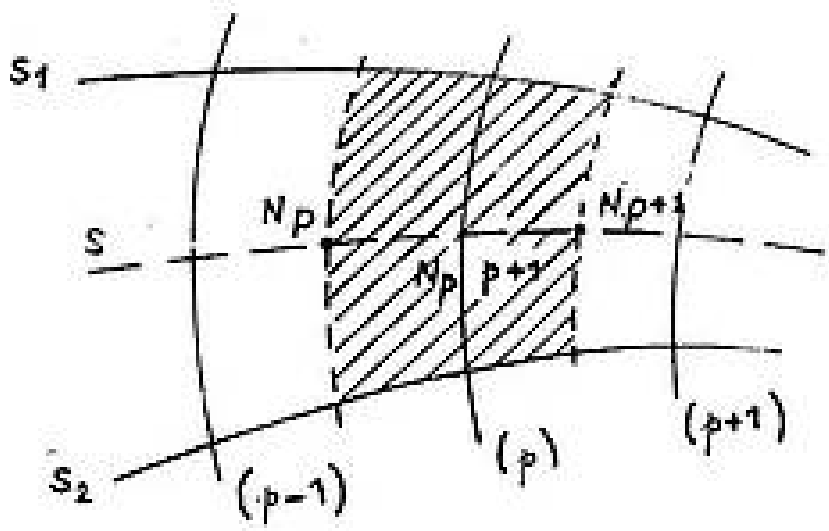


Fig. (I-4 *b*). — Méthode d'Abele. — Notation

être considérés comme appartenant à une même ligne méridienne.

Désignons par u_p, u_{p+1} les longueurs des arcs, découpés par les lignes électriques $p-1$, p, $p+1$ sur la ligne méridienne, passant par N_p, N_{p+1} et soit r_p, r_{p+1} les distances des points N_p, N_{p+1} de l'axe Oz. Désignons, ensuite, par v_p, v_{p+1} les longueurs des arcs, découpés par s_1, s_2 sur les lignes électriques, passant par les points N_p, N_{p+1}. Soit encore : $r_{p,p+1}$ la distance de l'axe Oz du point $N_{p,p+1}$, intersection de la ligne électrique d'ordre p avec la ligne méridienne, passant par les points N_p, N_{p+1}, et $A_{p,p+1}$ la surface hachurée sur la figure I-4 *b*.

On démontre qu'entre ces grandeurs géométriques existe la relation suivante :

$$\frac{u_p\ r_p}{v_p} \cdot \frac{v_{p+1}}{u_{p+1}\ r_{p+1}} \approx 1 - \frac{4\pi^2 p}{\lambda^2} \cdot \frac{A_{p,p+1}}{r_{p,p+1}} \frac{u_p \cdot r_p}{v_p}. \quad \text{(I-16)}$$

C'est la relation fondamentale approximative pour le tracé des lignes électriques, d'où l'on déduit λ. Le travail suit le procédé suivant :

On adopte une certaine valeur λ' pas trop éloignée de λ — tant qu'on peut l'estimer. En travaillant

sur toute la moitié de la surface méridienne de la cavité (fig. I-4 c) et en partant de son axe de révolution Oz, on essaie de tracer une première ligne électrique, en se guidant par le fait que, comme on le démontre, pour $p \ll n$, le champ électromagnétique se confond avec le champ électrostatique. On détermine le barycentre de la surface limitée

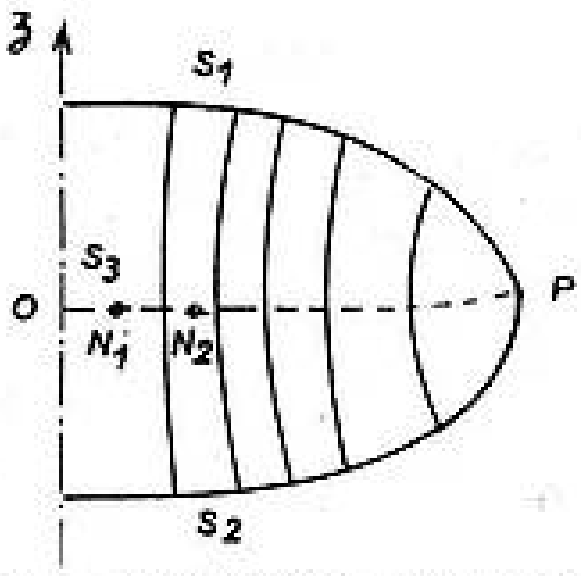


Fig. (I-4 c). — Méthode d'Abele. — Marche du calcul.

par l'axe Oz, la ligne électrique (1) et le contour s de la cavité (par un procédé graphique), on trace approximativement la ligne électrique passant par le point N_1 et on note les grandeurs u_1, v_1, r_1, $r_{1,2}$. Dans le deuxième membre de l'équation (I-16), la seule grandeur inconnue est, alors, $A_{1,2}$.

On détermine ensuite, par approximations successives, la deuxième ligne de force (d'ordre 2) de sorte que, l'équation (I-16) soit satisfaite. On continue de cette façon, jusqu'à ce que le deuxième membre de l'équation (I-16) devienne négatif ou le tracé d'une ligne électrique suivante devienne géométriquement impossible. Alors, on arrête.

On trace, enfin, un diagramme avec, comme ordonnées, la quantité $C/u_p r_p$, C étant une constante quelconque, et, comme abscisse, les longueurs ON_1, ON_2, ... mesurées sur la ligne méridienne s_3 (fig. I-4 d). Il est évident que, si la valeur admise λ'

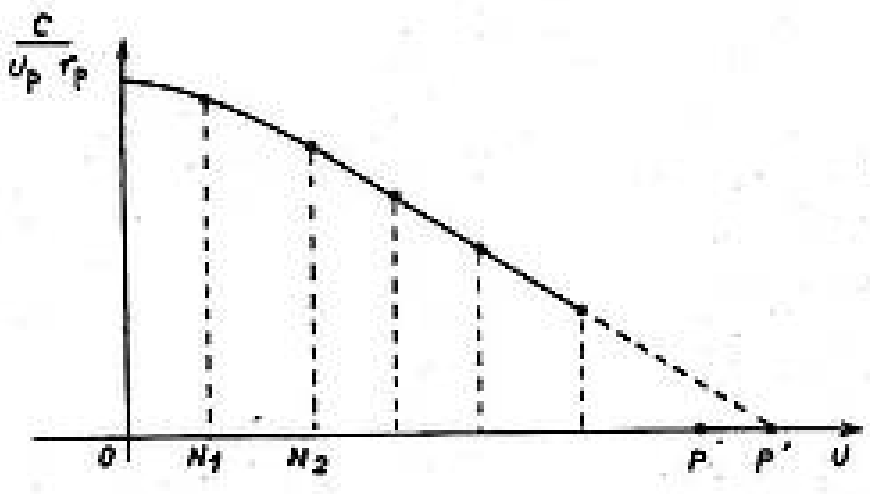


Fig. (I-4 d). — Correction de la longueur d'onde adoptée.

était rigoureusement correcte, alors, la courbe de ce diagramme devrait couper l'axe des abscisses au point P. La position de ce point sur l'axe des abscisses peut être assez bien déterminée, même au cours de cette première approximation. Or, puisqu'en général $\lambda \neq \lambda'$, la courbe coupe l'axe des abscisses à un autre point P'. On introduit, alors, la valeur corrigée :

$$\lambda'' = \lambda' \frac{(OP)}{(OP')} . \qquad \text{(I-17)}$$

On pourrait améliorer cette première approximation, en appliquant dès le commencement le même procédé pour les surfaces (s_1, s_3) et (s_2, s_3) séparément. C'est ainsi qu'on obtient une valeur approximative de λ, qui, pour des cavités de simple configuration géométrique et surtout pour les modes fondamentaux, est assez précise (de peu d'unité pour cent ou même mieux) et, relativement, assez rapidement obtenue.

Cependant, l'application de la méthode, présentée par M. Abele, n'est pas dépourvue, bien entendu, des inconvénients pratiques de toute méthode d'approximations successives. Son application, dans le cas qui nous intéresse, est facilitée du fait qu'on connaît la configuration des champs dans les cas extrêmes du cylindre et de la sphère. De la sorte, on est amené à effectuer une espèce d'interpolation pour les lignes électriques de la cavité sphérique découpée.

Ceci dit, nous allons donner quelques résultats :

1° $h = 0{,}4\,.\,R$

On prend $\lambda' = 2{,}5\,.\,R$. Le tableau ci-après résume le calcul :

p	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_p}{R}$	$\frac{v_p}{R}$	$\frac{r_{p,p+1}}{R}$	$\frac{A_{p,p+1}}{R^2}$	$\frac{R^2}{u_p r_p}$
1	0,250	0,125	0,800	0,250	0,2650	32,0
2	0,118	0,309	0,800	0,368	0,1584	27,5
3	0,101	0,419	0,800	0,469	0,1416	23,6
4	0,098	0,518	0,800	0,567	0,1484	19,7
5	0,106	0,621	0,800	0,673	0,1000	15,2
6	0,143	0,745	0,800			9,4

Les lignes de force électriques sont tracées sur la fig. (I-4 e). Sur la figure (I-4 h), d'ailleurs, on a tracé le diagramme $\left(\frac{R^2}{u_p, r_p}, \frac{r_p}{R}\right)$ — on prend en abscisse r_p/R, parce que la ligne méridienne des barycentres coïncide ici avec l'axe de symétrie de la cavité. On trouve :

$$\lambda'' = 2{,}5\ .\ R\ .\ \frac{200}{195} = 2{,}564\ .\ R\ .$$

On se contente de cette première approximation, dont le résultat semble assez vraisemblable. D'ailleurs, une deuxième approximation nécessiterait

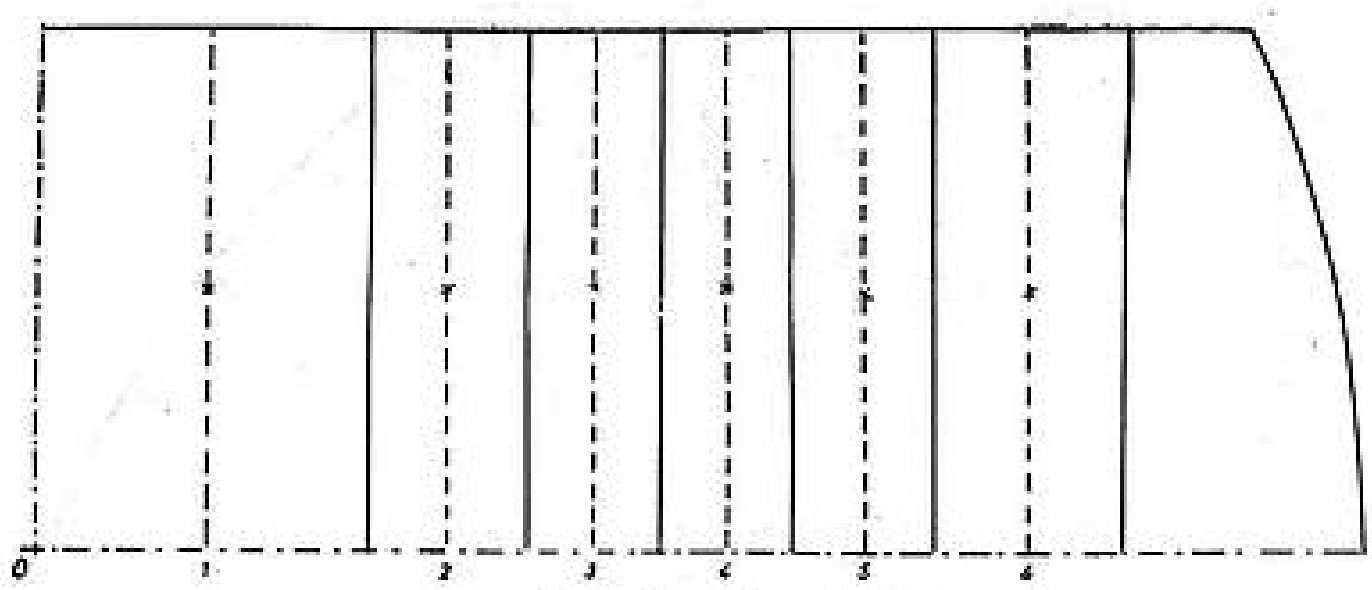


FIG. (I-4 *e*). — Cavité sphérique découpée. — $b = 0{,}4\ R$.

de serrer beaucoup plus les lignes électriques et la précision serait encore douteuse, à cause d'une variation moins commode de la quantité $\frac{R^2}{u_p\ r_p}$ au voisinage de son zéro.

2° $h = 0{,}6\ .\ R$

On prend ici $\lambda = 2{,}4\ .R$ et on a :

p	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_p}{R}$	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_{p,p+1}}{R}$	$\frac{A_{p,p+1}}{R^2}$	$\frac{R^2}{u_p r_p}$
1	0,235	0,118	1,200	0,235	0,212	36,0
2	0,110	0,292	1,200	0,345	0,124	31,1
3	0,094	0,396	1,200	0,439	0,111	26,9
4	0,091	0,487	1,200	0,530	0,111	22,6
5	0,096	0,580	1,200	0,626	0,126	18,0
6	0,115	0,687	1,200			12,7

Voir la configuration des lignes électriques figure (I-4 *f*). Il vient (voir diagramme fig. I-4 *h*) :

$$\lambda'' = 2{,}4\ .\ R\ .\ \frac{200}{194} = 2{,}474\ .\ R\ .$$

3° $h = 0{,}8\ .\ R$

On adopte $\lambda' = 2{,}4\ R$ et on a :

p	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_p}{R}$	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_{p,p+1}}{R}$	$\frac{A_{p,p+1}}{R^2}$	$\frac{R^2}{u_p r_p}$
1	0,234	0,122	1,600	0,234	0,296	35,0
2	0,114	0,301	1,620	0,348	0,166	29,2
3	0,102	0,408	1,620	0,450	0,142	24,0
4	0,095	0,505	1,610	0,545	0,152	20,8
5	0,100	0,601	1,520	0,645	0,168	16,6
6	0,110	0,718	1,240			12,7

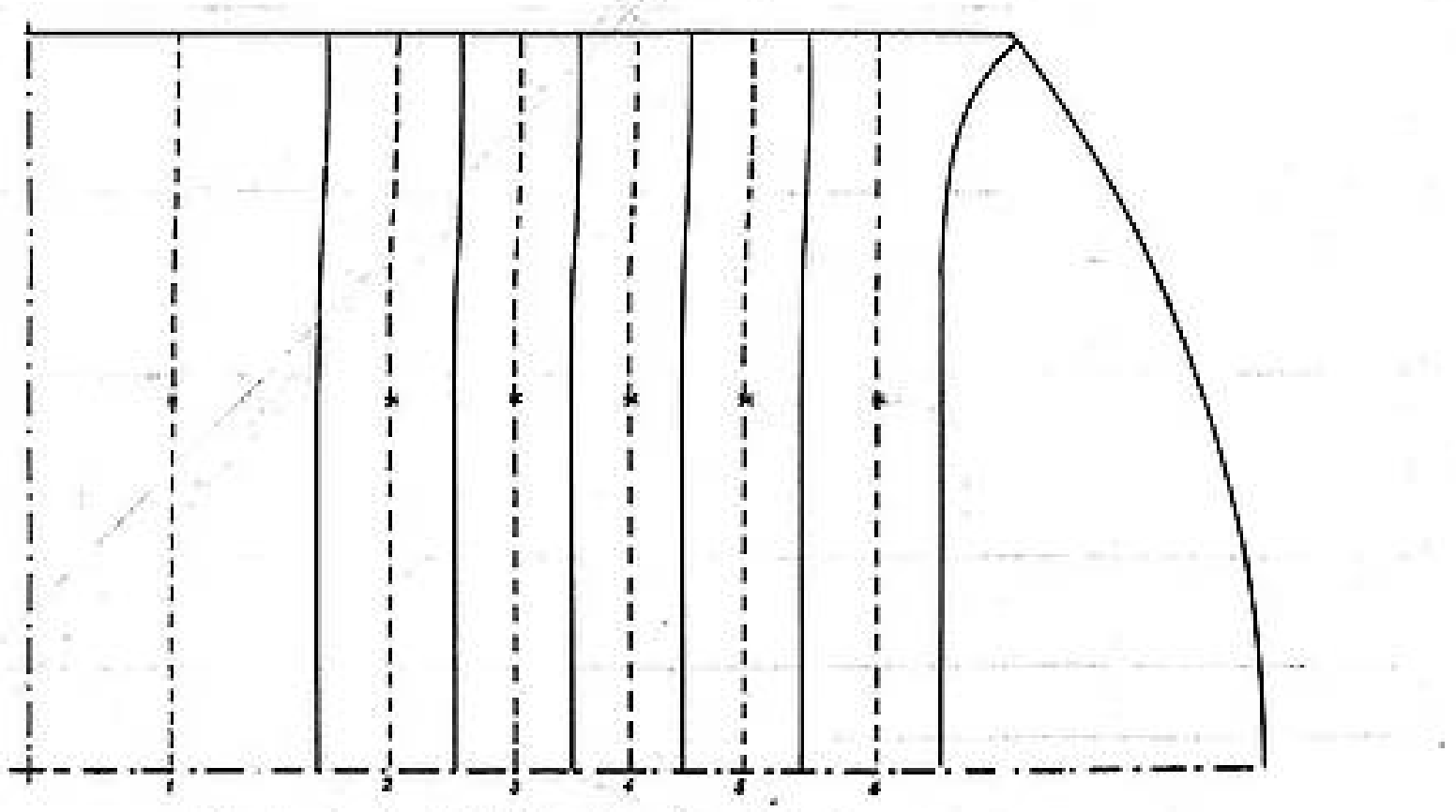


FIG. (I-4 *f*). — Cavité sphérique découpée. — $b = 0{,}6\ R$.

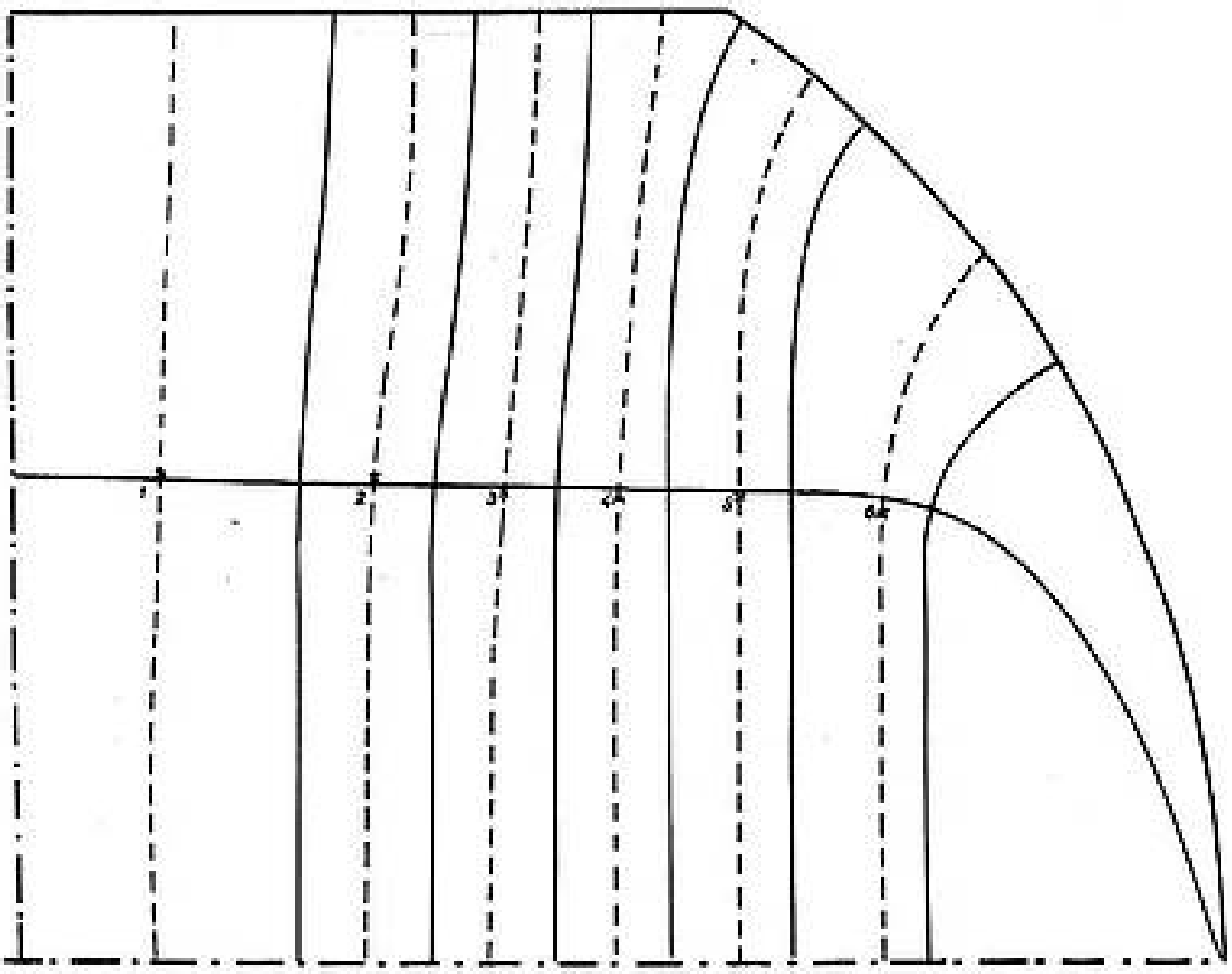


FIG. (I-4 g). — Cavité sphérique découpée. — $b = 0{,}8\ R$.

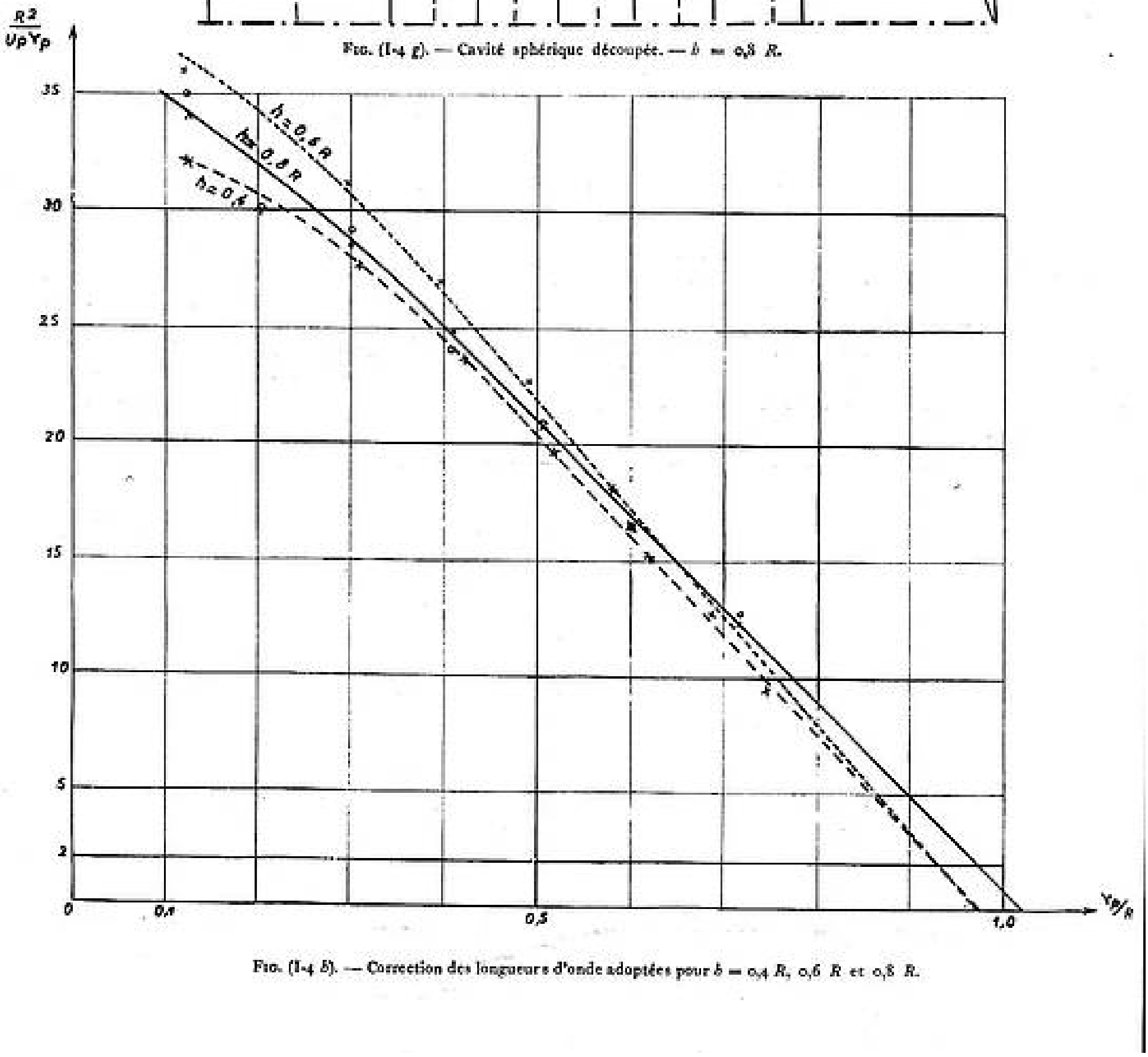


FIG. (I-4 b). — Correction des longueurs d'onde adoptées pour $b = 0{,}4\ R$, $0{,}6\ R$ et $0{,}8\ R$.

On trouve (voir les lignes électriques fig. I-4 *g* et le diagramme I-4 *h*) :

$$\lambda'' = 2{,}4 \,.\, R \,.\, \frac{200}{203{,}5} = 2{,}360 \,.\, R \,.$$

I - 5. Conclusions.

D'après les résultats des paragraphes précédents, on a tracé, figure (I-5 *a*), la courbe $(\lambda/R,\ h/R)$.

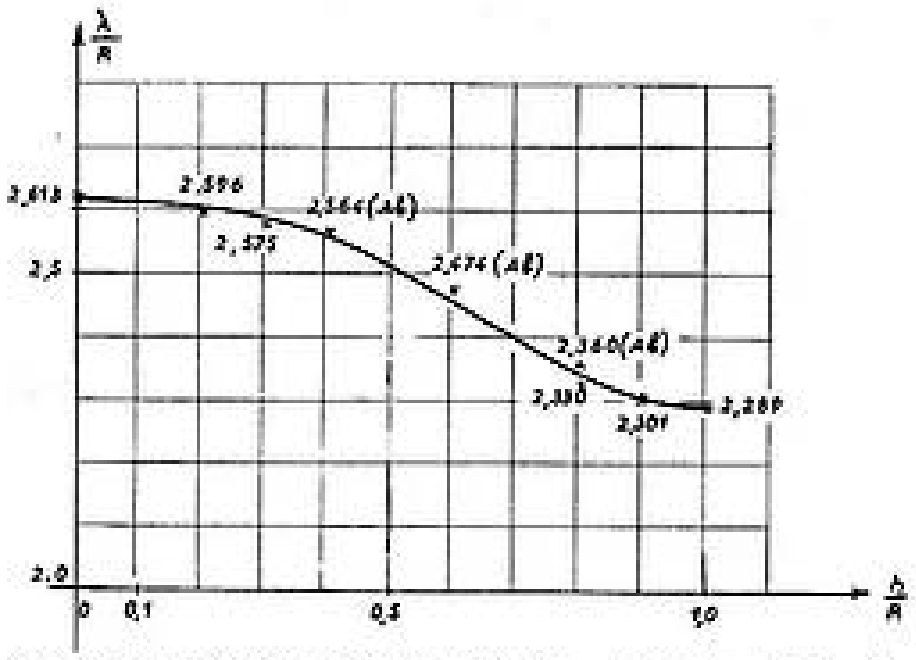


Fig. (I-5 *a*). — Cavité sphérique découpée. — Longueur d'onde de résonance. (*Ab* = points révélés par la méthode d'Abele).

On constate que les résultats, obtenus par deux méthodes différentes, sont assez concordants. En particulier, sur le point $h = 0{,}8 \,.\, R$, les deux méthodes se croisent et on y constate un écartement de 1,3 %. Compte tenu des marges approximatives des méthodes employées, notamment de la méthode d'Abele, cette concordance doit être considérée comme satisfaisante.

On obtient, de la sorte, la loi de variation de la longueur d'onde de résonance de la famille des cavités sphériques découpées. La courbe obtenue couvre, pour ainsi dire, l'intervalle entre le cas du cylindre (mode E_{010}) et de la sphère (mode E_{100}).

On constate que le passage de la valeur $\lambda/R = 2{,}613$ (cylindre) à la valeur 2,289 (sphère) est régulière. Vers les deux bouts de la courbe, la variation est plus lente pour devenir plus rapide dans l'intervalle de $h/R = 0{,}4$ à 0,8, dans lequel, d'ailleurs, la chute de la longueur d'onde de résonance est quasi-linéaire.

I - 6. Proposition pour un ondemètre sphériquo à mercure.

Connaissant la loi de variation de la longueur d'onde de résonance en fonction de *h*, on pourrait songer de l'utiliser, par exemple, à la construction d'un ondemètre sphérique à mercure.

On pourrait réaliser cet ondemètre de la façon suivante (voir fig. I-6 *a*). Une cavité hémi-sphérique est pratiquée dans un métal de bonne conductivité. La cavité hémi-sphérique joue le même rôle que la cavité sphérique, la longueur d'onde de résonance restant la même.

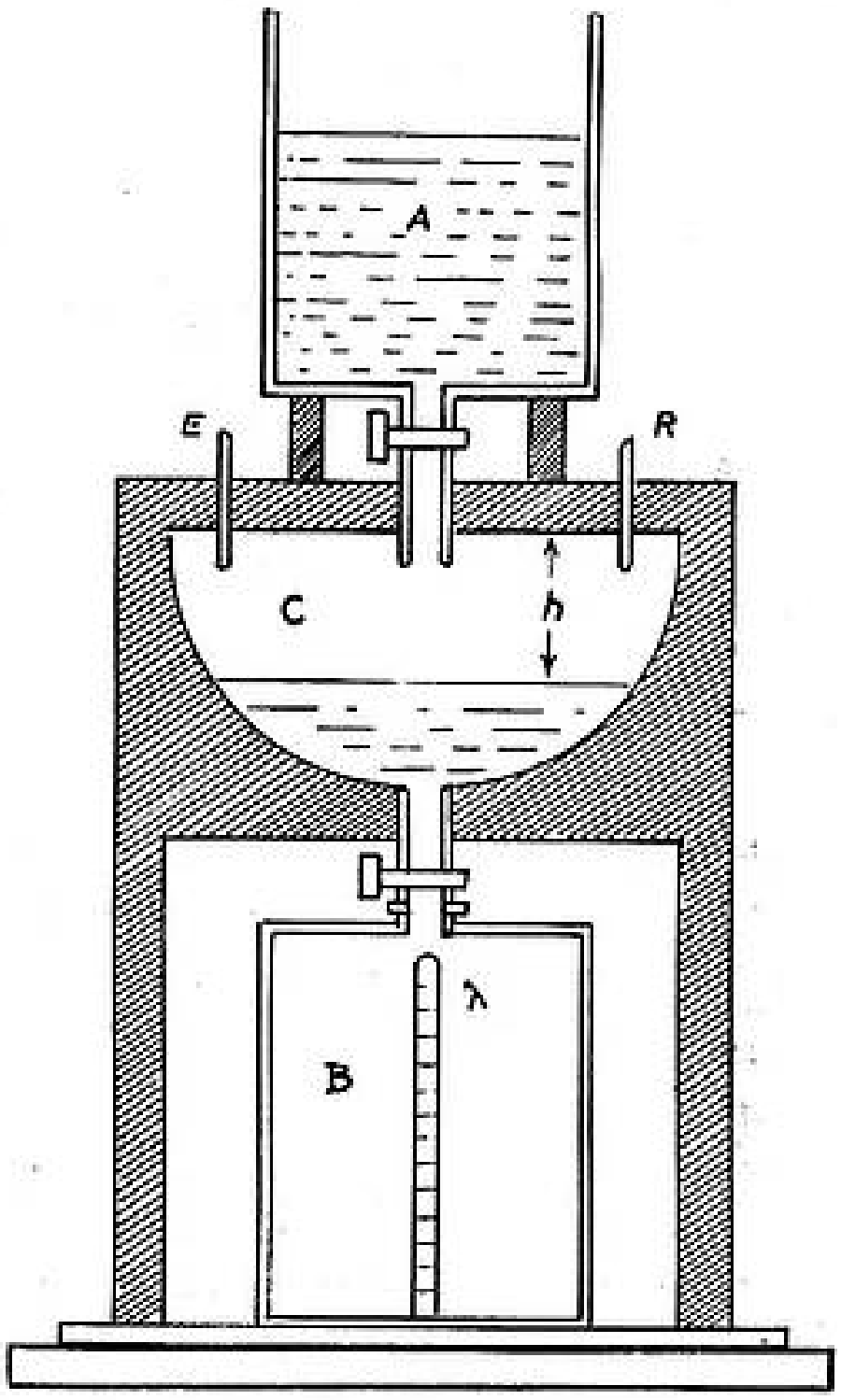


Fig. (I-6 *a*). — Ondemètre sphérique à mercure.

Dans la cavité on introduit un dispositif d'excitation (*E*) et un autre pour le contrôle de la résonance (*R*).

Deux récipients (*A* et *B*), contenant du mercure, suffisant à remplir la cavité, sont montés l'un au-dessus, l'autre au-dessous de la cavité. Ils sont munis de robinets et le deuxième (*B*) est amovible.

Pour la mesure, la cavité étant préalablement vidée et l'excitation mise en marche, on laisse couler progressivement du mercure du récipient *A* vers la cavité et on contrôle la résonance. Celle-ci étant obtenue, on ferme le robinet *A* et on ouvre le robinet *B*.

Pour connaître λ par la courbe de la figure (I-5 *a*), il suffit de connaître *h*, ou, ce qui revient au même, le volume du mercure versé dans la cavité. Ce même volume ayant passé dans le récipient *B*, on comprend qu'on peut graver sur les parois de ce récipient une échelle directement graduée en longueur d'onde.

Ce procédé de volumétrie efface, évidement, l'effet éventuel de la dilatation du mercure par variation de la température.

La mesure finie, on enlève le récipient B, on verse son mercure dans A et le dispositif est prêt à une mesure suivante.

Pour réaliser, par exemple, un tel ondemètre, fonctionnant aux environs de $\lambda = 10$ cm, on devrait donner à l'hémisphère un diamètre de 8 cm environ. Dans la bande de $\lambda = 3$ cm, il faudrait avoir un diamètre de 2,4 cm environ.

Des variantes plus commodes pourraient être conçues et un calcul d'erreur montrerait les avantages éventuels.

DEUXIÈME PARTIE

COEFFICIENT DE SURTENSION

II - 1. Introduction.

On sait que le coefficient de surtension (ou de qualité) d'une cavité est défini par :

$$Q = \omega \frac{\text{énergie électromagnétique contenue dans la cavité (joules)}}{\text{puissance de pertes (watts)}} \qquad \text{(II-1)}$$

En général, on a à considérer des pertes par effet Joule, des pertes dans le diélectrique remplissant la cavité et des pertes par rayonnement, si la cavité présente des trous. En désignant par Q_J, Q_d et Q_r les coefficients de surtension partiels correspondant, on aura :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_J} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r}. \qquad \text{(II-2)}$$

Or, il se trouve que, le diélectrique remplissant tout le volume de la cavité :

$$Q_d = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} \qquad \text{(II-3)}$$

avec α l'angle de perte du diélectrique. Dans la pratique, il est difficile d'obtenir un terme $\operatorname{tg} \alpha$ inférieur à 2.10^{-4}. Donc, Q_d ne dépasse pas l'ordre de 5.000. Une qualité supérieure est, toutefois, possible, en utilisant des cavités à vide ; alors $Q_d \to \infty$ et Q est limité par les termes Q_J et Q_r. Pour les pertes par rayonnement on ne peut pas donner une expression générale : elles dépendent de la présence et de la formation des trous et d'autres ouvertures sur la cavité. Nous n'en parlerons plus ici, en ne considérant que des cavités entièrement fermées.

Il ne reste à discuter que le terme Q_J ; il se confond avec Q pour une cavité vide entièrement fermée ; pour un diélectrique, remplissant entièrement la cavité, on aura :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_J} + \operatorname{tg} \alpha. \qquad \text{(II-4)}$$

Nous nous bornons, donc, au terme Q_J. Dans la théorie classique des cavités, partant de la définition (II-1), on démontre que :

$$Q_J = \frac{\mu_{diel}}{\mu_{met}} \cdot \frac{2}{\delta} \frac{\iiint_V H^2 \, dV}{\iint_S H^2 \, dS} \qquad \text{(II-5)}$$

avec : μ_{diel} = la perméabilité magnétique du diélectrique, remplissant la cavité,

μ_{met} = la perméabilité magnétique du métal de la cavité,

δ = la «pénétration» de l'onde électromagnétique dans le métal,

H = module du champ magnétique dans la cavité,

V = volume de la cavité,

S = surface de la cavité,

(système d'unités MKS rationalisé).

En général, on peut adopter $\mu_{diel} = \mu_{met}$ et il vient :

$$Q_J = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\iiint_V H^2 \, dV}{\iint_S H^2 \, dS}. \qquad \text{(II-6)}$$

Nous allons appliquer ce résultat dans les cas du cylindre, de la sphère et de la sphère découpée.

II - 2. Cavité cylindrique (Mode E_{010}).

Dans une cavité vibrante, on sait que :

$$\iiint_V \mu_{diel} H^2 \, dV = \iiint_V \varepsilon_{diel} E^2 \, dV, \qquad \text{(II-7)}$$

donc, l'équation fondamentale (II-5) s'écrit :

$$Q_J = \frac{\varepsilon_{diel}}{\mu_{met}} \cdot \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\iiint_V E^2 \, dV}{\iint_S H^2 \, dS} \qquad \text{(II-8)}$$

avec : ε_{diel} = la constante diélectrique ($\varepsilon_0 . \varepsilon_r$, ε_r constante relative) du diélectrique, remplissant la cavité,

E = le champ électrique dans la cavité.

Or, comme déjà calculé (§ I-2) :

$$\iiint_V E^2 \, dV = 2\pi \, R^3 \, h \, J_1^2 \, (2{,}405).$$

D'autre part, compte tenu des équations (I-2) :

$$\iint_S H^2 \, dS = \frac{\varepsilon}{\mu} \iint_S J_0^2 \left(2{,}405 \, \frac{r}{R}\right) dS =$$

$$= 2\frac{\varepsilon}{\mu} \int_0^R J_1^2 \left(2{,}405 \, \frac{r}{R}\right) . 2\pi \, r \, . \, dr + \frac{\varepsilon}{\mu} J_1^2 (2{,}405) \, . \, 2\pi R \, . \, (2h)$$

puisque $J_0'(z) = - J_1 (z)$ et avec $2\,h$ la hauteur totale du cylindre (comme indiqué sur la fig. I-2 *a*).

Or, l'intégrale, figurant dans la dernière expression, c'est encore une intégrale de Lommel (8) :

$$\int_0^R J_1^2 (k_c \, r) \, r dr = \frac{1}{2} R^2 \left[J'^2_1 (k_c R) + \left(1 - \frac{1}{k_c^2 R^2}\right) J_1^2 (k_c R) \right].$$

Par ailleurs (9) :

$$2 \, J_1' (z) = J_0 (z) - J_2 (z),$$

relation, qui doit être combinée avec (10) :

$$z^{-2} J_2 (z) = - \frac{d}{z dz} (z^{-1} J_1 (z)) = z^{-2} J_1 (z) - z^{-2} J_1' (z),$$

soit : $J_2 (z) = z^{-1} J_1 (z) - J_1' (z)$.

La combinaison donne (par élimination de J_2) :

$$J_1' (z) = J_0 (z) - z^{-1} J_1 (z)$$

et avec $z = k_c R$ et $J_0 (k_c R) = 0$ (conditions aux limites), on obtient :

$$J_1' (k_c R) = - \frac{J_1 (k_c R)}{k_c R},$$

Introduisons dans l'expression de l'intégrale de Lommel ; il vient :

$$\int_0^R J_1^2 (k_c \, r) \, r \, dr = \frac{1}{2} R^2 J_1^2 (k_c R).$$

et par conséquent :

$$\iint_S H^2 dS = 2 \, . \, \frac{\varepsilon}{\mu} \, . \, 2\pi \, . \, \frac{1}{2} \, R^2 J_1^2 \, (k_c R) +$$

$$+ \frac{\varepsilon}{\mu} J_1^2 (k_c R) \, . \, 2\pi R \, . \, 2h = \frac{\varepsilon}{\mu} 2\pi R \, (R + 2h) \, . \, J_1^2 \, (2{,}405).$$

Substituant les valeurs trouvées des intégrales dans l'équation (II-8), on obtient :

$$Q_J = \frac{\mu_{diel}}{\mu_{met}} \, . \, \frac{R}{\delta} \, . \, \frac{1}{1 + \frac{R}{2\,h}} \qquad \text{(II-9)}$$

et avec $\mu_{diel} = \mu_{met}$:

$$Q_J \, . \, \frac{\delta}{R} = \frac{1}{1 + \frac{R}{2\,h}} \, . \qquad \text{(II-10)}$$

Dans le cas, qui nous intéresse, la cavité sphérique découpée se confond, pour $h \ll R$, avec une cavité cylindrique, ayant un rapport $R/h \to \infty$. La surtension d'une telle cavité tend vers zéro, c'est-à-dire la courbe $(Q_J, h/R)$ part du zéro, en montant, lorsque h/R augmente.

Considérons la cavité sphérique découpée comme approximativement cylindrique pour les valeurs $h = 0{,}1.R$ et $h = 0{,}2.R$ et appliquons l'équation (II-10) :

Pour $h = 0{,}1.R$:

$$Q_J \, . \, \frac{\delta}{R} = 0{,}167 \qquad \text{(II-11)}$$

Pour $h = 0{,}2.R$:

$$Q_J \, . \, \frac{\delta}{R} = 0{,}285. \qquad \text{(II-12)}$$

Pour des valeurs plus grandes du rapport h/R on s'écarterait sensiblement du cas du cylindre et l'approximation de l'équation (II-10) ne serait plus valable.

Ayant, ainsi, fixé le départ de la courbe de la surtension, nous allons maintenant chercher, visant l'autre bout de la courbe, à déterminer la surtension de la cavité sphérique ($h = R$). La courbe sera finalement formée par le calcul de quelques points intermédiaires. Ces points seront encore calculés par la méthode approximative, indiquée par M. ABELE.

(8) Voir référence 3.

(9) ANGOT, p. 361, éq. 34.

(10) ANGOT, p. 364.

II - 3. Cavité sphérique (Mode E_{101}).

Dans le § I-3, on a déjà calculé :

$$\iiint_V E^2\,dV = \frac{30{,}56\ .\ \pi\ .\ 1{,}565}{R}\ .$$

Donc, pour appliquer l'équation (II-8), il reste à calculer l'intégrale figurant au dénominateur :

$$\iint_S H^2\,dS = \int_0^{\pi} H^2(2\pi R\sin\theta).R\,d\theta = 2\pi R^2\int_0^{\pi} H^2\sin\theta\,.\,d\theta$$

soit, compte tenu des équations I-9 avec $r = R$:

$$\iint_S H^2\,dS = 2\pi R^2.\left[\frac{0{,}025}{\pi R^2}\sqrt{kR}\,.\,kR\,.\,J_{3/2}(kR)\right]^2 .$$

$$.\int_0^{\pi}\sin^2\theta\,.\,d\theta = 2\pi R^2.\frac{0{,}000625}{\pi^2 R^4}(kR)^3 J_{3/2}^2(kR)\ .\ \frac{4}{3},$$

avec $kR = 2{,}744$.

Substituant dans l'équation (II-8), on trouve :

$$Q_J = \frac{\varepsilon_{diel}}{\mu_{met}}\ .\ \frac{R}{\delta}\ .\ 118400.$$

Or, $\varepsilon_{diel} = \varepsilon_0$ (cavité vide) et on admet $\mu_{met} = \mu_0$, avec $\varepsilon_0/\mu_0 = 1/(120\,\pi)^2$. On obtient ainsi :

$$Q_J\,\frac{\delta}{R} = 0{,}833. \qquad \text{(II-13)}$$

On pourrait comparer ce résultat avec celui qu'on obtiendrait dans le cas du cylindre avec $h = R$ (équation II-10) :

$$Q_J\,\frac{\delta}{R} = 0{,}666.$$

En supposant la sphère et le cylindre du même métal et de même rayon, on aura :

$$\frac{Q_J\ (\text{sphère})}{Q_J\ (\text{cyl.})} = \frac{0{,}833}{0{,}666}\ .\ \frac{\delta_{cyl.}}{\delta_{sph.}}\ .$$

Or, la pénétration est proportionnelle à la racine carrée de la longueur d'onde :

$$\frac{\delta_{cyl}}{\delta_{sph}} = \sqrt{\frac{\lambda_{cyl}}{\lambda_{sph}}} = \sqrt{\frac{2{,}613\ R}{2{,}289\ R}} = 1{,}068. \qquad \text{(II-14)}$$

Ce fait montre que, dans tous les résultats de cette partie $\left(\text{courbe } Q_J\ .\ \frac{\delta}{R}\ ,\ h/R\right)$, pour un même métal et un même rayon, le rapport $\delta_{(h/R)_1}/\delta_{(h/R)_2}$ peut être considéré comme égal à l'unité, en première approximation tout au moins, puisque sa variation maximum est, alors, de 7 %. Ceci facilite l'interprétation des résultats, la courbe $\left(Q_J\,\frac{\delta}{R}\ ,\ \frac{h}{R}\right)$ donnant directement l'allure de variation de la surtension.

En toute rigueur on aura :

$$\frac{Q_J\ (\text{sphère})}{Q_J\ (\text{cyl.})} = \frac{0{,}833}{0{,}666}\ .\ 1{,}068 = 1{,}336. \qquad \text{(II-15)}$$

c'est-à-dire, dans les conditions posées, la sphère, inscrite dans le cylindre, a une surtension de 34 % supérieure de celle du cylindre.

II - 4. Cavité sphérique découpée (points intermédiaires).

Pour les points intermédiaires de la courbe cherchée, on utilisera de nouveau la méthode indiquée par M. Abele, que nous avons mentionnée dans la première partie (§ I-4). En ce qui concerne la surtension de la cavité, la méthode part de l'équation fondamentale (II-5), dans laquelle les intégrales y figurant sont calculées par un procédé graphoanalytique par l'intermédiaire du tracé des lignes de force électriques, effectué dans la première partie.

La méthode aboutit à la formule approximative générale :

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\,\frac{\mu_{diel}}{\mu_{met}}\,\frac{\lambda^2}{\delta}\cdot\frac{\sum_V \frac{v_p}{u_p\,r_p}}{\sum_S\left(p-\frac{1}{2}\right)^2\frac{u'_p}{r'_p}}, \qquad \text{(II-16)}$$

où toutes les grandeurs ont une signification déjà connue, sauf u'_p et r'_p. Par u'_p on désigne la longueur de l'arc de la ligne méridienne s (fig. I-4 *b*), qui a comme extrémités les points d'intersection de s avec les lignes électriques d'ordre $(p-1)$ et p. Par r'_p on désigne la distance du barycentre de l'arc u_p de l'axe de révolution Oz de la cavité.

La somme, figurant au numérateur de l'équation (II-16) s'étend dans tout le volume de la sphère, ce qui revient à la considérer dans toute la section méridienne de la cavité. La somme, figurant dans le dénominateur, s'étend sur toute la surface (intérieure) de la cavité, ce qui revient à la considérer le long de toute la ligne méridienne, limitant la cavité.

L'équation (II-16), en admettant en plus que $\mu_{diel} = \mu_{met}$, s'écrit :

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\frac{\lambda^2}{8R}\cdot\frac{\sum_p \dfrac{v_p/R}{u_p\, r_p/R^2}}{\sum_S \left(p-\dfrac{1}{2}\right)^2 \dfrac{u'_p/R}{r'_p/R}}. \qquad \text{(II-17)}$$

C'est cette relation que nous allons appliquer dans les cas $h = 0{,}4\ R$, $0{,}6\ R$ et $0{,}8\ R$. Les valeurs des v_p/R, u_p/R et r_p/R sont données dans le § I-4 et les valeurs des u'_p/R et r'_p/R sont tirées des figures de configuration du champ électrique, qu'on trouve également dans le même paragraphe.

On dresse les tableaux suivants :

p	Valeurs de $\dfrac{v_p/R}{u_p\, r_p/R^2}$		
	$h = 0{,}4R$	$h = 0{,}6\ R$	$h = 0{,}8\ R$
1	25,6	43,4	56,0
2	22,0	37,5	47,2
3	19,0	32,2	39,0
4	15,8	27,1	33,6
5	12,2	21,6	25,3
6	7,5	15,2	15,8
7	4,8	3,6	2,8
$\Sigma\ldots =$	107,0	180,6	219,7

p	$(p-0{,}5)^2$	$h = 0{,}4\ R$			$h = 0{,}6\ R$			$h = 0{,}8\ R$		
		u'_p/R	r'_p/R	$(p-0{,}5)^2 \cdot \dfrac{u'_p}{R}\Big/\dfrac{r'_p}{R}$	u'_p/R	r'_p/R	$(p-0{,}5)^2 \cdot \dfrac{u'_p}{R}\Big/\dfrac{r'_p}{R}$	u'_p/R	r'_p/R	$(p-0{,}5)^2 \cdot \dfrac{u'_p}{R}\Big/\dfrac{r'_p}{R}$
1	0,25	0,250	0,125	0,50	0,245	0,122	0,50	0,270	0,135	0,50
2	2,25	0,118	0,309	0,86	0,110	0,300	0,82	0,120	0,330	0,82
3	6,25	0,101	0,419	1,50	0,095	0,402	1,48	0,095	0,437	1,36
4	12,25	0,098	0,518	2,32	0,090	0,495	2,24	0,127	0,545	2,85
5	20,25	0,106	0,621	3,45	0,095	0,587	3,29	0,135	0,657	4,16
6	30,25	0,150	0,750	6,05	0,170	0,770	6,70	0,260	0,785	10,00
7	42,25	0,500	0,952	22,10	0,650	0,935	29,50	0,540	0,952	23,90
$\Sigma\ldots =$				36,78			44,53			43,59

Les valeurs trouvées de $\sum (p-0{,}5)^2 \dfrac{u'_p/R}{r'_p/R}$ ne concernent que la moitié de la ligne méridienne de la cavité et doivent être doublées, la cavité étant symétrique par rapport à son axe horizontal. De la sorte, l'application de l'équation (II-17) donne :

Cas $h = 0{,}4\ R$:

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{107}{73{,}6}\cdot\frac{\lambda^2}{8R}.$$

Or, pour $h = 0{,}4\ R$, on a trouvé (fig. I-5 *a*) :

$$\lambda \approx 2{,}56\ R,$$

d'où :

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{107}{73{,}6}\cdot\frac{(2{,}56)^2\,.\,R^2}{8R},$$

c'est-à-dire :

$$Q_J\,\frac{\delta}{R} = 0{,}483. \qquad \text{(II-18)}$$

Cas $h = 0{,}6\ R$:

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{\lambda^2}{8R}\cdot\frac{180{,}6}{89{,}1}$$

et avec $\lambda \approx 2{,}46\ R$ (pour $h = 0{,}6\ R$, fig. I-5 *a*) :

$$Q_J\,.\,\frac{\delta}{R} = 0{,}622. \qquad \text{(II-19)}$$

Cas $h = 0{,}8\ R$:

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{\lambda^2}{8R}\cdot\frac{219{,}7}{87{,}2}$$

et avec $\lambda \approx 2{,}34\ R$ (pour $h = 0{,}8\ R$, fig. I-5 *a*) :

$$Q_J\,.\,\frac{\delta}{R} = 0{,}699. \qquad \text{(II-20)}$$

Les résultats obtenus jusqu'ici, déterminent la courbe $\left(Q_J\dfrac{\delta}{R},\ h/R\right)$, tracée figure (II-4 *a*). On constate que les résultats obtenus, par des méthodes différentes, sont assez bien concordants (on ne

pourrait pas espérer une précision meilleure par la méthode d'Abele). La courbe a une allure qui monte régulièrement de zéro à la valeur maximum de 0,833 (sphère).

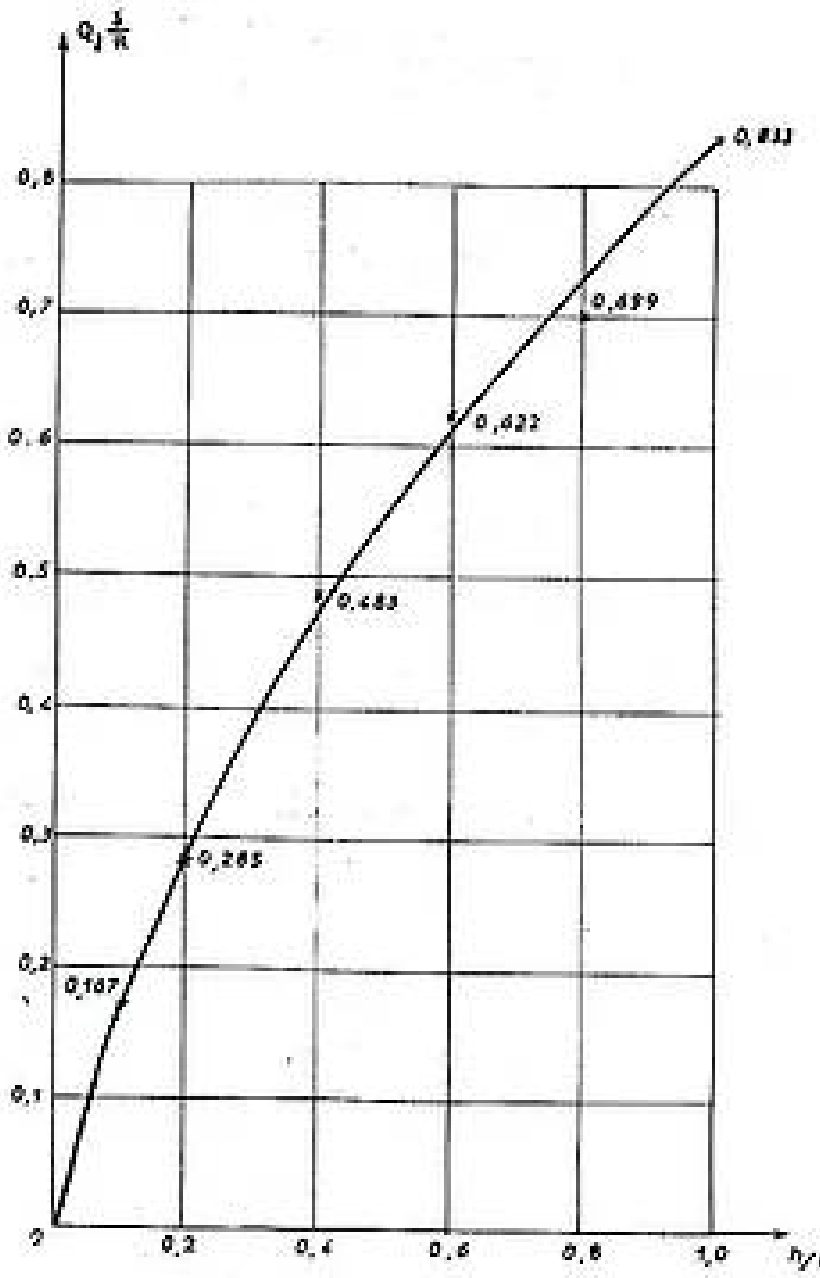


FIG. (II-4 *a*). — Variation de la surtension réduite avec le degré de découpage.

II - 5. Applications dans les bandes 3 et 10 cm.

Pour mieux illustrer les résultats obtenus, nous donnons ci-après deux exemples : une application dans la bande de 3 cm et une autre dans la bande de 10 cm. On choisit, d'abord, les rayons correspondants de la cavité : 1,22 cm pour la bande « 3 cm » et 4,08 cm pour la bande « 10 cm ». La courbe figure (I-5 *a*) donne la variation (absolue) de la longueur d'onde de résonance (en cm) en fonction de la variable h/R. Comme indiquée sur la figure (II-5 *a*), cette variation couvre l'intervalle de 3,19 à 2,79 cm pour la première bande, et de 10,66 à 9,33 cm pour la seconde. Le rapport des longueurs d'onde extrêmes reste constant (1 : 1,14) dans tous les cas, mais, évidemment, l'étendue de la bande de 10 cm est plus large que celle de la bande de 3 cm.

La cavité est supposée comme constituée de cuivre, ayant une conductivité $\sigma = 58.10^6$ mhos/m (et une perméabilité magnétique $\mu = \mu_0 = 4\pi.10^{-7}$ *H*/m). On suppose que la cavité est vide.

La profondeur de pénétration δ étant donnée par la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \qquad \text{(II-21)}$$

(unités *MKS* rationalisées) et tenant compte que

$$\omega = 2\pi f = 2\pi . \frac{c}{\lambda} \qquad (c = 3.10^8 \text{ m/s}),$$

on trouve :

$$\delta = 38{,}16 . 10^{-4} \sqrt{\lambda_{(cm)}} \quad \text{(cm)}. \qquad \text{(II-22)}$$

Ensuite, on dresse les tableaux suivants, dans lesquels les valeurs λ/R et $Q_J \frac{\delta}{R}$ en fonction de h/R sont tirées des figures I-5*a* et II-4*a* respectivement.

$R = 1{,}22$ cm (bande de 3 cm)

h/R	λ/R	$\lambda_{(cm)}$	$\delta.10^6$ (m)	$\frac{R}{\delta}.10^{-2}$	$Q_J . \frac{\delta}{R}$	Q_J
0,0	2,61	3,19	68,1	17,9	0,000	0000
0,1	2,61	3,19	68,1	17,9	0,167	3000
0,2	2,60	3,17	67,9	18,0	0,285	5100
0,4	2,56	3,12	67,4	18,1	0,470	8500
0,6	2,46	3,00	66,1	18,4	0,610	11200
0,8	2,34	2,85	64,4	18,9	0,730	13800
1,0	2,29	2,79	63,8	19,2	0,833	16000

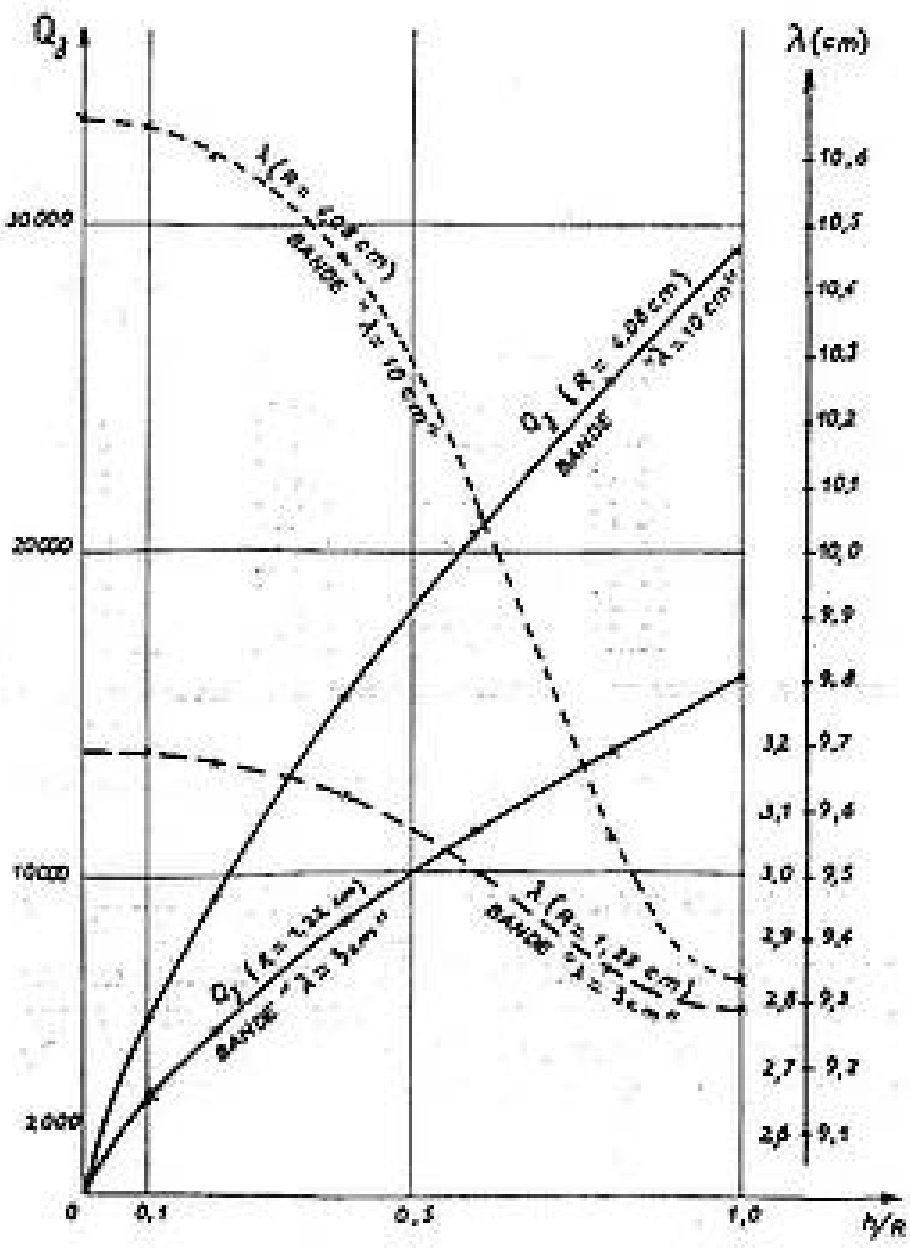


FIG. (II-5*a*). — Exemples : variation de la surtension dans les bandes de 3 et de 10 cm.

$R = 4{,}08$ cm (bande de 10 cm)

h/R	λ/R	$\lambda_{(cm)}$	$\delta.10^{9}$ (cm)	$\frac{R}{\delta}.10^{-3}$	$Q_J.\frac{\delta}{R}$	Q_J
0,0	2,61	10,66	125	32,6	0,000	0000
0,1	2,61	10,65	125	32,6	0,167	5400
0,2	2,60	10,60	125	32,6	0,285	9300
0,4	2,56	10,45	124	32,9	0,470	15400
0,6	2,46	10,05	121	33,6	0,610	20500
0,8	2,34	9,55	118	34,5	0,730	25200
1,0	2,29	9,33	117	34,9	0,833	29100

Les courbes de la surtension Q_J en fonction de la variable h/R sont tracées figure II-5*a*. Elles varient régulièrement de zéro à une valeur maximum (sphère). La courbe correspondant à la bande « 10 cm » se trouve au-dessus de la courbe correspondant à la bande « 3 cm » ; en effet, pour une longueur d'onde plus longue, la cavité a des dimensions plus grandes et sa surtension est plus élevée. En outre, on constate aisément que la surtension de la cavité sphérique découpée est légèrement supérieure à celle de la cavité cylindrique correspondante, ayant le même rayon et la même hauteur, la différence devenant plus marquée lorsque le rapport h/R augmente (la différence maximum correspond au cas de la sphère, $h/R = 1$).

Publi Cead

Pour matériel professionnel

CONDENSATEURS

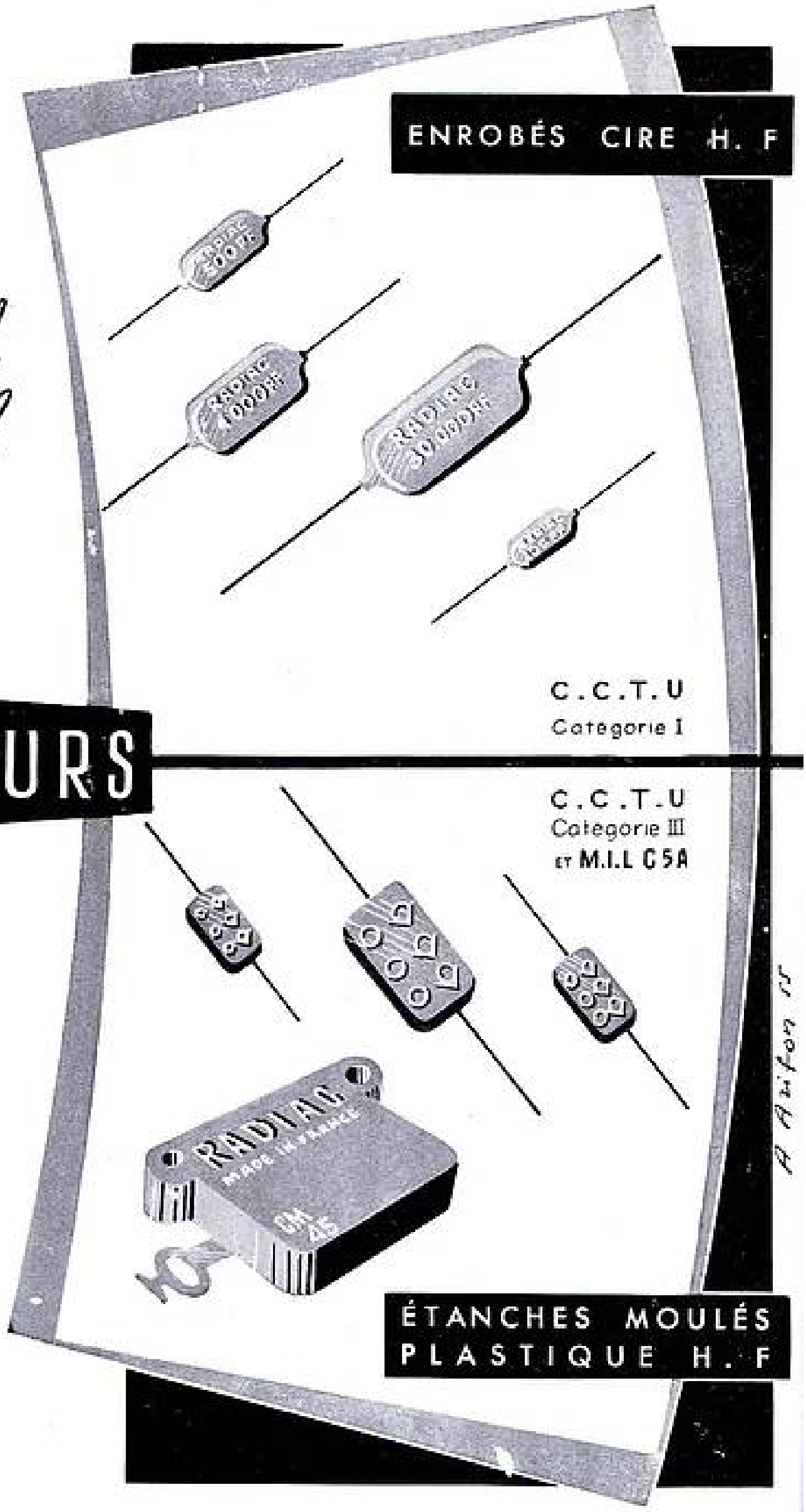
MICA ARGENTÉ

TENSION DE SERVICE JUSQU'A 5 KV

RÉSISTANCE D'ISOLEMENT SUPÉRIEURE A 100.000 MÉGOHMS

TANGENTE DE L'ANGLE DE PERTE A 1 KC ET 1 MC INFÉRIEURE A 1.10^{-3}

TOLÉRANCES ÉLECTRIQUES LIVRABLES : 10% - 5% - 2% - 1% - 0,5 %



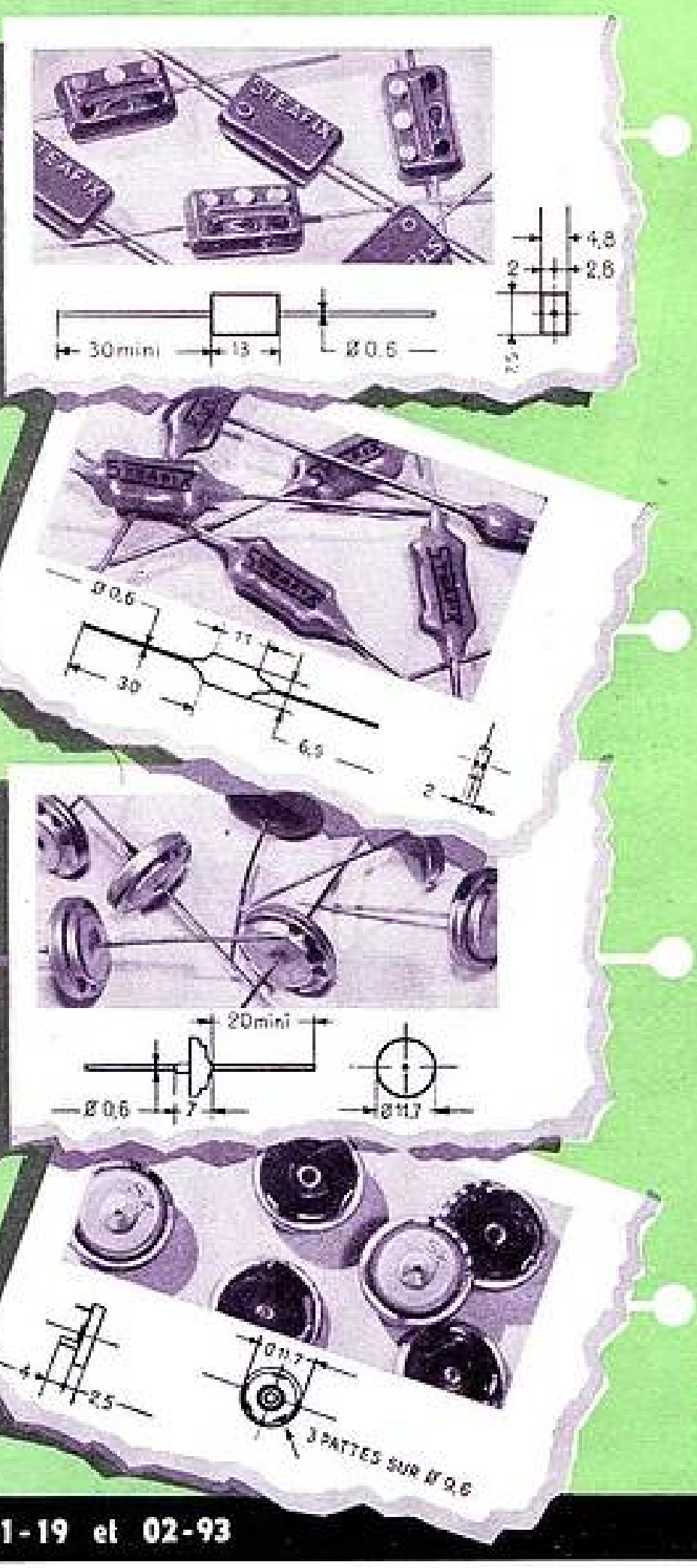
RADIAC S. A.

SERVICE Cial : 79, R. DU Fbg POISSONNIÈRE - PARIS 9e - PRO. 39-51

★ TUBES CATHODIQUES
17 BP 4 B • 21 EP 4 B • 21 ZP
4 B • 21 AMP 4 A • 27 GP 4
★ TUBES RADIO
12 AT 7 • 6 CD 6 • 6 CL 6 • 6 J 6
★ CRISTAUX
IN 34 • IN 60 • IN 54 • IN 82
★ TRANSISTORS
2 N 32 • 2 N 34 • 2 N 35 •
2 N 68
SYLVANIA ÉLECTRIC
CONCESSIONNAIRE FRANCE ET U. F.
RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE • 29. RUE D'ARTOIS • PARIS • TÉL. BAL. 42-35 et 36

Miniaturisation

NOUVELLE PRODUCTION
STÉAFIX
EN CONDENSATEURS AU MICA



CONDENSATEURS MOULÉS ÉTANCHES
TYPE CM 15
CONFORMES AUX NORMES MIL

MOULÉS DANS L'ARALDITE A CHARGE SPÉCIALE *

- *Faible encombrement*
- *Capacités de 4,7 pf à 510 pf sur demande jusqu'à 1 500 pf*
- *Tension de service 300 V cc*
- *Température d'emploi de −70°C à +120°C*
- *Étanchéité absolue*

* *Marque déposée de CIBA*

CONDENSATEURS ENROBÉS
T. 1000, 5.9

- *Mêmes caractéristiques que le CM 15*
- *Encombrement plus réduit*
- *Enrobage cire*
- *Température d'emploi de −35°C à +75°C*

CONDENSATEURS STABILIDISC
DE TRÈS GRANDE STABILITÉ

- *Faible coefficient de température de valeur très régulière*
- *Utilisable jusqu'à des fréquences de l'ordre de 1 000 Mc/s en raison de sa self négligeable*

CONDENSATEURS BOUTONS DE DÉCOUPLAGE

CONFORMES AUX NORMES MIL

STÉAFIX

PUB. RAPY

17, RUE FRANCŒUR, PARIS-18e — MON. 61-19 et 02-93

COSSOR

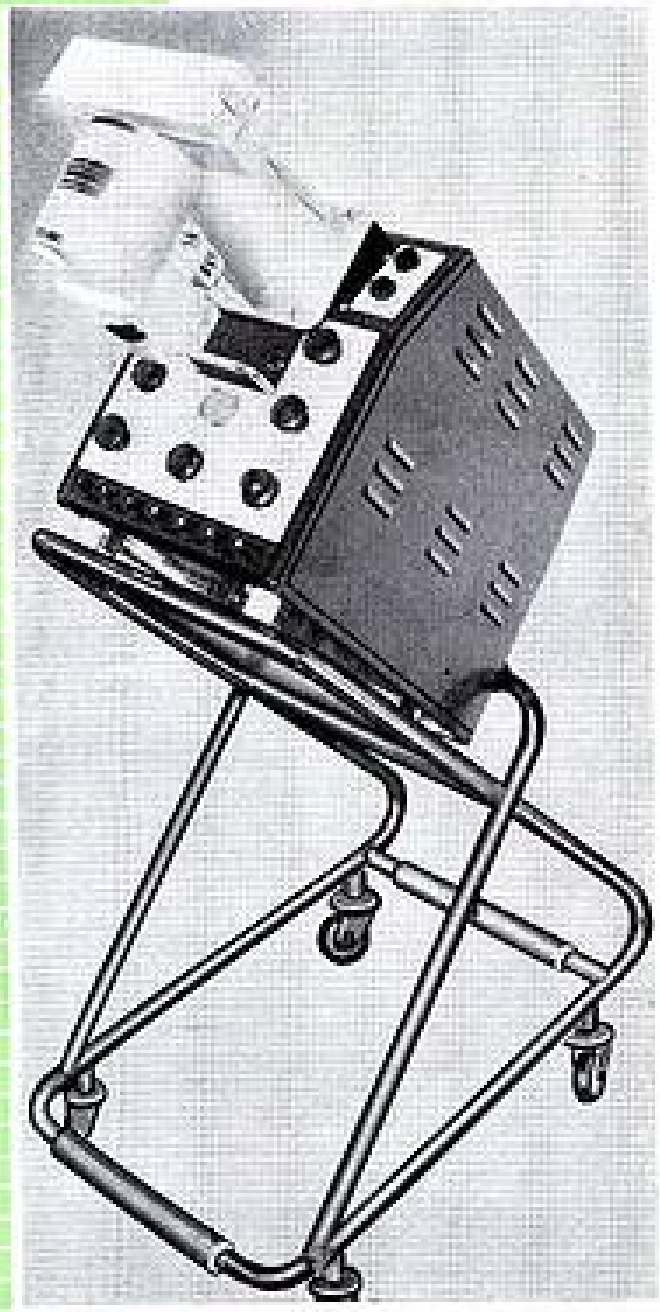
OSCILLOSCOPES "COSSOR"

TYPE	DEFLEXION VERTICALE			BALAYAGE HORIZONTAL			ETALONNAGE		TUBE			Observations
	Bande passante	Sensibilité	T. de montée	Vit. maximum	Vit. minimum	Retard	X	Y	Ø	Ecran	P. D. A.	
1035	20 Hz - 7 MHz	0,1 V/cm		0,7 cm/µs	70 cm/s		oui	oui	10 cm	D, J, ou L (1)		2 faisceaux
1039M	25 Hz - 3,5 MHz	0,86 V/cm		0,35 mm/µs	70 cm/s		non	non	7 cm	D		1 faisceau
1049	0 - 100 HKz	33 mV/cm		0,6 mm/µs	6 cm/s		oui	oui	10 cm	D, J, ou L		2 faisceaux
1056	5 MHz - 80 MHz	0,2 V/cm	0,01 µs	10 cm/0,1 µs	10 cm/300 µs	0,15 µs	oui	oui	10 cm		4 ou 8 KV	1 fais. + Sonde 2 pF - 20 MΩ
1058	0 - 4 MHz	0,25 V/cm	0,1 µs	1,5 cm/µs	40 cm/s		oui	oui	10 cm	D	1,8 KV	1 faisceau amplificateur X
1059	5 Hz - 10 MHz	0,2 V/cm	0,04 µs	10 cm/µs	20 cm/s	0,25 µs	oui	oui	10 cm		3 KV	2 faisceaux identiques

(1) D — écran vert.
J — écran bleu (recommandé pour photographies).
L — écran à rémanence bleu-vert.

NOTA — Les appareils sont normalement livrés avec l'écran souligné dans le tableau.

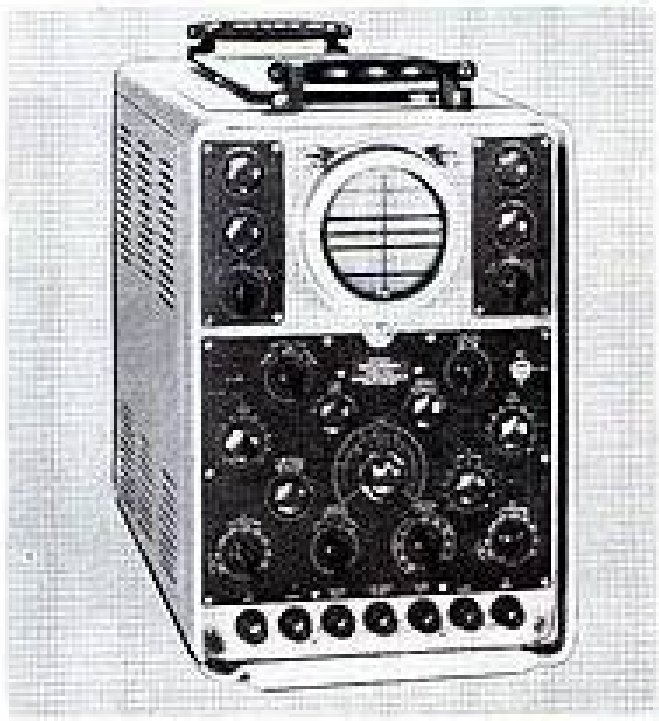
1035



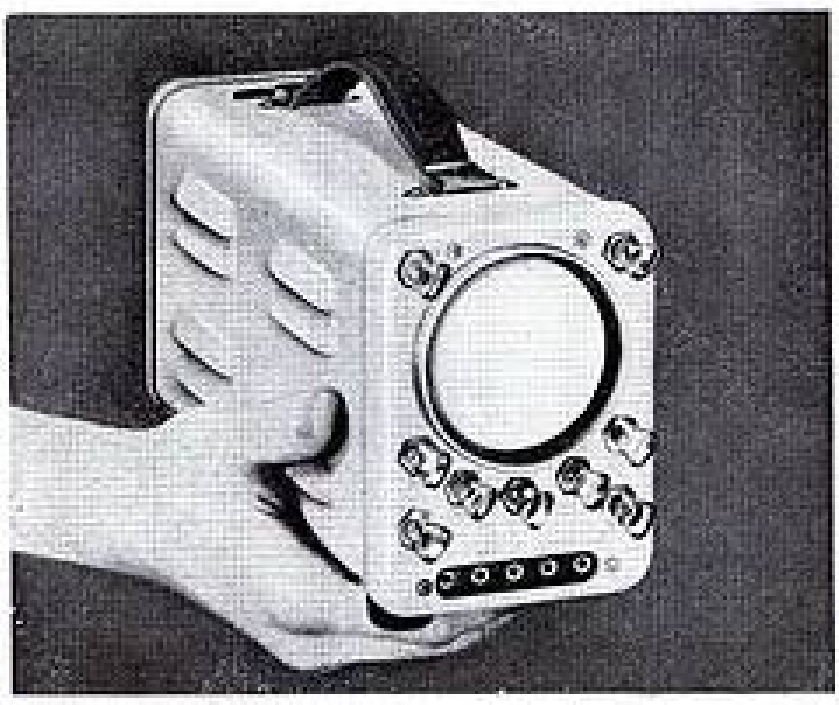
1059

La camera modèle 1428 permet la photographie vue par vue des phénomènes observés sur l'écran; utilisée avec son moteur modèle 1431 (à vitesses comprises entre 0,12 et 62,5 cm/s) l'enregistrement continu des phénomène devient possible.

Un chariot spécialement conçu permet le déplacement facile et silencieux de l'appareil.



1039 M



Leland Radio Import Co.
M. BAUDET - 6, RUE MARBEUF - PARIS 8e * TÉL. ÉLY. + 11-25

SUR UNE MÉTHODE D'INTÉGRATION DES ÉQUATIONS DE MAXWELL

PAR

R. VALLÉE

Ingénieur
au Laboratoire Industriel d'Electricité

PREMIÈRE PARTIE. — *Méthode d'intégration des équations de Maxwell dans le cas du vide.*

DEUXIÈME PARTIE. — *Applications.*

PREMIÈRE PARTIE

I. Théorème préliminaire.

Etant donné un champ de vecteurs $\vec{V}(x, y, z)$ ramené à trois axes de coordonnées trirectangulaires $\vec{ox}$, $\vec{oy}$, $\vec{oz}$, les deux relations vectorielles suivantes :

$$(1) \qquad \vec{V}.\,\overrightarrow{\text{Rot}}\,\vec{V} = 0$$

$$(2) \qquad \overrightarrow{\text{Rot}}\left[\frac{\overrightarrow{\text{Rot}}\,\vec{V}\Lambda\vec{V} - \vec{V}\,\text{Div}\,\vec{V}}{V^2}\right] = 0$$

sont nécessaires et suffisantes pour qu'il existe dans le domaine considéré un facteur intégrant $S(x, y, z)$ tel que l'on ait :

$$(3) \qquad S(V_x\,dx + V_y\,dy + V_z\,dz) = dU$$

la fonction $U(x, y, z)$ étant une fonction harmonique c'est-à-dire telle que $\Delta U = 0$.

1° *Condition nécessaire.*

Si la relation (3) est vérifiée, nous pouvons écrire :

$$\vec{V} = \frac{1}{S}\,\overrightarrow{\text{grad}}\,U \quad \text{avec } \Delta U = 0$$

il en résulte

$$\left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\,\vec{V} = -\dfrac{\overrightarrow{\text{grad}}\,S}{S^2}\,\Lambda\,\overrightarrow{\text{grad}}\,U \\ \\ \text{Div}\,\vec{V} = -\dfrac{\overrightarrow{\text{grad}}\,S}{S^2} - \overrightarrow{\text{grad}}\,U \end{array}\right.$$

et nous obtenons bien

$$(1) \qquad \vec{V}.\,\overrightarrow{\text{Rot}}\,\vec{V} = 0$$

$$(2) \qquad \overrightarrow{\text{Rot}}\left[\frac{\overrightarrow{\text{Rot}}\,\vec{V}\Lambda\vec{V} - \vec{V}\,\text{Div}\,\vec{V}}{V^2}\right] = \overrightarrow{\text{Rot}}\,\frac{\overrightarrow{\text{grad}}\,S}{S} = 0$$

2° *Condition suffisante.*

Si les relations (1) et (2) sont vérifiées, nous pouvons écrire :

$$(2') \qquad \frac{\overrightarrow{\text{Rot}}\,\vec{V}\Lambda\vec{V} - \vec{V}\,\text{Div}\,\vec{V}}{V^2} = \frac{\overrightarrow{\text{grad}}\,S}{S}$$

en multipliant (2') scalairement par $\vec{V}$ on obtient :

$$a) \qquad \overrightarrow{\text{grad}}\,S.\,\vec{V} + S\,\text{Div}\,\vec{V} \equiv 0$$

en multipliant (2') vectoriellement par $\vec{V}$ et en tenant compte de (1), on obtient :

$$b) \qquad \overrightarrow{\text{grad}}\, S \wedge \vec{V} + S\, \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{V} \equiv 0$$

mais *a)* et *b)* ne sont autres que les expressions de

$\text{Div}\, \overrightarrow{SV}$ et $\overrightarrow{\text{Rot}}\, \overrightarrow{SV}$

$$a) \qquad \text{Div}\, \overrightarrow{SV} \equiv 0$$

$$b) \qquad \overrightarrow{\text{Rot}}\, \overrightarrow{SV} \equiv 0$$

par suite, il existe une fonction U telle que $\overrightarrow{SV} = \overrightarrow{\text{grad}}\, U$ avec $\Delta U = 0$ ce qui peut s'écrire $S\,(V_x\,dx + V_y\,dy + V_z\,dz) = dU$ avec $\Delta U = 0$.

II. Définitions.

L'espace étant toujours ramené à trois axes de coordonnées rectangulaires formant un trièdre de sens direct $\overrightarrow{Ox}$, $\overrightarrow{Oy}$, $\overrightarrow{Oz}$, donnons nous un champ de vecteurs $\vec{Q}\,(s_0, s_1, \ldots, s_n)$ dans lequel s_0, s_1, $s_2 \ldots s_n$ représentent des fonctions de x, y, z coordonnées de l'origine du champ.

Nous supposerons que, dans tout ce qui suit, ces fonctions ainsi que les composantes Q_x, Q_y, Q_z et leurs dérivées partielles par rapport à l'une quelconque de ces fonctions ou des variables x, y, z sont définies et continues dans le domaine envisagé.

Ceci posé, nous savons que :

$$\left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{Q} = \sum_{i=0}^{i=n} \overrightarrow{\text{grad}}\, s_i \wedge \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s_i} \\ \text{Div}\, \vec{Q} = \sum_{i=0}^{i=n} \overrightarrow{\text{grad}}\, s_i \cdot \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s_i} \end{array}\right.$$

pour étendre ces notations dans l'étude qui suit, nous définirons les symboles suivants :

Etant donné un champ $\vec{Q}\,(x, y, z, s)$ ou une fonction $U\,(x, y, z, s)$ dans lesquels s est elle-même fonction de x, y, z, nous désignerons symboliquement par :

$$\frac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial x}_{s=c^{te}} \quad \frac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial y}_{s=c^{te}} \quad \frac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial z}_{s=c^{te}} \quad \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} \quad \text{Div}\, \vec{Q}_{s=c^{te}}$$

$$\overrightarrow{\text{grad}}\, U_{s=c^{te}} \quad \Delta U_{s=c^{te}}$$

les dérivées partielles, le rotationnel, la divergence des vecteurs $\vec{Q}$ le gradient et la laplacienne de la fonction U, obtenus en dérivant par rapport aux variables x, y, z, *non contenues dans la fonction s, c'est-à-dire en considérant provisoirement dans ces opérations, la fonction s (x, y, z) comme une constante.*

De ces définitions résultent immédiatement les relations suivantes :

$$\left|\begin{array}{l} \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial x} = \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial x_{s=c^{te}}} + \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial x} \\ \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial y} = \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial y_{s=c^{te}}} + \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial y} \\ \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial z} = \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial z_{s=c^{te}}} + \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial z} \end{array}\right.$$

$$\left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{Q} = \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} + \overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \\ \text{Div}\, \vec{Q} = \text{Div}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} + \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, U = \overrightarrow{\text{grad}}\, U_{s=c^{te}} + \dfrac{\partial U}{\partial s} \cdot \overrightarrow{\text{grad}}\, s \end{array}\right.$$

III. Équations de Maxwell.

a) Généralités.

Heaviside ayant montré que les équations de Maxwell dans le cas du vide pouvaient se mettre sous la forme simple suivante :

$$(1) \quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{Q} = \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial T} \\ \text{Div}\, \vec{Q} = 0 \end{array}\right. \qquad \text{avec} \quad \left|\begin{array}{l} \vec{Q} = \vec{H} + j\vec{E} \\ T = jct \\ j^2 = -1 \end{array}\right.$$

nous utiliserons ces relations en les modifiant légèrement en fonction des définitions précédentes.

Le champ complexe $\vec{Q}$ est en général fonction de x, y, z et T mais nous pouvons choisir, et ceci d'une infinité de façons, une fonction $s\,(x, y, z, T)$, telle que le champ soit de la forme : $\vec{Q}\,(x, y, z, s)$, *la variable T n'apparaissant plus isolément dans les composantes Qx, Qy, Qz.*

Nous pouvons alors écrire les relations (1), sous la forme :

$$(2) \quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} + \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} = \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial T} \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} + \text{Div}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} = 0 \end{array}\right.$$

b) SYSTÈMES D'ONDES TRANSVERSES.

Les équations (2) peuvent s'intégrer dans un cas particulier intéressant qui correspond à l'hypothèse suivante :

$$(3)\quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}\ Q}_{s=C^{te}} = 0 \\ \text{Div}\ \overrightarrow{Q}_{s=C^{te}} = 0 \end{array}\right.$$

Nous allons montrer que le système (2) correspond dans ce cas à un système d'ondes transverses. Que la famille des surfaces d'onde admet pour équation $s\,(x, y, z, T) = C^{te}$, et, qu'en se donnant à priori une famille de surfaces d'onde, il est possible d'intégrer (2) en tenant compte du théorème préliminaire (I).

Si l'hypothèse (3) est vérifiée, nous savons qu'il existe alors une fonction $U\,(x, y, z, s)$ telle que :

$$\overrightarrow{Q} = \overrightarrow{\text{grad}\ U}_{s=C^{te}} \quad \text{et} \quad \Delta U_{s=C^{te}} = 0$$

le système (2) se ramène alors aux égalités :

$$(4)\quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}\ s} \wedge \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} = \dfrac{\partial Q}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial T} \\ \overrightarrow{\text{grad}\ s} \cdot \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} = 0 \end{array}\right.$$

nous supposerons que $\dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} \neq 0$ et $\dfrac{\partial s}{\partial T} \neq 0$

De (4) nous tirons immédiatement les deux égalités suivantes :

$$(5)\quad (\overrightarrow{\text{grad}\ s})^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 = 0$$

$$(6)\quad \left(\frac{\partial Q}{\partial s}\right)^2 = 0$$

(5) est obtenu en multipliant vectoriellement la première relation de (4) par $\overrightarrow{\text{grad}\ s}$ et en tenant compte de $\overrightarrow{\text{grad}\ s} \cdot \dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s} = 0$.

(6) est obtenu en multipliant scalairement la première égalité de (4) par $\dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s}$.

Interprétations géométriques de (5) et (6)

$$(5)\quad (\overrightarrow{\text{grad}\ s})^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 = 0$$

Si l'on considère la famille de surface $s(x, y, z, T) = C^{te}$ cette famille de surface dépend du paramètre T c'est-à-dire que la surface $s\,(x, y, z, T) = C^{te}$ se déforme en fonction du temps t.

Envisageons un déplacement $\overrightarrow{dl}$ de composantes dx, dy, dz d'un point de cette surface pendant l'intervalle de temps dt de telle manière que ce point reste sur la surface $s = C^{te}$, ce qui se traduit par l'égalité :

$$\frac{\partial s}{\partial x}\,dx + \frac{\partial s}{\partial y}\,dy + \frac{\partial s}{\partial z}\,dz + \frac{\partial s}{\partial T}\,dT = 0$$

ou encore :

$$\overrightarrow{\text{grad}\ s} \cdot \overrightarrow{dl} + \frac{\partial s}{\partial T}\,dT = 0$$

en choisissant le déplacement $\overrightarrow{dl}$ de telle manière que ce déplacement et $\overrightarrow{\text{grad}\ s}$ soient colinéaires, nous pouvons écrire :

$$\left(\frac{dl}{dT}\right)^2 = \frac{1}{(\overrightarrow{\text{grad}\ s})^2}\left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2$$

et, en tenant compte de (5), on trouve finalement

$$\left(\frac{dl}{dT}\right)^2 = -1$$

mais $T = jct$ et :

$$\boxed{\left(\frac{dl}{dt}\right)^2 = c^2}$$

Cette égalité exprime que chaque point de la surface $s\,(x, y, z, T) = C^{te}$ se déplace suivant la normale à la surface avec une vitesse (c).

Bien que les fonctions (s) ne soient pas nécessairement des fonctions périodiques du temps, nous dirons, par définition que ces surfaces sont les surfaces d'onde de la perturbation envisagée.

$$(6)\quad \left(\frac{\partial \overrightarrow{Q}}{\partial s}\right)^2 = 0$$

si $\dfrac{\overrightarrow{\partial Q}}{\partial s}$ était réel, cette égalité ne pourrait avoir lieu

que si $\frac{\partial Q}{\partial s}$ était nul. Mais $\vec{Q} = \vec{H} + j\vec{E}$ et par suite :

$$\left(\frac{\partial \vec{Q}}{\partial s}\right)^2 = \left(\frac{\partial \vec{H}}{\partial s}\right)^2 - \left(\frac{\partial E}{\partial s}\right)^2 + 2j\,\frac{\partial \vec{H}}{\partial s}\cdot\frac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0$$

ce qui donne simultanément :

$$(7)\qquad \left|\begin{array}{l} \left(\dfrac{\partial \vec{H}}{\partial s}\right)^2 = \left(\dfrac{\partial \vec{E}}{\partial s}\right)^2 \\ \dfrac{\partial \vec{H}}{\partial s}\cdot\dfrac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0 \end{array}\right.$$

si, de plus, $\overrightarrow{\text{grad}}\, s$ est réel, nous avons :

$$\overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \frac{\partial \vec{Q}}{\partial s} = 0$$

c'est-à-dire :

$$\overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial s} + j\,\overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0$$

ou :

$$(8)\qquad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\partial \vec{H}}{\partial s} = 0 \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0 \end{array}\right.$$

par intégration de $\frac{\partial \vec{H}}{\partial s}$ et $\frac{\partial \vec{E}}{\partial s}$ par rapport à (s) et en éliminant les champs constants résultant de l'intégration qui ne dépendent plus de (s) et par suite du temps t, et qui ne présentent pas d'intérêt pour l'étude de la propagation, nous pouvons étendre les relations (7) et (8) aux champs $\vec{H}$ et $\vec{E}$ eux-mêmes.

Nous avons alors :

$$(9)\qquad \left|\begin{array}{l} |\vec{H}| = |\vec{E}| \\ \vec{H}\cdot\vec{E} = 0 \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \vec{H} = \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \vec{E} = 0 \end{array}\right.$$

ce qui exprime que les champs sont égaux en module, perpendiculaires entre eux et tangents à la surface d'onde passant par leur origine. Nous avons donc dans le cas envisagé un système d'ondes transverses.

IV. Intégration des équations de Maxwell dans le cas des ondes transverses.

Cette intégration se fait en deux temps :

1er *temps* : Choix d'une famille de surface d'onde $s\,(x, y, z, T)$ telles que :

$$\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial z}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 = 0$$

ces surfaces sont des surfaces parallèles et peuvent se mettre toujours sous la forme :

$$s = S\,(x, y, z) \pm jT$$

grad s étant un vecteur unité.

2e *temps* : s étant connu, recherche des champs complexes $\vec{Q}$ tels que :

$$\vec{Q} = \overrightarrow{\text{grad}}\, U \quad \text{avec} \quad \Delta U = 0$$
$$s = c^{te} \qquad\qquad s = c^{te}$$

en utilisant le théorème énoncé au début de cette étude en éliminant les constantes d'intégration et en intégrant par rapport à (s), les équations du système (2) s'écrivent :

$$(2)\qquad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \vec{Q} = \vec{Q}\,\dfrac{\partial s}{\partial T} = \pm j\vec{Q} \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \vec{Q} = 0 \end{array}\right.$$

la méthode consiste à écrire, connaissant (s) les 3 égalités scalaires correspondant à la première relation $\overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \vec{Q} = \pm jQ$. De ces trois égalités on peut tirer, par exemple Q_x et Q_y en fonction de Q_z, et l'on obtient :

$$\left|\begin{array}{l} Q_x = A\,(x, y, z)\cdot Q_z \\ Q_y = B\,(x, y, z)\,Q_z \end{array}\right.$$

mais nous devons avoir :

$$Q_x\,dx + Q_y\,dy + Q_z\,dz = dU \quad \text{avec} \quad \Delta U = 0$$
$$s = c^{te} \qquad\qquad s = c^{te}$$

soit :

$$Q_z\,(A\,dx + B dy + dz) = dU$$
$$s = c^{te}$$

Q_z est donc un facteur intégrant au sens défini dans le théorème préliminaire. Connaissant (s), nous connaissons A et B, et, par suite, le vecteur

$$\vec{V}\ \left|\begin{array}{l} A \\ B \\ 1 \end{array}\right.$$

mais comme $|\vec{Q}|^2 = 0$ nous aurons $A^2 + B^2 + 1 = 0$ il faudra donc séparer la partie réelle de la partie complexe de $\vec{V}$

$$\vec{V} = \vec{V}_1 + j\vec{V}_2$$

on vérifiera ensuite (ce qui n'est pas toujours vrai) que

$$\vec{V}_1 \,.\, \overrightarrow{\text{Rot}\ V_1} = \vec{V}_2 \,.\, \overrightarrow{\text{Rot}\ V_2} = 0$$

et :

$$\frac{\overrightarrow{\text{Rot}\ V_1} \wedge \vec{V}_1 - \vec{V}_1\ \text{Div}\ \vec{V}_1}{V_1^2} = \frac{\overrightarrow{\text{Rot}\ V_2} \wedge \vec{V}_2 - \vec{V}_2\ \text{Div}\ \vec{V}_2}{V_2^2} = \frac{\overrightarrow{\text{grad}\ Q_z}}{Q_z}_{s=ct}$$

Cette deuxième égalité permet alors de calculer Q_x, et par suite Q_x et Q_y résultent des égalités :

$$\left| \begin{array}{l} Q_x = A\,Q_z \\ Q_y = B\,Q_z \end{array} \right.$$

Ondes planes :

Cette méthode s'applique très bien dans le cas des ondes planes en prenant par exemple :

$$S = \alpha x + \beta y + \gamma z \pm jT \quad \text{avec} \quad \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 = 1$$

mais, dans ce cas, elle ne présente pas d'intérêt puisque l'intégration peut se faire bien plus simplement par d'autres méthodes.

Ondes sphériques :

C'est dans le cas des ondes sphériques que la méthode présente un intérêt réel. En effet, lorsqu'on est amené à étudier des phénomènes de propagation à vitesse constante dans des milieux homogènes et isotropes, il est intéressant de se ramener aux phénomènes des ondes sphériques à partir d'une origine ponctuelle.

Cette étude particulière est susceptible de s'étendre plus facilement aux cas d'une origine ou de plusieurs origines non ponctuelles qu'il est souvent possible de considérer comme des ensembles de sources ponctuelles élémentaires. Malheureusement, pour le cas des équations de Maxwell, il n'existe pas une onde sphérique type, mais une infinité d'ondes sphériques transverses ou non, qui proviennent du fait que ces équations sont vectorielles et non scalaires. Il faudra donc, parmi les solutions possibles, retenir celles qui ont le plus d'intérêt pratique. C'est ce que nous allons tenter de faire dans ce qui suit.

V. Ondes sphériques transverses.

Nous prendrons comme surfaces d'onde la famille de sphères ayant pour centre l'origine des coordonnées. Les fonctions (s) sont alors de la forme :

$$s = r \pm jT \qquad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

1. — Emission :

Si les ondes sont émises à partir de l'origine, nous avons :

$$s = r + jT \quad \text{c'est-à-dire} \quad s = r - ct$$

par suite :

$$\frac{\partial s}{\partial x} = \frac{x}{r} \quad \frac{\partial s}{\partial y} = \frac{y}{r} \quad \frac{\partial s}{\partial z} = \frac{z}{r} \quad \frac{\partial s}{\partial T} = j$$

nous devons avoir $\overrightarrow{\text{grad}\, s} \wedge \vec{Q} = j\vec{Q}$

d'où :

$$\left| \begin{array}{l} \dfrac{y}{r} Q_x - \dfrac{z}{r} Q_y = jQ_x \\ \dfrac{z}{r} Q_x - \dfrac{x}{r} Q_z = jQ_y \\ \dfrac{x}{r} Q_y - \dfrac{y}{r} Q_x = jQ_z \end{array} \right.$$

en supposant $Q_z \neq 0$, nous pouvons tirer :

$$Q_x = -\frac{(jyr + zx)}{\rho^2} \,.\, Q_z \qquad \rho^2 = x^2 + y^2$$

$$Q_y = \frac{jx\,.\,r - yz}{\rho^2} \,.\, Q_z$$

il faut donc que :

$$\frac{Q_z}{\rho^2}\left[-(jyr + zx)\,dx + (jx\,r - yz)\,dy + \rho^2 dz\right] = dU_{s=ct}$$

$$\vec{V} = \vec{V}_1 + \overrightarrow{jV_2} \left| \begin{array}{ll} -xz - jyr & \overrightarrow{\text{Rot}\ V_1} \\ -yz + jxr & \\ \rho^2 + 0 & \end{array} \right| \begin{array}{l} 3y \\ -3x \\ 0 \end{array} \quad \text{Div}\ \vec{V}_1 = -2z$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}\ V_2} \left| \begin{array}{l} -yr \\ xr \\ 0 \end{array} \right. \quad \text{Div}\ \vec{V}_2 = 0$$

nous avons bien les égalités :

$$\vec{V}_1\ \overrightarrow{\text{Rot}\ V_1} = \vec{V}_2\ \overrightarrow{\text{Rot}\ V_2} = 0$$

et

$$\frac{\overrightarrow{Rot\ V_2 \wedge V_2} - \overrightarrow{V_2\ Div\ V_2}}{V_2^2} = \frac{\overrightarrow{Rot\ V_1 \wedge V_1} - \overrightarrow{V_1\ Div\ V_1}}{V_1^2} =$$

$$\begin{vmatrix} -\frac{2x}{\rho^2} - \frac{x}{r^2} \\ -\frac{2y}{\rho^2} - \frac{y}{r^2} \\ -\frac{z}{r^2} \end{vmatrix}$$

c'est-à-dire : $= \overrightarrow{\text{grad}}\ L\ \frac{k}{\rho^2 r}$

le facteur intégrant cherché est donc de la forme :

$$S = \frac{a f(s)}{\rho^2 r} \quad f(s) \text{ étant réelle ou complexe}$$
$$a, \text{ étant une constante}$$

la solution cherchée est donc de la forme :

$$\vec{Q} \begin{vmatrix} Q_x = \frac{-(jyr + zx)}{\rho^2 r}\, a f(s) \\ Q_y = \frac{jxr - zy}{\rho^2 r}\, a f(s) \\ Q_z = \frac{1}{r}\, a f(s) \end{vmatrix}$$

Parmi les solutions possibles, conservons celle pour laquelle $a = -j$ avec $f(s)$ réelle $f(s) = f(r - ct)$. Nous avons alors les deux champs $\vec{H}$ et $\vec{E}$ en séparant partie réelle et partie complexe.

$$(I) \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(r - ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(r - ct) \\ 0 \end{vmatrix} \qquad \vec{E} \begin{vmatrix} \frac{zx}{\rho^2 r} f(r - ct) \\ \frac{zy}{\rho^2 r} f(r - ct) \\ -\frac{1}{r} f(r - ct) \end{vmatrix}$$

En amenant par un calcul simple le centre d'émission à une très grande distance sur l'axe $\vec{oz}$, on obtient la solution connue :

$$(I') \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(z - ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(z - ct) \\ 0 \end{vmatrix} \qquad \vec{E} \begin{vmatrix} \frac{x}{\rho^2} f(r - ct) \\ \frac{y}{\rho^2} f(z - ct) \\ 0 \end{vmatrix}$$

2. — Onde de retour :

Si nous envisageons les ondes de retour au lieu de l'émission c'est-à-dire $f(r + ct)$ les deux solutions précédentes deviennent :

$$(II) \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(r + ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(r + ct) \\ 0 \end{vmatrix} \qquad \vec{E} \begin{vmatrix} -\frac{zx}{\rho^2 r} f(r + ct) \\ -\frac{zy}{\rho^2 r} f(r + ct) \\ \frac{1}{r} f(r + ct) \end{vmatrix}$$

$$(II') \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(z + ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(z + ct) \\ 0 \end{vmatrix} \qquad \vec{E} \begin{vmatrix} -\frac{x}{\rho^2} f(z + ct) \\ -\frac{y}{\rho^2} f(z + ct) \\ 0 \end{vmatrix}$$

VI. Ondes sphériques non transverses.

Lorsque les solutions transverses relatives à une famille de surfaces d'onde (s) ont été établies, on peut en déduire une infinité de solutions transverses ou non, admettant les surfaces (s) comme surfaces d'onde au sens défini précédemment.

Si le champ $\vec{Q}$ vérifie les équations de Maxwell, tout champ de la forme :

$$(III) \qquad \vec{Q_u} = \Sigma A_{\alpha\beta\gamma\delta} \times \frac{\partial^{\alpha+\beta+\gamma+\delta} \vec{Q}}{\partial x^\alpha \partial y^\beta \partial z^\gamma \partial T^\delta}$$

vérifie aussi les équations de Maxwell. Cette propriété est une conséquence de la forme linéaire des équations.

Applications.

Il est possible, à partir de cette remarque, d'établir la loi de Laplace relative à un élément de courant variable en fonction du temps, en accord avec la théorie des potentiels retardés.

Reprenons, dans le cas de l'émission, le champ $\vec{Q}$.

$$\vec{Q} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(s) + j \frac{zx}{\rho^2 r} f(s) \\ \frac{x}{\rho^2} f(s) + j \frac{zy}{\rho^2 r} f(s) \\ -\frac{j}{r} f(s) \end{vmatrix}$$

d'après (III) le champ $\vec{Q_e} = \frac{\partial^2 \vec{Q}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \vec{Q}}{\partial T^2}$ vérifiera les équations de Maxwell.

Le calcul donne :

$$\vec{Q_e}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{r^3}f'(s)+\frac{y}{r^2}f''(s) \\ \qquad -j\left[\frac{xz}{r^3}f''(s)-\frac{3xz}{r^4}f'(s)+\frac{3xz}{r^5}f(s)\right] \\ \frac{x}{r^3}f'(s)-\frac{x}{r^2}f''(s) \\ \qquad -j\left[\frac{yz}{r^3}f''(s)-\frac{3yz}{r^4}f'(s)+\frac{3yz}{r^5}f(s)\right] \\ j\left[\left(\frac{1}{r}-\frac{z^2}{r^3}\right)f''(s)-\frac{r^2-3z^2}{r^4}f'(s)+\frac{r^2-3z^2}{r^5}f(s)\right] \end{array}\right.$$

nous remarquerons que dans ce cas, le champ $\vec{Q_e}$ est défini pour $\rho = 0$ alors que le champ $\vec{Q}$ ne l'était pas. Si nous exprimons :

$$\vec{H_e}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{r^3}f'(s)+\frac{y}{r^2}f''(s) \\ \frac{x}{r^3}f'(s)-\frac{x}{r^2}f''(s) \\ 0 \end{array}\right.$$

en posant $\vec{H_e}\,dz = \vec{dh}$

et en choisissant un vecteur $\overrightarrow{i\,(r-cl)}$ d'origine x, y, z, dirigé suivant $\vec{oz}$ et tel que $|\,\overrightarrow{i\,(r-cl)}\,| = f'(r-cl)$ nous pouvons écrire d'après l'expression de $\vec{H_e}$:

1) $$\boxed{\vec{dh} = \overrightarrow{i\,(r-cl)}\,dz\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r^2}+\frac{1}{c}\,\overrightarrow{i'_t(r-cl)}\,dz\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r}}$$

Si nous supposons que $\vec{i}$ ne dépend plus du temps, nous retrouvons la loi de Laplace relative à un élément de courant $\vec{i}dz$.

Nous admettrons donc que $\vec{i}(l)$ représente le courant au point (0) et que (l) représente la loi de Laplace étendue à un élément de courant variable en fonction du temps.

Potentiels retardés : On peut encore écrire :

$$\vec{dh} = \left(\vec{i}\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r^2}+\vec{i'_r}\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r}\right)d\tau$$

$d\tau$ élément de volume.

formule dans laquelle $\vec{i}$ représente alors une densité de courant.

En posant alors : $e = f(r-cl)$

et en tenant compte de $|\,i\,| = -\frac{1}{c}\frac{\partial e}{\partial l}$ nous aurons pour le champ électrique élémentaire, en se rapportant à $\vec{Q_e}$:

$$\vec{dz} = \left[-\overrightarrow{\text{grad}}\,\frac{\partial}{\partial z}\,\frac{e}{r}-\frac{1}{c}\,\frac{\partial}{\partial l}\,\frac{\vec{i}}{r}\right]d\tau$$

et pour : $$\vec{dh} = \overrightarrow{Rot}\,\frac{\vec{i}}{r}\,d\tau$$

$e = e\left(l-\frac{r}{c}\right)$ représente la densité de charge électrique au point (0). Nous retrouvons les relations déjà connues concernant les potentiels retardés.

Conclusion.

Parmi les solutions étudiées nous retiendrons les solutions caractéristiques suivantes :

ONDES SPHÉRIQUES TRANSVERSES.

I. — EMISSION

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{\rho^2}f(r-cl) \\ \frac{x}{\rho^2}f(r-cl) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{l} \frac{zx}{\rho^2 r}f(r-cl) \\ \frac{zy}{\rho^2 r}f(r-cl) \\ -\frac{1}{r}f(r-cl) \end{array}\right.$$

II. — ONDE DE RETOUR.

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{\rho^2}f(r+cl) \\ \frac{x}{\rho^2}f(r+cl) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{l} -\frac{zx}{\rho^2 r}f(r+cl) \\ -\frac{zy}{\rho^2 r}f(r+cl) \\ \frac{1}{r}f(r+cl) \end{array}\right.$$

auxquelles nous ajouterons les solutions non transverses obtenues en dérivant I et II par rapport à z.

III. — EMISSION.

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\frac{yz}{\rho^2 r}f'(r-cl) \\ \frac{xz}{\rho^2 r}f'(r-cl) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{l} \frac{x}{r^3}f(r-cl)+\frac{z^2x}{\rho^2 r^2}f'(r-cl) \\ \frac{y}{r^3}f(r-cl)+\frac{z^2y}{\rho^2 r^2}f'(r-cl) \\ \frac{z}{r^3}f(r-cl)-\frac{z}{r^2}f'(r-cl) \end{array}\right.$$

IV. — Onde de retour.

$$\vec{H}\left|\begin{array}{c} -\frac{yz}{\rho^2 r} f'(r+ct) \\ \frac{xz}{\rho^2 r} f'(r+ct) \\ 0 \end{array}\right. \quad \vec{E}\left|\begin{array}{l} -\frac{x}{r^3} f(r+ct) - \frac{z^2 x}{\rho^2 r^2} f'(r+ct) \\ -\frac{y}{r^3} f(r+ct) - \frac{z^2 y}{\rho^2 r^2} f'(r+ct) \\ -\frac{z}{r^3} f(r+ct) + \frac{z}{r^2} f'(r+ct) \end{array}\right.$$

seront retenues aussi les solutions :

$$I')\quad \vec{H}\left|\begin{array}{c} -\frac{y}{\rho^2} f(z-ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(z-ct) \\ 0 \end{array}\right. \quad \vec{E}\left|\begin{array}{c} \frac{x}{\rho^2} f(z-ct) \\ \frac{y}{\rho} f(z-ct) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$II')\quad \vec{H}\left|\begin{array}{c} -\frac{y}{\rho^2} f(z+ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(z+ct) \\ 0 \end{array}\right. \quad \vec{E}\left|\begin{array}{c} -\frac{x}{\rho^2} f(x+ct) \\ -\frac{y}{\rho^2} f(x+ct) \\ 0 \end{array}\right.$$

et la loi élémentaire :

$$1)\qquad \overrightarrow{dh} = \left(\vec{i}\left(t-\frac{r}{c}\right) \Lambda \frac{\vec{1}}{r^2} + \frac{\vec{i'_t}\left(t-\frac{r}{c}\right)}{c} \Lambda \frac{\vec{1}}{r}\right) dz$$

DEUXIÈME PARTIE

I. Détermination des ondes électromagnétiques émises par une portion de conducteur rectiligne, filiforme isolé dans l'espace.

a) Hypothèse : Nous supposerons le conducteur filiforme, sans résistance et placé suivant l'axe z_0.

Nous admettrons, de plus, que le courant en un point (z_0) du conducteur est égal à :

$$i_{z_0} = i\left(t - \frac{z_0}{c}\right)$$

au point $M\,(xyz)$, le champ élémentaire créé par l'élément de courant $i_{z_0}\,dz_0$ est donné par (1).

(1)

$$\boxed{\vec{dh} = i\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right) dz_0 \Lambda \frac{\vec{1}}{r^2} + \frac{1}{c} i'_t\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right) dz_0 \Lambda \frac{\vec{1}}{r}}$$

avec

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + (z-z_0)^2}$$

Le conducteur étant rectiligne tous les champs élémentaires sont colinéaires et perpendiculaires au plan $\overrightarrow{oz}$, $\overrightarrow{OM}$.

Orientons la normale au plan $\overrightarrow{oz}$, $\overrightarrow{OM}$ dans le sens trigonométrique de rotation de ce plan autour de $\vec{oz}$, et exprimons (dh) algébriquement sur cette normale orientée (fig. 1).

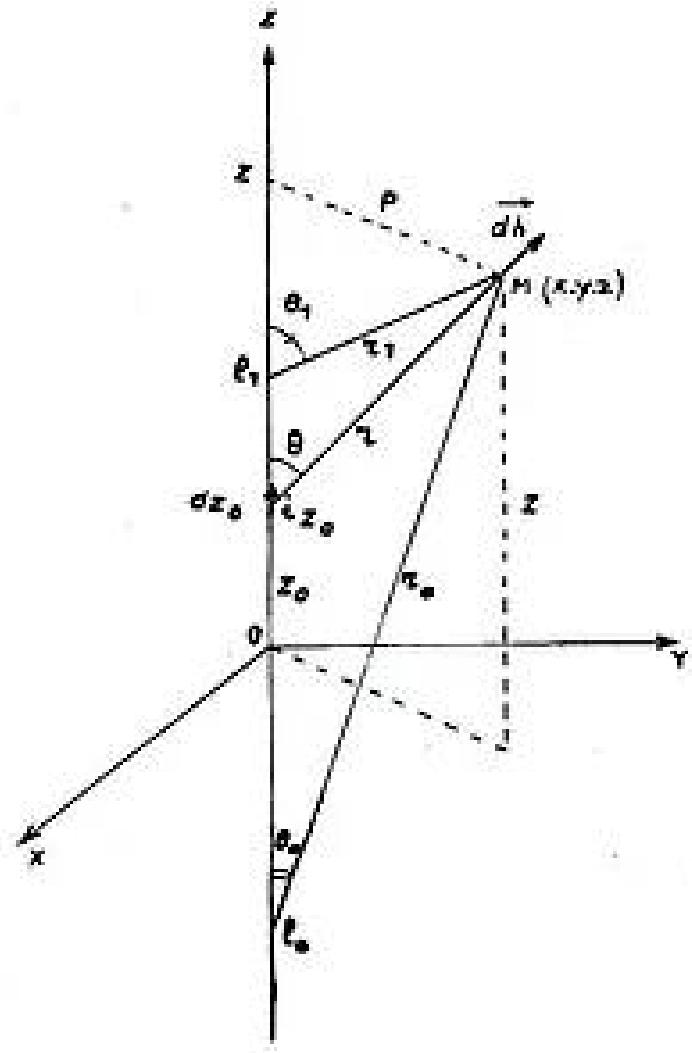


Fig. 1

En appelant θ l'angle $\overrightarrow{oz}$, $\overrightarrow{OM}$ nous avons :

$$dh = i\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right)\frac{\sin\theta}{r^2} dz_0 + \frac{1}{c} i'_t\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right)\frac{\sin\theta}{r} dz_0$$

et $$t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c} = t-\frac{z}{c}+\frac{\rho}{c}\left(\frac{\cos\theta-1}{\sin\theta}\right)$$

il en résulte :

$$\frac{1}{c} i'_t = -\frac{i'_\theta}{\rho}(1+\cos\theta)$$

et :

$$\boxed{dh = \frac{i}{\rho}\sin\theta\, d\theta - \frac{i'_\theta}{\rho}(1+\cos\theta)\, d\theta}$$

Par intégration de cette expression de l_0 à l_1 (θ_0 à θ_1) nous obtenons :

$$H = \frac{1}{\rho}\int_{\theta_0}^{\theta_1} [i \sin\theta - i'_\theta\,(1+\cos\theta)]\,d\theta$$
$$= \frac{1}{\rho}\left[i\,(\theta_0).(1+\cos\theta_0) - i\,(\theta_1)\,(1+\cos\theta_1)\right]$$

avec
$$\left|\begin{array}{ll} i\,(\theta_0) = i\left(t - \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) & 1+\cos\theta_0 = 1 + \frac{z-l_0}{r_1} \\ i\,(\theta_1) = i\left(t - \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) & 1+\cos\theta_1 = 1 + \frac{z-l_1}{r_1} \end{array}\right.$$

Le champ $\vec{H}$ est donc la somme de deux champs $\vec{H}_0$ et $\vec{H}_1$ ayant pour composantes :

$$\vec{H}_0 \left|\begin{array}{l} -\left[\frac{y}{\rho^2} + y\,\frac{(z-l_0)}{\rho^2 r_0}\right] i\left(t - \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) \\ \left[\frac{x}{\rho^2} + x\,\frac{(z-l_0)}{\rho^2 r_0}\right] i\left(t - \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{H}_1 \left|\begin{array}{l} \left[\frac{y}{\rho^2} + y\,\frac{(z-l_1)}{\rho^2 r_1}\right] i\left(t - \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) \\ -\left[\frac{x}{\rho^2} + x\,\frac{(z-l_1)}{\rho^2 r_1}\right] i\left(t - \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$r_0 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l_0)} \qquad r_1 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l_1)^2} \qquad \rho = \sqrt{x^2 + y^2}$$

D'après I et III de la « Première Partie », nous avons immédiatement les champs électriques correspondants.

$$\vec{E}_0 \left|\begin{array}{l} \left[\frac{x\,(z-l_0)}{\rho^2 r_0} + \frac{x}{r_0^2}\right] \times i_0 + \frac{(z-l_0)^2\,x}{\rho^2 r_0^2} \cdot i'_{0t} \\ \left[\frac{y\,(z-l_0)}{\rho^2 r_0} + \frac{y}{r_0^2}\right] \times i_0 + \frac{(z-l_0)^2\,y}{\rho^2 r_0^2} \cdot i'_{0t} \\ \left[-\frac{1}{r_0} + \frac{z-l_0}{r_0^2}\right] \times i_0 - \frac{z-l_0}{r_0^2}\, i'_{0t} \end{array}\right.$$

$$\vec{E}_1 \left|\begin{array}{l} -\left[\frac{x\,(z-l_1)}{\rho^2 r_1} + \frac{x}{r_1^2}\right] \cdot i_1 - \frac{(z-l_1)^2\,x}{\rho^2 r_1^2}\, i'_{1t} \\ -\left[\frac{y\,(z-l_1)}{\rho^2 r_1} + \frac{y}{r_1^2}\right] \cdot i_1 - \frac{(z-l_1)^2\,y}{\rho^2 r_1^2} \cdot i'_{1t} \\ \left[\frac{1}{r_1} - \frac{(z-l_1)}{r_1^2}\right] \cdot i_1 + \frac{(z-l_1)}{r_1^2}\, i'_{1t} \end{array}\right.$$

b) Au lieu de choisir $i_{z_0} = i\left(t - \frac{z_0}{c}\right)$, nous aurions pu prendre $i_{z_0} = i\left(t + \frac{z_0}{c}\right)$ et nous aurions alors obtenu :

$$i\left(t + \frac{z_0}{c} - \frac{r}{c}\right) = i\left[t + \frac{z}{c} - \frac{\rho}{c}\left(\frac{\cos\theta + 1}{\sin\theta}\right)\right]$$

et
$$\boxed{dh = \frac{i}{\rho}\sin\theta\,d\theta + \frac{i'_\theta}{\rho}(1-\cos\theta)\,d\theta}$$

L'intégration de cette expression donne :

$$H = \int_{\theta_0}^{\theta_1}\left[\frac{i}{\rho}\sin\theta + \frac{i'_\theta}{\rho}(1-\cos\theta)\right]d\theta$$
$$= \frac{1}{\rho}\left[i\,(\theta_1)\,(1-\cos\theta_1) - i\,(\theta_0)\,(1-\cos\theta_0)\right]$$

avec
$$\left|\begin{array}{l} i\,(\theta_0) = i\left(t + \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) \\ i\,(\theta_1) = i\left(t + \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

et
$$\left|\begin{array}{l} 1-\cos\theta_0 = 1 + \frac{l_0 - z}{r_0} \\ 1-\cos\theta_1 = 1 + \frac{l_1 - z}{r_1} \end{array}\right.$$

Nous pouvons déterminer comme précédemment les champs électriques en nous reportant aux expressions (II) et (IV) de la « Première Partie ».

c) Conducteurs indéfinis : Dans le cas où le conducteur est indéfini, nous avons $\theta_0 = 0$ $\theta_1 = \pi$.

1° Si la propagation s'effectue dans le sens $\vec{oz}$ (fig. 2) :

$$H = \frac{2}{\rho}\,i\,(\theta_0)$$

mais : $i\,(\theta_0) = i\left[t - \frac{z}{c} + \frac{l}{c}\left(\frac{\cos\theta_0 - 1}{\sin\theta_0}\right)\right]$
$$= i\left[t - \frac{z}{c} - \frac{\rho}{c}\sqrt{\frac{1-\cos\theta_0}{1+\cos\theta_0}}\right] = i\left(t - \frac{z}{c}\right)$$

d'où :
$$\boxed{H = \frac{2}{\rho}\,i\left(t - \frac{z}{c}\right)}$$

On en tire alors les expressions :

$$\vec{H} \left|\begin{array}{l} -\frac{2y}{\rho^2}\, i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ \frac{2x}{\rho^2}\, i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E} \left|\begin{array}{l} \frac{2x}{\rho^2}\, i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ \frac{2y}{\rho^2}\, i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

2° Si la propagation s'effectue dans le sens inverse de $\overrightarrow{oz}$, (fig. 3), nous obtiendrons de la même manière :

$$\vec{H}\left|\begin{array}{c}\dfrac{-2y}{\rho^2}\,i\left(t+\dfrac{z}{c}\right)\\ \dfrac{2x}{\rho^2}\,i\left(t+\dfrac{z}{c}\right)\\ 0\end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{c}\dfrac{-2x}{\rho^2}\,i\left(t+\dfrac{z}{c}\right)\\ \dfrac{-2y}{\rho^2}\,i\left(t+\dfrac{z}{c}\right)\\ 0\end{array}\right.$$

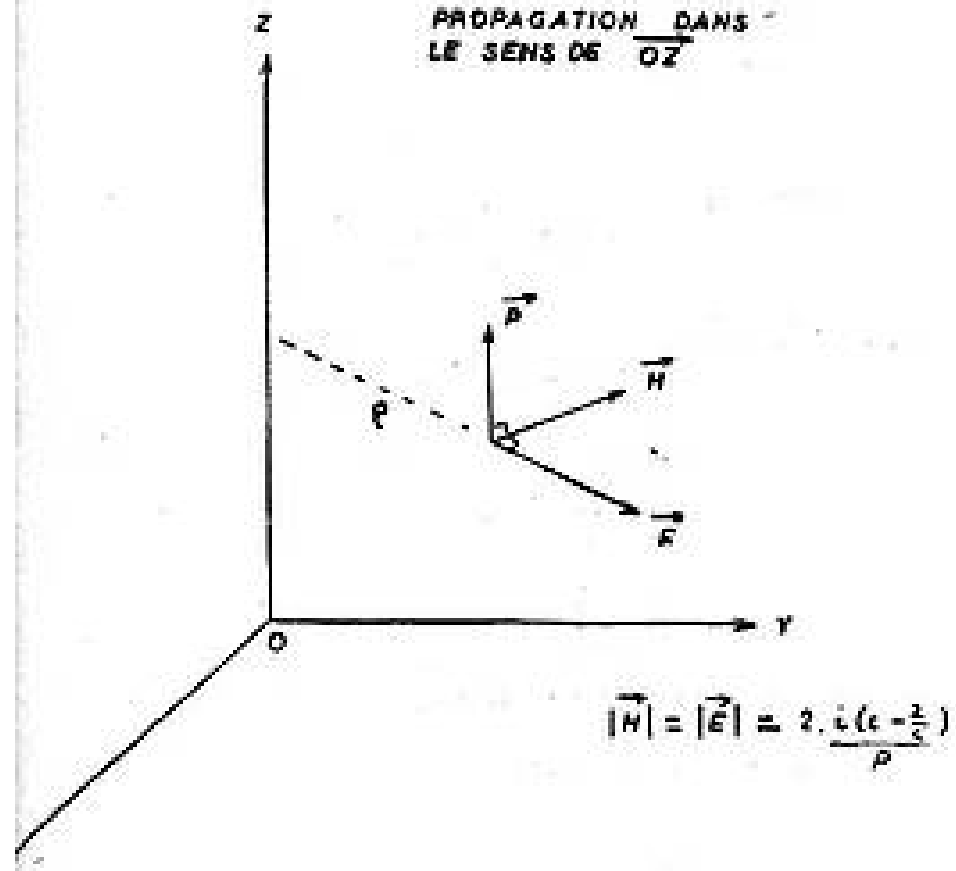


Fig. 2

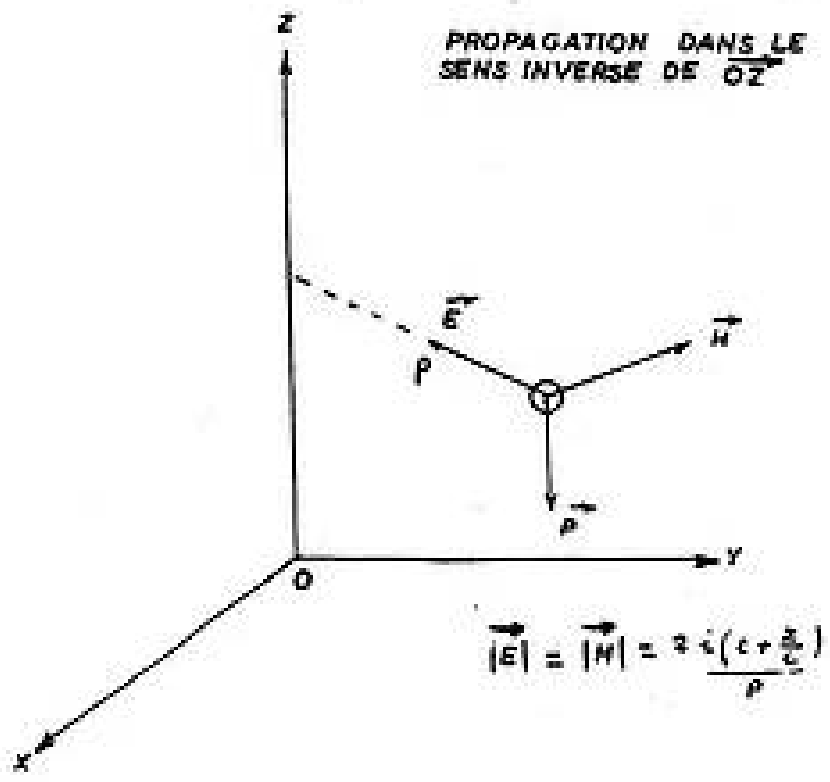


Fig. 3

d) Antenne non-chargée à ses extrémités : Jusque là, nous n'avions fait aucune hypothèse sur la fonction $i(t)$; dans ce qui suit nous supposerons la fonction sinusoïdale et nous envisagerons une antenne rectiligne, filiforme, de résistance négligeable, non chargée à ses extrémités et isolés dans l'espace.

Antenne demi-onde.

Choisissons $\overrightarrow{oz}$ orienté suivant l'antenne, le plan xoy perpendiculaire à l'antenne et passant par son centre O. La longueur de l'antenne demi-onde est alors $\frac{\lambda}{2}$ (fig. 4). Le courant en un point quelconque est donné par :

$$\boxed{i = I_m \cos\frac{2\pi c}{\lambda}\,t \cos\frac{2\pi z}{\lambda}} \quad \text{avec} \quad -\frac{\lambda}{4} < z < \frac{\lambda}{4}$$

que nous pouvons écrire :

$$i = i_1 + i_2$$

avec
$$\left|\begin{array}{l} i_1 = \dfrac{I_m}{2}\cos\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{z}{c}\right)\\ i_2 = \dfrac{I_m}{2}\cos\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{z}{c}\right)\end{array}\right.$$

D'après les paragraphes *a*) et *b*), le champ magnétique est donné par la relation :

$$|\vec{H}| = \frac{1}{\rho}\Big[i_1(\theta_0)(1+\cos\theta_0) - i_2(\theta_0)(1-\cos\theta_0) + i_2(\theta_2)(1-\cos\theta_2) - i_1(\theta_2)(1+\cos\theta_2)\Big]$$

mais comme $-i_0 = i_1 = \frac{\lambda}{4}$

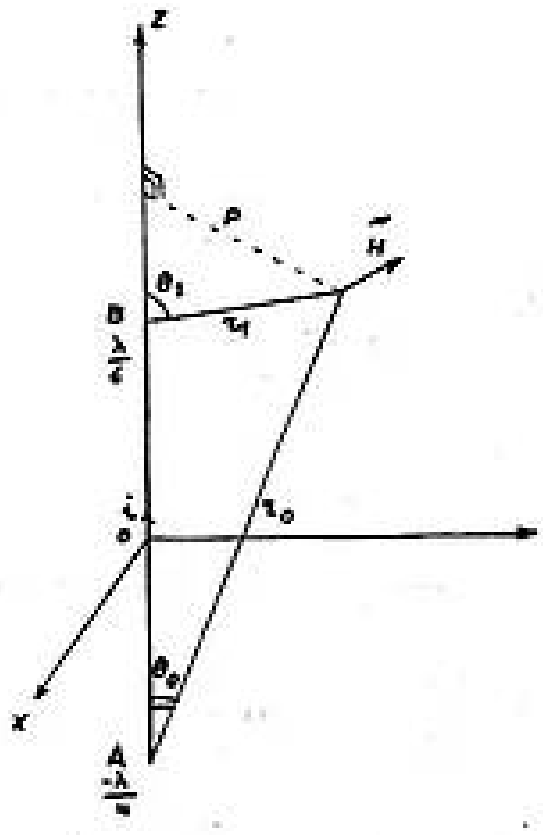


Fig. 4

. . nous aurons :

$$\left|\begin{array}{l} i_1(\theta_0) = -i_2(\theta_0) = -\dfrac{I_m}{2}\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ i_2(\theta_1) = -i_2(\theta_1 = \quad \dfrac{I_m}{2}\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

d'où :

$$|\vec{H}| = -\frac{I_m}{\rho}\left[\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_0}{c}\right)+\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_1}{c}\right)\right]$$

Le champ électrique $\vec{E}$ correspondant se déduit immédiatement des relations (1) de la « Première Partie » et nous constatons que l'émission *se compose de deux ondes sphériques transverses ayant pour origine les extrémités A et B de l'antenne* auxquelles correspondent respectivement les champs :

Onde d'origine A

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} \dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ -\dfrac{x}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E_0}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \end{array}\right.$$

Onde d'origine B

$$\vec{H_1}\left|\begin{array}{l} \dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ -\dfrac{x}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E_1}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

e) Ellipsoïde résonnant : Associons à l'onde d'émission $\mathcal{O}_0\,(\vec{H}_0, \vec{E}_0)$ l'onde de retour $\mathcal{O}'_1\,(\vec{H}'_1, \vec{E}'_1)$ aboutissant à l'extrémité $B\left(o, o_1\,\frac{\lambda}{4}\right)$ de l'antenne (voir II de la « Première Partie ») avec :

$$\vec{H_1'}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ \dfrac{x}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E_1'}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

et à l'onde d'émission $\mathcal{O}_1\,(\vec{H}_1, \vec{E}_1)$ l'onde de retour $\mathcal{O}_0'\,(\vec{H}'_0, \vec{E}'_0)$ aboutissant à A avec :

$$\vec{H'_0}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ \dfrac{x}{\rho_2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E'_0}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \end{array}\right.$$

Nous aurons alors :

$$\begin{aligned} |\vec{H}| &= |\vec{H_0} + \vec{H_1} + \vec{H'_0} + \vec{H'_1}| \\ &= -\frac{I_m}{\rho}\left[\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_0}{c}\right)+\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_1}{c}\right)\right. \\ &\quad \left.-\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\frac{r_0}{c}\right)-\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\frac{r_1}{c}\right)\right] \end{aligned}$$

En calculant la circulation de $\vec{H}$ sur un cercle de rayon ρ au voisinage immédiat de l'antenne, nous obtenons, d'après le théorème d'Ampère :

$$4\pi i = 4\pi I_m \left[\cos\frac{2\pi c}{\lambda}t + \cos\frac{2\pi c}{\lambda}t\right]\cos\frac{2\pi z}{\lambda}$$

d'où le courant au point de côte z.

$$\boxed{i = 2\,I^*_m \cos\frac{2\pi c}{\lambda}t \quad \cos\frac{2\pi z}{\lambda}}$$

Si nous nous plaçons sur un ellipsoïde de révolution de foyers A et B et tel que $r_0 + r_1 = (2K+1)\frac{\lambda}{2}$, nous constatons que le champ électrique

$$\vec{E} = \vec{E_0} + \vec{E_1} + \vec{E'_0} + \vec{E'_1}$$

est perpendiculaire à la surface de l'ellipsoïde, le champ $\vec{H}$ étant tangent à cette surface. Ce résultat satisfait aux conditions aux limites que nous aurions imposées à l'ellipsoïde $r_0 + r_1 = (2K+1)\frac{\lambda}{2}$ pour rechercher les solutions des équations de Maxwell à l'intérieur de cette surface, supposée parfaitement conductrice.

Le phénomène peut être interprété comme suit : chaque onde émise par l'une des extrémités de l'antenne est réfléchie sur l'autre extrémité où elle se retrouve en phase avec l'onde émise par cette seconde extrémité. Aucune puissance rayonnante n'étant émise à l'extérieur de l'ellipsoïde, l'ensemble doit pouvoir être considéré (aux pertes près) comme un circuit résonnant accordé sur la fréquence $f = \frac{\lambda}{c}$

La figure 5 correspond au cas où $r_0 + r_1 = \frac{3}{2}\lambda$ $AB = \frac{\lambda}{2}$; les conducteurs d'alimentation l ne rayonnent pas s'ils sont assez voisins l'un de l'autre.

De la même façon que précédemment, il est possible de montrer qu'un paraboloïde de révolution réfléchira une onde sphérique ayant pour origine son foyer, suivant une onde plane et inversement.

Réflexion plane : Dans le cas des hypothèses précédentes, on peut établir de la même façon, que dans la réflexion des ondes electromagnétiques sur une surface plane parfaitement conductrice, tout se passe comme si l'on remplaçait à chaque instant la surface réfléchissante par un émetteur, image de l'émetteur considéré par rapport à cette surface en ayant soin de changer de signe les courants de l'émetteur image.

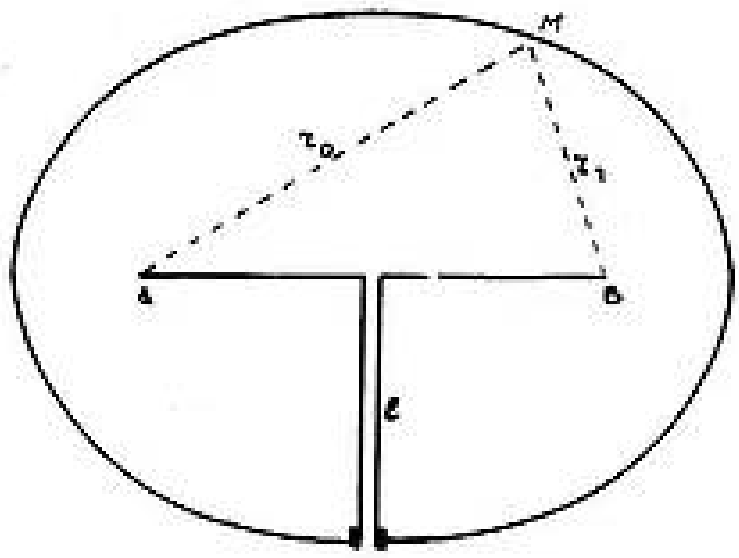


FIG. 5

Les résultats précédents peuvent s'étendre sans difficulté aux milieux diélectriques parfaits et magnétiquement doux ; il suffit alors de remplacer :

$$\vec{H} \text{ par } \vec{H'} = \sqrt{\mu}\,\vec{H}$$

$$\vec{E} \text{ par } \vec{E'} \quad \sqrt{\varepsilon}\,\vec{E}$$

et $$c \text{ par } v = \frac{c}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

Conclusion.

Si l'hypothèse faite au cours de cette étude est vérifiée, autrement dit, si les conducteurs rectilignes de faible résistance peuvent toujours être considérés comme parcourus par des ondes de courant de vitesse (c) ou $\left(\frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}\right)$ suivant le milieu environnant, nous constatons que les extrémités libres de ces conducteurs jouent un rôle particulier dans l'émission des ondes électromagnétiques et sont, en première approximation, des centres d'émission d'ondes sphériques.

Résultat très appréciable si nous pouvons, de plus, appliquer à ces sources, les lois de l'optique géométrique.

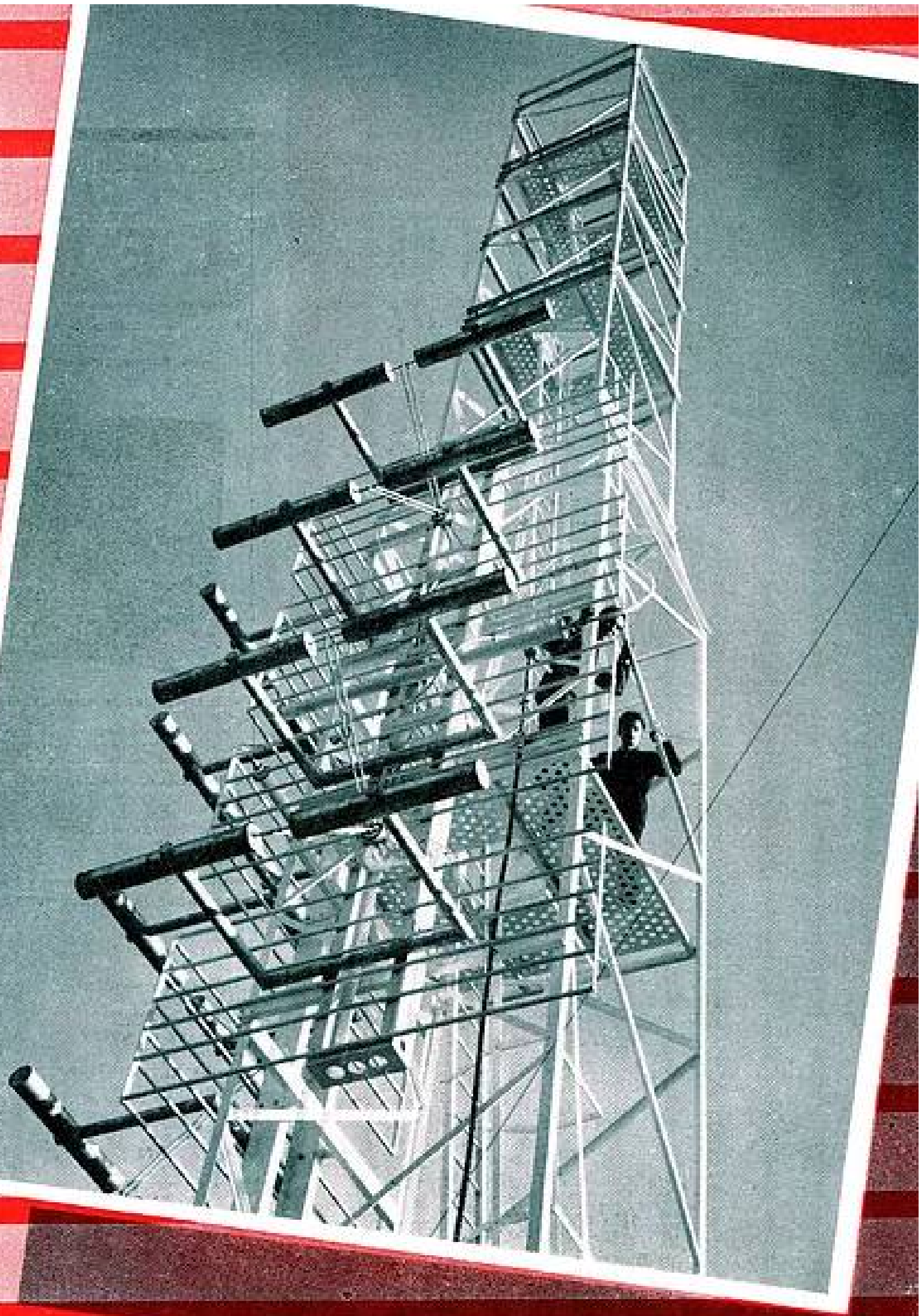
Les conséquences sont nombreuses et d'un intérêt certain. (Etude simple de réflecteurs pour ondes dirigées, étude de lentilles électromagnétiques, concentration de la puissance rayonnée, etc...).

Avant de conclure trop hâtivement, disons qu'il appartient à l'expérience, et non au calcul, de confirmer et de renforcer cette hypothèse.

CFTH

RADIODIFFUSION

Simples et économiques les matériels destinés aux Centres Emetteurs de Radiodiffusion Française et étrangère bénéficient de l'expérience acquise par la **CFTH** depuis 20 ans.



ANTENNE DITE A PANNEAUX DE VANDŒUVRE LES NANCY

COMPAGNIE FRANÇAISE

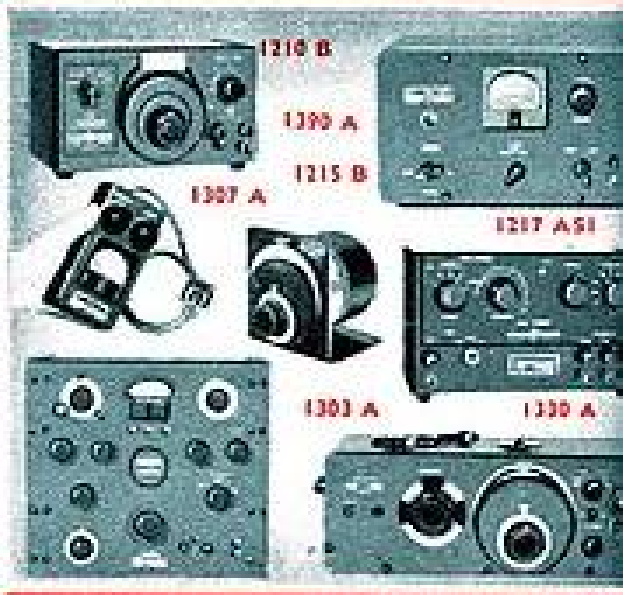
THOMSON-HOUSTON

GROUPE ÉLECTRONIQUE

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

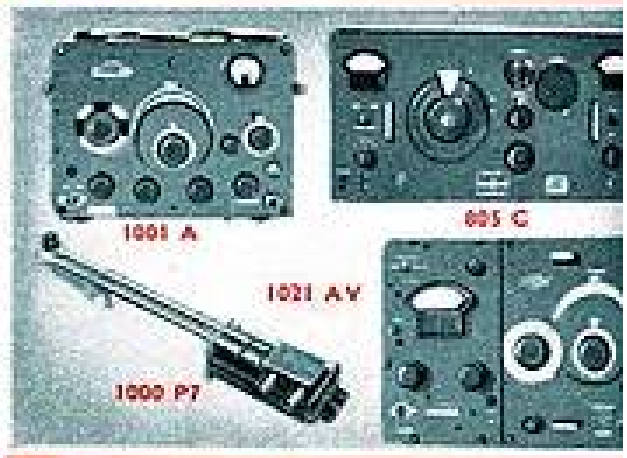
OSCILLATEURS 10 Hz A 2.000 MHz

	TYPE	NATURE	FREQUENCE	PUISSANCE	Z	DISTORSION	REMARQUES
BF	1210-B	Bloc RC	20 Hz à 500 kHz	80 m/W	600	1,5 %	Modulable en fréquence.
	1301-A	Faible distorsion	37 points 30 Hz à 15 kHz	15 ou 100 m/W	600 ou 5.000	0,1 %	On peut diviser 1 par 10.
	1302-A	RC	10 Hz à 100 kHz	40 ou 80 m/W	600 ou 5.000	0,5 %	Tension constante à 1 db.
	1303-A	2 bigoues à battement	20 Hz à 20 kHz 20 Hz à 40 kHz	100 MW ou 5 W	600	0,2 %	Tension constante à 0,3 db, dérive négligeable.
	1304-B	A battement	20 Hz à 400 kHz	5 W	600	1 %	Modulable en fréquence.
	1214-A	Bloc	400 et 1.000 Hz	200 m/W	8.000	3 %	Alimenté par secteur.
	1307-A	à résistor	400 et 1.000 Hz	5 m/W	600	5 %	Alimenté par piles.
	323-C et D	à diapason	400 ou 1.000 Hz	50 m/W	50 - 500 5.000	0,3 %	Précision 0,05 %.
HF	700-A	A battement	50 Hz à 5 MHz	0,1 W	2.500	3 %	
	1330-A	Pour ponts	400 Hz 5 kHz 5 kHz à 50 MHz	0,25 W	20 - 80	3 %	Niveau élevé, fuites faibles.
	1211-A	Bloc HF	0,5 à 30 MHz	2 W	50		Niveau élevé, fuites faibles. 0,2 % par division.
Service des Blocs	1215-B	Bloc VHF	50 à 250 MHz	80 m/W	50	Modulables en fréquence	Semi-papillon.
	1208-B	Bloc VHF	65 à 500 MHz	100 m/W	50		Papillon.
	1209-B	Bloc UHF	250 à 920 MHz	200 m/W	50		Papillon.
	1218-A	Bloc UHF	900 à 2.000 MHz	200 m/W	50	1263-A	Toute modulation possible.
	1217 A51	Bloc impulsions	25 à 100.000		+ 500 — 1.500 Variable 800		Montée 0,05 µs. Sec.
	1253-AB	Bloc à sparks	1 MHz et multivibrateurs jusqu'à 5 MHz				Stabilité 1/1.000.000 par jour
	1390-A	Bruit					Large spectre, niveau élevé.



GÉNÉRATEURS ÉTALONNÉS

TYPE	FRÉQUENCE	SORTIE	REMARQUES	ACCESSOIRES
1001-A	5 kHz - 50 MHz 8 gammes	0,1 µV à 200 mV et 2 V	Δf = 0,1 % par division. Modulation 0 à 80 %.	Pour moduler sans F.M. les oscillateurs et les générateurs étalonnés : MODULATEUR A CRISTAL 1.000 P6. MODULATEUR SYMÉTRIQUE 1.000 P7. ANTENNE FICTIVE 1.000 P4. TRANSFO VHF 50/300 ohms 1.000 P5. CADRE BLINDÉ 1.000 P10.
805-C	16 kHz - 50 MHz 7 gammes	0,1 µV à 2 V	Δf = 0,01 % par division. Modulation 0 à 100 %.	
1021-AV	40 à 250 MHz 2 gammes	0,5 µV à 1 V	Circuit papillon. Modulation 0 à 50 %.	
1021-AU	250 - 920 MHz 1 gamme	0,5 µV à 1 V	Comme ci-dessus.	
1021 AW	900 - 2.000 MHz 1 gamme	0,5 µV à 1 V	Faible bruit et FM parasite. Modulable par signaux carrés.	



...ET POUR BALAYER EN FRÉQUENCE...

...LE DISPOSITIF 1750-A

transforme tous les Oscillateurs BLOCS couvrant 0,5 à 2.000 MHz en Oscillateurs balayés en fréquence. Fréquence centrale et excursion réglables à volonté, même en fonctionnement.

Pour que la tension HF reste constante pendant le balayage automatique :

COFFRET D'ALIMENTATION type 1263-B

assure la stabilité de la tension HF à 2 % quelle que soit la fréquence.

APPAREILS BLOCS

Chaque appareil bloc procure sous forme compacte et peu onéreuse un élément de laboratoire : oscillateur, amplificateur, petit étalon de fréquence, générateur d'impulsions, etc. Les appareils blocs sont combinables entre eux.

COFFRETS D'ALIMENTATION POUR BLOCS :

1203-A	A partir du secteur 105-125 V 50 pps.
1203-AQ6	A partir du secteur 210-250 V 50 pps.
1201-A	Analogue à 1203-A, mais fournissant tensions régulées.
1202-A	A partir du secteur ou vibreur 6 V ou 12 V.
1204-B	Tension plaque réglable, tension filaments fixe.

AMPLIFICATEURS - DÉTECTEURS - FILTRES

1233-A	Ampli de puissance. Distorsion 3 %. 15 W-20 Hz à 0,5 MHz; 8 W au delà jusqu'à 3 MHz.	1212-P2	Circuit accordé à 1 MHz pour 1212 A.
1231-B	Ampli détecteur. Gain donnant 1/10 de l'échelle pour 25 µV à 1.000 Hz.	1219-A	Ampli pour impulsions. Produit 0,5 Amp. dans 50 à 150 ohms pour impulsions positives.
1206-B	Ampli Bloc 20 Hz à 250 kHz. 3 W jusqu'à 50 kHz avec 1 % de distorsion.	1951-A	Filtre P-bande 400 Hz ou 1.000 Hz pour 1212-A.
1212-A	Ampli détecteur logarithmique 20 Hz à 5 MHz	1231-P5	Filtre à 12 fréquences de 50 Hz à 100 kHz pour 1231-B.
1216-A	Ampli pour hétérodynage à 30 Mc, très large bande passante. Sensibilité 2 µV.	1231-P2	Circuit accordé sur 400 et 1.000 Hz pour 1231-B.
		1231-P4	Atténuateur réglable, 80 db.

AGENT EXCLUSIF FRANCE ET U.F.

Ets RADIOPHON

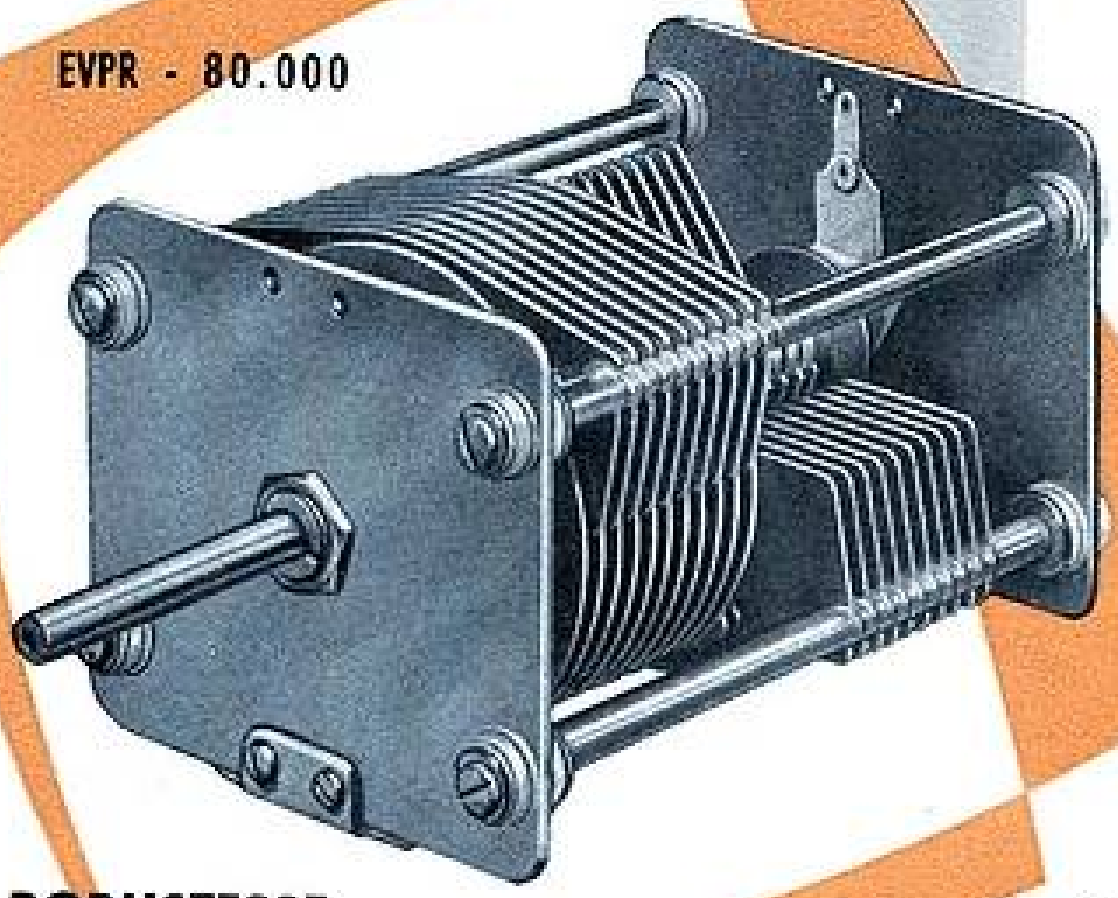
50, FAUBOURG POISSONNIERE — PARIS (10e) + PRO. 52-03, 04

* AUX U.S.A.
RADIOPHON CO
509 MADISON AVE
NEW-YORK

ELVECO PARIS

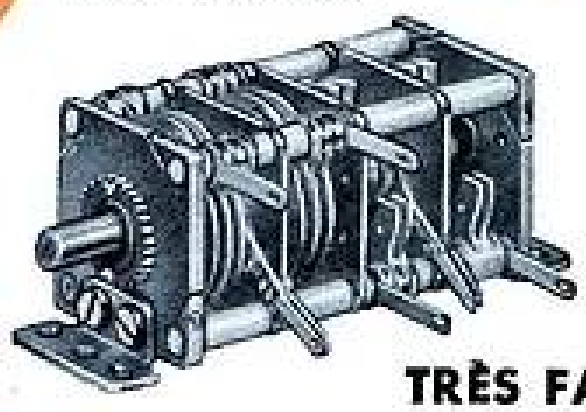
CONDENSATEURS VARIABLES PROFESSIONNELS

EVPR - 80.000



ROBUSTESSE
PRÉCISION

EVPR - 70.000



TRÈS FAIBLE
RÉSIDUELLE

Nos condensateurs sont montés sur roulements à billes brevetés, permettant la dilatation sans prendre de jeu.

70, rue de Strasbourg, VINCENNES (Seine) - DAU. 33-60

PUBL. RAPY

SALON NATIONAL de la PIÈCE DÉTACHÉE Radio Télévision

INVITATION

Nous invitons nos lecteurs de la Métropole, de l'Union Française et de l'Etranger, à visiter le SALON NATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO-TELÉVISION qui aura lieu à Paris, au Parc des Expositions, Porte de Versailles, du 2 au 6 Mars inclus.

« L'ONDE ÉLECTRIQUE »

Découpez cette invitation, elle sera valable pour votre entrée gratuite au SALON

SALON RÉSERVÉ AUX PROFESSIONNELS

Le Salon est organisé par :

Le S.I.P.A.R.E. (Syndicat des Industries de Pièces Détachées et Accessoires Radioélectriques et Électroniques) avec la collaboration de : La Chambre Syndicale des Constructeurs de Compteurs, Transformateurs de Mesure et Appareils Electriques et Electroniques de Mesure de Contrôle ; Le S.C.A.R.T. (Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio Récepteurs et Téléviseurs); Le S.I.T.E.L. (Syndicat des Industries de Tubes Électroniques), le Syndicat des Constructeurs Français de Condensateurs électriques fixes.

LES CAHIERS DE L'OPERATEUR RADIO

G. de MAXIMY
Ingénieur

L'IONOSPHÈRE
ET LA
PRÉVISION DES FRÉQUENCES
EN TÉLÉCOMMUNICATIONS
(propagation des ondes décamétriques)

Un ouvrage de 96 pages et 27 figures. Prix : 750 F

ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

LES CAHIERS DE L'ONDE ELECTRIQUE

PROPRIÉTÉS
ESSENTIELLES
DES
TRANSISTRONS

par J. M. MOULON
Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Études des Télécommunications

Un volume de 38 pages 21 × 31 cm : 600 F port compris

ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

TÉLÉVISION EN COULEUR

PAR

H. ANGLÈS D'AURIAC

Directeur du Centre Technique de l'U.E.R.

Extrait du *Bulletin de l'Union Européenne de Radiodiffusion* (1), cet article reprend, en l'adaptant légèrement, le texte d'une conférence que son auteur fit devant une importante Société d'ingénieurs et d'industriels belges, en mars 1955.

Comment la télévision en couleur a-t-elle évolué depuis lors ?

Sans doute les laboratoires ont activement travaillé et ont progressé dans la solution de nombreux problèmes mais, entre une Amérique qui avait déjà décidé et une Europe qui attend toujours de se confronter avec elle-même, la conjoncture n'a guère changé. Or le texte qu'on va lire, après un panorama d'ensemble des problèmes techniques liés à la physiologie de l'œil, met en relief les facteurs politiques, économiques et sociaux qui conditionnent le développement de la radiodiffusion d'images colorées. C'est dire qu'il reste aussi valable aujourd'hui qu'il y a un an.

Par la comparaison entre le « contexte américain » et le « contexte européen » il montre le danger qu'il y aurait, dans ces futures confrontations européennes et dans les décisions nationales qui les suivront, à prendre pour prémisses des conditions techniques initiales qui — malgré les apparences parfois — sont déjà le produit élaboré d'une logique reposant sur des données beaucoup plus immédiatement humaines et différentes d'un continent à l'autre. Il montre qu'avant le choix de normes, avant même la discussion des méthodes techniques, ce problème des conditions de base doit être examiné au fond. Le mot « compatibility » par exemple, exprimant aux Etats-Unis le critère nº 1 de recevabilité d'un système, a-t-il un équivalent exact dans une Europe où coexistent plusieurs standards parfaitement incompatibles entre eux ? Quel serait le bilan des conséquences actuelles et futures d'une cristallisation des positions nationales individuellement acquises dans le cadre de la télévision en noir et blanc ? Quelles seraient les vicissitudes d'une télévision en couleur naissante, fondée sur des bases nouvelles et communes ?

Sur ces importants problèmes, l'article de M. H. Anglès d'Auriac apporte une riche et objective contribution. Il fait ouvrir les yeux et à ce titre se trouve aujourd'hui plus que jamais du domaine de la plus vivante actualité.

Y. Angel.

INTRODUCTION

Résolu aux Etats-Unis, le problème de la télévision en couleur se pose aujourd'hui pour l'Europe

Depuis le début de l'année 1955, deux services de télévision en couleur sont régulièrement exploités aux Etats-Unis sur une base commerciale. Il ne s'agit pas encore d'émissions quotidiennes, et le nombre et la durée des programmes sont encore réduits ; cependant l'on peut déjà relever pour le mois de mars 10 journées comportant un programme de couleur et un total de 11 heures de programmes.

Dans plus de 100 villes, 28 à 29 millions de récepteurs (environ 90 % des récepteurs existants) peuvent capter ces programmes... mais en noir et blanc seulement. Seuls quelques privilégiés (il n'y a encore que 10 à 15 000 récepteurs de couleur) peuvent pleinement bénéficier de ces émissions encore exceptionnelles et se consoler d'avoir payé leur appareil de 800 à 1 000 dollars en pensant au prix extravagant que les productions en couleur qui leur sont « offertes » ont coûté aux grandes firmes qui patronnent ces productions.

Ainsi la télévision en couleur n'en est plus, aux Etats-Unis, au stade des études, des discussions ou des décisions. Les études sont terminées, elles ont été conduites pendans 20 ans par les meilleurs physiciens et ingénieurs des Etats-Unis et elles ont coûté par exemple à la seule société RCA 30 millions de dollars. Les discussions se sont, quant à elles, prolongées pendant 10 ans et les lecteurs du Bulletin de l'U. E. R. ont pu en suivre tous les détails et particulièrement les péripéties de la longue « bataille » opposant les systèmes de la CBS (Columbia Broadcasting System) et de la RCA (Radio Corporation of America). Les décisions enfin sont prises depuis plus d'un an (17 décembre 1953) et elles l'ont été après de tels débats et par de telles instances (la Cour Suprême des Etats-Unis a eu elle-même en 1951 à se prononcer dans l'affaire) qu'on ne peut penser qu'elles puissent un jour être remises en question. La toute puissante industrie radioélectrique américaine s'est enfin mise en action — quoique à vitesse encore réduite peut-être — de sorte que pour les USA le problème de la télévision en couleur se pose maintenant en d'autres termes : atteindra-t-on fin 1955 les 60.000 récepteurs prévus, en 1956 les 350 000 récepteurs

---

(1) Numéros de Mai-Juin et de Juillet-Août 1955.

annoncés, en 1959 le niveau de 5 millions ? Ou observera-t-on un développement plus lent ? Comment réagira le marché du récepteur noir et blanc ? Comment vont varier les pourcentages respectifs d'émissions en couleur et d'émissions en noir et blanc ? etc. etc. Quoi qu'il en soit des réponses que l'avenir apportera à ces questions, pour les Etats-Unis la page est tournée. Si de nombreux problèmes industriels et commerciaux sont nés avec les décisions prises, du moins n'y a-t-il plus de « problème » de la télévision en couleur.

Il en est différemment en Europe où la télévision noire et blanche, après des débuts difficiles, paraît bien être aujourd'hui entrée dans une phase d'expansion plus rapide mais est encore très loin d'avoir atteint les niveaux américains. Aux 35 millions de récepteurs des USA, l'Europe n'a à opposer que moins de 5 millions d'appareils dont plus de 4 millions se trouvent au Royaume-Uni, et face à la production des USA qui a dépassé 7 millions de récepteurs en 1954 la production européenne fait encore piètre figure avec un peu plus d'un million pour le Royaume-Uni et 2 à 300 000 pour l'Europe occidentale. Enfin, aux 400 stations en service des USA correspondent seulement en Europe environ 70 émetteurs.

Il est permis de se demander si dans ces conditions il est bien raisonnable d'envisager l'ouverture d'un nouveau service — terriblement coûteux pour les exploitants comme pour le public — et qui présente au surplus un caractère de luxe indiscutable alors que tant d'autres besoins économiques restent à satisfaire.

Cependant, posée dans ces termes, la question nous dépasse certainement et nous nous bornerons donc à noter que partout — malgré les sages avis modérateurs qui s'élèvent parfois ça et là — l'on peut relever des signes fort clairs (communiqués de presse, déclarations, etc.) indiquant que les administrations européennes et l'industrie radioélectrique s'apprêtent à s'engager assez prochainement dans la voie de la télévision en couleur.

En de nombreux pays, et spécialement en France, aux Pays-Bas, au Royaume-Uni, en URSS, le stade des études, le stade du laboratoire sont en effet dépassés. Dans ces pays, et dans d'autres où l'on considère que les études américaines ont épuisé les aspects techniques de la question, on en est donc déjà au stade des discussions au sein des commissions compétentes. Il est donc vraisemblable que d'ici six mois, un an, deux ans..., l'heure des décisions sonnera au moins pour certains pays.

Les discussions se situent d'ailleurs déjà également sur le plan international et c'est ainsi que du 22 mars au 6 avril 1955 s'est tenue à Bruxelles une conférence d'une des Commissions du Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR), consacrée presque exclusivement au problème de la télévision en couleur et dans le but déclaré d'arriver à une normalisation internationale ou, à défaut, d'amener au moins chaque pays à tenir compte dans l'élaboration de la solution qu'il choisira des solutions que les autres pays et particulièrement les pays voisins se proposent d'adopter.

Le moment est donc venu, si l'on désire éviter certaines des difficultés qu'a rencontrées la télévision en noir et blanc, d'examiner comment se pose *en Europe* le problème de la télévision en couleur. C'est ce que je me propose de faire ici. Le fait que cet exposé n'est pas destiné à des spécialistes des télécommunications m'a d'abord semblé me compliquer la tâche, car ces questions sont techniquement fort difficiles. Cependant, les efforts que j'ai dû faire non pas pour vulgariser la matière — le mot conviendrait mal à nos lecteurs — mais pour l'humaniser, pour prendre du recul, pour négliger les détails et ne retenir que les lignes essentielles des problèmes, m'ont peut-être finalement amené à y voir moi-même plus clair dans cette question si complexe techniquement et économiquement.

PREMIÈRE PARTIE

Aspects techniques du problème de la télévision en couleur. La solution américaine

Dans une première partie, nous allons décrire les solutions techniques du problème de la télévision en couleur, mais il nous faut pour cela commencer par rappeler les grandes lignes des solutions utilisées pour la télévision en noir et blanc.

Télévision en noir et blanc. Grandes lignes des solutions techniques.

I. Comme au cinéma, l'on propose en télévision au téléspectateur une représentation discontinue de la réalité. On lui présente une série de « photographies », d'« images », suffisamment rapprochées dans le temps et par conséquent suffisamment peu différentes les unes des autres pour que grâce à la persistance des impressions rétiniennes il éprouve la même sensation que si la scène à représenter lui était décrite de façon continue.

Comme au cinéma, et avec des conséquences économiques aussi importantes, le problème se posera de déterminer combien d'images par seconde sont nécessaires pour que cette description discontinue ne soit pas perçue comme telle. L'expérience, qui seule permet de répondre à une telle question, indique ici que 16 images par seconde — par exemple — et peut-être moins encore sont suffisantes. Sans doute lorsque la scène à représenter comporte des corps animés de mouvements très rapides, ces mouvements apparaîtront-ils comme saccadés, mais de telles scènes ne sont pas fréquentes et, d'ailleurs, la vision directe, normale, des mouvements rapides est elle-même fort complexe. C'est ainsi, par exemple, qu'il est certain que l'œil ne suit pas continûment une balle de tennis dans sa trajectoire mais « va l'attendre » de place en place en se fiant aux indications perçues au départ, de sorte que même en vision directe il y a donc perception discontinue et saccadée des mouvements très rapides.

La seule considération de la continuité apparente du mouvement conduirait donc à une description discontinue à une cadence de 16 images par seconde par exemple. Malheureusement un phénomène qui semble d'abord secondaire, contingent, inoffensif même, oblige à adopter une cadence de description nettement plus rapide. C'est le papillottement ou « flicker ». A cette cadence de 16 images par secondes l'œil perçoit en effet — sans pouvoir exactement les compter — les intervalles obscurs qui séparent deux images successives. Les personnes qui ont habité ou séjourné avant la dernière guerre dans le sud-est de la France (et vraisemblablement aussi dans d'autres parties de l'Europe) connaissent bien un autre exemple frappant de ce phénomène. La fréquence du réseau électrique y était en effet alors de 25 périodes par seconde (au lieu de 50) et le caractère intermittent, pulsatoire, de l'éclairage domestique se manifestait par un papillotement, particulièrement sensible lorsqu'il s'agissait d'objets vivement et uniformément éclairés (feuille de papier blanc sur laquelle on écrivait par exemple).

Il est clair que ce phénomène n'a rien à voir avec la question de la continuité de la représentation ; même si l'on a à faire à une scène immobile, c'est-à-dire si toutes les photographies sont identiques, on est obligé si l'on veut éviter ce flicker d'accroître notablement la cadence des images et d'approcher de 50 à 60 reproductions par seconde (et même davantage si l'image est très brillante). Au cinéma, les inconvénients de ce phénomène sont évidents, car si au lieu de 16 photographies par seconde il est nécessaire d'en prendre et d'en passer, par exemple 48, la pellicule sera trois fois plus longue et par conséquent trois fois plus chère. En télévision, des conséquences absolument analogues se produiront sur lesquelles nous revenons un peu plus loin.

II. Si la télévision est caractérisée, comme le cinéma, par une reproduction discontinue de la réalité dans le temps, c'est-à-dire par la substitution à une réalité continûment mouvante d'une série discontinue de N images fixes par seconde, l'on sait au contraire que les procédés de reproduction d'une image donnée diffèrent essentiellement. Alors qu'au cinéma chaque image est reproduite « instantanément » et « en bloc », la reproduction de l'image s'analyse en télévision comme une véritable description de celle-ci, région par région, point par point. Cette description qui doit s'effectuer, notons-le, en un $N^{ième}$ de seconde s'il y a N images par seconde, peut se faire à priori de différentes façons. Une des plus simples est celle qui consiste à « écrire » l'image ligne par ligne, de gauche à droite et de haut en bas.

Un dessinateur qui reproduit une image ne procède certes pas ainsi, mais les enfants qui s'amusent en frottant leur crayon sur une feuille de papier blanc à reproduire une médaille ou une pièce de monnaie en relief agissent, au contraire, exactement de la même façon. Cette méthode est d'ailleurs, — à un raffinement près, l'entrelacement, dont nous dirons un mot plus loin — la méthode qui est réellement utilisée actuellement.

L'image reproduite sera d'autant meilleure, d'autant plus fine que la description en aura été faite plus minutieusement et de façon plus détaillée. Il est clair notamment que plus le nombre de lignes utilisé dans la description sera élevé, plus précise sera l'image. La précision de la reproduction dépendra aussi de la façon plus ou moins minutieuse dont chaque ligne est décrite, c'est-à-dire en somme du nombre de points noirs, blancs ou gris existant sur chaque ligne (1).

III. En résumé, la télévision en noir et blanc s'analyse en deux traits :

1) transmission discontinue de la réalité dans le temps ; substitution à cette réalité continue de N images fixes par seconde ;

2) description de chaque image effectuée pendant le $N^{ième}$ de seconde dont on dispose à cette effet, description plus ou moins fine selon le nombre de lignes utilisé.

La qualité de la transmission télévisuelle va donc dépendre de deux facteurs :

— le nombre d'images par seconde caractérisant, pour ainsi dire, la qualité dans le temps, d'une part, et d'autre part

---

(1) Il est intéressant d'observer que la nécessité où l'on se trouve de procéder à une description point par point de l'image et de renoncer à la reproduction instantanée du cinéma est due essentiellement non aux appareillages de prise de vue et de reproduction, mais au mode de transmission utilisé. La transmission radioélectrique a, en effet, un double caractère. Elle est électrique et elle est « mono-canal » ou, si l'on préfère, à voie unique. Elle s'analyse, en effet, comme la possibilité de reproduire en un point B distant de A la variation en A d'une certaine grandeur électrique. Cette définition comporte deux mots essentiels : l'adjectif « électrique » qui fait dire que la transmission est électrique et l'adjectif numéral cardinal « une » (qu'on excuse cette précision pédante mais nécessaire) qui fait dire que la transmission est « mono-canal » ou à voie unique, car à un instant donné elle ne permet de reproduire en B qu'une seule quantité, elle ne transporte qu'une seule information.

Le fait que la transmission est électrique agit bien entendu sur les appareillages. Il faut à l'émission, ou plus exactement avant l'émission, transformer les images en grandeurs électriques, il faut exactement prendre des « photographies électriques » au lieu de prendre des photographies chimiques comme au cinéma. Il faut de même, à la réception, transformer les grandeurs électriques en grandeurs lumineuses.

Ces problèmes sont bien connus et l'arsenal des phénomènes photoélectriques permet de les résoudre de façon plus ou moins simple. A l'émission, c'est bien une véritable « photographie électrique » complète qu'on obtient « en bloc » sur la mosaïque des écrans des caméras de prise de vue. Mais le second caractère de la transmission, le fait qu'elle est « mono-canal », oblige à transmettre cette photographie électrique par description et ne permet aucunement de la transporter « en bloc » comme c'est le cas pour la photographie chimique du cinéma. A l'arrivée, les appareillages qui transforment les grandeurs électriques en grandeurs lumineuses ont donc été développés de façon à s'adapter à cette description. Il est permis de penser que si la transmission permettait véritablement de transporter la photographie électrique prise au départ « en bloc » sans avoir à la décrire, l'on aurait développé à la réception des appareillages susceptibles de reproduire également la réalité lumineuse à partir de cette photographie électrique.

Les récentes réalisations américaines en matière d'amplificateurs de lumière en sont un indice. On doit reconnaître cependant que la traduction électricité-lumière du type « à description » est particulièrement facile à réaliser et a été portée aujourd'hui à un tel degré de perfection qu'on a quelque difficulté à imaginer que l'on aurait aussi facilement mis au point des appareillages traducteurs d'un type « instantané ».

— la finesse de l'image, sensiblement proportionnelle au carré du nombre de lignes, finesse qui caractérise, pour ainsi dire, la qualité dans l'espace.

Voie et appareillages

Il n'est pas possible d'étudier ici, même de façon schématique, tous les problèmes techniques que pose la transmission des images. On distinguera cependant — pour la télévision comme d'ailleurs pour tout autre service de télécommunication — deux domaines bien différents : celui de la « Voie » et celui des « Appareillages terminaux ».

A l'émission, les appareillages peuvent s'analyser comme comportant des dispositifs « traducteurs » qui transforment en grandeurs électriques adéquates les informations à transmettre et des dispositifs « émetteurs » qui envoient ces grandeurs électriques sur la voie de transmission.

A la réception, les appareillages terminaux comportent, de la même façon, des dispositifs « récepteurs » qui captent les signaux électriques arrivant sur la voie de transmission et des dispositifs « traducteurs » qui reconstituent à partir de ces signaux électriques les grandeurs à reproduire (son ou image).

En ce qui concerne la voie de transmission, elle s'analyse de façon extrêmement tangible lorsqu'il y a transmission par fil, par câble (ou encore par relais hertzien), mais elle est plus difficile à concevoir lorsqu'il s'agit de transmission radioélectrique, c'est-à-dire lorsque la voie utilisée est constituée par une partie de ce que l'on appelle le spectre des fréquences radioélectriques.

Ces définitions données, nous en venons maintenant à deux points importants :

— quelle relation y a-t-il entre la qualité de la transmission télévisuelle et les prix de la voie et des appareillages ?

— quelles sont les importances relatives, du point de vue économique, du prix de la voie et du prix des appareillages ?

a) En ce qui concerne la première de ces questions, l'on n'étonnera pas les ingénieurs, encore moins les industriels et peut-être moins encore les profanes, en indiquant que d'une façon générale le prix d'une transmission télévisuelle est proportionnel à la qualité que l'on désire obtenir. Il y a cependant lieu d'introduire ici tout de suite la distinction précitée. Il y aurait, en effet, place à une assez longue discussion et à une analyse de détail du prix des appareillages terminaux. Si , d'une façon générale, ces apparcillages sont plus chers pour des systèmes de haute qualité que pour des systèmes de qualité inférieure, il se peut que des formules simples comme celle d'après laquelle le prix serait « proportionnel » à la qualité (si celle-ci pouvait être exactement chiffrée) soient par trop sommaires et s'éloignent souvent très sensiblement de la réalité. A l'inverse, si l'on considère la voie de transmission, la formule simpliste ci-dessus présente en première approximation une très bonne exactitude.

Se référant à ce qui a été dit plus haut sur la qualité de la transmission visuelle, on peut donc dire que le prix de la voie de transmission — ou si l'on préfère encore les dimensions de cette voie — sont proportionnels aux deux facteurs retenus plus haut : nombre d'images par seconde, finesse de l'image. Que le prix de la voie de transmission soit proportionnel à la finesse de l'image, la chose est facilement admise par le profane qui la pressentait et aurait pu sans doute l'exprimer de lui-même. En revanche, la proportionnalité de ce prix de la voie au nombre d'images transmises par seconde — pour évidente qu'elle soit une fois énoncée puisqu'il s'agit en somme de la « quantité » d'images fournies — peut surprendre davantage. Il en résulte une conséquence importante. Nous avons vu que sur trois images transmises, deux l'étaient en somme uniquement pour éviter le flicker. Il est donc permis de dire que les 2/3 de la voie de transmission sont utilisés uniquement pour éviter ce phénomène de papillotement à priori cependant si peu important.

Nous avons employé ci-dessus le mot de « dimension » de la voie dans un sens très général. Il conviendrait encore de préciser qu'il s'agit exactement de ce que les ingénieurs appellent la « largeur de bande » de la transmission ou encore la « largeur de la voie », la « largeur du canal », etc.

Cette largeur s'exprime en mégacycles par seconde (Mc/s) et comme la radiodiffusion dispose pour toutes ses émissions de certaines parties du spectre ayant une largeur totale donnée, l'on voit que plus la voie de transmission est large moins l'on disposera de voies pour satisfaire l'ensemble des besoins. Rappelons encore que la largeur de la voie de transmission américaine est de 6 Mc/s, celle de la voie anglaise de 5 Mc/s, celle des pays de l'Europe continentale de 7 Mc/s, celle de l'URSS et des Républiques populaires de 8 Mc/s, celle de la France enfin de 14 Mc/s.

b) Venons-en maintenant à la deuxième question. Quelles sont les importances économiques relatives de la voie et des appareillages terminaux ?

Sans doute chaque cas particulier mérite-t-il une étude propre et des réponses trop générales et trop affirmatives à la question risquent de se révéler inexactes pour tel ou tel service ou dans tel ou tel cas. Cependant quelques observations générales peuvent être faites à ce sujet. Souvent, en effet (mais pas toujours), il est possible de diminuer le prix de la voie, la largeur de la voie, si l'on accepte d'apporter aux appareillages terminaux certaines complications supplémentaires. A l'inverse, il arrive quelquefois (souvent même) que l'on propose des dispositifs permettant de simplifier l'appareillage mais qui entraînent un élargissement de la voie. Y a-t-il ici quelque règle générale à définir en ce qui concerne l'attitude qu'il conviendrait d'adopter a priori en pareils cas ?

L'on professe généralement à ce sujet dans les écoles supérieures des télécommunications un grand principe général technico-économique, celui de la

priorité de la voie sur les appareillages. Toute idée, toute nouveauté, qui auraient pour conséquence d'augmenter la largeur de la voie seraient à rejeter à priori, si intéressantes qu'elles puissent apparaître en ce qui concerne les appareillages. Et à l'inverse, tout principe susceptible de diminuer l'encombrement de la voie serait à retenir même s'il entraîne une augmentation du prix des appareillages terminaux. Deux observations s'imposent à nous cependant à ce sujet. Ce principe paraît surtout valable lorsqu'il s'agit de liaisons par fil et aussi lorsqu'il s'agit de véritables « communications », c'est-à-dire de liaisons d'un point à un autre. Il s'agit d'examiner ces deux points car nous nous trouvons précisément ici dans des hypothèses différentes. Lorsqu'il n'y a pas liaison d'un point à un autre mais bien « diffusion », comme en radiodiffusion ou en télévision, les appareillages terminaux à l'arrivée sont extrêmement nombreux et leur importance économique devient prépondérante alors que dans les liaisons point à point l'appareillage d'arrivée est unique. C'est ainsi qu'en radiodiffusion on peut considérer que le prix des récepteurs est de 10 à 100 fois plus considérable que celui des émetteurs. Tout système (pour les spécialistes, nous évoquerons par exemple la bande latérale unique) qui se traduit par une augmentation du prix ou par une complication du récepteur n'a alors que très peu de chance de s'imposer, même s'il économise la voie. On voit que le principe général énoncé plus haut, s'il est probablement valable pour les liaisons point à point, doit donc être considéré au contraire comme au moins discutable lorsqu'il s'agit de radiodiffusion. Le récepteur — multiplié à des millions d'exemplaires — devient alors l'élément économique essentiel. On ne saurait trop insister sur ce point qu'il conviendra notamment de ne pas perdre de vue lorsque sera abordé le problème de la couleur. On peut d'ailleurs encore ajouter que ce qui vient d'être dit des appareillages d'arrivée peut aussi être dit des appareillages de départ lorsqu'il s'agit de « diffusion ». L'on peut, en effet, être amené lorsque l'on utilise notamment des ondes décimétriques à utiliser un grand nombre d'émetteurs pour couvrir un territoire donné.

Cette considération est sans doute moins importante que la précédente, mais elle joue dans le même sens. Avec les réserves qui s'imposent lorsqu'il s'agit d'énoncer des principes généraux de ce genre, nous pouvons donc conclure que lorsqu'il s'agit de « diffusion », l'importance économique des appareillages est aussi grande, sinon plus grande que celle de la voie.

Il faut, d'autre part, noter, et c'est le premier, des points que nous avons énoncés un peu plus haut que la question se présente tout à fait différemment lorsqu'il s'agit de communications par fil ou de communications sans fil. Dans le premier cas, le prix de la voie est, en effet, quelque chose de tout à fait clair et tangible, qui s'exprime par le nombre de conducteurs ou par leur section, et l'on peut chiffrer un tel prix sans trop de difficulté. Il en est bien autrement lorsqu'on utilise une voie radioélectrique. Le spectre des fréquences radioélectriques est, en effet, un bien commun, immatériel, mais limité (quoique susceptible de s'augmenter lentement par une sorte de défrichage), un véritable domaine public qui, pour reprendre l'expression frappante d'un rapport officiel américain « demande à être sagement exploité et conservé comme ses frères tangibles l'huile, le charbon, le cuivre, les forêts et l'énergie hydro-électrique ». On peut aussi et même sans doute plus exactement le comparer à la terre elle-même, à la superficie de la terre plus exactement, superficie dont chaque mètre carré doit être utilisé au mieux de l'intérêt général. D'un nombre d'hectares donné nous pouvons faire des routes, des terrains de sport, un parc national, des aérodromes, des pâturages, des champs de tulipes ou des cités ouvrières. De même, nous pouvons affecter une partie du spectre, un nombre donné de mégacycles à des liaisons commerciales, à la navigation maritime, à la navigation aérienne, à la défense nationale, à la radiodiffusion sonore, à la télévision, aux applications industrielles et médicales, aux usages privés, etc. Il y a dans les deux cas une politique du bien commun fort difficile à définir et à mener et plus difficile encore dans le cas du spectre dans la mesure où il s'agit d'une « denrée internationale » dont le meilleur usage doit être défini par tous les pays intéressés. Les grandes conférences internationales qui partagent le spectre entre les services ne sont d'ailleurs pas moins difficiles et tumultueuses que celles qui le partagent ensuite entre les pays.

Bien plus, si sur les hectares dont nous disposons nous avons décidé de bâtir des habitations, d'autres problèmes vont se poser. Quel genre de maison ? Villas individuelles de dimensions confortables avec jardin, ce qui nous amènera à construire un petit nombre de maisons ou, au contraire, cités à bon marché avec un nombre beaucoup plus élevé de maisons moins grandes et plus rapprochées ?

De même, une fois attribués à la télévision un certain nombre de mégacycles dans le spectre, nous allons avoir à décider si nous les affecterons à un petit nombre de diffusions à grande largeur de bande ou à un nombre plus élevé de diffusions à grande largeur de bande ou à un nombre plus élevé de diffusions à bande plus étroite, en d'autres termes, si nous choisissons beaucoup d'émissions de qualité moyenne ou moins d'émissions, mais de qualité supérieure.

Il faut bien voir cependant qu'il existe en ce qui concerne le terrain — et c'est ici que notre comparaison est sans doute imparfaite — un élément objectif régulateur très sûr qui nous permet jusqu'à un certain point d'éviter une étude poussée des utilités respectives, étude qui devrait mettre en jeu des critères d'ordre social ou moral. Cet élément est tout simplement le prix du mètre carré. A l'inverse, le prix du mégacycle n'est coté dans aucune bourse et son appréciation implique des études longues et délicates dont les conclusions seront fatalement incertaines dans la mesure où elles reposent sur certains jugements de valeur.

Ces considérations sur le prix de la voie ont pu apparaître comme une digression. Elles étaient

cependant absolument nécessaires dans la mesure où elles vont faire ressortir pourquoi le problème de la télévision en couleur se présente en Europe dans un contexte assez différent de celui dans lequel il a été résolu aux USA (1).

Télévision en couleur. Solutions techniques.

La télévision en couleur repose sur un principe simple de colorimétrie bien connu des physiciens et même du grand public, le principe de la trichromie :

« Il est possible de reproduire n'importe quelle couleur donnée en « additionnant » en proportions convenables trois couleurs convenablement choisies ». Pour définir clairement ce qu'il faut entendre ici par « addition », décrivons exactement les opérations physiques correspondantes. Voici une scène colorée comportant les teintes les plus diverses. Prenons une photographie de cette scène à travers un écran vert. La photographie ainsi obtenue est une photographie noire et blanche ordinaire, soit cette photographie *V*. Recommençons l'opération avec un écran rouge, nous obtenons une photographie *R*. Opérons enfin une troisième fois à travers un écran bleu et nous avons une troisième photographie *B*. Ces trois photographies sont noires et blanches, répétons-le. Projetons maintenant sur une feuille blanche la photographie *V* à travers le même écran vert utilisé à la prise de vue, nous obtenons une image verte. Superposons à cette image verte les images rouge et bleue obtenues de la même façon, nous observerons alors sur l'écran de projection une reproduction fidèle des couleurs de la scène initiale (2).

Un tel système fonctionne parfaitement (c'est d'ailleurs très exactement, nous le verrons, le système CBS) excepté cependant pour les couleurs saturées, c'est-à-dire les couleurs vives situées en dehors d'un certain triangle dont les sommets sont les trois couleurs choisies : vert, rouge, bleu. Heureusement, de telles couleurs sont très rares (surtout en Europe, car aux Etats-Unis l'habillement et même la nature présentent souvent des couleurs plus vives, pas forcément criardes d'ailleurs, qui peuvent se trouver en dehors du triangle) et les conséquences pratiques de ce fait sont négligeables.

(1) Notons brièvement ici à l'usage des spécialistes quelques exemples relatifs à la télévision noire et blanche et qui illustrent le problème des importances relatives de la voie et des appareillages. L'entrelacement qui permet de passer 25 images par seconde au lieu de 50 en transmettant alternativement des photographies des lignes paires et impaires de l'image est un exemple très frappant de décision prise en faveur de la voie, mais qui a compliqué certainement les récepteurs et pesé sur leur prix et leur qualité. Même observation en ce qui concerne la transmission à bande latérale atténuée (vestigial side-band). A l'inverse, certains systèmes modernes très élaborés, par exemple ceux du type à « information différentielle » ne se sont pas encore imposés et auront sans doute beaucoup de mal à le faire car bien que conduisant à une économie massive sur la voie, ils compliquent par trop les appareillages terminaux.

(2) Nous devons faire attention au fait que pour qu'il y ait addition il faut trois sources de lumière, trois projections superposées sur une même feuille blanche. Si nous procédions avec une seule source et que nous voulions par exemple superposer les photographies et les écrans, nous obtiendrions des résultats fort différents et le plus souvent une image complètement noire.

Ce principe acquis, le problème de la télévision en couleur semble résolu puisque cette télévision s'analyse simplement en trois télévisions monochromes. Sans doute allons-nous avoir à résoudre des problèmes d'appareillage nouveaux aussi bien à la prise de vue qu'à la réception. Il va falloir, en effet, prendre trois photographies électriques absolument identiques et superposables au lieu d'une seule, ce qui va poser des problèmes pratiques, mais ce qui s'analyse à première vue par une simple multiplication par trois du nombre des caméras. A la réception, nous aurons de même en principe trois tubes-image au lieu d'un et nous aurons aussi à réaliser soigneusement, avec une grande précision, la superposition géométrique des trois images verte, rouge et bleue. Ce problème pourra d'ailleurs être résolu de différentes façons.

En ce qui concerne la transmission, nous allons aussi avoir à transmettre trois images au lieu d'une. Là encore, à première vue, aucune difficulté de principe. L'on utilisera trois voies au lieu d'une. Certains problèmes de transmission nouveaux se présenteront sans doute, par exemple ceux relatifs à la disposition la plus judicieuse des trois voies, à leur situation relative, à leur « parallélisme », aux gênes que ces transmissions peuvent s'apporter l'une à l'autre, etc. La télévision en couleur s'analyse donc, répétons-le, tant pour les appareillages que pour la transmission, comme constituée en somme par trois télévisions noires et blanches. Comme nous avons résolu le problème du noir et blanc, il nous suffit donc de multiplier par trois nos solutions et nos appareils en prenant certaines précautions pour la prise de vue et la transmission et en réalisant soigneusement à l'arrivée la superposition des images.

En fait, le problème de la télévision en couleur a été considérablement compliqué et même à première vue rendu insoluble par deux conditions *supplémentaires arbitraires* que les Américains se sont imposées *a priori* — mais évidemment non sans raison — et dont nous devons examiner si elles sont fondées en ce qui concerne l'Europe. L'une de ces conditions est relative à la voie, l'autre à l'appareillage.

a) *Maintien pour la couleur de la largeur de la voie de transmission noir et blanc.*

La première de ces conditions apparaît dès son énoncé comme particulièrement sévère et même comme a priori impossible à satisfaire. La largeur de la voie de transmission étant, on l'a vu, aux USA de 6 Mc/s pour le noir et blanc, les autorités de la FCC ont décidé assez rapidement, et l'industrie s'est ralliée à cette décision, d'exiger de tout système de télévision en couleur qu'il puisse s'accomoder de cette même largeur de bande. Cette exigence choque au premier abord et semble même absolument inconciliable avec les données que nous venons d'énoncer. Il semble qu'on demande ici quelque chose d'aussi déraisonnable que de faire courir de front trois automobiles sur une route juste assez large pour une seule, ou de faire rentrer un litre de bière, un litre de vin et un litre de café dans une bouteille d'un litre.

La largeur de la voie est, en effet, nous l'avons vu, proportionnelle au produit du nombre d'images par seconde, par la finesse de l'image. Nous avons maintenant trois images à transmettre : la bleue, la verte, la rouge. Nous ne pouvons donc a priori nous en tirer, si nous voulons que la largeur totale de la voie ne dépasse pas les 6 Mc/s du noir et blanc, qu'en acceptant de diviser par trois la largeur de chacune des voies élémentaires. Et ceci doit nous conduire à réduire pour chaque image primaire, soit le nombre d'images par seconde, soit la finesse de l'image, soit l'un et l'autre, c'est-à-dire à diminuer la qualité de chaque transmission monochrome et finalement de la transmission de l'image en couleur. Il paraît donc contradictoire a priori de vouloir sauvegarder cette qualité et d'exiger le maintien de la voie de 6 Mc/s.

b) *Compatibilité*

Une seconde condition, une seconde exigence, semble plus inoffensive et l'on voit moins sans entrer dans une étude de détail à quelles difficultés elle peut conduire. Il s'agit de ce que l'on appelle la compatibilité du système. Un système est dit compatible lorsque les signaux de télévision en couleur circulant sur la voie de transmission peuvent être captés en noir et blanc par les récepteurs existants. (C'est ainsi que, comme nous l'avons indiqué en débutant, les programmes en couleur sont reçus comme tels aux USA par les 10 ou 20 000 récepteurs de couleur vendus récemment dans ce pays, mais près de 30 millions de récepteurs noir et blanc existants les reçoivent en noir et blanc). En imposant à un système d'être compatible, on le soumet d'ailleurs indirectement à d'autres conditions (et par exemple la condition précédente du maintien de la voie peut, jusqu'à un certain point, être considérée comme une conséquence logique de la compatibilité), mais nous ne pouvons nous étendre ici sur ces points dont nous aurons d'ailleurs l'occasion de traiter succinctement un peu plus loin.

Les implications de cette condition supplémentaire de compatibilité sont, on l'a dit, plus difficiles à apprécier immédiatement. Cependant, l'on voit bien que le schéma de principe à trois voies parallèles correspondant aux trois transmissions verte, rouge, bleue, ne se prête pas bien, tel que, à ladite condition. La reproduction d'une image noir et blanc ne peut en effet s'opérer à la réception que si les trois signaux vert, bleu rouge sont reçus et traduits alors qu'il est clair que les récepteurs noir et blanc existants ne sont normalement équipés que pour recevoir et traduire un signal unique.

***

La deuxième partie de cette conférence est essentiellement consacrée à « expliquer », à « justifier » ces deux conditions. Nous nous demanderons ensuite si les raisons explicitées ou non qui sont à la base des décisions américaines en la matière ont en Europe la même valeur. Mais il nous faut d'abord en étudiant les grandes lignes des deux solutions réellement expérimentées aux Etats-Unis, la solution de la CBS et la solution dite du NTSC, montrer *comment, dans quelle mesure* et *à quel prix, il a été possible de satisfaire à ces conditions.*

Notons que la présentation systématique et didactique que nous allons donner de ces systèmes et très particulièrement du système NTSC ne constitue qu'un travail de synthèse effectué « après coup », qu'une prise de conscience des choses qui ne s'est que progressivement réalisée, de sorte qu'il serait singulièrement inexact de voir dans ces systèmes l'aboutissement sur le plan technique de conceptions à priori. Tout au contraire, c'est à partir de réalisations matérielles, fondées elles-mêmes sur des idées inexactes ou partiellement exactes seulement, à la poursuite de buts irréalisables ou sans intérêts, sous le couvert de principes discutables ou même de mots dont le contenu psychologique et publicitaire était valable, mais dont le sens exact était à l'origine inconnu de ceux-mêmes qui en faisaient la règle d'or de leurs travaux que, de tâtonnement en tâtonnement, d'échec en échec, d'expérience en expérience se sont dégagés à la fois les réalisations techniques et les principes scientifiques ou psycho-physiologiques correspondants, ces principes n'intervenant même le plus souvent qu'après coup pour expliquer les raisons d'un échec ou d'un succès.

Une observation préalable

Nous commencerons par une observation d'ordre général. Lorsqu'on réfléchit au schéma de transmission trichrome, on est frappé par ce que les spécialistes de la théorie de l'information appellent la « redondance », c'est-à-dire le gaspillage consistant dans la répétition inutile sur la voie de transmission d'informations déjà données. Voici une photo verte de la scène à transmettre. Cette photo reçue, nous connaissons pratiquement tout le contenu géométrique de cette scène avec des indications (très strictement ce ne sont encore que des probabilités !...) sur les éléments verts qu'elle peut contenir. En transmettant l'image rouge, nous nous répétons beaucoup, car nous recommençons entièrement cette description géométrique en y ajoutant seulement quelques informations nouvelles sur le contenu de l'image en éléments rouges. Même observation pour la transmission de l'image bleue.

Le système CBS

Partant de cette observation sur la redondance d'une transmission trichrome on peut, comme l'ont fait les ingénieurs de la CBS, remarquer que cette redondance existe déjà en ce qui concerne le noir et blanc. Nous avons déjà noté que 16 images par seconde suffiraient pour la continuité du mouvement alors qu'on doit (à l'entrelacement près) aller jusqu'à, par exemple, 48 images par seconde ($48 = 3 \times 16$). On peut donc dire — en stylisant peut-être un peu la réalité — que sur trois images successivement transmises en noir et blanc, deux sont inutiles ou plutôt servent exclusivement à éviter le « flicker ». L'idée vient donc normalement de substituer pour ainsi dire la redondance couleur à la redondance noir et blanc déjà existante et de décider

que, puisque sur trois images successives les images 2 et 3 sont inutiles au point de vue de l'information, nous allons passer l'image 1 en vert, l'image 2 en rouge et l'image 3 en bleu (système dit « field sequential » ou à séquence de trames).

Revenant sur la formule qui dit que la largeur de la voie est proportionnelle au nombre des images et à la finesse de celles-ci, nous déciderons en somme qu'au lieu de 30 images par seconde il y aura 10 images vertes, 10 images rouges, 10 images bleues se présentant par série de 3 comme indiqué. A première vue un tel système doit fonctionner admirablement. Il conduit à des appareillages simples et résout parfaitement les problèmes de prise de vue et de recomposition de l'image. Il suffit, en effet, de faire tourner en synchronisme devant une caméra unique et devant un tube de récepteur classique noir et blanc des disques à segments colorés vert, rouge, bleu pour reproduire très exactement le schéma de principe exposé plus haut qui nous a servi à définir le principe de la trichromie.

La seule différence est qu'au lieu de superposer vraiment et simultanément sur l'écran de projection les trois images verte, rouge et bleue, on les superposera successivement sur la rétine de l'œil.

Une seule objection. N'allons-nous pas rencontrer ce que l'on pourrait appeler un «flicker» de couleur ? Cette succession d'images de couleur différente ne sera-t-elle par perçue comme telle ? Il n'en est rien.

L'œil est en effet peu sensible à ce phénomène et si l'on fait alterner sur un écran, à une cadence croissante, une tache verte et une tache rouge d'intensités lumineuses données prises au hasard et de mêmes dimensions géométriques, l'œil percevra une couleur unique d'addition bien avant de cesser d'être gênée par le « flicker » classique dû à la différence des luminosités des taches mais nullement à leur différence de couleur.

L'échec du système vient donc d'ailleurs. Il résulte du simple fait qu'il existe dans la nature de grandes prairies vertes, de grands champs rouges de coquelicots et de grands ciels bleus, c'est-à-dire des paysages qui contiennent presque exclusivement une des trois couleurs élémentaires. Supposons, en effet, que l'image à transmettre soit presque exclusivement verte, pâturages suisses couronnés de sapins verts, par exemple. Les photos prises à travers les écrans rouge et bleu seront alors pratiquement noires. Au lieu de 30 images par seconde nous aurons, donc seulement les 10 images vertes, c'est-à-dire celles correspondant aux photos 1, 4, 7, 10, etc.., les photos intermédiaires rouges et bleues faisant défaut. Il en résultera d'abord une certaine discontinuité du mouvement si un chasseur vert se promène dans la prairie puisque la cadence de 10 images par seconde est inférieure au chiffre limite de 16 indiqué plus haut.

Mais ce premier effet n'aurait pas été rédhibitoire ; il en existe malheureusement un autre infiniment plus grave. Nous souffrirons, en effet, d'un « flicker » absolument intolérable (non pas un « flicker » entre couleurs, répétons-le, mais un « flicker » tout court) puisque nous aurons seulement 10 images par seconde au lieu des 30 images nécessaires. Même phénomène si la scène est entièrement rouge ou entièrement bleue. De fait, pour qu'il n'y ait pas papillotement il faudrait que les images successives vertes, rouges, bleues aient à très peu près le même éclairement moyen, condition qui n'est jamais réalisée en pratique et qui au surplus ne peut l'être, de par la nature des choses, pour les blancs et les gris qui dominent dans la nature.

Un autre inconvénient beaucoup moins grave, mais que nous tenons à indiquer parce qu'il illustre les résultats quelquefois inattendus et mêmes amusants de la décomposition de l'image en éléments primaires, est celui que met en lumière par exemple le mouvement d'une balle de tennis blanche. Nous prenons de cette balle une photo verte que nous projetons, un 30e de seconde après une photo bleue. Si la balle n'a pas bougé, les trois balles verte, rouge et bleue superposées redonneront bien une balle blanche. Mais si la balle est en mouvement, les trois images élémentaires seront légèrement décalées et au lieu d'une balle blanche nous verrons une ellipse blanche auréolée de franges jaune, bleu clair et rose.

Cet effet appelé dans la littérature américaine « color fringing » est cependant très secondaire et c'est l'effet de papillotement qui pratiquement est le seul à considérer. Pour l'éviter, nous devons nous placer dans le cas le plus défavorable, celui d'une image toute verte par exemple. Pour qu'il n'y ait pas alors de « flicker », il faudrait qu'il y ait 30 images vertes par seconde. Comme nous avons considéré le cas le plus difficile et qu'il y a malgré tout toujours un peu de rouge et un peu de bleu dans l'image à transmettre, nous pourrons descendre légèrement en-dessous du chiffre 30 et adopter par exemple une cadence de 24 images vertes par seconde.

Nous sommes ainsi retombés dans une redondance, dans un gaspillage pire que celui que nous avions voulu éviter.

Si nous désirons n'utiliser que 6 Mc/s de voie, c'est-à-dire allouer 2 Mc/s à chaque couleur, on voit donc que le produit du nombre d'images vertes par la finesse de l'image verte doit être trois fois plus petit que pour le noir et blanc. Comme le nombre de ces images verte est égal au 24/30e de celui du noir et blanc (et non au 10/30e comme nous l'avions espéré), nous en déduisons que la finesse ne peut plus être que :

$$\frac{1}{3} \times \frac{30}{24} = \text{environ } 0{,}4$$

soit 40 % de ce qu'elle est en noir et blanc, résultat qui est difficilement admissible surtout compte tenu de ce que la finesse de l'image américaine noir et blanc, quoique très suffisante, n'est certainement pas excessive.

Par un artifice, le « dot interlace », dont la description sortirait complètement du cadre de cette

conférence, les ingénieurs de la CBS avaient cependant réussi à multiplier par environ $\sqrt{2}$ cette finesse, ce qui les amenait à environ 60 % du noir et blanc, soit exactement 405 lignes.

Au total une telle image était cependant fort acceptable et même agréable. Ainsi au prix d'une petite perte sur le « flicker » (24 images là où il y en aurait sans doute fallu 30), et d'une certaine perte sur la définition (405 lignes au lieu de 525), les ingénieurs de la CBS avaient en somme répondu à la première condition, c'est-à-dire celle des 6 Mc/s pour la largeur du canal. Cependant leur système devait finalement échouer parce que la condition de compatibilité n'était pas satisfaite.

En effet, la description de l'image par le système « prise de vue — transmission » ne s'effectuait pas en synchronisme avec les récepteurs existants. Chaque image était, en effet, décrite et transmise en 1/72e de seconde alors que les crayons électroniques qui, sur les récepteurs noir et blanc, écrivent l'image, sont construits pour effectuer cette écriture en 1/30e de seconde. Il était donc nécessaire de modifier assez sensiblement ce qu'on pourrait appeler le système de mise en page à l'arrivée — pratiquement les oscillateurs de relaxation des récepteurs. De telles modifications ne sont pas très importantes lorsque les oscillateurs ont été prévus pour fonctionner dans une gamme suffisamment large de vitesses et il est possible alors, par des commutations simples, de les faire fonctionner alternativement, à volonté, soit à 1/30e soit à 1/72e de seconde.

En fait cependant, les récepteurs noir et blanc existant aux USA ne pouvaient fonctionner au 72e de seconde qu'au prix de modifications assez importantes. Le système était donc incompatible et ce fut là *une des causes essentielles sinon la cause unique de son échec*. On notera cependant qu'il fut aussi à l'époque violemment critiqué parce qu'il comportait des solutions mécaniques (disques tournants au départ et à l'arrivée). La RCA usa et abusa de l'argument en opposant au système CBS son « Fully compatible — non mechanical — all electronic system ». En réalité, les deux derniers de ces reproches, d'ailleurs eux-mêmes redondants, ne résistaient guère à l'analyse et c'est bien sa seule incompatibilité qui a condamné le système CBS, sous réserve des observations complémentaires que l'on trouvera plus loin.

On soulignera enfin que lorsqu'il n'y a pas de voie de transmission ou que celle-ci est sans importance économique — par exemple lorsqu'il s'agit de réalisations en « circuit fermé » (démonstrations chirurgicales, par exemple) — le système CBS demeure excellent. En effet, si un tel système gaspille la voie dans la mesure où il conserve sur ladite voie trois transmissions alors que, comme l'on le verra plus loin, des économies importantes sont ici possibles, en revanche, il résout d'une façon extrêmement élégante le problème des appareillages. Pratiquement, en effet, c'est l'appareillage classique noir et blanc qui va traiter, tant à la prise de vue qu'à la réception, les trois images élémentaires en couleur. De l'énoncé même du principe de la trichromie, il résultait, nous l'avons vu, que nous allions avoir à multiplier par trois et la voie de transmission et les appareillages terminaux. En négligeant certains détails, il est permis de dire que le système CBS permettait de renoncer à cette multiplication par trois en ce qui concerne les appareillages terminaux mais qu'il laissait intacte, en ce qui concerne la voie, la nécessité d'une telle multiplication par trois.

Le système NTSC

Partant de la même observation initiale sur le gaspillage d'information qui caractérise la transmission trichrome, les ingénieurs du National Television System Committee (NTSC) (1) ont suivi une ligne de pensée différente et qui s'est révélée plus fructeuse.

Une fois l'image verte transmise (qui diffère d'ailleurs fort peu du point de vue luminosité de l'image en noir et blanc), on sent, on l'a dit, qu'il est superflu de recommencer à transmettre les informations géométriques. Il suffit peut-être de transmettre certaines indications supplémentaires relatives au rouge et au bleu. Une analyse extrêmement poussée des exigences de l'œil en matière de vision colorée — analyse qu'il ne saurait être question de présenter ici — a de fait montré qu'une fois transmise avec toute sa finesse une image noire et blanche, il était possible de la « colorier » ensuite assez grossièrement et d'obtenir par ce coloriage simplifié d'une bonne image noire et blanche une bonne image de couleur. L'analyse et l'expérience ont montré que la transmission de ce coloriage rudimentaire était une opération qui était loin d'exiger la largeur de bande qu'on aurait pu penser tout d'abord. Si la voie noire et blanche est de 6 Mc/s et si dans le système où l'on transmet séparément les images vertes, bleues, rouges, l'on désire ne rien perdre de la qualité, il faut, on l'a vu, garder à peu près 6 Mc/s pour chaque voie soit 18 Mc/s au total. En opposition frappante avec ce chiffre, l'on s'aperçoit que pour « colorier » convenablement une image noire et blanche dont la transmission se fait sur une voie de 6 Mc/s, il suffit d'une transmission supplémentaire qui exige une largeur de bande de seulement 2 Mc/s au total.

On notera sans pouvoir y insister, que ce coloriage comporte deux valeurs, comme on pouvait s'y attendre, deux éléments : en fait (2) la teinte, c'est-à-dire la couleur dominante, et la saturation, c'est-à-dire la vivacité, la profondeur de la couleur laquelle s'exprime aussi — en sens inverse — par le degré de dilution de la couleur dominante dans le blanc, le degré de « lavage » de cette couleur. Mais c'est bien pour l'ensemble de ces deux éléments qui constituent le coloriage qu'une largeur totale de 2 Mc/s est suffisante. Cette constatation rejoint une observation d'expérimentation quotidienne, à

---

(1) Comité national réunissant les représentants de toutes les grandes firmes américaines radioélectriques constitué, ou plutôt reconstitué en 1951 lorsqu'il apparut que le système *CBS* — malgré les décisions de la *FCC* — ne pourrait s'imposer.

(2) La réalité est un peu plus complexe.

savoir que le « coloriage » des détails trop fins est inutile. Les grandes surfaces doivent avoir leurs couleurs très fidèlement rendues, mais ceci ne coûte pas cher en voie de transmission, précisément parce qu'il s'agit de grandes surfaces et que quelques indications supplémentaires suffisent. Pour les détails, disons moyens, dont la transmission coûterait déjà plus cher en Mc/s, on se contente de fournir des indications de coloriage simplifié. Par exemple, on ne transmettra que la teinte sans indication de saturation ou avec une saturation toujours la même (en réalité l'information qu'on transmet alors est plus complexe). Enfin, pour les détails très fins on renonce complètement à tout coloriage (mixed highs). Ce coloriage est en effet inutile car l'œil ne le percevrait pas. Si, à une distance de 20 m, nous distinguons une cravate rouge unie d'une cravate bleue unie, nous sommes incapables en revanche de reconnaître la couleur d'une cravate à pois multicolores si chacun de ces pois est vu sous un angle trop petit.

Un pas immense a ainsi été franchi. Au lieu des 18 Mc/s à priori nécessaires (3 × 6), il nous suffit maintenant de 6 Mc/s correspondant au noir et blanc et de 2 Mc/s pour ce que nous avons appelé le coloriage simplifié, soit au total 8 Mc/s. Mais il reste encore quelque compression à opérer, quelque artifice à trouver pour arriver aux 6 Mc/s fatidiques.

Les ingénieurs du NTSC y sont parvenus par une analyse poussée de l'occupation de la voie de transmission noire et blanche, analyse qui a montré que cette voie n'était pas complètement utilisée et qu'il y subsistait des «trous» où il était possible de « fourrer » sinon sans dommage, du moins sans trop de dommage, le coloriage et ses deux mégacycles.

Il est ici tout à fait impossible de donner une explication sérieuse de la chose sans recourir à une étude physico-mathématique complètement hors de question, mais nous essayerons de donner une idée de la chose par une comparaison... qui vaut ce que valent les comparaisons.

Imaginons que notre information noire et blanche soit constituée par un texte écrit à l'encre noire sur du papier blanc, très exactement sur une page blanche d'une certaine largeur égale à 6. Notre information de coloriage va demander un élargissement de la feuille de 6 à 8, de façon que nous puissions porter dans la marge de largeur 2, au moyen de crayons de couleur, les informations supplémentaires nécessaires. Malheureusement, si nous utilisons ainsi un format de 8 au lieu d'un format de 6, nous ne pourrons plus faire rentrer la lettre par la fente de la boîte aux lettres. Qu'allons-nous faire alors ? Nous observerons peut être qu'il existe entre chacune de nos lignes d'écriture des interlignes blancs inutilisés et nous allons porter nos indications de couleur non plus dans la marge mais sur ces interlignes inutilisés. Solution élégante mais qui n'est pas sans inconvénient : bavures, lecture rendue plus difficile, chances d'erreurs surtout si le lecteur aveugle aux couleurs prend les indications colorées pour de l'écriture normale noire.

C'est à peu près ce qui se passe lorsqu'on « fourre » l'information coloriage dans les trous inoccupés de la voie noire et blanche. Un des systèmes lecteurs à l'arrivée qui est conçu pour ne lire que l'écriture noire et qui est insensible à la couleur est en effet bien agencé pour ne lire que les lignes noires et sauter les interlignes, mais si ces interlignes débordent, et c'est malheureusement le cas, ledit système va lire de fausses indications en prenant pour du noir ces informations coloriées. En fait, il en résultera sur l'image une structure pointillée noire acceptable mais légèrement gênante.

En résumé, des 18 Mc/s a priori nécessaires, le système NTSC arrive aux 6 Mc/s demandés, en deux étapes. On note d'abord qu'il est possible de transmettre une image noire et blanche classique sur 6 Mc/s et de la colorier de façon simplifiée mais suffisante en transmettant le coloriage à 2 Mc/s. On note ensuite que l'on peut placer ce coloriage à 2 Mc/s dans les parties inoccupées de la voie normale à 6 Mc/s.

Il faut bien voir maintenant *de quel prix* l'on a payé le résultat final ainsi obtenu et ce qu'il en a coûté de satisfaire à la condition du maintien de la voie. Le prix a été payé de deux façons. D'abord en renonçant à une reproduction tout à fait fidèle des détails de la couleur et en se contentant d'un coloriage — mais sans rien perdre, soulignons-le, de la finesse de l'image en noir et blanc.

Ensuite, en acceptant de contaminer l'image noire et blanche par l'information coloriée et réciproquement l'information coloriée par l'image noire et blanche, par le fait que l'on a « fourré » ensemble ce deux informations sur la même voie de transmission.

L'expérience semble avoir montré que le prix ainsi payé était au total tout à fait acceptable.

L'on devrait ajouter ici, mais plutôt à l'usage des spécialistes, que la transmission dans le canal noir et blanc des *deux* informations qui constituent le coloriage pose de délicats problèmes techniques qui ont reçu une solution très élégante : sous-porteuse, modulation en quadrature, détection synchrone, etc. — mais peut-être assez fragile — et qui se traduit certainement par une complication des récepteurs et probablement aussi par une vulnérabilité accrue de la voie de transmission et du récepteur.

Si l'on se tourne maintenant vers la condition de la compatibilité, l'on constate que les efforts faits pour faire tenir la transmission de la couleur dans la voie de 6 Mc/s ont conduit à une solution qui satisfait cette deuxième condition, à une solution compatible.

En effet, nous avons vu que le système comportait une transmission noir et blanc d'un type absolument normal. La couleur y est transmise comme un coloriage et si elle est placée sur la même voie de transmission que le noir et blanc, elle est, dans les récepteurs de télévision en couleur, détectée et traitée par un appareillage spécial qui n'existe pas dans les récepteurs noir et blanc. Celui-ci ignorera donc le signal de coloriage et traitera le signal noir et blanc tout seul comme il le ferait d'un signal normal noir et blanc non accompagné de coloriage.

Il sera malheureusement lui aussi sensible à cette contamination dont on a parlé plus haut mais dont nous avons dit qu'elle était acceptable et même acceptée.

Le système NTSC satisfait donc bien aux deux conditions que les Américains s'étaient imposées. Après de longues discussions — bien connues de nos lecteurs — ce système a donc été officiellement adopté par la FCC en dae du 17 décembre 1953.

Que peut-on reprocher à un tel système dont la qualité de reproduction est bonne, qui est compatible et qui tient dans une largeur de canal de 6 Mc/s ?

Essentiellement la complication des appareillages. L'extrême élaboration du procédé dont nous n'avons pu donner qu'une idée assez grossière se traduit en effet dans l'appareillage de prise de vue et surtout — nous voulons dire avec des conséquences plus graves — dans les récepteurs. Le problème de la reconstitution à la réception des trois images élémentaires verte, rouge et bleue et de leur exacte superposition ne peut être résolu que par des appareillages compliqués et coûteux. Il faut bien comprendre, en effet, que toute la brillante opération NTSC qui substitue aux trois couleurs élémentaires une information noire et blanche et un coloriage ne vaut que pour la transmission. A l'arrivée comme au départ, il faut bien en rester ou en revenir à la trichromie classique, c'est-à-dire prendre trois photos verte, rouge et bleue au départ et réaliser un récepteur à trois images verte, rouge et bleue à l'arrivée. Ceci a conduit notamment l'industrie américaine à réaliser d'abord des récepteurs à trois tubes écran avec des phosphores rouges, verts et bleus dont on superposait les images par des jeux de miroirs — opération fort délicate — et ensuite à construire des tubes uniques où les phosphores de couleur sont juxtaposés par groupes de trois grains extrêmement rapprochés (en triangle équilatéral). Il y a sur ces écrans plusieurs centaines de milliers de ces grains, lesquels doivent être disposés avec une régularité parfaite pour qu'un faisceau électronique destiné à frapper l'un d'eux ne tombe pas sur le voisin. Comme l'arrivée de ces faisceaux électroniques est commandée par un masque percé lui-même de plusieurs centaines de milliers de petits trous, l'on voit la précision nécessaire dans l'usinage et le montage des éléments. Il n'y a donc pas lieu de s'étonner si un tel tube coûte à lui seul environ 400 dollars (1). Si l'on prend en outre en considération la complexité des circuits de réception et la complexité des circuits qui doivent transformer le signal noir et blanc colorié et reconstituer les trois signaux vert, bleu, rouge, l'on conçoit que le récepteur soit finalement un appareil très compliqué, très cher et probablement assez vulnérable. Des difficultés analogues se rencontrent également en ce qui concerne l'appareillage de prise de vue.

Beaucoup plus que les petites imperfections de principe relevées plus haut, ces difficultés pratiques pourraient apparaître comme la faiblesse du système. L'industrie américaine professe une opinion différente et manifeste une confiance totale dans ses facultés créatrices. Du moment, estime-t-elle, que le système est sain dans son principe et qu'il ne s'agit plus que de réalisations matérielles, l'ingéniosité simplificatrice des bureaux de dessin et des ateliers viendra à bout de toutes les difficultés. Ce ne sont, en effet, que des « equipment limitations » et non des « system limitations » et l'industrie américaine ne s'est jamais effrayée des « equipment limitations ».

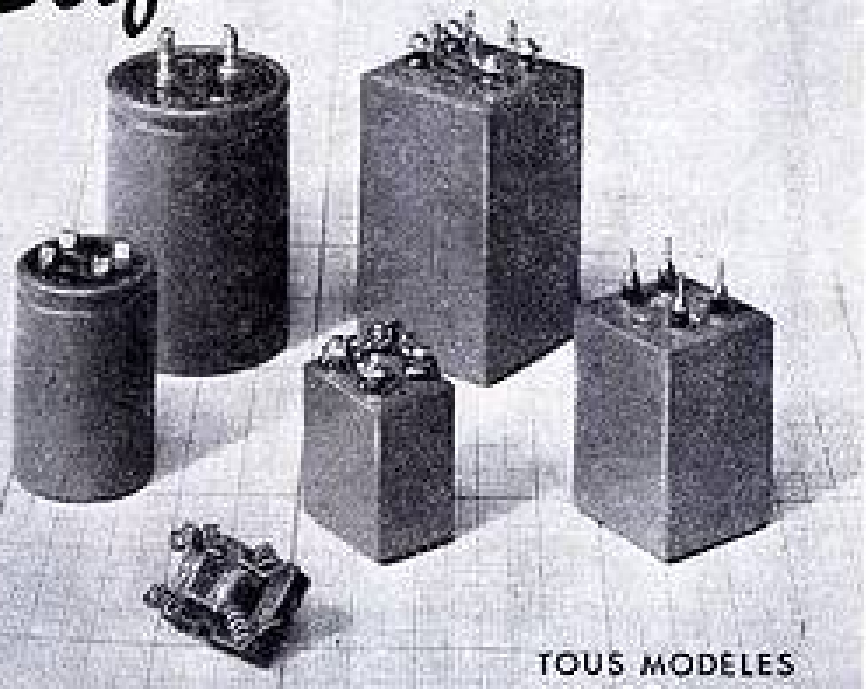
Autres systèmes

Les systèmes CBS et NTSC sont les deux seuls systèmes qui aient vraiment été mis au point et « essayés ». Cependant, d'autres réalisations intéressantes ont été proposées ou sont encore proposées sans être véritablement sorties du domaine du laboratoire ou des démonstrations « en circuit fermé », système CTI à séquence de lignes, système de H. de France, et système Philips à deux sous-porteuses de couleurs notamment...).

La seconde et dernière partie de cette étude sera publiée dans le prochain numéro de l'*Onde Electrique* et traitera des aspects économiques et généraux du problème de la télévision en couleurs.

(1) On annonce cependant déjà des tubes d'un prix assez nettement inférieur.

Transformateurs et Selfs MINIATURES



TOUS MODÈLES SUR DEMANDE

STS

ETS P. MILLERIOUX ET CIE

187 à 197, route de Noisy-le-Sec
ROMAINVILLE (Seine) - Tél. : Villette 08-64

PUBL. RAPY.

Salon de la Pièce Détachée, Allée B, Stand 28

Tous les fils

Pour :
ÉLECTRONIQUE
TÉLÉCOMMANDE
RADIO - AVIATION - H.T.

CABLES COAXIAUX

TOUS FILS SPÉCIAUX SUR DEVIS

FICHES COAXIALES HF

PERENA

48, Bld. VOLTAIRE - PARIS XI
TEL: VOL 48-90 +

O.I.P.R

Fiche Standard Télévision R2 — Gamme Complète

Salon de la Pièce Détachée, Allée A, Stand 35

Objectif 1956 :

HANOVRE

le plus grand marché de

L'INDUSTRIE ELECTRIQUE

Allemande

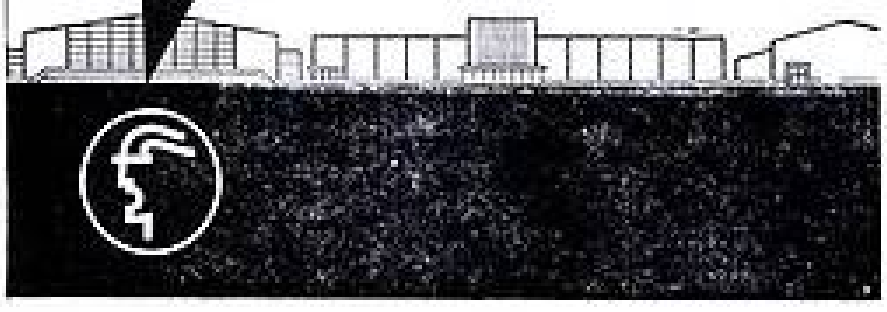
Tous les articles de consommation et d'équipement sont seulement à la

FOIRE de l'INDUSTRIE ALLEMANDE à HANNOVER

du 29 AVRIL au 8 MAI 1956

Pour tous renseignements et prospectus, s'adresser à la **Compagnie Commerciale Continentale**, *M. Arthur Tressens, 16, rue Vézelay, PARIS-8e — Tél. : ÉLY. 51-72, 35-39*

et au Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie, Frankfurt/M., Am Hauptbahnhof 12



Le

UCON 2

BREVETÉ S.G.D.G.

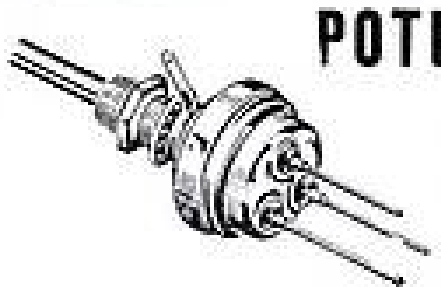
RELAIS SUBMINIATURE

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

LE PROTOTYPE MÉCANIQUE

16 Bis RUE GEORGES PITARD - PARIS (15e) - VAU. 38-03

POTENTIOMÈTRES



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

Variohm

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

Publ. RAPY

Salon de la Pièce Détachée, Allée C, Stand 15

SPIROHM

POTENTIOMÈTRES HÉLICOIDAUX BOBINÉS

de précision

LINÉARITÉ 0,1 %

- Hélicoïdal
  de 2 à 25 tours
- Rotation continue
  jusqu'à 100.000
- Modèles spéciaux
  avec prises multiples

FABRICATIONS

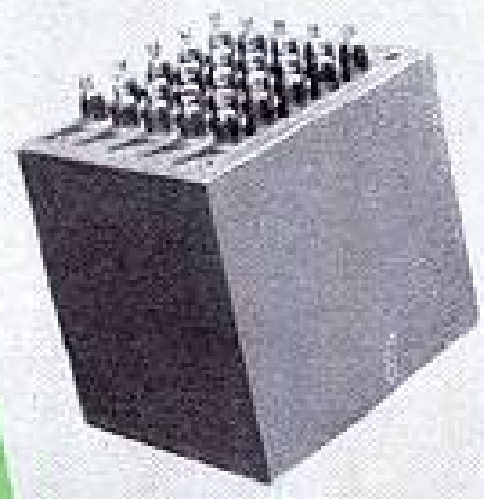
Wireless THOMAS

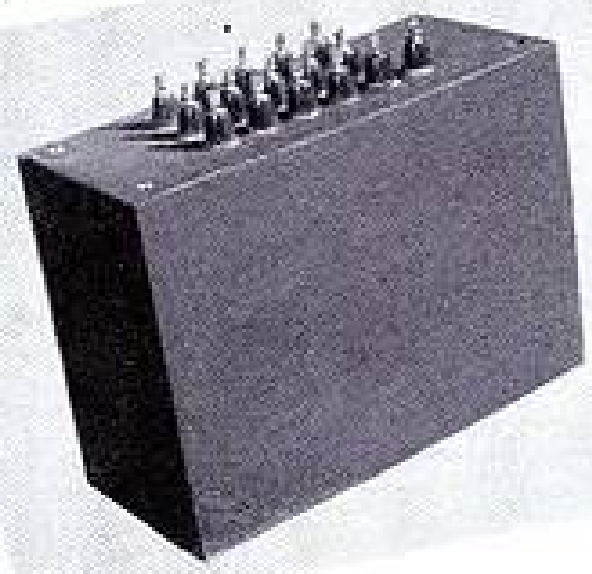
63, rue Edgar-Quinet - MALAKOFF
(Seine) Téléphone : ALE. 52-40

PUBL. RAPY

EN BOITIERS ÉTANCHES

ÉLÉMENTS REDRESSEURS DE HAUTE QUALITÉ





COMPAGNIE DES FREINS ET SIGNAUX

WESTINGHOUSE

DÉPARTEMENT REDRESSEURS

51, Rue Lacordaire - Paris 15e - LECourbe 46-20

- WESTALITE
- OXYMÉTAL
- GERMANIUM
- CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES WESTAPHOT

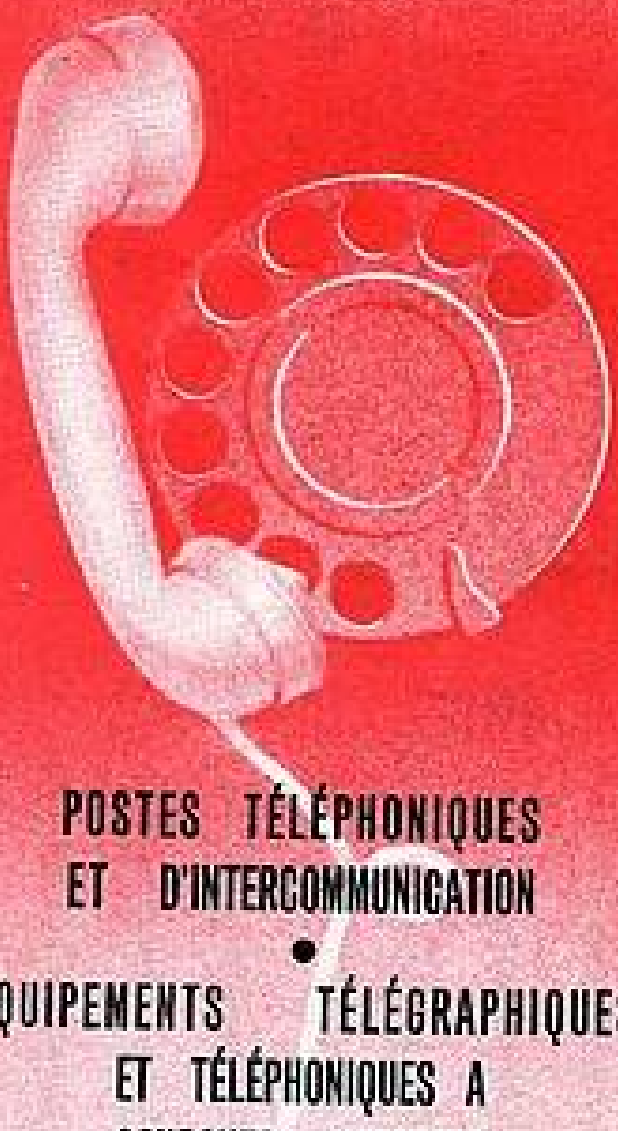
EPPOLL

COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

2 RUE DE L'INGÉNIEUR ROBERT-KELLER

PARIS XV^e^

VAU. 38-70



POSTES TÉLÉPHONIQUES ET D'INTERCOMMUNICATION

•

ÉQUIPEMENTS TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES A COURANTS PORTEURS

•

CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES ET TÉLÉGRAPHIQUES PUBLICS ET PRIVÉS

•

TÉLÉCOMMANDE

•

RADIODIFFUSION SONORISATION

•

PUBL. RAPY

Salon de la Pièce Détachée, Allée C, Stand 21.

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES A HAUTES PERFORMANCES

LEMOUZY

Spécialiste des mesures sur circuits à haute impédance et des courants faibles Pico-Ampère, Milliards de M Ω (10^{15} Ω) $\frac{1}{1000}$ de pF $\frac{1}{100}$ de pH.

Millivolts, Kilovolts, Milliers de F, ecc.

MULTIMESUREUR UNIVERSEL E.R.I.C. R d'entrée 10^{14} Ω Courant grille 10^{13} Ω A.
Véritable laboratoire, mesure tous phénomènes d'ampleur suffisante qu'il est possible de traduire en quantités électriques, dont certains ne sont pas décelables par les appareils classiques.

PRINCIPALES RÉALISATIONS : (dérivés du montage du Multimesureur)
R. d'entrée fonction V = 10^{14} Ω R. fonctions R.I.C. Séq = nulle. Courant-grille 10^{13} A.

ISO R. METRE MILLIARD DE M (10^{12} Ω) sous 12 volts et 10^{13} Ω sous 1 000 volts. Précision 2 % jusqu'à 10^{13} Ω. Tension réglable incorporée 12 v à 500 v.

PICO-AMPÈREMÈTRE mesure depuis 0,1 pico A. (10^{-13} A pleine déviation)

CONTROLEUR D'ISOLEMENTS pour : Résistances, isolants, capacités, câbles, etc. prise de point rapide. 0,1 MΩ à 5 millions de MΩ (5.10^{12} Ω) tension réglable 20 à 500 V.

MILLIVOLTHÈTRE CONTINU R d'entrée 10^{14} Ω Courant-grille 10^{-13} A. Sensibilité 0,5 mV. Pleine déviation pour 50 mV à 20 volts.

OHMHÈTRE MEGGOMÈTRE 2 échelles, 2 tensions :
0,1 Ω à 1 MΩ sous 4 volts de tension appliquée:
0,5 MΩ à 50 000 MΩ sous 40 volts, précision 2 %.

INDICATEUR DE ZÉRO : R d'entrée 10^{14} Ω Courant-grille 10^{-13} A. Sensibilité 5 mV. Calibres : 500 mV, 1 V, 5 V, 20 V.

SONDE ALTERNATIVE T.H.F. B.F. à haute impédance pour multimesureur.

$Z = R = \frac{10^9 \text{ à } 10^{13}\ \Omega}{C = 0{,}3 \text{ à } 3 \text{ pf}}$ (selon calibre) F = < 20 H à > 300 MgH.

EN COURS DE RÉALISATION

Appareils pour mesures en alternatif à haute impédance d'entrée.

$Z = \frac{R = 10^9 \text{ à } 10^{13}\ \Omega}{C = 0{,}3 \text{ à } 3 \text{ pF}}$ selon calibre.

KILOVOLTHÈTRE DE CRÊTE 50 V à 50 kilovolts, F = 20 Hz à 500 KHz.,

MILLIVOLTHÈTRE DE CRÊTE (ou de creux) sensibilité 100 microvolts pleine déviation pour 10 millivolts à 10 volts.
F = < 20 H à 500 KHz.

PICO-MÈTRE DE PRÉCISION $\frac{1}{1\,000}$ de pF à plusieurs pF pleine déviation pour $\frac{1}{10}$ de pF, fréquence de mesure à la demande.

ÉLÉVATEUR D'IMPÉDANCE pour oscilloscopes et amplificateurs.

$Z = \frac{R = 10^9 \text{ à } 10^{13}\ \Omega}{C = 0{,}3 \text{ à } 3 \text{ pF}}$ F = < 30Hz à > 300 Mg Hz.

Documentation et démonstrations sur demande.

Etude de tous modèles spéciaux ou problèmes particuliers.

EMOUZY.

Usine et Bureaux
63, rue de Charenton
Paris-12e Métro Bastille
Tél. DIDEROT 07-74 . 75

Fondé en 1915 — S.A.R.L. Cap. 10 Millions

FOURNISSEUR DE LA PLUPART DES GRANDS LABORATOIRES :
Centres atomiques - P.T.T. - E.D.F. - R.T.F. - Guerre - Aviation - Marine - O.N.E.R.A. - C.N.R.S. - C.N.E.T. - S.F.R. - C.S.F. - C.F.T.H. - PHILIPS - MICHELIN - PEUGEOT - ST-GOBAIN - AIR LIQUIDE - ESSO - USINOR - I.R.S.I.D., etc.

Salon de la Pièce Détachée, Allée F, Stand 17.

ÉTAT DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR AUX ÉTATS-UNIS

PAR

C.G. MAYER

Introduction.

C'est une longue histoire que celle de la télévision en couleurs, et avant d'exposer son état actuel aux Etats-Unis, laissez-moi vous en rappeler une date importante celle du 17 décembre 1953, à laquelle la F.C.C. (Federal Communication Commission) adopta la spécification NTSC des signaux de télévision en couleurs basée sur le système R.C.A.

C'est alors que fut fait un grand pas vers la diffusion de la couleur à un nombreux public. Le problème majeur fut de fabriquer un appareil récepteur de télévision en couleurs dont le fonctionnement soit aussi sûr et la manipulation aussi aisée que ceux des récepteurs noir et blanc, et qui puisse être vendu à un prix suffisamment bas pour intéresser un grand nombre de spectateurs (1).

Tube à rayons cathodiques trichrome.

Le cœur d'un récepteur de couleurs est le tube image et c'est aussi l'élément le plus coûteux. Un immense effort a été fait dans la technique des tubes de couleurs, et le premier commercialement valable fût construit par R.C.A. en 1953. C'était un tube en verre de 15 pouces du type « à masque » qui est maintenant très familier. Le développement intensif ultérieur aboutit à la production en novembre 1954 d'un tube très amélioré de 21 pouces à enveloppe de métal, utilisé aujourd'hui dans les récepteurs. La figure 1 montre l'ancien et le nouveau tube côte à côte.

Le tube R.C.A. type 21 AX P 22, comme il se nomme, a son écran à points de phosphore, déposé directement sur la partie courbée de la face avant donnant ainsi la surface d'image maximum pour un diamètre d'écran donné. Le masque en métal mince qui comporte 300 000 trous est formé de façon à cadrer avec la face avant et est monté directement derrière elle sur des supports à ressort sans friction. Cette méthode de montage a permis d'éliminer les erreurs mécaniques de cadrage et facilita grandement la production en série (2). Un avantage de la construction à l'aide de coquilles de métal réside en la protection substantielle contre le champ magnétique terrestre. L'effet résiduel peut alors être aisément corrigé au moyen d'un champ magnétique égaliseur, consistant en un système de petits aimants disposés autour de la face avant du tube.

FIG. 1

Comparé à un tube à rayons cathodiques ordinaire noir et blanc de 21 pouces ayant le même angle de déflection de 70 degrés, le tube de couleurs est 2 pouces (5 cm) plus long et quatre livres (2 kg) plus lourd. La différence de longueur ne résulte pas de celle du canon qui est sensiblement le même pour les deux tubes, mais de l'espace nécessaire aux bobines de déviation et autres accessoires localisés sur le cou du tube de couleurs.

Le tube 21 AX P 22 offre une plus grande luminosité que les tubes de couleurs plus anciens, et pour une scène moyenne donne une image en couleurs de 260 pouces carrés de surface avec une importante brillance égale à 25 foot-lamberts. Cette brillance

combinée au filtre en verre de la face avant assure un très bon contraste pour des conditions moyennes d'éclairage ambiant.

Des tubes trichromes de formes diverses ont été construits selon différents principes, tels que ceux qui comportent une grille de focalisation ou des éléments de déviation. Quelques-uns ont été utilisés expérimentalement, mais doivent encore être développés pratiquement.

Mais les constructeurs de ces autres types de tube, même ceux qui ont le plus soutenu leur système ont adopté le type « à masque » pour leurs récepteurs de télévision en couleurs. Aux établissements RCA on est convaincu que le tube 21 AX P 22 est le seul type utilisable actuellement et dans le proche avenir, et qui puisse être produit en quantité suffisante et à un prix acceptable. Les techniques de production ont été si bien mises au point que le prix de revient approche maintenant celui d'un tube noir et blanc. Ce tube est produit aux usines R.C.A. de Lancaster à la cadence de 5 000 par mois, et à cette date plus de 30 000 tubes ont déjà été fabriqués. Au début de cette année (*), le prix a été réduit de 175 à 100 dollars et les projets sont tels que ce prix pourra encore être diminué ultérieurement. La confiance en l'avenir est si grande que des dispositions ont été prises de façon à porter la production à plus de 30 000 tubes par mois.

Le récepteur de télévision en couleurs moderne.

Un effort a été fait dans le but de simplifier les circuits du récepteur et d'augmenter les performances et la sécurité de fonctionnement. Les résultats sont spectaculaires. Le nouveau récepteur de couleurs R.C.A. de 21 pouces,construit actuellement et que l'on trouve sur le marché comprend seulement 26 tubes y compris le tube à rayons cathodiques, deux diodes à cristal et deux redresseurs au sélénium.

C'est donc une réduction considérable qui a été obtenue, puisque le récepteur de 21 pouces de 1951 comportait 36 tubes.

L'évolution des récepteurs de couleurs a pour objectif principal d'obtenir avec ces appareils le même degré de stabilité que celui auquel le public est habitué avec les récepteurs noir et blanc. Dans les anciens récepteurs de couleurs, le signal de couleurs était démodulé à faible niveau, puis envoyé dans une matrice et amplifié ensuite au moyen de trois amplificateurs séparés.

Cette façon de procéder exigeait une certaine stabilité des gains relatifs des démodulateurs et aussi de ceux des trois amplificateurs de façon à maintenir les proportions des couleurs. Avec le nouveau montage la démodulation s'effectue à niveau fort, les tubes sont utilisés en interrupteurs de sorte que leurs caractéristiques n'affectent pas les performances de l'ensemble. Les proportions des couleurs sont déterminées par les nombres de tours des enroulements d'un transformateur ce qui permet d'obtenir un très haut degré de stabilité avec des circuits classiques très simples

Avec la spécification N.T.S.C., la démodulation peut être effectuée dans les récepteurs de couleurs soit avec des bandes latérales inégales comme dans le système *IQ*, soit également avec des bandes latérales égales. Des tests ont mis en évidence une légère différence entre les images reçues selon les deux méthodes. Dans le nouveau récepteur de couleurs, on a tenu compte de ce résultat en effectuant la démodulation le long de deux axes de coordonnées. Ce procédé permet d'obtenir les signaux différence de couleurs directement et a de plus l'avantage d'augmenter la stabilité et la sécurité de fonctionnement et de réduire le prix.

La stabilité de phase des signaux de couleurs est maintenue grâce à l'emploi de circuits de synchronisation de couleurs dans lesquels presque tous les circuits accordés sont communs aux deux signaux de couleurs de sorte que les dérives de fréquence sont sans effet.

La facilité d'opération résulte du fait que l'on dispose d'un simple circuit qui donne un contrôle automatique stable de la couleur. Tout comme le contrôle automatique de gain maintient la luminosité stable, indépendamment des variations du signal porteur image, le contrôle automatique de couleur maintient la couleur constante malgré les variations du signal sous-porteur de couleurs.

Il résulte de toutes ces simplifications que les seuls boutons de réglage que comporte le récepteur de couleurs moderne R.C.A. (Fig. 2) sont ceux d'un

FIG. 2

récepteur normal noir et blanc, c'est-à-dire le sélecteur de stations et les réglages du volume et de la brillance. Les réglages de saturation des couleurs, et de phase ou teinte peuvent être préréglés et sont, pour cette raison, situés sous un panneau à charnières avec les réglages habituels des balayages ligne et image.

(*) N.D.L.R. : Cet article fait état d'informations relatives à l'été 1955.

Réseaux et programmes.

Bien entendu, il est inutile d'espérer que la télévision en couleurs fasse de gros progrès si des programmes attrayant ne sont pas distribués et si les signaux de télévision en couleurs ne peuvent être reçus dans un grand nombre d'habitations. Comme pour la télévision en noir et blanc, la source principale de programmes est située dans des studios majeurs. Ces programmes sont ensuite distribués aux stations locales à l'aide de liaisons hertziennes hyperfréquences et de câbles coaxiaux. Ces réseaux ont été conçus de façon à présenter les caractéristiques de distorsion d'amplitude et de phase suffisantes pour la transmission correcte du signal monochrome.

Le signal de couleurs occupe la même bande de fréquence mais exige des distorsions plus faibles et particulièrement en ce qui concerne la phase des signaux situés dans la région du sous-porteur de couleurs. C'est-à-dire que les caractéristiques de transmission du côté des hautes fréquences doivent être plus spécialement examinées. Le déphasage doit être inférieur à quelques degrés pour éviter les changements de teinte des couleurs et la distorsion d'amplitude doit être réduite au minimum pour diminuer les erreurs de saturation des couleurs (3).

Avec les bandes passantes des relais hyperfréquences qui prédominent aujourd'hui, il n'y a que peu de difficulté. Par contre les anciens types de câbles coaxiaux dont la bande passante est de 3 Mcs posent un problème beaucoup plus ennuyeux. La solution adoptée fut de translater les signaux de couleurs de telle façon que la fréquence du sous-porteur de couleurs soit de 2,6 Mc/s. Cette opération est effectuée automatiquement à l'entrée de chaque câble, et le signal de couleurs est ensuite restitué à la fréquence correcte à la station terminale de réception. Avec ce procédé les composantes du signal comprises entre 2 et 3,3 Mc/s sont abandonnées, et il en résulte une légère perte de définition de l'image. Les nouvelles sections de câbles coaxiaux transmettent une bande de fréquence suffisante et aucune mesure spéciale n'est nécessaire pour la bonne transmission des signaux de couleurs.

Le « Bell System » a maintenant environ 47 000 miles de liaisons capables de transmettre les signaux de télévision en couleurs ce qui représente environ 70 % des disponibilités du réseau entier (Fig. 3). Les signaux de télévision en couleurs sont distribués à environ 250 stations situées dans 150 cités, de sorte que sur un total de 440 stations de télévision, plus de la moitié sont équipées pour transmettre la couleur, ce qui fait que 90 % environ des ha-

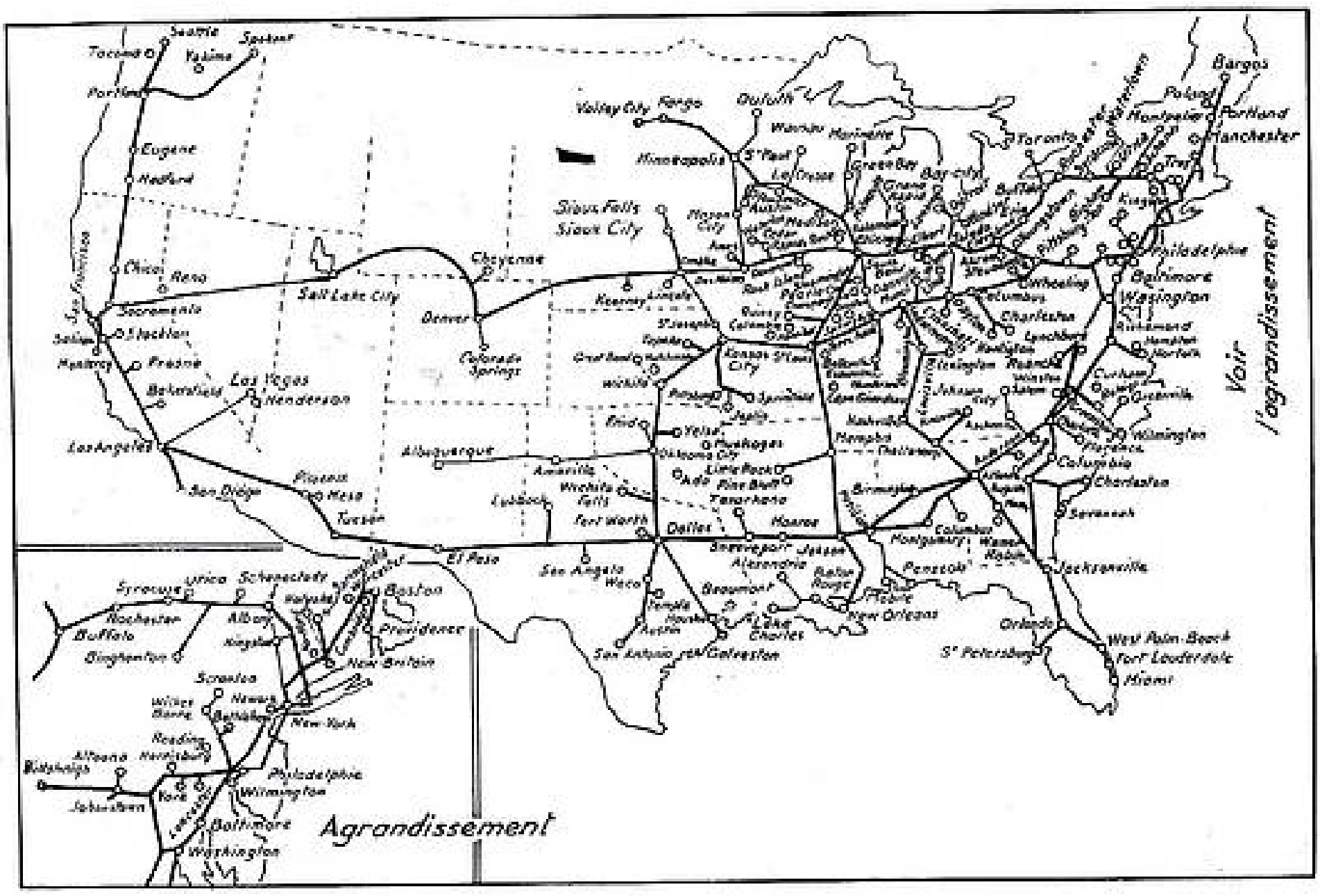


FIG. 3. —

Réseaux de distribution de télévision monochrome et en couleurs.

Réseaux de distribution de télévision monochrome seulement.

Projets.

bitations américaines ont ces signaux à leur portée.

Le nombre de stations capables de produire leurs propres programmes de télévision en couleurs est aussi en augmentation. Le réseau NBC seul en possède 16 et un autre 35 pouvant transmettre des films et des diapositifs en couleurs. Ces nombres s'accroissent rapidement tout comme ceux des commandes d'appareils à installer. RBC possède deux studios majeurs à New-York pour la couleur auxquels est venu récemment s'ajouter le « Color City » sur la côte ouest (Fig. 1). Des studios supplémentaires

Fig. 4. — Une vue aérienne du nouveau quartier général de la côte Ouest de la télévision en couleurs de la NBC.

ont été montés à New-York étant donné l'augmentation de la demande. Les deux studios de Brooklyn et Hollywood sont équipés pour la projection de la couleur sur grand écran (Fig. 5), les spectateurs peuvent assister aux productions actuelles de télévision et voir également sur un écran de 20 × 15 pieds l'image en couleurs distribuée.

Les programmes de télévision en couleurs ont été régulièrement transmis depuis 1953. Aujourd'hui ils comprennent des programmes à grands spectacles comme la production de pièces de théâtres et de pièces musicales d'une durée comprise entre une et deux heures. L'un de ceux ayant eu le plus de succès était la production de « Peter Pan » avec la distribution originale du théâtre de Broadway. Il était suivi sur les deux canaux monochromes et de couleurs par un auditoire record de 65 millions de personnes.

Selon les programmes, le prix de revient de la télévision en couleurs est de 5 à 40 % supérieur à celui de la télévision monochrome. Néanmoins les experts en production sont d'accord pour dire que les prix diminueront et atteindront un niveau tel que la production d'un programme de variété coûtera 10 à 15 % plus cher en couleurs qu'en noir et blanc.

La « National Broadcasting Company » a récemment annoncé une multiplication par cinq des programmes de télévision en couleurs cet automne. A partir d'octobre les studios seront consacrés approximativement 40 heures par mois aux programmes de télévision en couleurs constitués par des émissions à grands spectacles des versions en couleurs de programmes populaires de télévision en noir et blanc et de courtes émissions régulières et journalières. De plus les unités mobiles de télévision en couleurs

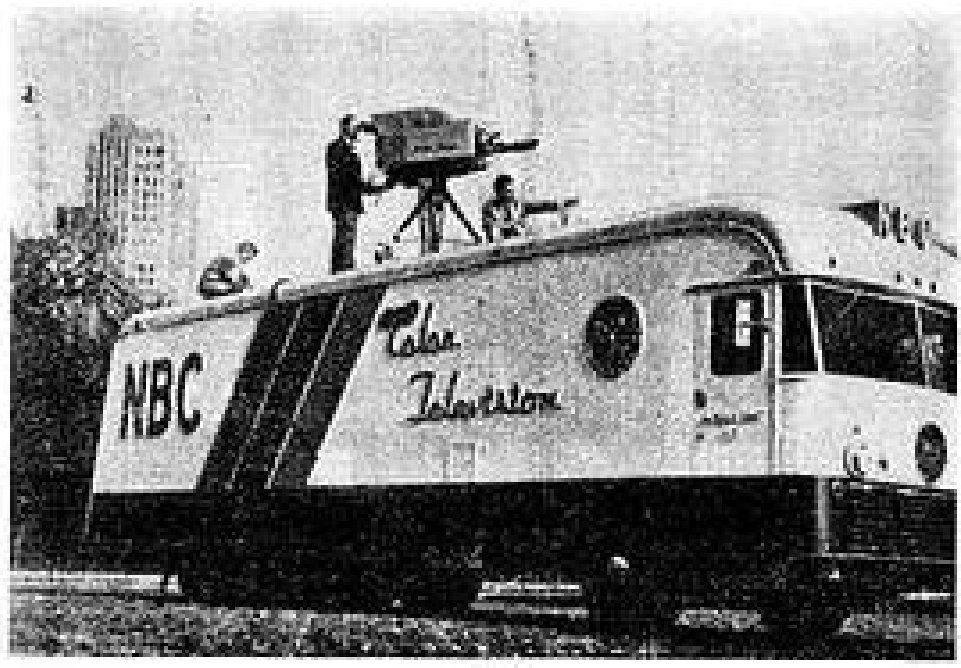


Fig. 6

Fig. 5. — Le deuxième plus grand écran de projection de télévision du monde permet à l'auditoire de voir l'action comme s'il était devant la caméra de télévision.

de la NBC retransmettront des reportages sportifs populaires ou des événements nationaux. Le « Columbia Broadcasting System » qui a aussi distribué des programmes réguliers de télévision en couleurs ajoutera bientôt des émissions à grands spectacles à ces programmes.

Ainsi on voit que des programmes importants sont mis à la disposition du public.

On peut noter en passant que le Canada porte actuellement un très grand intérêt à la télévision en couleurs et diffusera bientôt des programmes à titre expérimental.

Equipements de studios et émetteurs.

La transmission de la couleur comprend généralement les étapes suivantes :

(I) Modification des équipements émetteurs de signaux en noir et blanc pour prendre les programmes de couleurs à partir de réseaux de distribution. (II) Complément des équipements de façon à pouvoir produire des images à partir de films et de clichés en couleurs.

(III) Equipement des caméras de façon à constituer des studios de prises de vue en couleurs.

Certaines caractéristiques des émetteurs doivent être étudiées spécialement (I) cependant généralement un émetteur ayant de bonnes performances pour la télévision en noir et blanc sera très satisfaisant pour la télévision en couleurs moyennant quelques modifications et réglages mineurs. Une réponse en fréquence convenable dans la bande entière est une nécessité absolue, mais la non-linéarité est aussi un facteur très important car la saturation correcte des couleurs et la brillance en dépendent, tandis que la distorsion de phase et le temps de propagation affecte la qualité des frontières entre les couleurs.

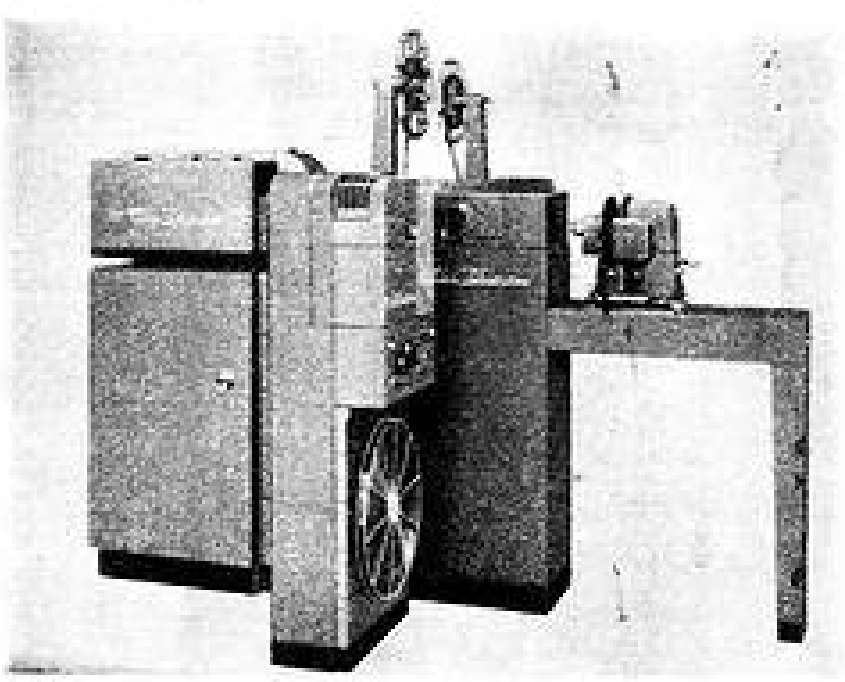


Fig. 7. — Ensemble des équipements de projection et de prises de vues pour la transmission de films et de clichés en couleurs.

La caméra de couleurs à 3 tubes vidicon TK 26 A est à gauche, le multiplexeur optique TP 12 est au centre, le projecteur double de clichés, TP 3 C est à droite.

Au premier plan se trouve un projecteur de film 16 mm TP 6 BC, le second projecteur TP 6 BC est de l'autre côté du multiplexeur et seul le bras et la bobine sont visibles.

La transmission de haute qualité de la couleur implique une parfaite soumission aux standards de transmission soigneusement spécifiés, et à ce propos de nombreux équipements de test nouveaux ont été développés. L'un d'eux connu sous le nom de générateur de bandes de couleurs, procure un signal de test qui permet aux dépanneurs de vérifier les récepteurs de couleurs, alors que seuls sont émis des signaux de télévision en noir et blanc.

Cet appareil que l'on couple à la ligne video alimentant l'émetteur produit deux « impulsions de couleur », une au commencement et une à la fin de chaque balayage ligne. Si la ligne de transmission passe ces « impulsions de couleur », une bande verticale jaune-vert peut être observée sur les récepteurs en réglant la fréquence de balayage horizontal jusqu'à ce que les circuits du récepteur soient sensibilisés par les « impulsions » au commencement de chaque ligne. La bande est imperceptible sur les récepteurs noir et blanc.

Avec certaines conditions de réception sous plusieurs angles ou de ligne de transmission défectueuse, il est possible de capter une image en noir et blanc satisfaisante, et d'avoir un effacement partiel du sous-porteur de couleurs. Le générateur de bandes de couleurs permet d'éviter de telles situations en procurant aux dépanneurs une information indépendamment des opérations régulières monochromes.

Un matériel convenable pour la transmission de films et de clichés est montré fig. 7. Il comprend deux projecteurs 16 mm et un projecteur pour diapositifs avec un dispositif à miroir orientable qui permet de diriger l'image désirée sur une caméra à 3 tubes vidicon. Le diagramme schématique (Fig. 8) montre l'ensemble mélangeur qui peut être contrôlé à distance ainsi que le miroir dichroïque et les filtres de couleur qui séparent les trois composantes rouge, verte et bleue de la source de lumière. L'enregistrement ne présente pas de difficulté et le système est très stable et assure une excellente fidélité de reproduction de la couleur.

Eventuellement les stations devront pouvoir faire des enregistrements de programmes réalisés en studios et d'événements locaux.

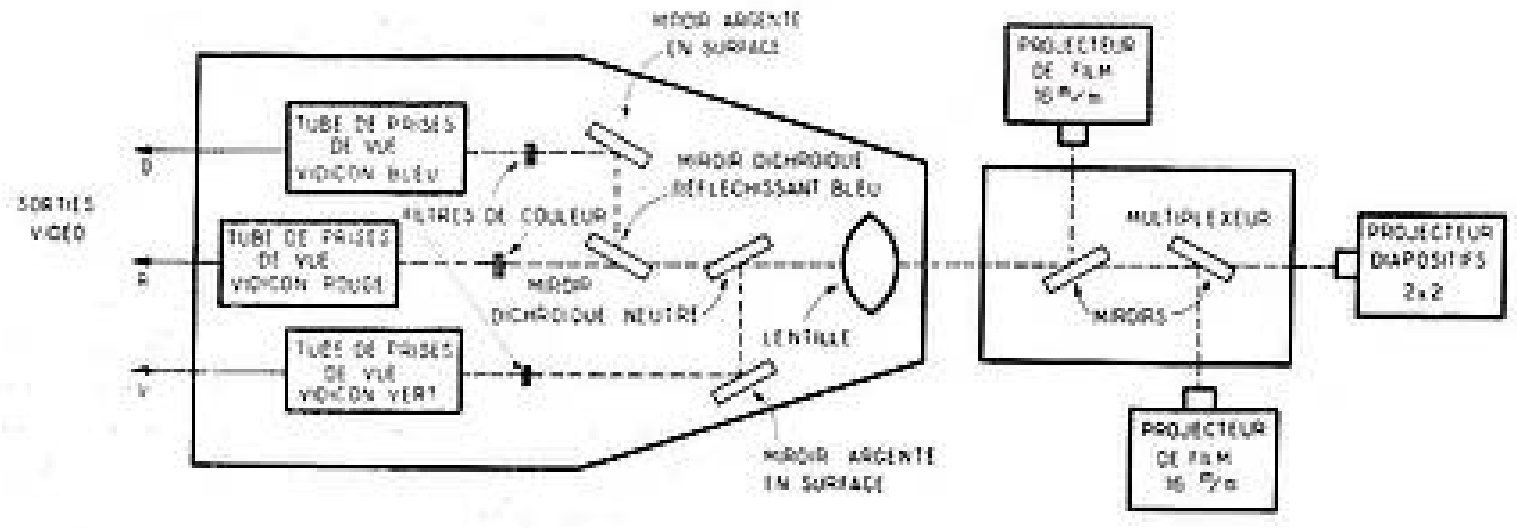


Fig. 8. — Diagramme montrant un système optique à 3 tubes vidicon. La lumière en provenance de l'un quelconque des projecteurs passe dans le multiplexeur. Un dispositif de miroirs commandés à distance renvoie l'image à travers une lentille à une caméra à 3 tubes vidicon. Là, les miroirs dichroïques et les filtres de couleur «divisent» la lumière en 3 composantes de couleur, verte, rouge et bleue. Ces composantes donnent naissance à des signaux vidéo particuliers dans des sous-ensembles de tubes de prises de vues séparés. La sortie vidéo de chaque sous-ensemble est reliée à l'amplificateur situé dans une console ou sur une baie où s'effectuent toutes les autres opérations.

Les caméras de couleurs ont été réduites en dimensions et en complexité et le dernier modèle n'est seulement qu'un petit peu plus grand et plus lourd qu'une caméra ordinaire monochrome. Elle est presque aussi maniable et peut être manipulée aisément par un seul homme lors des opérations limitées d'un spectacle. La caméra montrée figure 9 comprend

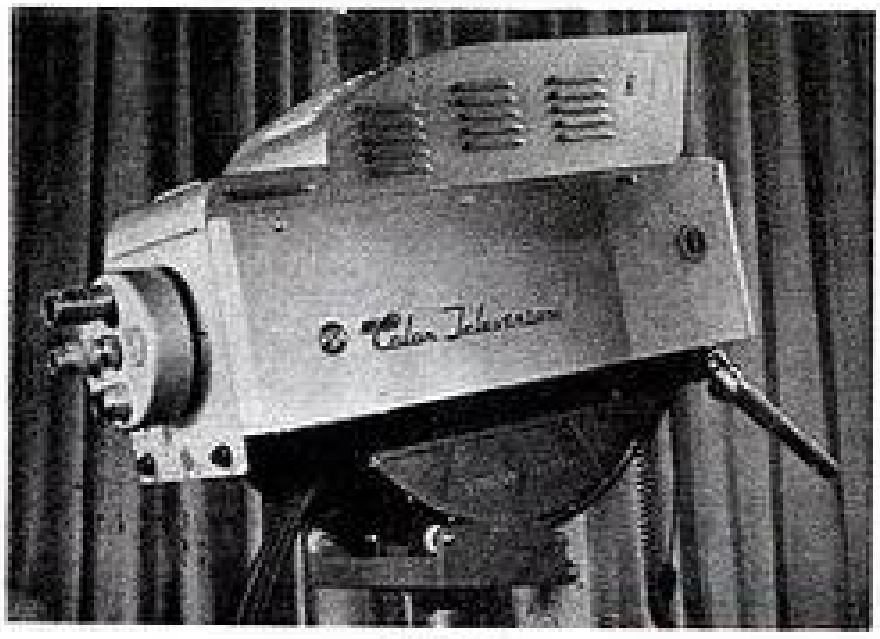


FIG. 9

trois tubes images orthicon et le dispositif habituel de miroirs dichroïques. Le remplacement des 3 tubes d'une caméra de couleurs par un seul capable de produire simultanément toutes les couleurs primaires constitua un but essentiel de recherches en télévision. Les Laboratoires R.C.A. ont récemment montré un tube appelé « Tri-Color Vidicon » (5). Ce tube réunit pour la première fois toutes les fonctions de prises de vues de la couleur dans un seul tube, permettant un enregistrement optique et électrique précis.

On verra figure 10 que ce tube n'est pas plus grand que le tube image orthicon ordinaire de 3 pouces,

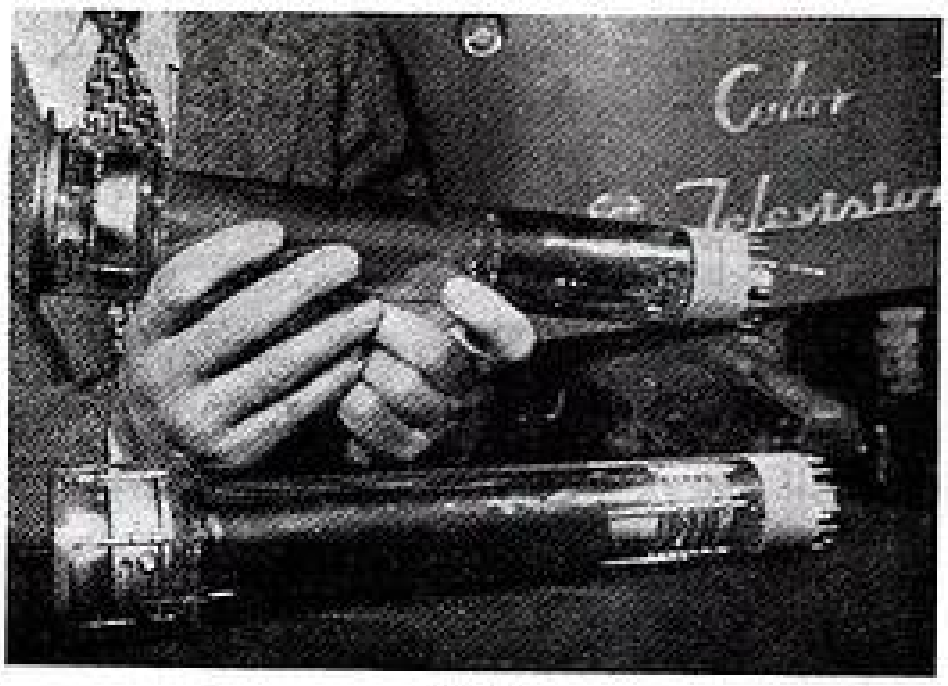


FIG. 10

et son emploi apportera une simplification et une réduction des caméras de couleurs. Le tube « tricolor vidicon » a une cible unique et complexe et sensible aux couleurs qui est appliqué sur sa face avant au moyen d'une technique d'évaporation. La cible est un rectangle de 1 pouce et demi de diagonale qui comprend près de 900 fines bandes verticales de filtres de couleur alternées rouge, vert et bleu masquées par trois ensembles semi-transparents conduisant les signaux. Les bandes correspondant à une couleur sont toutes reliées à une sortie terminale commune et isolées des bandes correspondant aux autres couleurs.

Comme le faisceau explorateur traverse toutes les bandes par balayage horicontal, le tube produit directement les 3 signaux de couleurs primaires simultanés qui forment le signal de couleurs composite transmis. Les recherches portent actuellement sur le développement de matériaux photoconducteurs plus sensibles qui permettront aux tubes de ce type nouveau d'opérer efficacement sous toutes les conditions d'éclairement de la même façon qu'opèrent aujourd'hui les tubes de caméra dans les studios.

Enregistrement sur bandes des signaux Video.

L'enregistrement des signaux de télévision sur bande magnétique souleva un intérêt considérable lorsqu'il fût montré pour la première fois par R.C.A. en 1953 (6). La figure 11 montre un équipement

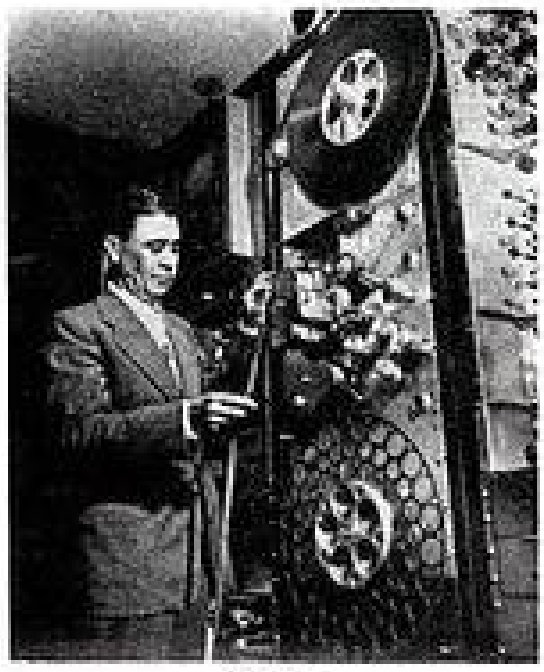


FIG. 11

amélioré installé maintenant à titre d'essai dans les studios de la N.B.C. à New-York. L'utilisation d'un nouveau type de bandes plus fines et la diminution de la vitesse de déroulement égale à 20 pieds par seconde permettent l'enregistrement d'un programme de télévision en couleurs d'une durée de 15 minutes sur une bobine d'un diamètre de 19 pouces. Des démonstrations de programmes de télévision en couleurs enregistrés non retransmis ont été faites sur le réseau entier, et bien qu'il reste encore à résoudre quelques problèmes, l'enregistrement des programmes sera bientôt utilisé à titre expérimental. L'enregistrement magnétique a des avantages pratiques et économiques parce que les bandes magnétiques peuvent être emmagasinées ou effacées et utilisées de nouveau. Il sera d'une très grande importance en télévision et aussi dans l'industrie du film. A cause des décalages horaires à travers le continent américain, les programmes de télévision en couleurs

sont actuellement très souvent filmés de façon à pouvoir être diffusés à des heures différentes, mais cette méthode présente bien des inconvénients et est très coûteuse. L'enregistrement sur bandes apporte une solution complète à ce problème tant au point de vue technique qu'économique.

Conclusion.

En résumé la situation est la suivante. La diffusion de programmes d'une durée de 15 heures par semaine environ provoquera et stimulera sans aucun doute l'intérêt du public pour la télévision en couleurs. Des récepteurs sont disponibles et les demandes espérées pourront être satisfaites. Les estimations du nombre d'appareils récepteurs sont très variables. Cependant les industriels ont récemment pensé que le nombre de récepteur serait à la fin de l'année de cinquante à cent mille et qu'il serait environ d'un demi-million en 1956. Cette confiance en la couleur est basée sur les facteurs suivants :

Existence d'appareils satisfaisants et à prix réduit avec les récepteurs de 21 pouces.

L'expérience et les possibilités techniques sont maintenant suffisantes pour permettre une bonne diffusion de la couleur sur le plan national.

Des commanditaires sont disposés à supporter les frais entraînés par la couleur.

L'intérêt de la couleur est développé dans le public par les magazines, les films, la photographie d'amateur et maintenant par la télévision.

Certains pensent que la vente des récepteurs au prix de 700 à 800 dollars sera faible. Néanmoins, ce chiffre est proportionnellement moins élevé que celui auquel étaient vendus les premiers récepteurs en noir et blanc, et il y en a actuellement plus de 35 millions en Amérique.

Un autre aspect de la question du prix est de le considérer en fonction du pouvoir d'achat. Aux Etats-Unis le prix d'un récepteur de télévision en couleurs représente environ deux mois de salaire d'un travailleur moyen. Or on constate que ce même rapport des prix n'a pas empêché le développement de la télévision en Europe.

Pour terminer, je citerai un récent éditorial d'un journal américain consacré à la radio-diffusion.

Un atout commercial très important pour la télévision en couleurs est que la qualité inhérente à la couleur constitue un agent de publicité de loin supérieur aux autres moyens visuels. La publicité par la télévision en couleurs sera beaucoup moins coûteuse et beaucoup plus prompte que celle utilisant les journaux et magazines. La fidélité de la couleur sera égale sinon supérieure à celle des meilleures illustrations imprimées.

Si la télévision en noir et blanc fut une révolution dans la publicité une plus grande révolution encore sera apportée par la télévision en couleurs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] « Color TV Broadcasting in the U.S.A. », par C.G. Mayer. *Electronic Engineering*, Août 1954.

[2] « Development of a 21 « Metal Envelope Color kinescope », par Seelen, Mooney, Van Ormer, Morrell. *R.C.A. Review*, Mars 1955.

[3] « Impact of Color TV Network Facilities », par J. Thorpe. *AIEE Conference*, Juillet 1955.

[4] « TV Transmetter Considerations in Color Broadcasting », par T.M. Gluyas, Jr. *R.C.A. Review*, Septembre 1954.

[5] « The Tri-Color Vidicon — an experimental camera tube for color TV », par Weimer, Gray, Borkan, Ochs et Thompson. *I.R.E. Conference*, Mars 1955.

[6] « A system for Recording and Reproducing TV signals », par Olson Houghton, Morgan, Zenel, Artzt, Woodward, Fisher. *R.C.A. Review*, Mars 1954.

EQUIPEMENT DE TÉLÉVISION INDUSTRIELLE DERVEAUX

CAMERA ÉTANCHE
TYPE K.S.M. 16

BOITIER DE JONCTION

TÉLÉCOMMANDE SITE ET AZIMUTH

PUPITRE DE COMMANDES PCI 1

★ TYPES T.I.D. 16 ET T.I.S. 8

Procédé d'analyse en « SINUS » ★ Modulation Vidéo 100 % ★ Suppression des signaux de synchronisation ★ Temps de retour horizontal nul ★ Définition : Équipement T.I.D. 16 : 600 ★ Équipement : T.I.S. 8 : 400 ★ 50 images par seconde ★ Correcteur automatique de phase.

CAMÉRAS

★ Industrielle étanche Type K.I.D. 16

Caisson métallique étanche pressurisé
Commande électronique automatique de diaphragme (rapport 4)
Commande électromécanique du diaphragme de l'objectif
Mise au point optique électromécanique
Objectif standard 16 mm; F : 1,8 Focale 50 mm (ou sur demande)
Hublot étanche en verre traité avec dispositif anti-buée
Fiche d'entrée de câble étanche.
Dimensions : Ø : 160 mm; L : 350 mm
Tubes de prise de vue :
1° Utilisation avec déplacement de l'objectif : Tube résistron 16 mm sensible sans rémanence. **Type V 372 RD (A)**
2° Utilisation sans déplacement de l'objectif : Tube résistron 16 mm ultra-sensible à rémanence **Type V 372 RD (S)**

★ Industrielle subminiature Type K.I.S. 8

Boîtier métallique en alliage léger à ouverture rapide
Commande électronique automatique de diaphragme (rapport 4)
Mise au point optique : manuelle
Commande manuelle du diaphragme de l'objectif
Câble de raccordement à la boîte de jonction à sortie étanche. Longueur : 1 mètre
Objectif standard (ou sur demande)
Dimensions : 125 - 55 - 65 Poids : 0,7 kg
Tubes de prise de vue :
1° Utilisation avec déplacement de l'objectif : Tube résistron 8 mm sensible sans rémanence **Type V 420 RD (A)**
2° Utilisation sans déplacement : Tube résistron ultra-sensible 8 mm à rémanence **Type V 420 RD (S)**

Ces caméras possèdent un support de fixation permettant le raccordement de pieds du type cinématographique au pas du Congrès.

★ Récepteur Type R.T.D. 40

Boîtier métallique ★ Format d'image utile 330 × 240 mm ★ Ce récepteur comprend : les circuits d'analyse et de correction; l'amplificateur vidéo; les circuits d'alimentation générale caméra et récepteur; un châssis amovible à branchement automatique par fiche qui peut être, suivant le cas : Caméra fixe : AMPLIFICATEUR DU TRANSMETTEUR D'ORDRES **Type A.B.F. 1**; Caméra télécommandée : AMPLIFICATEUR DE TÉLÉCOMMANDE **Type A.T. 1.**

★ Télécommandes SITE et AZIMUT Type T.S.A. 1

Boîtier métallique étanche de forme circulaire à embase de fixation et de raccordement aux caméras au pas (cinématographique) du congrès.
Équipé des embases de fiches pour le raccordement des câbles de liaison de la caméra au récepteur (suppression de la boîte de jonction BJK 1)
Variation : en site — 20°
+ 45°
en azimut — 180°
+ 180°
Dimensions : Ø 150 - Hauteur 184 mm Poids : 2 kg

★ Boîtier de jonction Type B.J.K.

Boîtier métallique étanche supportant les embases de fiches pour le raccordement des câbles de liaison de la caméra au récepteur dans les équipements à caméra fixe.

★ Câbles de liaison

Type RD 24-1 Liaison BOITE DE JONCTION-RÉCEPTEUR jusqu'à 300 mètres (longueur à la demande)
Type - RD 24-2 Liaison RÉCEPTEUR - PUPITRE DE COMMANDE (longueur 5 mètres)
Ces câbles sont équipés de fiches identiques. Ils comportent tous les branchements et permettent d'établir toutes les combinaisons de montage.
Type - RD 24-3 Liaison CAMÉRA KID 16 - BOITE DE JONCTION (Longueur 1 mètre)

★ Adaptateur longue distance A.L.D. 1

Pour les longueurs de câble de liaison BOITE DE JONCTION - RÉCEPTEUR supérieure à 300 mètres

★ Alimentation

Secteur 110-120 volts 10 "/" (50-60 cps monophasé)
Consommation : sans télécommande 160 VA - avec télécommande 190 VA

★ Pupitre de commande

Boîtier métallique groupant toutes les commandes
Pour caméra industrielle Étanche Fixe : PCI 1
— — Étanche télécommandée PCT 1
Pour Caméra subminiature fixe : PCM 1
Pour Caméra subminiature télécommandée PCT 2
PCM 1 comprend les commandes :
MARCHE - ARRÊT Chauffage (avec voyant)
MARCHE ARRÊT - H.T. (avec voyant)
LUMIERE RÉCEPTEUR
CONTRASTE
CONCENTRATION CAMÉRA
ENTRÉE TRANSMETTEUR D'ORDRES
PCI 1 comprend toutes les commandes de **PCM 1**
plus : MISE AU POINT OPTIQUE
DIAPHRAGME OBJECTIF
PCT 1 comprend toutes les commandes de **PCI 1**
plus : SITE
AZIMUT
excepté : ENTRÉE TRANSMETTEUR D'ORDRES
PCT 2 comprend toutes les commandes de **PCT 1**
excepté : MISE AU POINT OPTIQUE
DIAPHRAGME OBJECTIF

PUPITRE DE COMMANDES PCT 1

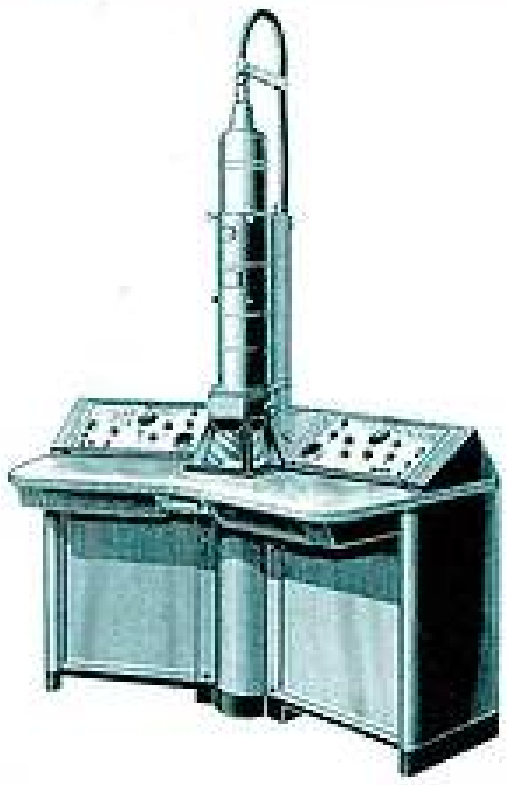
PUPITRE DE COMMANDES PC

LABORATOIRES R. DERVEAUX, 6, rue Jules-Simon - Boulogne-sur-Seine - Téléphone : MOLitor 37-00

LES GRANDES MARQUES Américaines

RADIO CORP. OF AMERICA

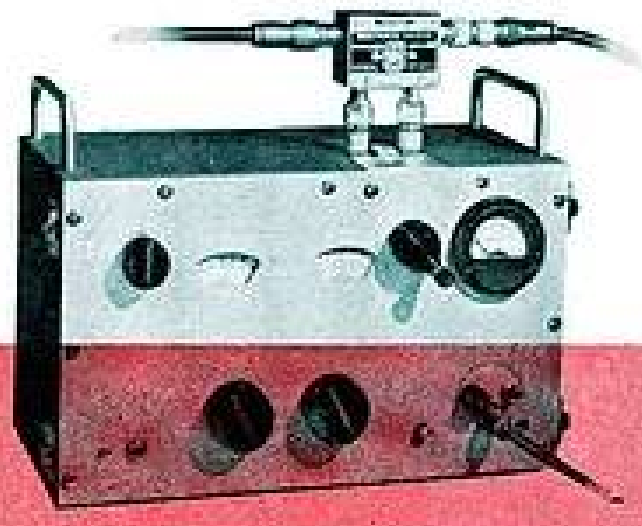
MICROSCOPE ELECTRONIQUE EMU-3



Résolution minimum garantie : 20 Angstroms. Tension : 50 et 100 Kilovolts. Grossissement direct x 1400 à x 30.000 sur écran.

SIERRA ELECTRONIC CORP.

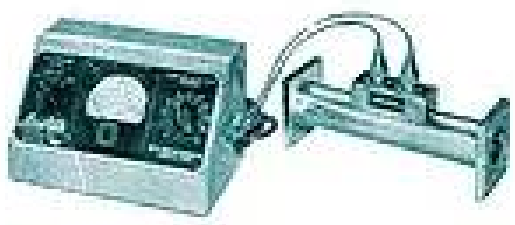
Modèle 136 B pour MESURES de CŒFFICIENT de RÉFLEXION



Par sa robustesse et sa facilité d'emploi cet appareil peut être utilisé aussi bien sur le terrain qu'en laboratoire. Il permet les mesures de cœfficient de reflexion, de taux d'onde stationnaire, et l'adaptation aux charges terminales en une seule opération. Grâce à sa très grande sensibilité, il peut être utilisé avec la majorité des générateurs usuels. (de 32 à 1125 Mcs.)

Mc JONES ELECTRONICS C°

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

PHOTOMULTIPLICATEURS

Modèles : 1 P 21 - 1 P 22 - 1 P 28 - 931 A 2020 - 5819 - 6199 - 6328 - 6342 - 6372.

Sensibilité maximum : entre 3400 et 4800 Angstroms.

Amplification : de 6 × 10⁵ à 2 × 10⁸.

DISTRIBUTEURS OFFICIELS FRANCE ET U. F.

RADIO-ÉQUIPEMENTS

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

Le régulateur peut être facilement construit pour que $\frac{\Delta MF_0}{MF_0}$ soit de l'ordre de $\frac{1}{2\,000}$ d'où $\Delta MF_0 = \frac{MF_0}{2\,000}$

Il en résulte la relation très approchée

$$\Delta P = \frac{P}{100\,000} + \frac{MF_0}{2\,000}$$

La précision obtenue dépend des constantes choisies pour la réalisation du matériel ; des exemples en seront donnés plus loin. A titre indicatif, il est aisé d'obtenir

$$\Delta P < 200 \text{ cycles pour } P = 10 \text{ Mc/s}$$

En régime établi l'oscillateur Q et le régulateur de fréquence ont des stabilités qui sont en général au moins 10 fois meilleures. La stabilité du pilote sera, elle aussi , environ 10 fois meilleure et dans l'exemple choisi ci-dessus les variations de P ne dépasseront pas 20 cycles.

Manipulation.

La manipulation par tout ou rien (en $A1$) du pilote ne présente pas de difficultés. Il suffit , pour ne pas perturber le fonctionnement du régulateur, de laisser le pilote en marche permanente et de manipuler sur la grille d'une lampe de couplage ou sur un petit étage de l'émetteur.

Par contre, la manipulation par déplacement de fréquence ($F1$) doit être préférablement effectuée dans le pilote pour éviter l'emploi d'un système complémentaire introduit entre le pilote et l'émetteur. Le système exposé ci-dessus se prête particulièrement bien à cette manipulation $F1$.

Il suffit en effet de modifier au rythme des signaux la fréquence de réglage MF_0 du régulateur pour que celui-ci entraîne le pilote sur la fréquence correspondante avec toute constante de temps qu'il est souhaitable de réaliser.

Bien qu'il soit possible de modifier mécaniquement la fréquence du discriminateur, il est évidemment préférable, si l'on veut atteindre de grandes vitesses de faire varier MF_0 électriquement à l'aide d'un tube supplémentaire qui sera manipulé par blocage de sa grille. Ce tube est excité par la même fréquence MF_0 que le discriminateur ; son anode comporte un bobinage couplé au circuit secondaire du discriminateur. Il en résulte une tension complémentaire en phase avec la tension primaire et que le diagramme vectoriel classique du discriminateur représenté figure 5 *a* est transformé comme indiqué figure 5 *b* . Les résultantes R_1 et R_2 devenant inégales, une tension de correction est appliquée au tube à réactance qui entraîne le pilote sur une fréquence différente qui tend à rétablir l'équilibre. Celui-ci est atteint lorsque le diagramme vectoriel est conforme à la figure 5 *c* pour une nouvelle fréquence MF'_0 différente de MF_0 par suite du déphasage entre primaire et secondaire différent de $\frac{\pi}{2}$.

Il serait facile de montrer que l'écart entre MF_0 et MF'_0 est proportionnel à la pente du tube de couplage et peut être réglé à toute valeur désirée, en

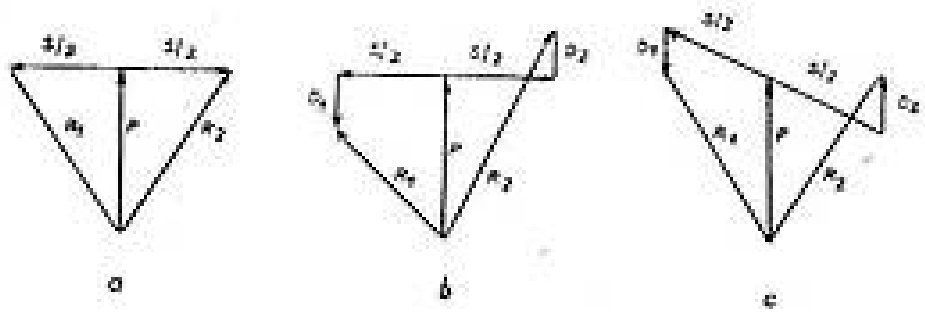


FIG. 5. — Manipulation en fréquence

modifiant la polarisation initiale de la grille. La fréquence initiale se retrouvera en bloquant le tube à l'aide d'une tension négative suffisante pour annuler sa pente.

Il est bon de remarquer que la chaîne de régulation de fréquence est en fonctionnement normal et assure dans les mêmes conditions la stabilisation de la fréquence déplacée.

Les deux fréquences de la manipulation $F1$ ont aussi la même précision et la même stabilité.

En ajoutant un deuxième tube de manipulation et en mettant les anodes en parallèle, il est possible d'obtenir 3 valeurs de la fréquence déplacée correspondant, les deux premières aux pentes des tubes et la troisième à leur somme. Cette combinaison permet de réaliser deux manipulations simultanées sur la même fréquence porteuse.

Limitation et précautions à prendre.

Elles sont du même type que pour le récepteur mais à un degré moindre, le niveau cote signal étant beaucoup plus élevé et le spectre beaucoup plus simple. La gamme couverte limitée, en général , à 1 ou 2 octaves vers les fréquences les plus basses par suite de la présence du multiplicateur de fréquence dans l'émetteur permet en outre une réalisation beaucoup plus simple.

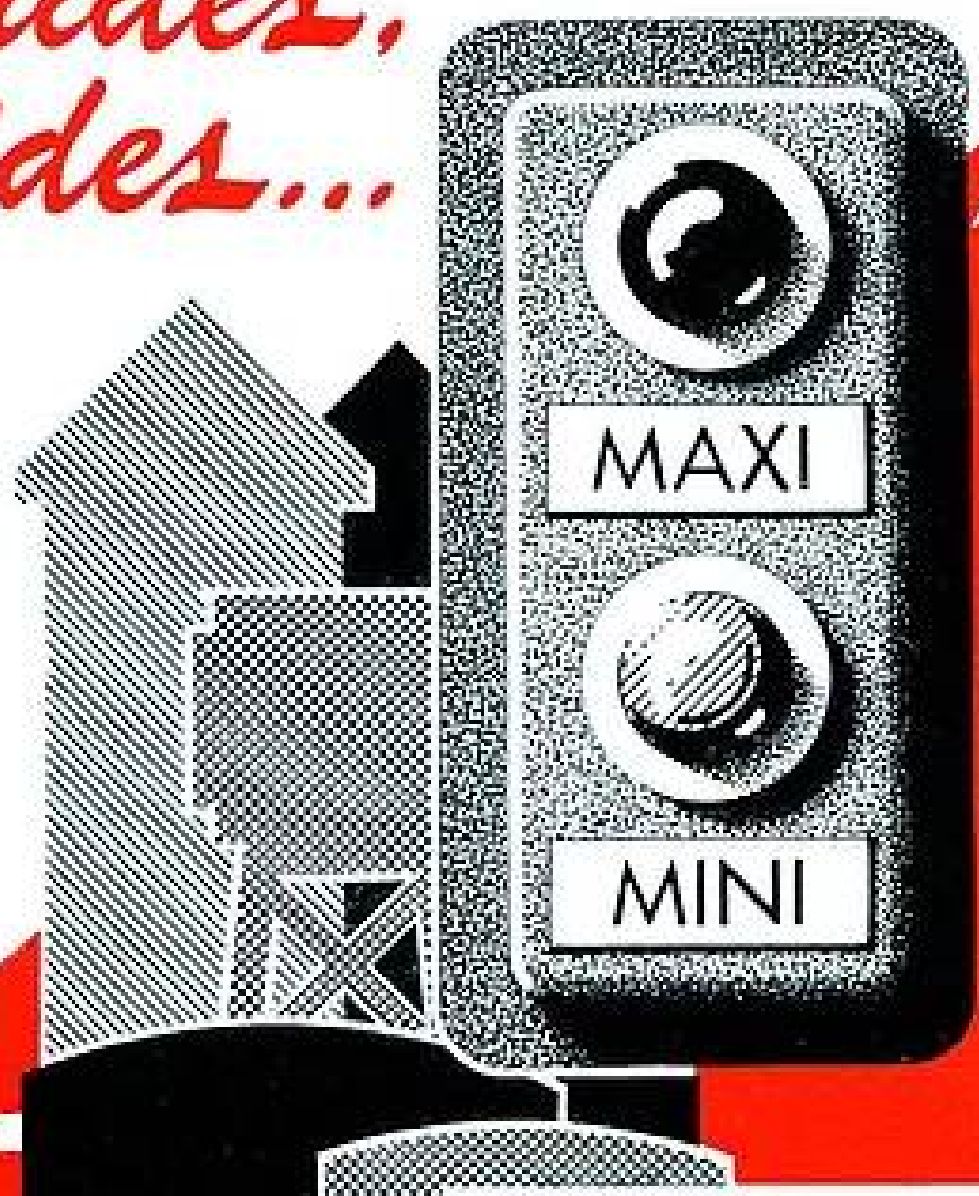
Réalisation industrielle.

A) RÉCEPTEUR STABILIDYNE (Fig. 6, 7 et 8).

Le récepteur stabilidyne pour ondes décamétriques, réalisé suivant le principe exposé ci-dessus et dont on peut voir ci-dessous les photographies, présente les caractéristiques globales suivantes :

Gamme totale	: 2 à 30 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s

pour pulvérulents, liquides, solides...



DÉTECTEUR ÉLECTRONIQUE DE NIVEAU

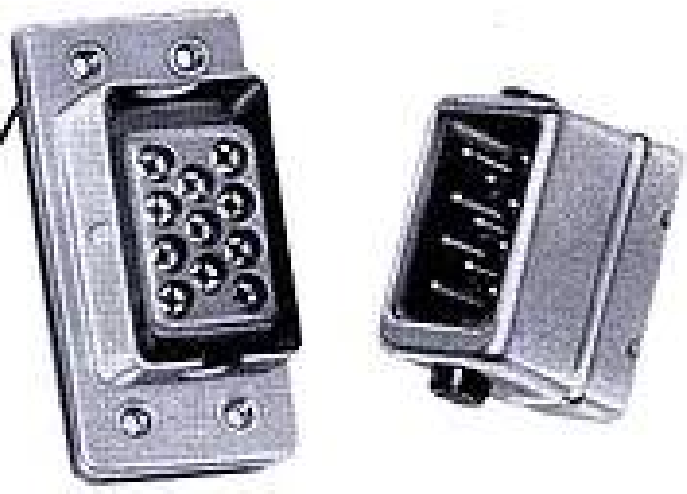
SIGNALISATION A DISTANCE
PAR PRINCIPE CAPACITIF

-SILOS-TRÉMIES-RÉSERVOIRS DE TOUS TYPES-

St CHAMOND GRANAT

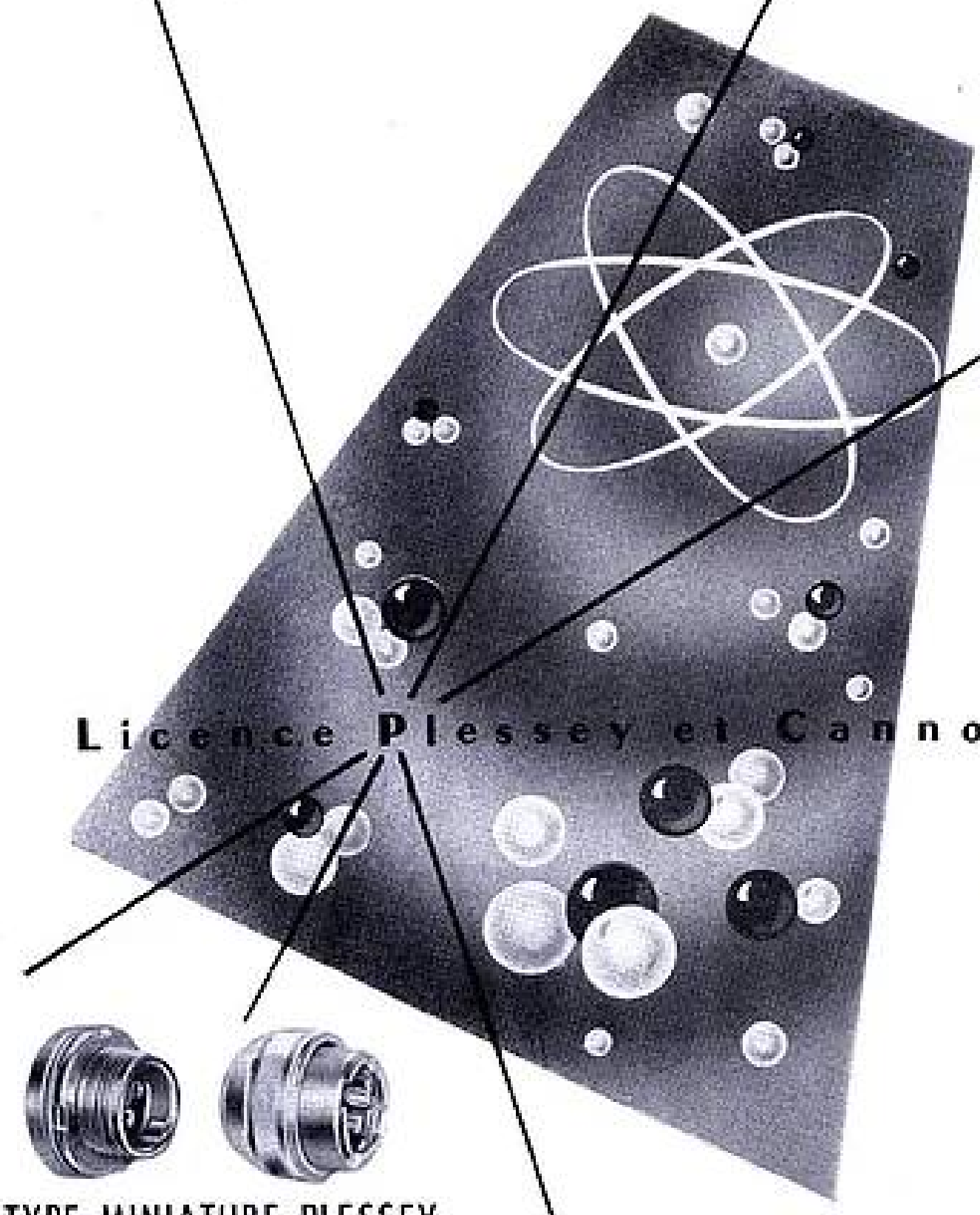
219 Bd St-DENIS
COURBEVOIE
SEINE. DÉF. 22-30

prises de courant pour appareillage électronique



TYPE 140-37 ÉTANCHE POUR CIRCUITS EXTÉRIEURS

Verrouillage et déverrouillage automatiques - 3 dimensions de boitier : 4 - 8 - 11 broches
Partie fixe et partie mobile sont indifféremment **mâle** ou **femelle.**



Licence Plessey et Cannon

TYPE 140-35

4 dimensions de boitier
6 dispositions de broches
2 à 19 broches

TYPE SUB-MINIATURE CANNON

Pour circuits intérieurs - 4 dimensions de boitiers - 15 à 50 broches

TYPE MINIATURE PLESSEY ÉTANCHE

Pour circuits extérieurs
10 dimensions de boitier
Supporte haute tension: 2 KV
2 à 25 broches

LES PRISES DE HAUTE QUALITE

SOURIAU & Cie

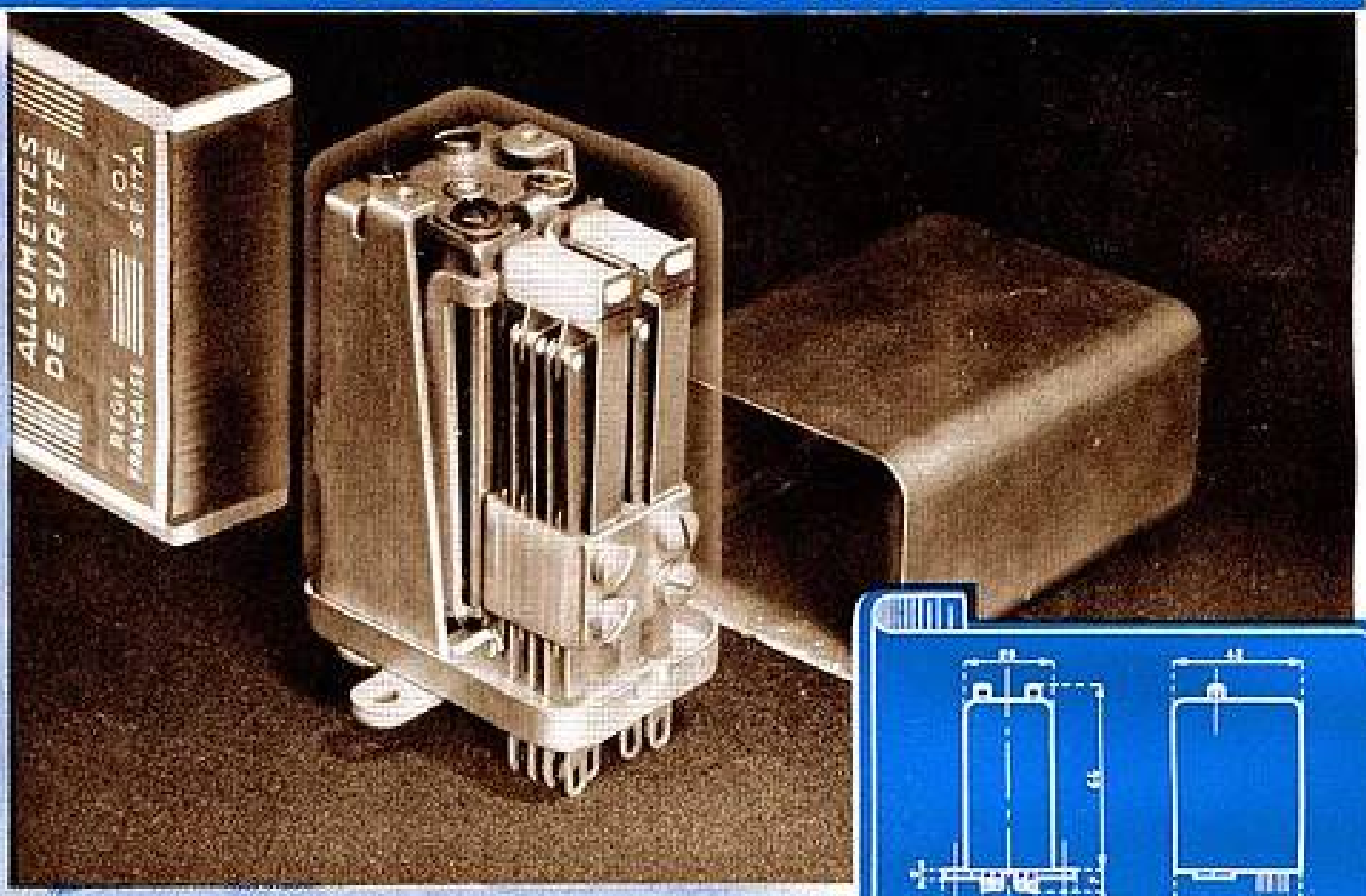
C. P. 22

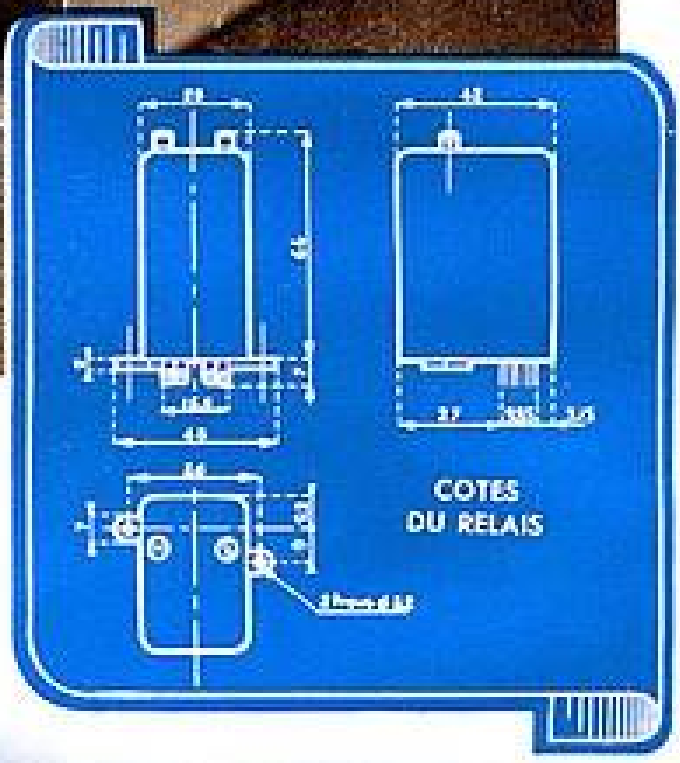
Catalogue sur demande

9 - 13 RUE GALLIÉNI BILLANCOURT (SEINE) - MOL. 67.20

Salon de la Pièce Détachée, Allée J, Stand 14.

6.000.000 de MANOEUVRES...





le nouveau RELAIS "AY"

DIX caractéristiques nouvelles assurent à ce nouveau relais une sécurité de fonctionnement absolue.

Contact double
Pression supérieure
Pas de cambrage de lames
Alignement automatique des contacts
Pas d'usure d'axe (pas de jeu possible)
Rappel cabribré par ressort indépendant
0,8 Watt pour 4 RT, 1,6 Watt pour 8 RT
Le bloc moulé supprime les défauts d'empilages, il assure l'interchangeabilité automatique, un isolement tropical parfait.

Par ailleurs, les usines **BERNIER** fabriquent tous les organes de raccordement et de commutation concernant l'électronique.

Brevets internationaux

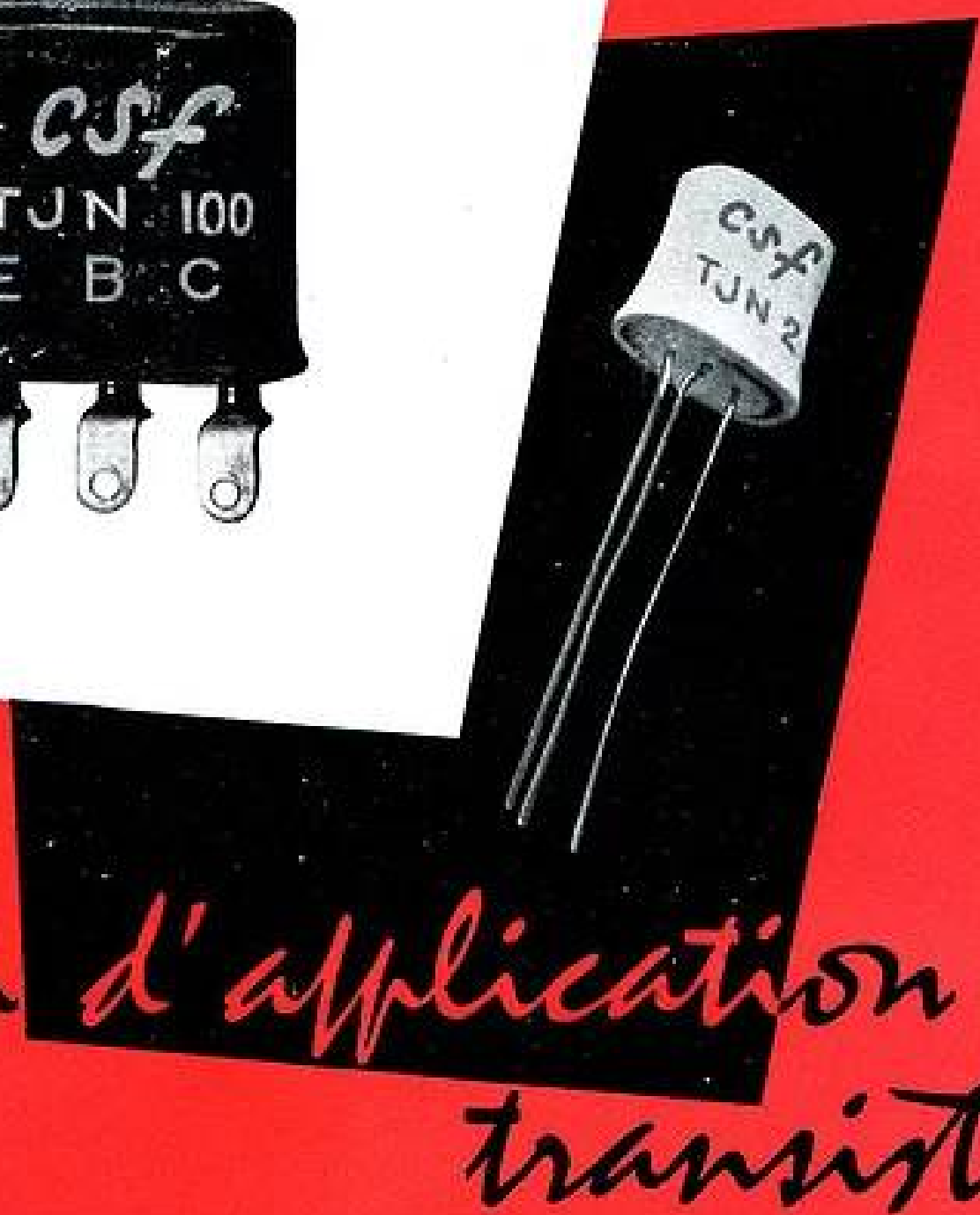
★ APPAREILLAGE ÉLECTRONIQUE
★ PRISES MULTIBROCHES
★ JACKS, FICHES DE JACKS...
★ RELAIS H. F. ET H. T. ET DE TÉLÉCOMMANDE
★ RELAIS TÉLÉPHONIQUES
★ RELAIS POLARISÉS

BERNIER & Cie 19 RUE MALTE-BRUN - PARIS XXe - MEN. 07-24

AGENCE PUBLICITEC DOMENACH

les nouvelles TRIODES DE PUISSANCE AU GERMANIUM

TJN 100



étendent le champ d'application des transistors

- SONORISATION
- TÉLÉCOMMANDE
- CONVERTISSEUR DE COURANT

Ge

DOMAINE DE PUISSANCE DE QUELQUES WATTS A PLUSIEURS DIZAINES DE WATTS

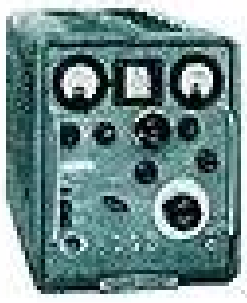
csf

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F.
79, BOULEVARD HAUSSMANN
PARIS-8e - ANJOU 84-60

FUBL. RAPY

GENERATEURS DE SIGNAUX

HEWLETT PACKARD



GÉNÉRATEUR VHF 608 D

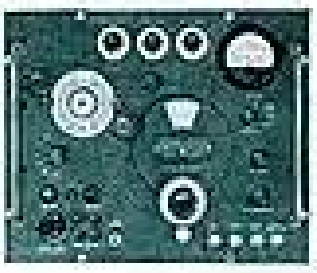
10-420 Mcs. stabilité parfaite. Dérive en fréquence, peu accusée. Sortie étalonnée 0,1 µV à 0,5 V. Contrôle de la fréq. par étalon quartz de précision.
Oscillateur pilote, amplificateur intermédiaire et de sortie. Performance poussée, étalonnage direct de la fréquence et de sortie.

GÉNÉRATEUR VHF 608 C

10-480 Mcs. Puissance de sortie élevée (1 V max). Oscillateur pilote et amplificateur de puissance. Étalonnage direct de la fréquence et de la puissance. Impédance interne constante. Large modulation possible. Idéal pour les mesures de gain, sélectivité, rejection d'image sur récepteurs, amplificateurs et autres matériels VHF. Peut être utilisé pour excitation de ponts, slotted lines, antennes, etc.

GÉNÉRATEUR UHF 612 A

450-1.220 Mcs. Oscillateur pilote et amplificateur de puissance. Générateur destiné aux mesures UHF et TV : gain, sélectivité, sensivité, rejection d'image. Réglage et lecture directes: ne nécessite ni abaques ni interpolation. Dérive en fréquence peu accusée. Modulation de haute qualité, bande large, sinusoïdale ou TV 5 Mcs max. Modulation en impulsions HF de 0,2 µ sec. et plus.



GÉNÉRATEUR UHF 614 A , 616 A

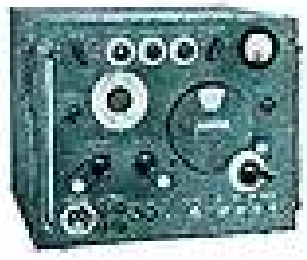
800-2.100 Mcs (614 A): 1.800-4.000 Mcs (616A) Précision de l'accord ± 1%. Sortie étalonnée 0-127 dB. Précision de la sortie ± 1 dB. Modulation interne et externe par impulsions ainsi que sortie en FM, CW et signaux carrés. Utilisation facile : Réglage direct sans recourir à des courbes d'étalonnage.

★

GÉNÉRATEUR SHF 618 B

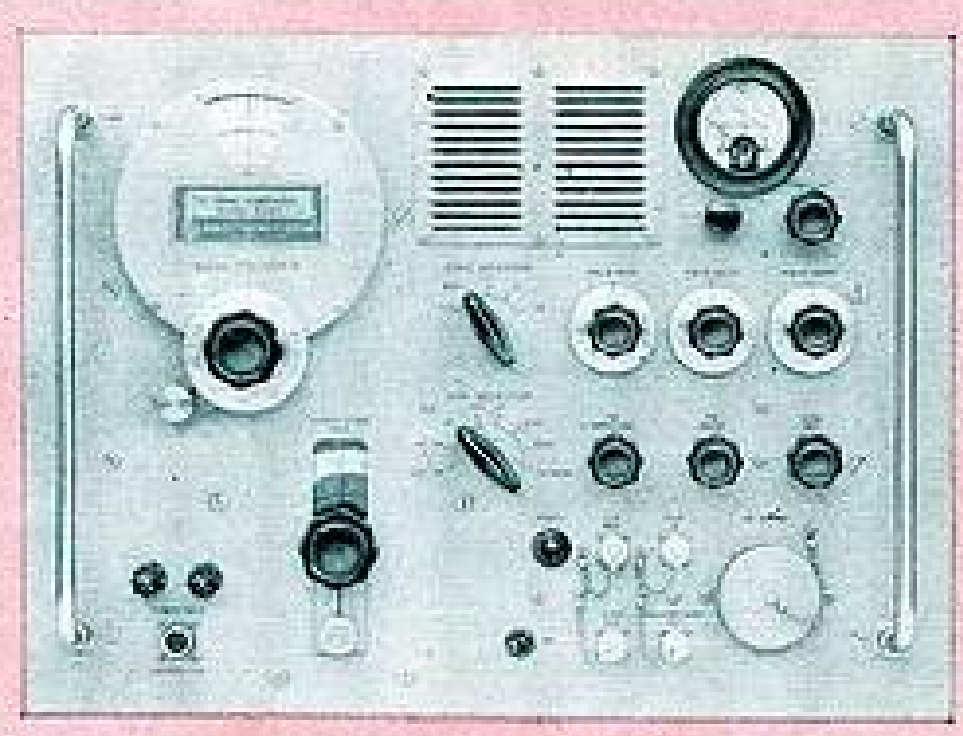
3.800-7.600 Mcs. Précision de l'accord ± 1 % 0-127 dbm. Précision de sortie ± 2 db, -7 à -127 dbm. SWR 2. Modulation interne et externe par impulsion et signaux carrés. Balayage FM interne en dent de scie. FM et Amplitude externes. Freq. de Rep. 40-4.000 cps réglable. Largeur d'impulsion réglable. Sortie auxiliaire de synchro en impulsions.

★



GÉNÉRATEUR SHF - 620 A

7.000-11.000 Mcs. Tension de sortie 0,1 µv à 0,071 v sur 50 ohms. Pratiquement identique au 618 B : circuits, fonctionnement, avantages pratiques etc— Réglage et lecture directs de la fréquence porteuse. Aucun réglage de la tension nécessaire en cours de fonctionnement. Réglage et lecture de la sortie HF. Se règle sans avoir recours à des courbes d'étalonnage ne requiert pas de correction de l'accord. Dimensions réduites. construction de haute qualité.



LES NOUVEAUX GÉNÉRATEURS SHF

le HP 626 A : 10.000 à 15.500 MC

le HP 628 A : 15.000 à 21.000 MC

SORTIE 10 mW - SWR 1.2

HAUTE PRÉCISION - GRANDE STABILITÉ

SORTIE SUR GUIDE

STABILISATION DE FRÉQUENCE

SE RÈGLE SANS COURBES D'ÉTALONNAGE

POSSIBILITÉS DE MODULATIONS VARIÉES

● CARACTÉRISTIQUES DES GÉNÉRATEURS HP. 626 A ET HP. 628 A - SHF ●

Gammes continues couvertes :
H. P 626 A de 10.000 à 15.500 Mc/s
H. P 628 A de 15.000 à 21.000 Mc/s

Étalonnage de la fréquence : Direct. Précision supérieure à ± 1%.

Niveaux de sortie : 10 mw à 1 µµw (+ 10 dbm à — 90 dbm, 0 dbm = 1mw) SWR meilleure que 2,5 à + 10 db ; 1,2 à + 7 db et au-dessous.

Précision à la sortie : meilleure que à ± 1 dB.

Modulation : interne ou externe par impulsions FM ou signaux carrés.

Modulation interne en impulsions : Fréquence de répétition réglable de 40 à 4.000 cps ; Largeur d'impulsion réglable de 0,5 à 10 µ sec.

Sortie synch. : signaux de 20 à 50 v sur 1.000 ohms
Temps de montée : moins de 1 µ sec.
a. simultanément avec impulsions SHF
b. avance variable de 3 à 300 µs sur l'impulsion SHF.

Synch. externe : a. Signal sinusoïdal 40 à 4.000 ps amplitude 5 à 50 v efficaces.
b. Impulsions : 0 à 4.000 cps.
amplitude 5 à 50 v efficaces.
Largeur d'impulsion 0,5 à 5 µ sec.
Temps de montée 0,1 à 1 µ sec.

Modulation :
Interne - Signaux carrés
Réglables de 40 à 4.000 ps.

Interne - FM Balayage max. à la fréq. secteur : ± 5 Mcs.

Externe par impulsions : nécessite des amplitudes de 15 à 70 v pointe pos. ou neg.
Largeur 0,5 à 2.500 µ sec.

Extérieure en fréquence : prévue par couplage capacitif à l'anode réflexrice du klystron.
Balayage max. environ ± 5 Mcs.

Sortie sur guide d'onde.

Alimentation : 115 v ± 10%
50/420 ps consommation environ 200 w.

Dimensions : largeur 482 mm ; hauteur 355 mm, profondeur 330 mm: poids 29,5 kg.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE ET U.F.

RADIO-ÉQUIPEMENTS

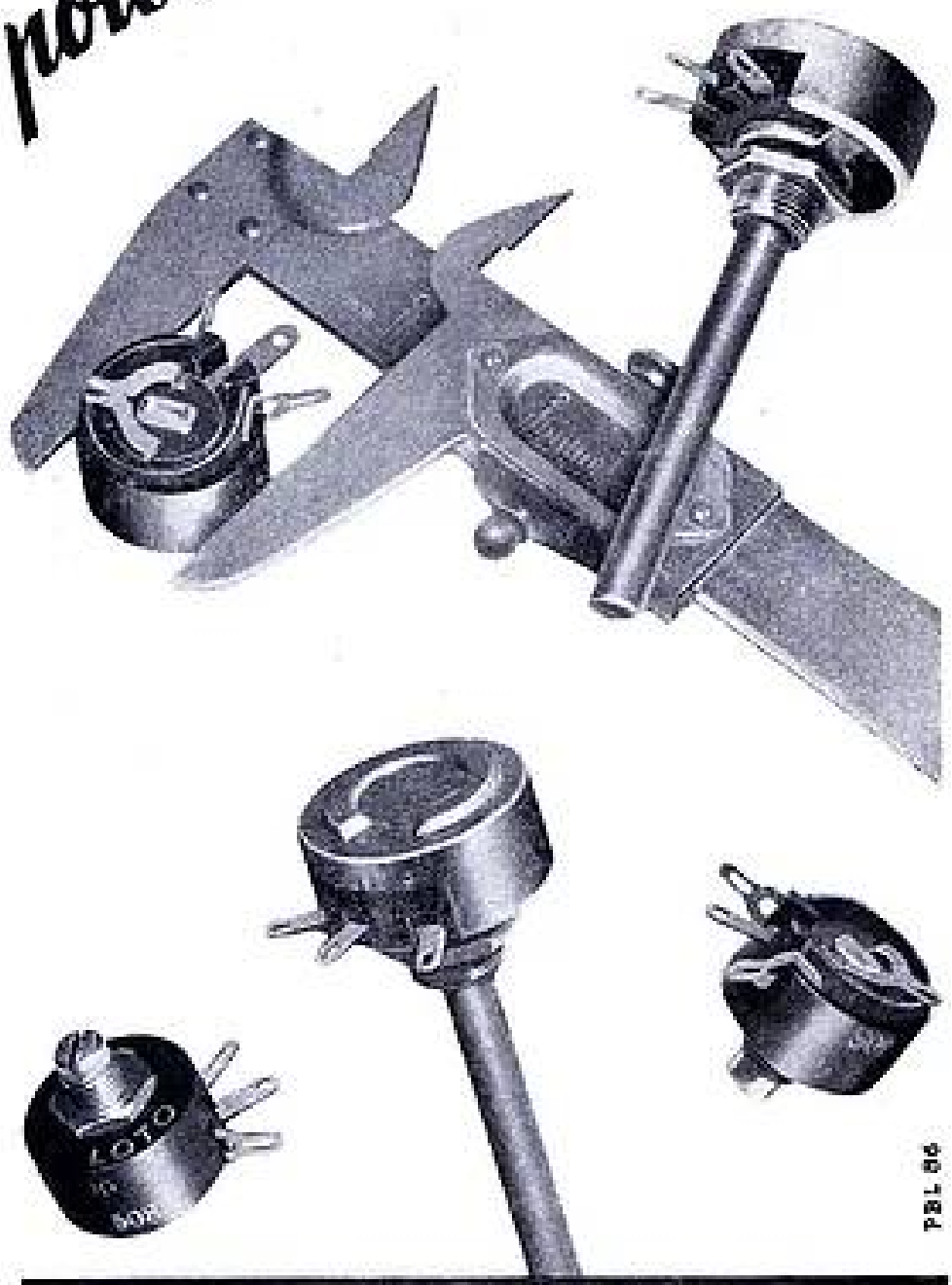
65, r. de Richelieu
PARIS-2e
Tél. : RIC. 49-88

M.C.B et VERITABLE ALTER

11 rue Pierre Lhomme
COURBEVOIE
Défense 20-90

ALTER

les petits potentiomètres bobinés



PBL 86

'LOTO' et 'MINIBOB'

Salon de la Pièce Détachée — Stand 7. Allée C

SSM RADIO

CONDENSATEURS *étanches* AU MICA

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

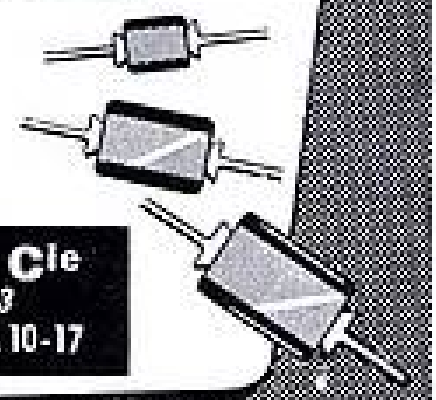
Les condensateurs au mica métallisé sous gaine céramique moulée étanche de la série PRC se sont révélés ... *hors classe*

•

Tropicalisation intégrale.

•

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



ANDRÉ SERF et Cie
Spécialistes depuis 1923
127, Fg du Temple, PARIS - NOR. 10-17

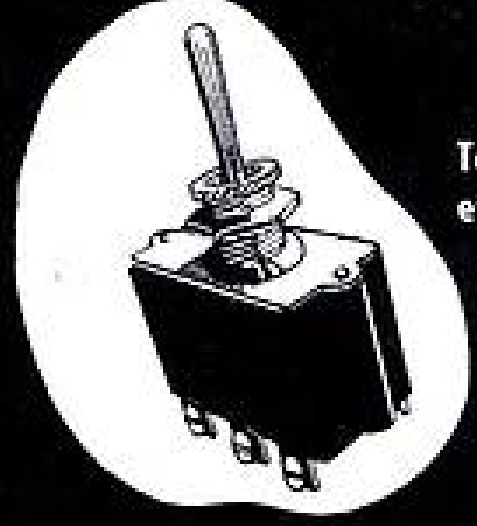
PUB. SERF

Salon de la Pièce Détachée, Allée A, Stand 19

Publ. GEAD

INVERSEURS à contacts en argent massif

Trois positions
avec point mort au centre
10 A, 110 V - 5 A, 250 V



•

Tous les interrupteurs et inverseurs, unipolaires et bipolaires à cosses et à vis de 2 A à 10 A

•

Appareillage Professionnel Radioélectrique

Ets Jean ROGERO
MONTPEZAT-DE-QUERCY (Tarn-&-Gar.) Tél. 8
Dépôt :
162, avenue de Stalingrad, 162
L'HAY-LES-ROSES - Tél. ROB. 32-21

TÉLÉVISION INDUSTRIELLE R. DERVEAUX

LA TÉLÉVISION INDUSTRIELLE DERVEAUX

Est destinée à toutes les applications de surveillance et de contrôle, civiles et militaires.

★ Le procédé d'analyse employé utilisant la transmission de signaux simples, permet de relier la caméra au récepteur par un câble très souple et de faible diamètre.

★ Les CAMÉRAS sont équipées d'objectifs standards ou spéciaux à la demande. Elles sont munies d'un dispositif électronique automatique de commande de diaphragme.

★ Ces caméras peuvent être télécommandées par adjonction d'un boîtier de télécommande.

★ Toutes les commandes s'effectuent à partir d'un pupitre de commande.

★ Les ensembles non télécommandés sont pourvus d'un système transmetteur d'ordres **(pupitre de commande à caméra).**

Tous les équipements sont tropicalisés.

TUBES *pour* HYPERFRÉQUENCES

DÉPARTEMENT LAMPES :

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T. S. F.
SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIO-ÉLECTRIQUE

Tubes Carcinotron "M"

	TYPES	CM 700	CM 710
Bande électronique de fréquence	MHz	3000 — 4000	2000 — 3100
Tension de ligne correspondante	V	2000 à 5100	2000 à 5100
Puissance utile max dans la bande	W	200	200

Tubes Carcinotron "O"

	TYPES	CO 211	CO 210	CO 110	CO 91	CO 81	CO 41
Bande d'accord électronique	MHz	1000 — 2000	1600 — 3200	2400 — 4800	3600 — 7200	4800 — 9600	7000 — 11000
Tension de ligne correspondante	Volts	150 — 1000	170 — 1200	180 — 1300	170 — 1400	170 — 1400	200 — 1450
Puissance utile	mW	200 — 1500	100 — 1000	50 — 500	30 — 400	20 — 200	30 — 150

Klystrons

			CAVITÉ EXTERNE						CAVITÉ INTERNE			
		TYPES	6 BL 6		6 BM 6		5721		KR 231		KR 232	
Gamme de réglage		MHz	1600 — 6500		550 — 3600		2000 — 12000		3450 — 3900		2850 — 4300	
[illegible]	Tension cavité	V	325	325	325	325	1000	1250	1000	1000	1000	1000
	Courant cavité	mA	28	25	18	18	20	20	80	85	85	81
	Fréquence	MHz	3000	3000	1500	3000	3600	11000	3500	3900	3900	4300
	Tension réflecteur	V	− 210	− 210	− 235	− 215	− 200	− 300	− 175	− 345	− 190	− 240
	Puissance de sortie	W	0,225	0,075	0,160	0,040	0,180	0,030	1,5	2,2	1,6	2,25
	Bande d'accord électronique	MHz	10	15	13	18	10	13	40	26	44	23

Tubes à propagation d'onde

		SYSTÈME DE FOCALISATION	
		BOBINE	AIMANT
		TPO 831	TPO 920
Bande électronique de fréquence	MHz	3500 — 8000	3800 — 4200
Tension collecteur-hélice	V	2150 à 2350	950 à 1050
Gain bas niveau max. pour d'entrée 20 mW	db	16	20

Tubes alternat

			AR 2 L 121	ACT 120
			TR à large bande	Tube de commutation à [illegible]
Bande de fréquence [illegible]	[illegible]	MHz	2950 — 3250	8800 — 9500
Puissance d'utilisation max.	[illegible]	kW	1000	100

Magnétrons

	Bande ou gamme de fréquence	Tension anodique de crête	Courant anodique de crête	Champ magnétique	Fréquence de récurrence	Durée de l'impulsion	Puissance utile de crête
	MHz	V	A	gauss	i/s	µs	kW
I. FRÉQUENCE RÉGLABLE							
MCV 1003	2900 - 3100	20 000	60	+	1000	1	1.100
MCV 2500	2700 - 2900	30 000	70	2 700	500	1	800
MCV 85 D1	3500 - 3600	1.200	0,26	+	50000	10	0,15
MCV 85 D2	3600 - 3700	1.200	0,26	+	50000	10	0,15
MCV 850 D1	3500 - 3600	2250	0,4	+	50000	10	0,50
MCV 850 D2	3600 - 3700	2.250	0,4	+	50000	10	0,50
II. FRÉQUENCE FIXE							
MC 1002	2900 - 3100	22 000	65	+	1000	1	1.200
MC 1004	2900 - 3100	41 000	87	+	300	2	1.600
MC 1000	2900 - 3100	22 000	60	+	250	4	1.200
2 J 42	9345 - 9405	5 500	4,5	+	2000	1	8
4 J 52	9345 - 9405	15 000	15	+	1000	1	80
4 J 50	9345 - 9405	21 500	27,5	+	1000	1	225

SERVICES COMMERCIAUX :

55, rue Greffulhe, LEVALLOIS-PERRET (Seine)
Téléphone : PEReire 34-00
Siège Social : 79, Boulevard Haussmann PARIS (8e)

Tubes UHF

à électrodes planes et tubes crayons

			CLASSE C	d'ÉLÉCTR. GRILLE À LA TERRE			
			Va	Ia	Vg1	Wu	F =
			V	mA	V	W	MHz
	2 C 39	Os. I	900	90	− 22	12	2500
	2 C 43	Os. I	régime d'impulsion Wu ≥ 750 W Va = 3000 V Fact. de forme 0,001				
Tubes crayons	5876	Os. I	275 250	23 22	− 31 − 2	5 0,75	500 1700
	6263	Os. I	300	35	− 48	1	500
	6264	Os. I	300	35	− 42	1,5	500

Thyratrons à hydrogène

			TG 31	TG 200 B	TG 1000	TG 3000
		TYPES	3 C 45	4 C 35	5 C 22	1846 1500
Caractéristiques (valeurs max.)	Tension anod. crête	kV	3	8	16	25
	Tension anod. inv. crête	kV	3	8	16	25
	Courant anod. crête	A	35	100	300	500
	Courant anod. moy.	mA	45	100	200	500
	Coefficient d'utilisation		0,0015	0,001	0,001	0,001

CIRCUIT EN POTS

FERRITES

ferromagnétiques

A HAUTE STABILITÉ

CIRCUIT EN L

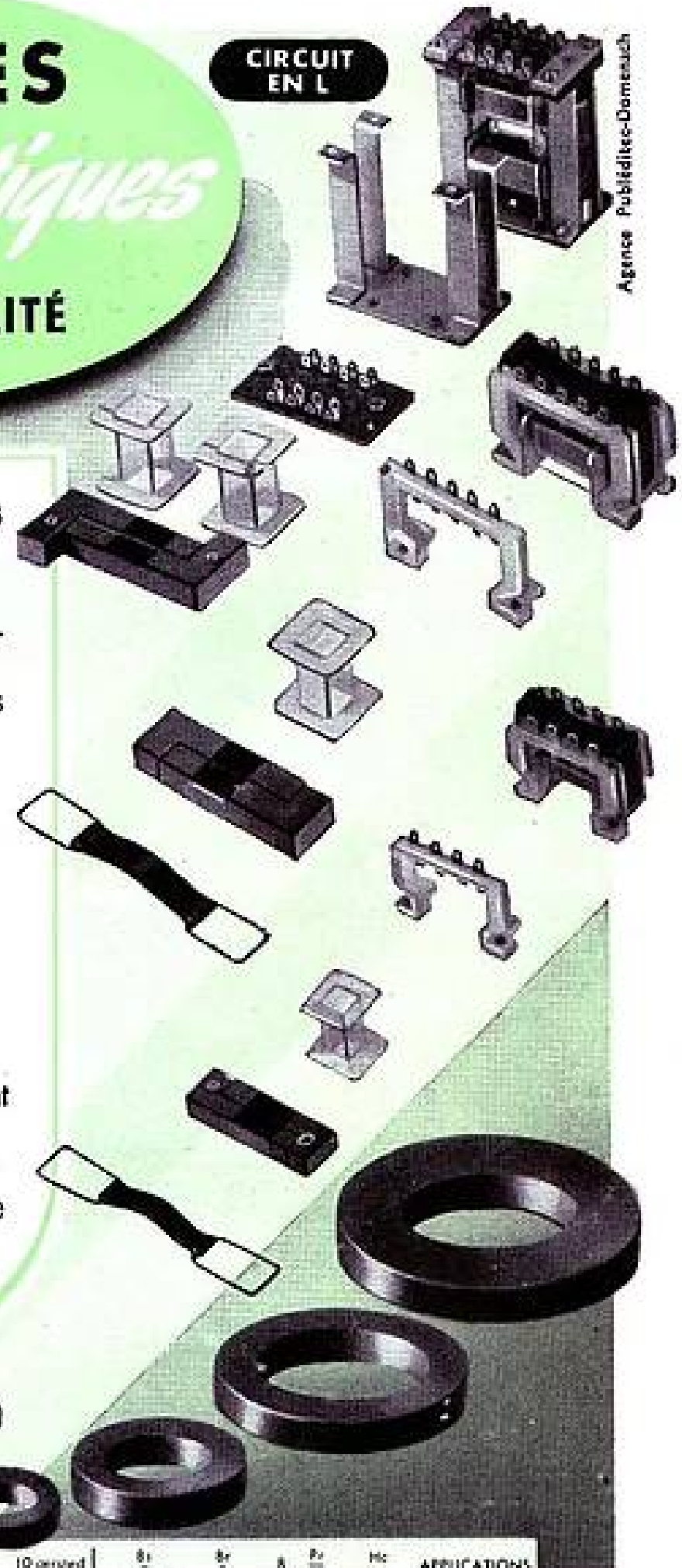
Agence Publidisc-Damascus

CARACTÉRISTIQUES

- ★ Perméabilité élevée 2.400 (Fermalite).
- ★ Coefficient de température minimum.
- ★ Coefficient de pertes faible.
- ★ Homogénéité des matériaux.

AVANTAGES

- ★ Réalisation d'inductances et tranformateurs de haute qualité.
- ★ Faible encombrement
- ★ Economique.
- ★ Montage rapide.
- ★ Gamme de fréquence étendue.



FERRITES POUR FERMALITE

Type (Ferroxcube)	PROPRIÉTÉS — Perméabilité initiale moyenne	APPLICATIONS — Bobines d'inductance (circuit à entrefer)	APPLICATIONS — Transformateur (circuit sans entrefer)
1002	1750	1 Khz à 500 Khz	
1003	1250	200 Khz à 300 Khz	
2001	2400		1 Khz à 20 Mhz
2002	2400	Bobines Pupins et Bobines Basse fréquence	
3001	1500		Transformateur de puissance H-F

FERRITES POUR FERRILITE

		Bobines d'inductance	Transformateurs
1101	800	0,2 à 2 Mhz	1 Khz à 20 Mhz
1102	250	1 à 7 Mhz	1 Khz à 50 Mhz
1103	100	5 à 15 Mhz	1 Khz à 70 Mhz
1104	30	10 à 60 Mhz	1 Khz à 100 Mhz
1105	15	50 à 120 Mhz	1 Khz à 200 Mhz

FERRITES A CYCLES RECTANGULAIRES — RECTALITE

pour H	10 oersted	Bi G	Br G	B	Pv Ec	Hc oe	APPLICATIONS
4302		3340	3080	0,92	0,7		Mémoire
4303		2800	2570	0,92	1,6		
4304		2500	2300	0,92	1,4		
4401		3660	3360	0,92	0,35		Commande et Amplis magnétiques
4402		3500	3220	0,92	0,60		
4001		4000	3520	0,90	0,60		

FERRITES AIMANTS — FERROXDURE

	Br G	Hc G	B.H. 10^{-6} max. G oe	
5202	2000	1500	1,3	Aimant à champ coercitif élevé bonnes propriétés mécaniques

LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES
89, Rue de la Faisanderie PARIS-16e . TRO. 45-50

UN GÉNÉRATEUR
sans égal
DANS LE DOMAINE DE LA B.F.

LE GÉNÉRATEUR
CRC
GB 110
RÉPOND PARFAITEMENT
A TOUS LES BESOINS

Le Générateur GB 110 est le seul appareil réunissant les 4 avantages suivants :

— **Bande de fréquence étendue :** 20 — 200.000 Hz.
— **Puissance de sortie élevée :** 6 W.
— **Très grande stabilité.**
— **Loi de variation et de fréquence agréable et commode.**

Il présente en outre de multiples avantages complémentaires :

— Distorsion harmonique très réduite : < 1 % pour 2 W à 1 k Hz.
— 2 verniers de fréquence : ± 100 et ± 1.000 Hz utilisables simultanément.
— Atténuateur symétrique incorporé.
— Impédance de sortie adaptée sur 600 – 200 – 50 Ω
— Impédance supplémentaire de sortie : 5 Ω
— Résistance de fermeture incorporée.
— Possibilité d'employer séparément Générateur ou Amplificateur.
— Voltmètre de sortie.

* NOTICE TECHNIQUE SUR DEMANDE

AJAX N° 113 B

CRC

CONSTRUCTIONS
RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES DU CENTRE
19, RUE DAGUERRE, SAINT-ETIENNE (LOIRE)
TÉLÉPHONE : E2 39-77 (3 lignes groupées)

BUREAUX A PARIS : 36, RUE DE LABORDE - VIII° - TÉLÉPHONE : LABorde 26-98

Une gamme complète...

I.B.F - B.F - M.F - H.F - I.H.F...

A-561

FREQUENCEMÈTRE H.F
10 MHz à 95 MHz

CHRONOMÉTRIE BALISTIQUE
RADIOÉLECTRICITÉ

A-478

CONVERTISSEUR DE MESURES
1 MHz à 900 MHz

COMPLÈTE LES APPAREILS A 478
et A 479 POUR LES MESURES EN UHF

FRÉQUENCEMÈTRE
CHRONOMÈTRE
10 Hz à 1 MHz

CHRONOMÉTRIE BALISTIQUE
RADIOÉLECTRICITÉ

B.F - M.F et H.F

A-479

FRÉQUENCEMÈTRE
CHRONOMÈTRE
PÉRIODEMÈTRE
0 à 1 MHz

CHRONOMÉTRIE BALISTIQUE
RADIOÉLECTRICITÉ

T.B.F - B.F - M.F et H.F

A-477

FRÉQUENCEMÈTRE - TACHYMÈTRE
CHRONOMÈTRE
PÉRIODEMÈTRE
0 à 100 KHz

CHRONOMÉTRIE ACOUSTIQUE
RADIOÉLECTRIQUE MÉCANIQUE

T.B.F - B.F et M.F.

A-368

FRÉQUENCEMÈTRE DIFFÉRENTIEL

COMPARATEUR DE HAUTE PRÉCISION POUR CONTRÔLE DE QUARTZ DE
300 KHz à 30 MHz

A-435 - A-500

GÉNÉRATEUR ÉTALON DE FRÉQUENCES
1 Hz à 100 KHz

APPAREIL DE LABORATOIRE
PRÉCISION ± 10⁻⁸

A-620

DÉBIT-MÈTRE ÉLECTRONIQUE

MESURE INSTANTANÉE ET TOTALISATION DES DÉBITS DE LIQUIDES (CARBURANTS)
ÉQUIPEMENT DE BANC D'ESSAI

A-562

FRÉQUENCEMÈTRE TACHYMÈTRE ÉLECTRONIQUE
10 Hz à 100 KHz

PRÉCISION ± 1 %

A-358

CAPTEUR PHOTOÉLECTRIQUE A OBTURATION
ACCESSOIRE "TACHYMÉTRIQUE" POUR PETITS MOTEURS, ROUES DENTÉES, CHAINES, ETC.

A-660

CAPTEUR MAGNÉTIQUE
ACCESSOIRE POUR TURBO MACHINES ET MOTEURS

A-359

CAPTEUR PHOTOÉLECTRIQUE A RÉFLEXION
ACCESSOIRE "TACHYMÉTRIQUE" POUR PETITS MOTEURS, GYROSCOPES, ETC.

Rochar électronique

51, RUE RACINE - MONTROUGE - SEINE - TÉL. ALE 00 07/60 03

LABORATOIRES & BANCS D'ESSAIS

ÉQUIPEMENTS DE MESURE DE HAUTE PRÉCISION
DES FRÉQUENCES ACOUSTIQUES OU RADIOÉLECTRIQUES
DES FRÉQUENCES MÉCANIQUES (VIBRATIONS)
DES DÉBITS DE LIQUIDES (CARBURANTS)
DES VITESSES DE ROTATION (TOUTES MACHINES TOURNANTES)
DES INTERVALLES DE TEMPS (CHRONOMÈTRE BALISTIQUE, CONTRÔLE DES BASES, INTERVALLES D'IMPULSIONS, ETC.)

ÉNERGIE ATOMIQUE

APPAREILS DE PROSPECTION
SÉLECTEURS DE COINCIDENCES ET D'ANTICOINCIDENCES
— ENSEMBLES DE COMPTAGE
INTÉGRATEURS
SÉLECTEURS
ALIMENTATIONS STABILISÉES POUR TOUS DÉTECTEURS
GÉNÉRATEURS STABILISÉS T.H.T.
— ÉQUIPEMENTS SPÉCIAUX

S.E.T.P.

"255"

Nouvel OSCILLOSCOPE Portatif à performances élevées

- Ampli vertical 0 - 4 MHz
  Sensibilité : 0,15 V. p. à p/cm.
  Temps de montée : 0,1μ s
- Ligne de retard incorporée.
- Balayage - Relaxé de 10 Hz à 200 kHz
  Déclenché de 0,04 s/cm. à 0,3μ s/cm.
- Marqueur sinusoïdal par substitution 0,4μ s à 4 ms
- Étalonnage en tension - lecture directe.
- Tube cathodique ⌀ : 70 mm. - tubes normalisés.
- Alimentation 115 à 240 V par redresseurs secs.
- Prof. : 400 - Haut. : 230 - Larg. : 160
  Poids : 14 kgs

résout le problème des mesures et contrôles à l'EXTÉRIEUR

Ribet Desjardins

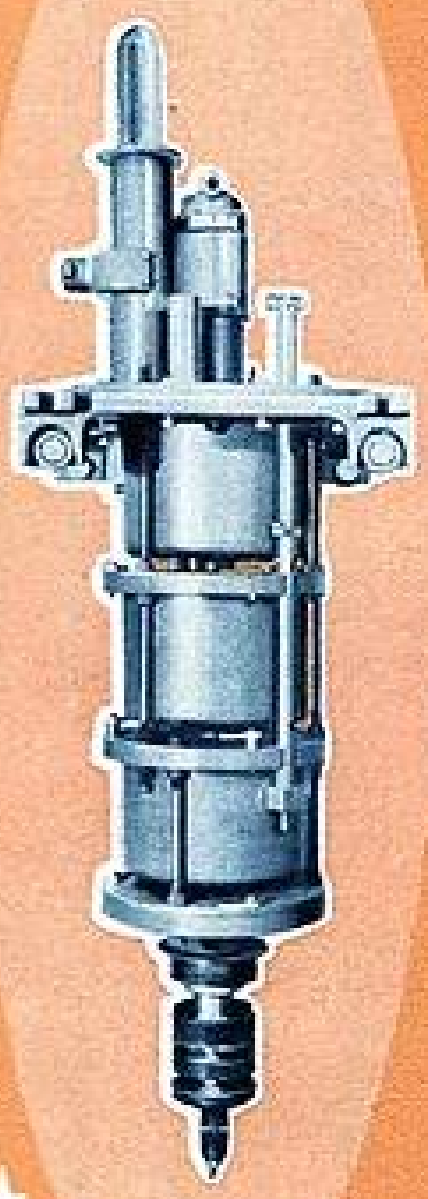
MESURE R D CONTROLE

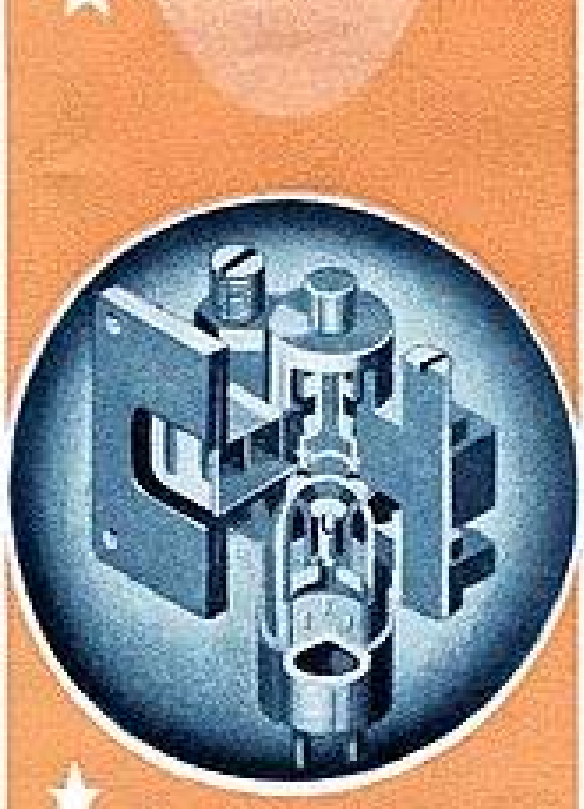
ACTA

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

KLYSTRONS

VARIAN associates
PALO ALTO , CALIFORNIA





PERFORMANCES INÉGALÉES DANS TOUTES LES APPLICATIONS

Leurs qualités : performance - robustesse - stabilité en fréquence - grande puissance - longue durée de vie

TYPE TUBE	DESCRIPTION	FREQUENCE	PUISSANCE
X-12	Oscillateur reflex, réglage de la cavité par tête Palmers. Culot en résine phénolique.	12.4-17.5 kMc	20 mW
X-13	Oscillateur reflex, réglage de la cavité par tête Palmers. Culot en résine phénolique.	8.2-12.4 kMc	250 mW
X-13B	Oscillateur reflex, réglage de la cavité par tête Palmers. Culot en résine phénolique.	7.5-11.0 kMc	250 mW
V-23	Oscillateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous de blocage. Sorties en plastique moulé.	9.1-11.0 kMc	5 watts
2-26 B, E, E, F,	Oscillateur reflex. Accords par une seule vis et un écrou de blocage. Culot octal.	5.3- 7.5 kMc	0.1 à 1 W
V-27	Amplificateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous de blocage. Sorties en plastique moulé.	9.1-11.0 kMc	6 watts
V-27B	Amplificateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous de blocage. Sorties en plastique moulé.	8.5-10.0 kMc	6 watts
V-39C	Oscillateur reflex, à cavité externe. Culot en résine phénolique. Cavité de réglage VA-1239.	10-15.5 kMc	150 mW
V-40C	Oscillateur reflex, à cavité externe. Culot en résine phénolique. Cavité de réglage VA-1240.	15-21 kMc	100 mW
V-43B	Amplificateur à trois cavités, gain : 40 db.	375-425 Mc	15 kW (cw)
V-43C	Amplificateur à trois cavités, gain : 40 db.	890-960 Mc	15 KW (cw)
V-45	Klystron multiplicateur. Accords par vis unique. Culot octal.	1.86/9.3 kMc	300 mW
V-53	Oscillateur réflex. Vis unique de réglage. Culot résine phénolique.	10.7-11.7 kMc	50 mW
V-54	Oscillateur réflex. Vis et écrous de réglage. Sorties en plastique moulé.	10.5-12.2 kMc	200 mW
V-55	Oscillateur réflex. Vis et écrous de réglage. Culot résine phénolique.	8.2-11.5 kMc	400 mW
V-58	Oscillateur réflex, Vis unique de réglage. Culot résine phénolique.	8.5-10.0 kMc	600 mW
V-62	Amplificateur à deux cavités Grille de contrôle Réglage par vis et écrous Culot résine phénolique	9.1-11.0 kMc	4 W (cw) 100 W (pk)
V-63	Oscillateur à deux cavités. Réglage par vis et écrous. Sorties en plastique moulé.	8.5-10.0 kMc	5 Watts
VA-85	Amplificateur à deux cavités, grille de contrôle, réglage par vis et écrous. Sorties en plastique moulé	9.1-11.0 kMc	4 W (cw) 200 W (pk)
V-82	Amplificateur à 4 cavités, gain : 55 db. 2.5% de facteur de travail.	9.3 kMc	5 kW, pk
VA-87B, C	Amplificateur à 4 cavités, gain : 60 db. 20 % de facteur de travail.	2700-2900 Mc	2 MW, pk
VA-91	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	14.0-17.5 kMc	30 mW
VA-91B	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	12.4-14.5 kMc	100 mW
VA-94	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	16.0-17.0 kMc	40 mW
VA-96	Oscillateur réflex. Vis et écrous de réglage. Sorties en plastique moulé.	22.0-25.0 kMc	30 mW
VA-97	Oscillateur réflex. Vis et écrous de réglage. Sorties en plastique moulé.	34.0-35.6 kMc	20 mW
V-152	Oscillateur réflex à cavité externe. Sorties en plastique moulé.	8.8- 9.6 kMc	35 mW
V-154	Oscillateur réflex. Réglage par vis et écrous. Culot en résine phénolique.	10.5-12.2 kMc	200 mW
V-155	Oscillateur réflex à cavité externe. Sorties en plastique moulé.	8.8- 9.6 kMc	55 mW
VA-157	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Culot en résine phénolique.	8.5-10.0 kMc	140 mW
VA-201	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	8.5- 9.6 kMc	90 mW
VA-203	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Culot en résine phénolique.	8.5- 9.6 kMc	30 mW
VA-206	Oscillateur réflex à cavité externe. Culot en résine phénolique.	3.6- 7.6 kMc	175 mW
VA-207	Oscillateur réflex à cavité externe. Culot en résine phénolique.	6.8-11.0 kMc	80 mW
TR-220 B, C, D, E, F,	Oscillateur réflex, réglage par vis unique. Culot octal.	5925-7425 kMc	1 watt
VA-220J	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Culot octal.	4.9- 5.2 kMc	1 watt
VA-221 B, C, D, E, F,	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Culot octal.	5925-7425 kMc	100 mW
VA-223H	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Culot octal.	5.25-5.56 kMc	40 mW
VA-250 A, B, C,	Amplificateur à 4 cavités, gain : 50 db.	1700-2400 Mc	10kW(cw)
VA-5721	Oscillateur reflex à cavité externe. Culot en résine phénolique.	2.0-12.0 kMc	325-40 mW
VA-8230 - 8242	Amplificateur à trois cavités, gain : 40 db.	470-890 Mc	15 kW (cw)
VA-8310 - V/260	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Culot en résine phénolique.	8.5-10.0 kMc	135 mW
VA-8311 - V/261	Identique au type 260, avec l'axe d'accord à méplat.	8.5-10.0 kMc	135 mW
V-262	Identique au type V-260, avec surface de contact plaqué or.	8.5-10.0 kMc	135 mW
VA-8312 - V/270	Identique au V-260, excepté sorties en plastique moulé.	8.5-10.0 kMc	135 mW
VA-8313 - V/280	Oscillateur réflex. Réglage par vis et écrous. Culot en résine phénolique.	8.5-10.5 kMc	140 mW
VA-8315 - V/290	Identique au V-280, mais sortie en plastique moulé.	8.5-10.5 kMc	140 mW
VA-8315 - V/155	Oscillateur réflex. Réglage par vis unique. Sorties en plastique moulé.	8.5-10.0 kMc	140 mW
VA-8316 - V/151	Oscillateur réflex. Réglage par vis et écrous. Sorties en plastique moulé.	8.5-10.0 kMc	135 mW

ROCKE CERTIFIED

ROCKE INTERNATIONAL – BUREAU DE LIAISON

113, RUE DE L'UNIVERSITÉ, PARIS-7e • TÉL. : INV. 99-20

TÉLÉVISION SOUS-MARINE R. DERVEAUX

L'ÉQUIPEMENT DE TÉLÉVISION SOUS-MARINE DERVEAUX

Est destiné à l'exploitation subaquatique jusqu'à des fonds de 80 mètres.

★ La caméra portative est particulièrement adaptée au travail des plongeurs autonomes et des scaphandriers.

★ Le procédé d'analyse employé, utilisant la transmission de signaux simples, permet de relier la caméra au récepteur par un câble très souple de faible diamètre, augmentant considérablement la manœuvrabilité de l'équipement en plongée.

★ La caméra est équipée d'un hublot correcteur spécial, à grand champ d'utilisation permettant l'obtention d'images non déformées ★ Commande automatique électronique de diaphragme (rapport 4).

★ Toutes les commandes se font à partir d'un pupitre.

★ Tout l'équipement est entièrement tropicalisé.