

L'ONDE

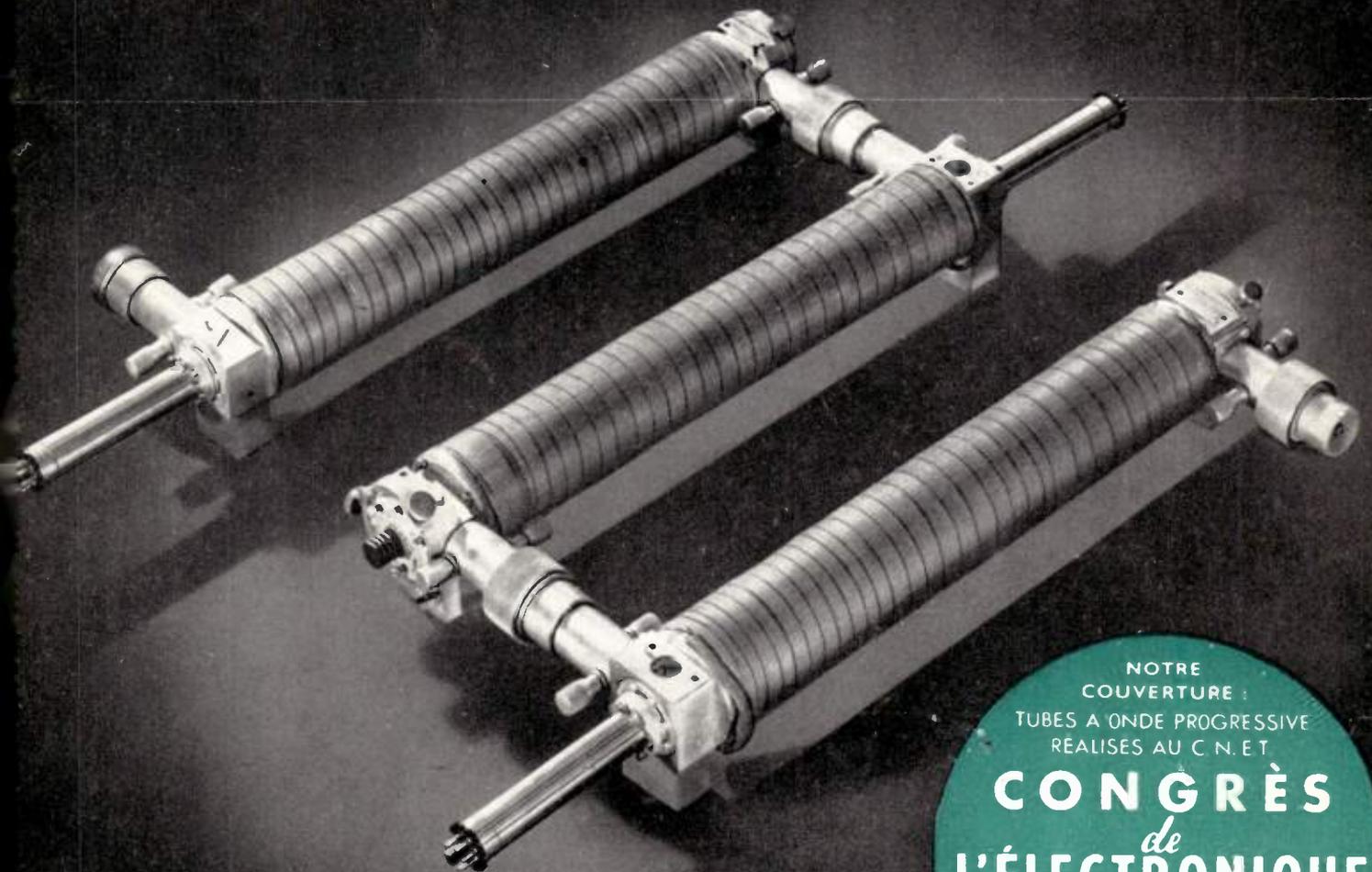
29^e ANNÉE N° 274

JANVIER 1950

PRIX : 160 FRANCS

ÉLECTRIQUE

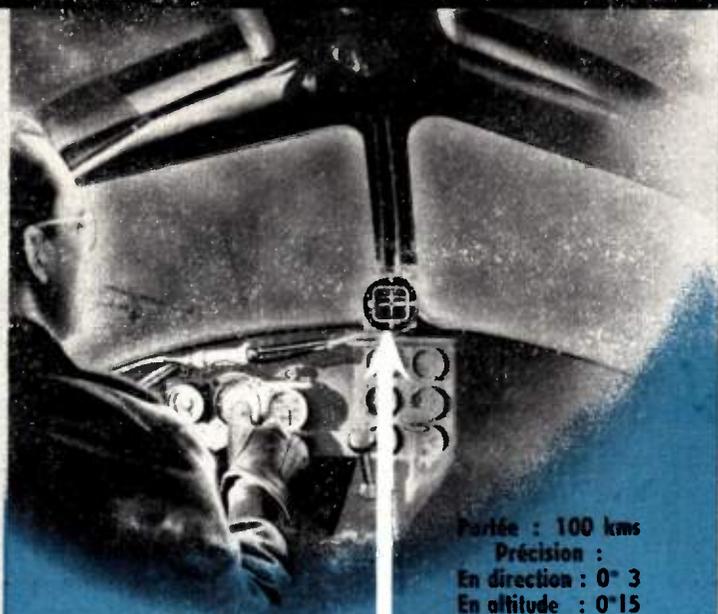
BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e



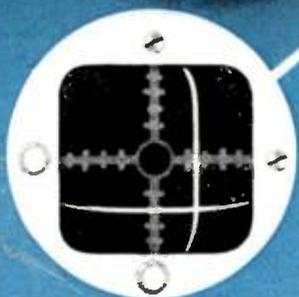
NOTRE
COUVERTURE :
TUBES A ONDE PROGRESSIVE
RÉALISÉS AU C.N.E.T

CONGRÈS
de
L'ÉLECTRONIQUE
ET DE LA RADIO-ÉLECTRICITÉ
PARIS
JANVIER
1950

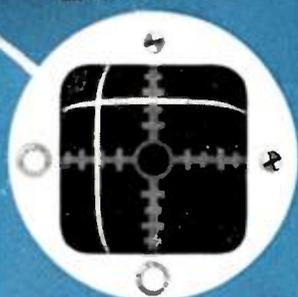
RADIO-ATTERRISSAGE SANS VISIBILITÉ...



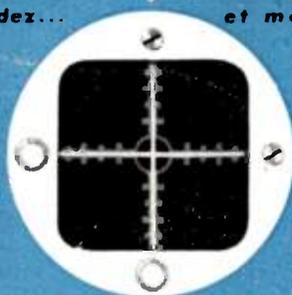
Portée : 100 kms
Précision :
En direction : 0° 3
En altitude : 0° 15



Allez à droite
et descendez...



Allez à gauche
et montez...



Vous êtes sur
la trajectoire



A.S V 23

ORF

APPLICATIONS DES
HYPERFREQUENCES
A LA SECURITE ET AU
CONTROLE DE LA
NAVIGATION AERIENNE

C^{IE} G^{LE} DE TELEGRAPHIE SANS FIL

CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES

23, RUE DU MAROC - PARIS-19^e - TÉL. BOT. 17-06, 66-50, 66-51

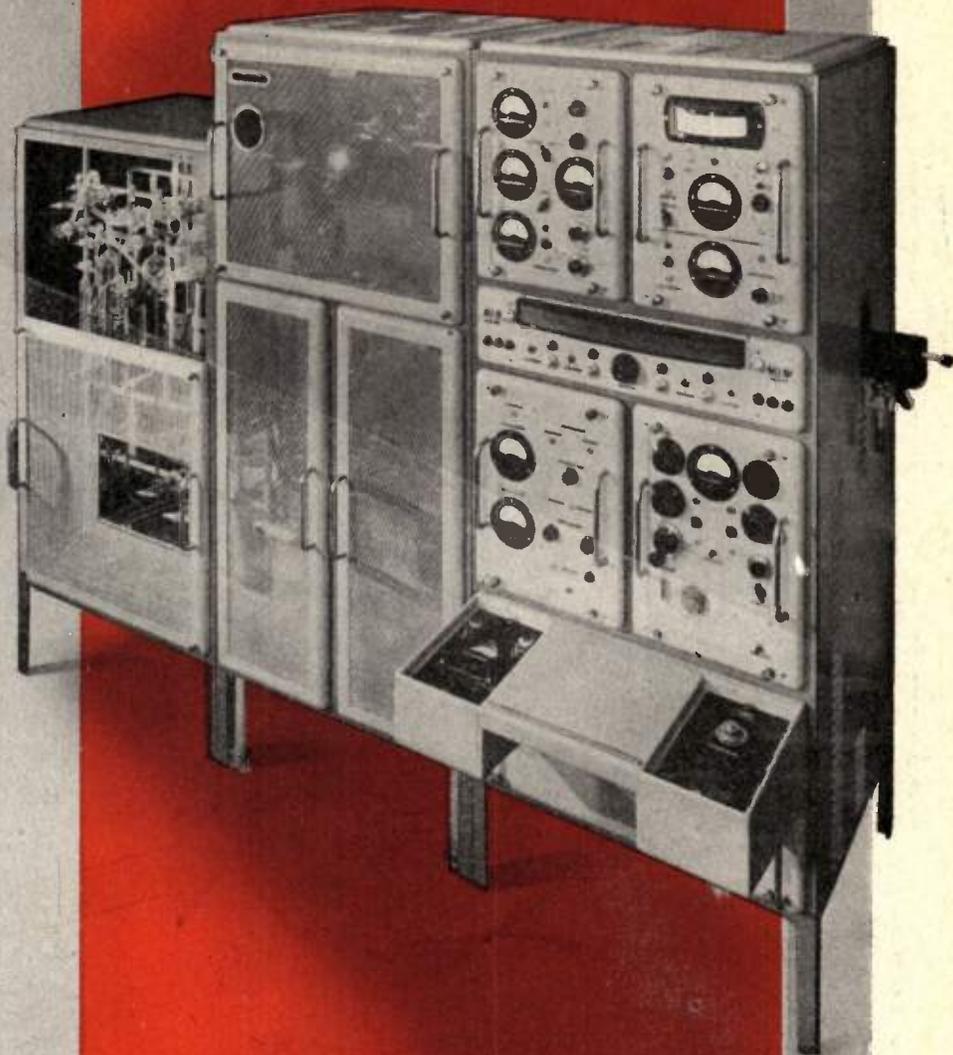
AGENCE PUBLÉDITIC DOMENACH

SPECTROMÈTRE DE MASSE...

TYPE SM 221

CSF

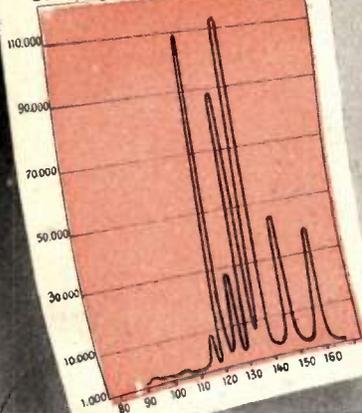
ANALYSE INDUSTRIELLE
DES MÉLANGES DE GAZ
ET DE VAPEURS
TRAVAUX de RECHERCHES
SUR LES ISOTOPES



CARACTÉRISTIQUES :

Pouvoir de résolution... : maximum 300
Échelle de masses... : de 1 à 300
Rapport d'abondance mesurable : minimum 1/30.000

XÉNON
Balayage électro-magnétique



C^{IE} G^{LE} DE TELEGRAPHIE SANS FIL
CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES

23, RUE DU MAROC - PARIS-19^e - TÉL. BOT. 17-06, 66-50, 66-51

AG. PUBLEDITEC DOMINACH

Contrôle *ÉLECTRONIQUE* des moteurs

TÉLÉCOMMANDE
D'UN TOUR
A REPRODUIRE

**TUBES
POUR APPLICATIONS
INDUSTRIELLES**



3868 A

Tétrade à Gaz



3866 A

Triode métallique
à gaz



3869 A

Tétrade métallique
à gaz



3867 A

Tétrade métallique
à gaz

★ **PUPITRE de COMMANDE**
permettant le choix de la
vitesse moyenne d'usinage.

★ **ENSEMBLE de CIRCUITS
ÉLECTRONIQUES**
assurant le réglage de la
vitesse.

LCT

Laboratoire Central de Télécommunications

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 60 000 000 DE FRANCS

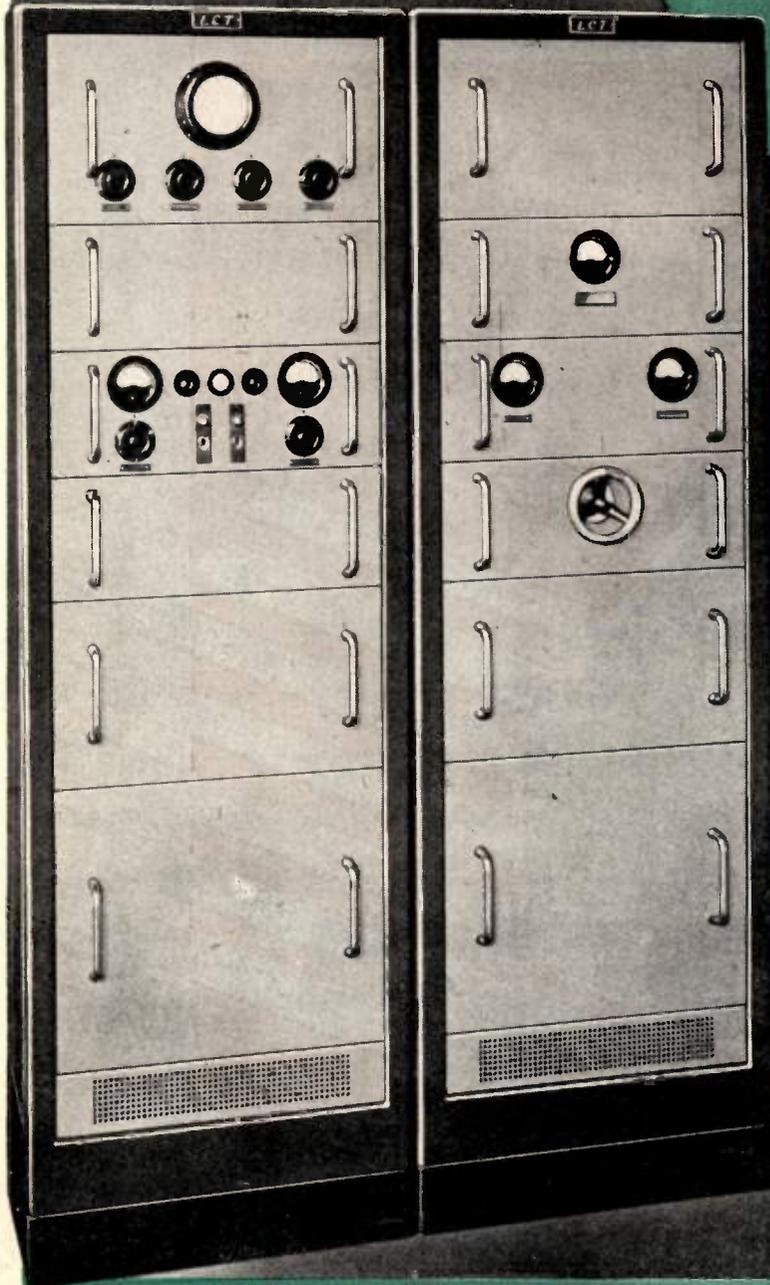
46, AVENUE DE BRETEUIL, 46
PARIS-VII^E

LA MODERNISATION DES RADARS

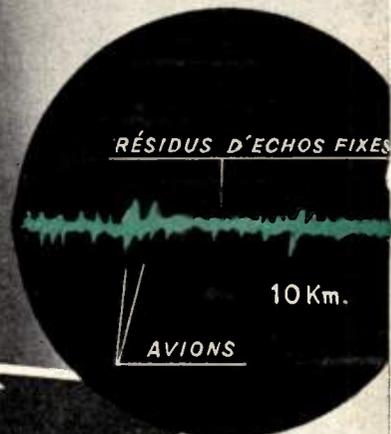
par
**L'ÉLIMINATION
DES ÉCHOS**
sur
OBSTACLES FIXES

LE Récepteur
DE RADAR
L.C.T.

**S'ADAPTE A LA PLUPART
DES RADARS EXISTANTS**



Dans la plupart des RADARS les échos provenant des avions rapprochés sont perdus dans les échos provenant des obstacles environnants tels que les collines.



Dans les RADARS à élimination des échos sur obstacles fixes, seuls les avions apparaissent.

L.C.T.

Laboratoire Central de Télécommunications

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 60.000.000 DE FRANCS

46, AVENUE DE BRETEUIL, 46
PARIS-VII^E

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMÉNACH

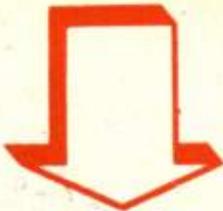
EXACTA

CONTRÔLEUR UNIVERSEL

de classe internationale

construit par

Carpentier



SPECIALISTE DEPUIS 1878
DES INSTRUMENTS
DE MESURE ÉLECTRIQUE

DE TABLEAU
DE CONTRÔLE
DE LABORATOIRE
DE PYROMÉTRIE



Par la seule

commutateur

RADIO permet

sion, d'intensité, de

cité, etc... (24 calibres)

sa robustesse, sa résistance

intérieure de 10.000 Ω/V en font un

instrument de mesure indispensable à toutes les techniques de la Radio

manœuvre de son

unique, l'EXACTA-

les mesures de ten-

résistance, de capa-

Sa précision, sa fidélité,

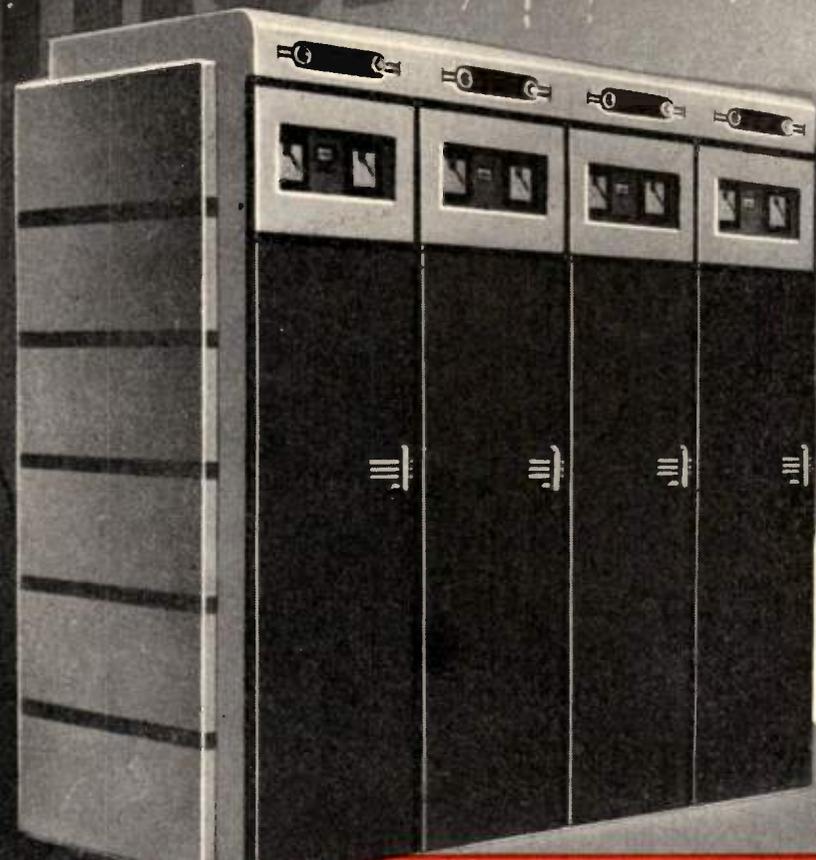
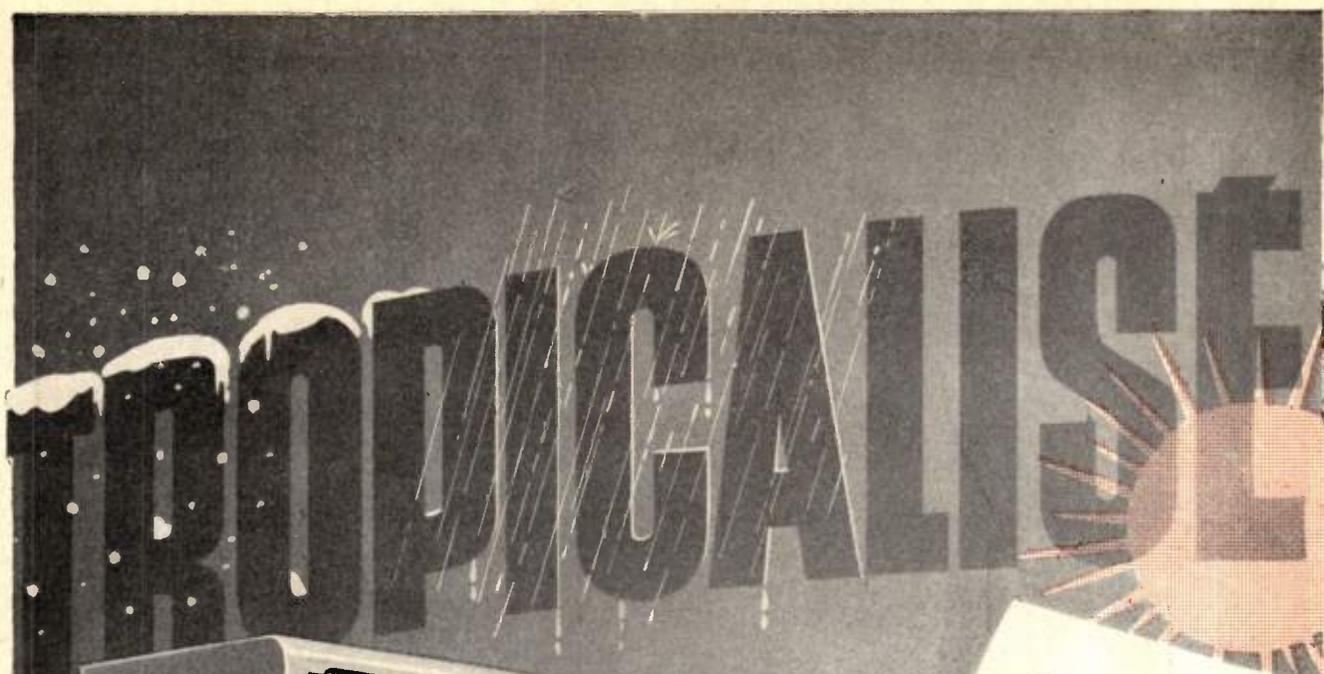
en font un

instrument de mesure indispensable à toutes les techniques de la Radio

Notice sur demande

SADIR CARPENTIER, 5, RUE MOLITOR, PARIS-16^e — TÉL. AUTEUIL 40-93

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 400 000 000 DE FRANCS



ÉMETTEUR
E. 346
CARACTÉRISTIQUES
TECHNIQUES

TYPE D'ÉMISSION :
 - Télégraphie pure
 - Télégraphie modulée
 - Téléphonie

GAMME COUVERTE :
 - 255 Kc/s à 28 Mc/s

STABILITÉ :
 - Egale à 10^{-4}

PUISSANCE MIN. :
 - 1 Kw en télégraphie
 - 1 Kw porteuse en téléphonie

SADIR - CARPENTIER



101, BOUL. MURAT - PARIS-16° - TÉLÉPHONE : AUT. 81-25

S. A. CAP. DE 400.000.000 DE FRF - RÉG. PROD. 8998 - SEINE C. A. O.



**SOCIÉTÉ FRANÇAISE
RADIOÉLECTRIQUE**

79, Boulevard Haussmann, PARIS-8^e - ANJOU 84-60

Tous tubes et lampes

DE LA



SUBMINIATURE



MINIATURE



MAGNÉTRON
POUR RADAR

KLYSTRON



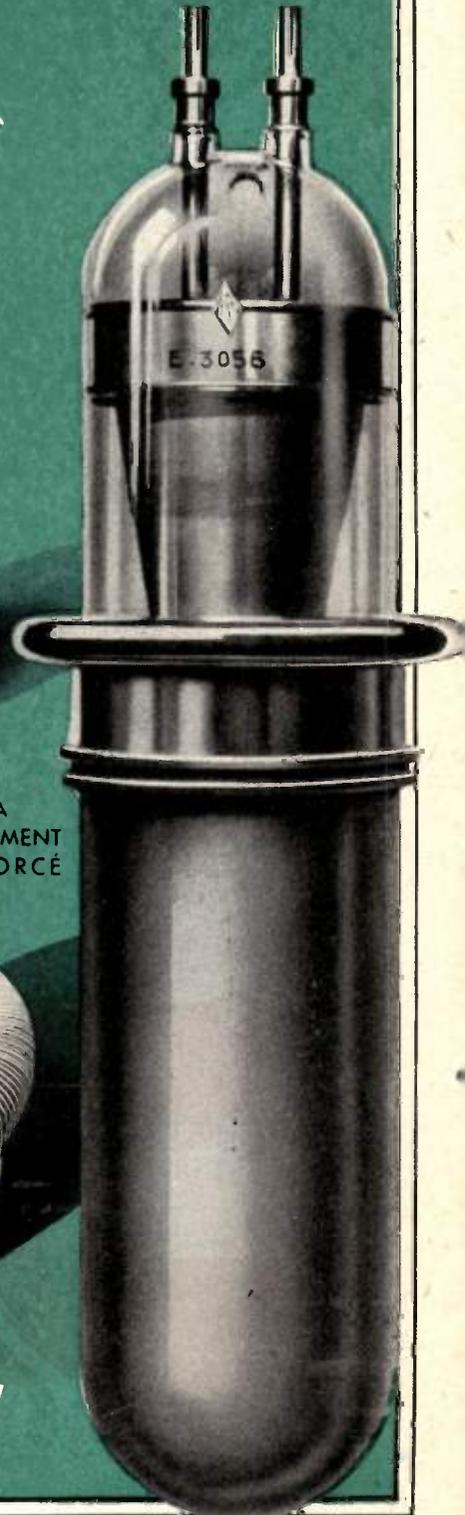
TUBES A
REFROIDISSEMENT
PAR AIR FORCÉ



THYRATRONS
A USAGES
INDUSTRIELS



E1556A



A LA TRIODE DE 300 kW

SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE

79, Boulevard Haussmann, PARIS-8^e - ANJOU 84-60



Communications Multiplex



ENSEMBLE ÉMETTEUR - RÉCEPTEUR
TRANSPORTABLE POUR MULTIPLEX
A IMPULSIONS - 6 CANAUX

et portes mobiles

ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR A
MODULATION DE FRÉQUENCE
A 4 OU 10 FRÉQUENCES
PRÉRÉGLÉES.

ENSEMBLE TERMINAL
NORMALISÉ
DE CABLE HERTZIEN
60 CANAUX A
MODULATION DE FRÉQUENCE



Toutes

**LES APPLICATIONS
DE
L'ELECTRONIQUE**



**COMPAGNIE FRANÇAISE
THOMSON-HOUSTON**

GROUPE ÉLECTRONIQUE
4, Rue du Fosse-Blanc, GENNEVILLIERS (Seine)





Câbles T.H.F.

NOS CABLES pour hautes et très hautes fréquences, couvrent toute la gamme des impédances de 37 à 300 ohms.

★ **LE POLYÉTHYLÈNE** employé comme isolant réduit considérablement les pertes diélectriques.

★ **LE CHLORURE DE POLYVINYL**
« HAVRINYL »

incombustible assure une protection électrique et mécanique parfaites.

★ **LA SÉVÉRITÉ DE NOS CONTRÔLES** garantit la qualité irréprochable de nos fabrications.

★ **NOS LABORATOIRES DE RECHERCHES** sont à votre disposition pour toutes études spéciales.

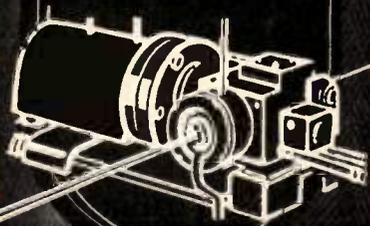
RADARS
Radiodiffusion
TÉLÉVISION

★
CABLES ISOLÉS
AUX MATIÈRES
SYNTHÉTIQUES

●
POLYTHÈNE
CHLORURE DE
POLYVINYLE, ETC.

★
PRINCIPALES
Références

INSTALLATION DE DÉTECTION
ÉLECTROMAGNÉTIQUE A BORD
DES NAVIRES DE GUERRE
ÉQUIPEMENT DE STATIONS
D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION
RADIO ÉLECTRIQUES des P.T.T.
etc., etc...



TLH



TRÉFILERIES & LAMINOIRS DU HAVRE

BOULEVARD ANNYMÉ A 3 132.000.000 FRANCS

SIÈGE SOCIAL : 28, RUE DE MADRID — PARIS-8^e — TÉLÉPHONE : LABORDE 73-20
DÉPARTEMENT DES FILS ET CABLES ISOLÉS 254, Rue du GI-LECLERC, ST MAUR, E. Seine ENT. 39 60

20 années
de
RECHERCHES
dans
LE DOMAINE
des
câbles hertziens

TÉLÉVISION
A
HAUTE DÉFINITION
SYSTÈMES
RADIOTÉLÉPHONIQUES
MULTIPLEX
12, 24, 60, 240 VOIES

•
ONDES MÉTRIQUES
DÉCIMÉTRIQUES
CENTIMÉTRIQUES

•
MODULATION DE
FRÉQUENCE
MODULATION
D'IMPULSIONS

1930



1950



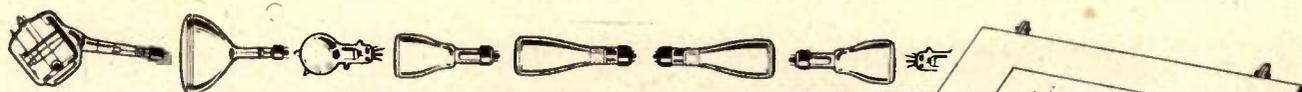
LCT

Laboratoire Central de Télécommunications

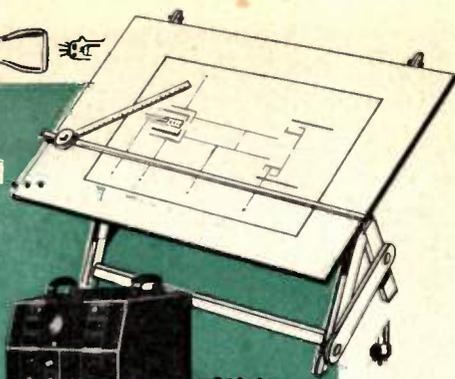
SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 60 000 000 DE FRANCS

46, AVENUE DE BRETEUIL, 46
PARIS-VII^E

AGENCE PUBLEDITEC-DOMENACH



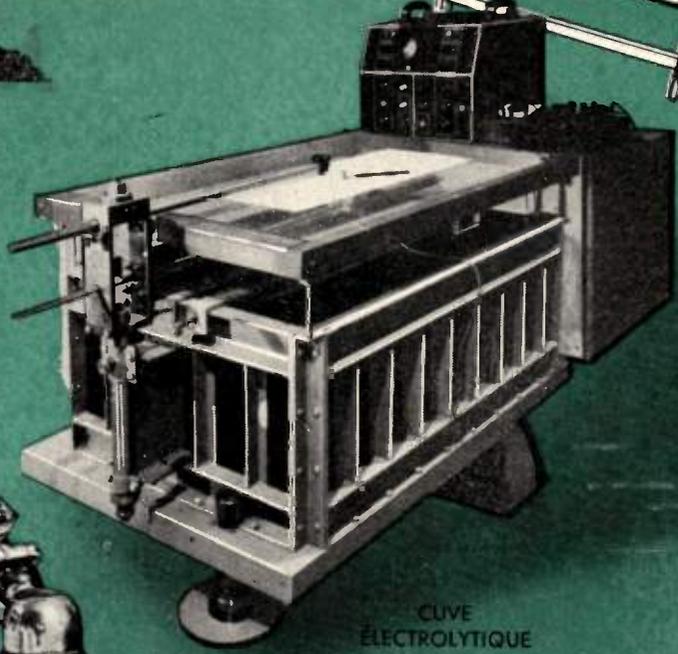
de la TABLE A DESSIN



LABORATOIRE
de
RECHERCHES
ÉLECTRONIQUES



CORBEVILLE
(Seine-et-Oise)



CUVE
ÉLECTROLYTIQUE



TUBE
DÉMONTABLE

Compagnie pour
la fabrication des
COMPTEURS

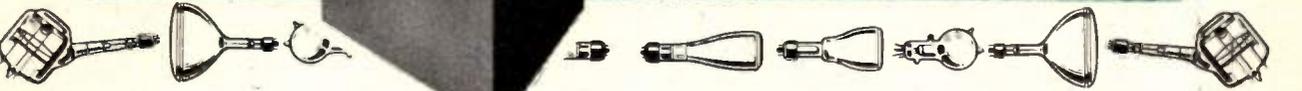
et
Matériel d'Unités à la
MONTRouGE

12, Place des États-Unis
ALÉ. 58-70



BANC
D'ESSAIS ET DE
MESURES

à la RÉALISATION INDUSTRIELLE



AG PUBLÉDITEC-DOMENACH

PARTOUT, ET SANS ÉMETTEUR DE TÉLÉVISION...



**J'étudie
Je règle
Je dépanne**
tous récepteurs avec...

L' "ULTRAMIRE"

Licence ULTRAVISION * Breveté S.G.D.G.

GÉNÉRATEUR PORTATIF DE SIGNAUX DE TÉLÉVISION

- dépannage et mise au point
- construction de postes même dans les régions hors émission
- travaux de laboratoire
- Fonctionnement sur 455 et 819 lignes (40 à 55 Mc/s, 165 à 235 Mc/s)
- Signaux à vidéo-fréquences et HF
- Synchro positive ou négative
- Dimensions : 440 x 170 x 240 mm. Poids : 7 kgs

Notice sur demande à la

SOCIÉTÉ
OMEGA

DÉMONSTRATION :
15 rue de Milan, PARIS IX^e - Tél. TRI. 17-60

MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE, TÉLÉPHONIQUE ET DE

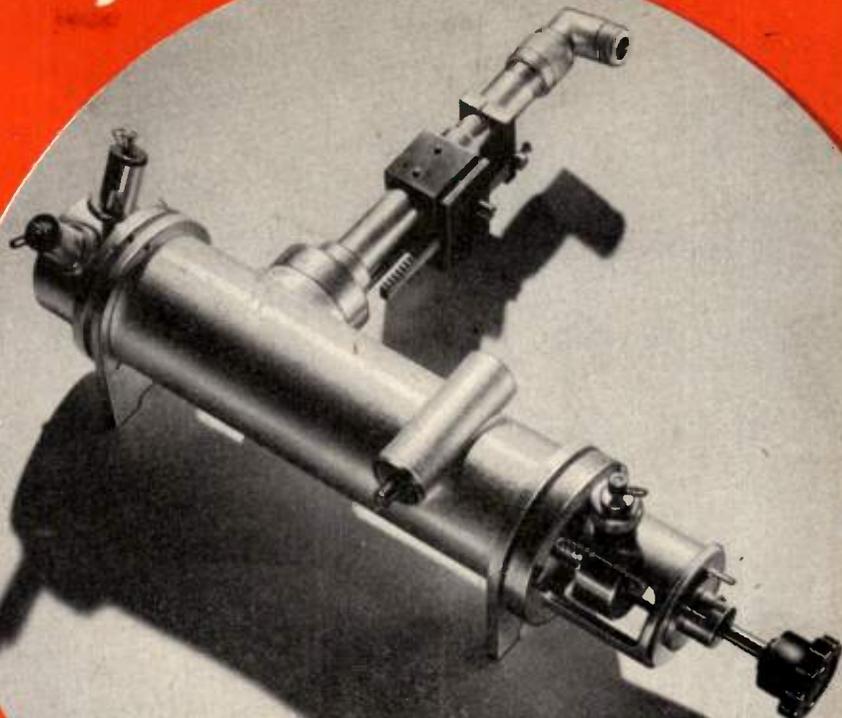
PHYSIQUE INDUSTRIELLE

USINE - SERVICE COMMERCIAL : 106, rue de la Jarry, VINCENNES - Tél. : DAU. 43-20 et la suite
USINE A LYON-VILLEURBANNE - 11-17, rue Songieu - Tél. : VIL. 89-90 et la suite

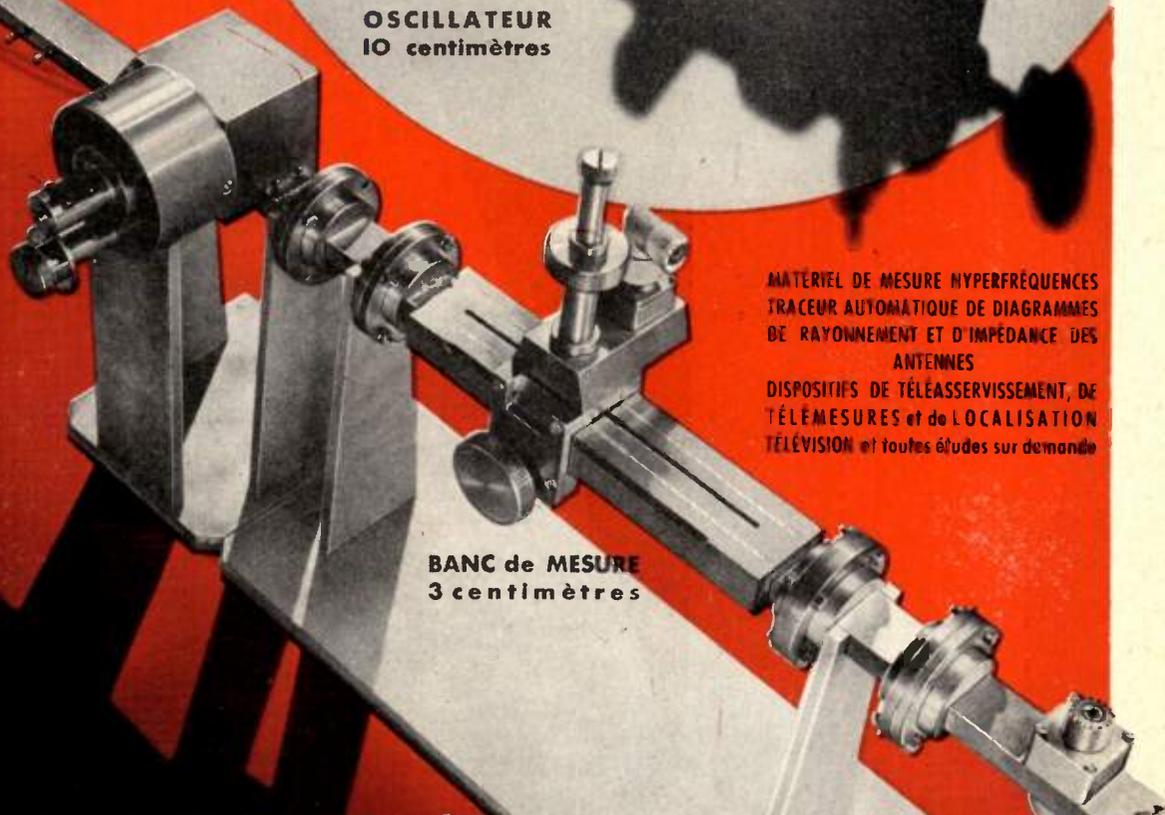
Pub. Sj.

Hyperfréquences...

**ET TOUTES
APPLICATIONS
DE
L'ÉLECTRONIQUE**



**OSCILLATEUR
10 centimètres**



**BANC de MESURE
3 centimètres**

MATÉRIEL DE MESURE HYPERFRÉQUENCES
TRACEUR AUTOMATIQUE DE DIAGRAMMES
DE RAYONNEMENT ET D'IMPÉDANCE DES
ANTENNES
DISPOSITIFS DE TÉLÉASSERVISSEMENT, DE
TÉLÉMESURES et de LOCALISATION
TÉLÉVISION et toutes études sur demande



LABORATOIRES R. DERVEAUX

UN CAPITAL DE 4.000.000 DE FRANCS

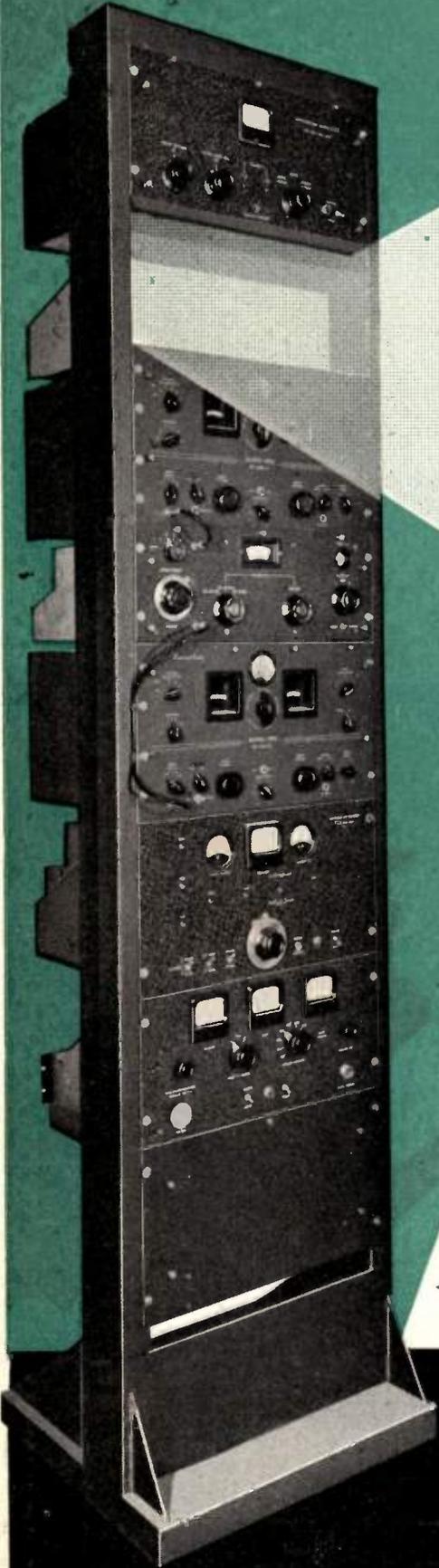
USINE
115, RUE DES DAMES - PARIS-17^e
TÉL. : CARNOT 37-24

BUREAUX & LABORATOIRES
64, RUE DU CHÂTEAU - BOULOGNE-SUR-SEINE
TÉL. : MOLITOR 49-38

AG. PUB. DITEC-DOMENACH

Télégraphie à déplacement

FRÉQUENCE



TONÉ KEYER

SRG - 1002

LA RADIOTÉLÉGRAPHIE A DÉPLACEMENT DE FRÉQUENCE (FREQUENCY SHIFT TELEGRAPHY) SE DÉVELOPPE RAPIDEMENT — PARTOUT OU IL S'AGIT D'ACTIONNER PAR LIAISON RADIOÉLECTRIQUE DES SYSTÈMES MÉCANIQUES (TÉLÉIMPRIMEUR) — ELLE SURCLASSE TOUTES LES AUTRES MÉTHODES DE TRANSMISSION — STCP —
M. F. A. R. TITULAIRE POUR LA FRANCE ET UNION FRANÇAISE DES BREVETS DE LA SOCIÉTÉ "PRESS WIRELESS" PEUT FOURNIR TOUT MATÉRIEL SAUF ÉMETTEUR DE PUISSANCE, NÉCESSAIRE A NOUVELLES INSTALLATIONS OU A MODERNISATION D'ANCIENNES — STOP —
EN PARTICULIER TONE KEYER ÉMISSION ET RÉCEPTION LIMITEUR DÉTECTEUR AVEC ET SANS INDICATEUR DE SHIFT ET RÉCEPTION D. C. KEYERS ETC —

MANUFACTURE FRANÇAISE

d'appareils

DE RADIOTÉLÉPHONIE

18, RUE DE SAISSET — MONTROUGE (SEINE) — TÉLÉPHONE : ALÉSIA 28 57

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

LES MEILLEURES
marques
AMÉRICAINES

FRUITS DES TRAVAUX DE RECHERCHES
DES PLUS GRANDS LABORATOIRES
AMÉRICAINS DES ÉQUIPES DE
techniciens d'élite
SONT REPRÉSENTÉES DEPUIS PLUS DE
20 ANS EN FRANCE PAR LES
Ets. RADIOPHON

ANALYSEUR DE
VIBRATIONS



OSCILLOGRAPHE
A DOUBLE FAISCEAU



KILOWATTMÈTRE
DE HAUTE PRÉCISION



GENERAL RADIO
CY

APPAREILS DE
MESURES
RADIOÉLECTRIQUES



ALLEN B. DU MONT

TUBES ET
OSCILLOGRAPHES
CATHODIQUES



ELECTRICAL INSTRUMENTS

APPAREILS DE
MESURES
ÉLECTRIQUES

CONSULTEZ L'AGENT GENERAL

ÉTABLISSEMENTS

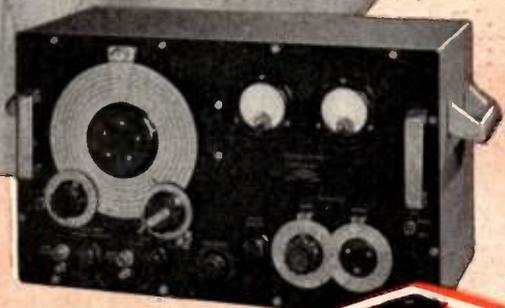
RADIOPHON

50, Rue du Faubourg-Poissonnière, PARIS (10^e) TÉL.: PROVENCE 52-03
52-04

AG. PUBLIÉC. DOMENACH

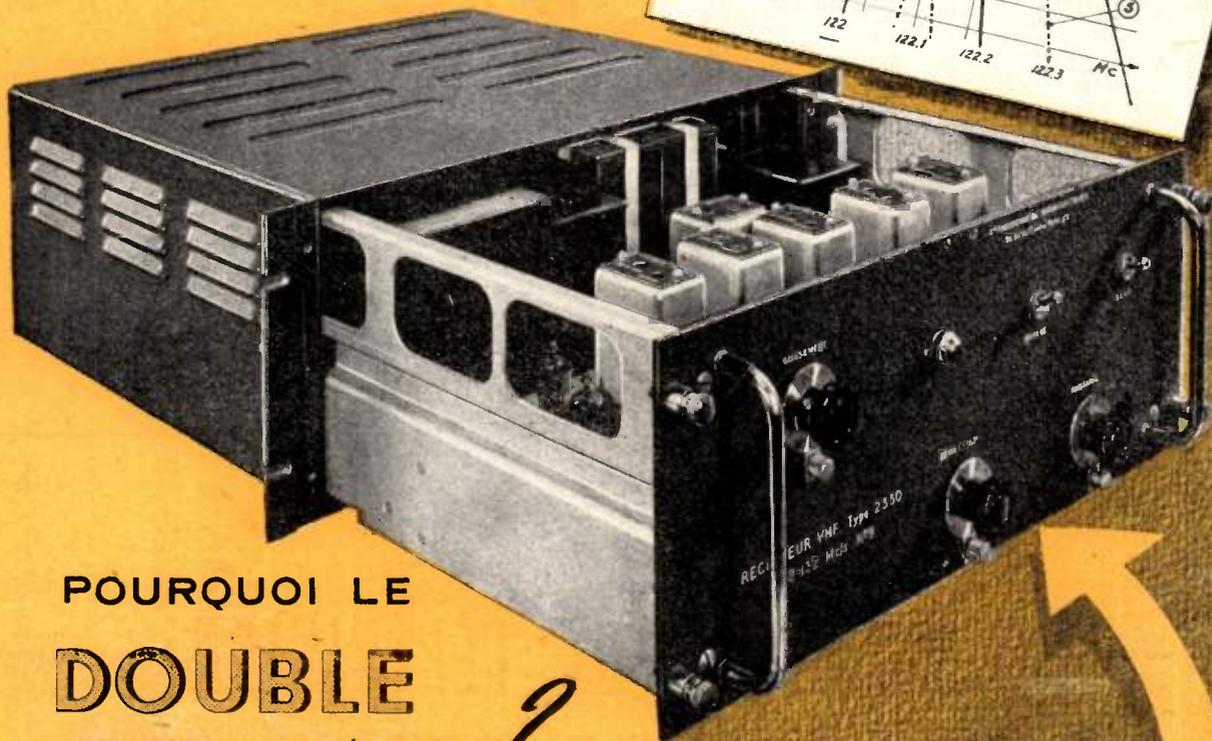
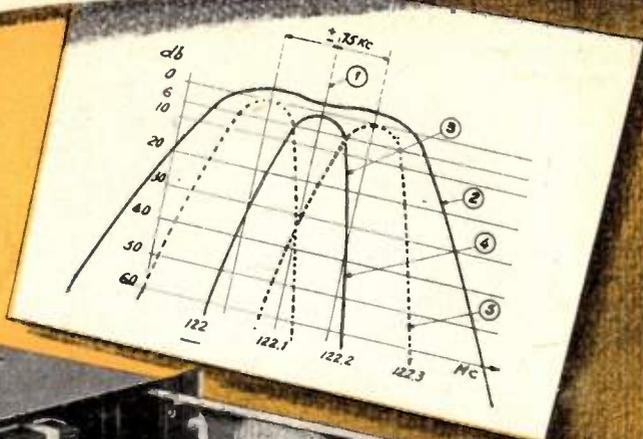


Anne Geffroy



Les premiers générateurs français
à Ondes Courtes 4.000 Mcs
1.000 Mcs
10.000 Mcs

Du nouveau en V.H.F. !



POURQUOI LE DOUBLE CHANGEMENT de FRÉQUENCE ?

- SÉLECTIVITÉ PLUS POUSSÉE (± 200 Kc à 60 db)
- GAIN M.F. PLUS ÉLEVÉ (120 db)
- RÉGLAGE DE FRÉQUENCE DIRECT OU A DISTANCE. (± 75 Kc)
- PERFORMANCES STABLES

★

Récepteur à fréquence unique H.F.

1,2/30 Mc \pm 4 Kc

Récepteur Tropicalisé à fréquence unique H.F.

1,5/30 Mc \pm 5 Kc

Récepteur Tropicalisé à fréquence unique V.H.F.

108/132 Mc \pm 75 K

Récepteur de Trafic tropicalisé H.F. 1,75/40 Mc.



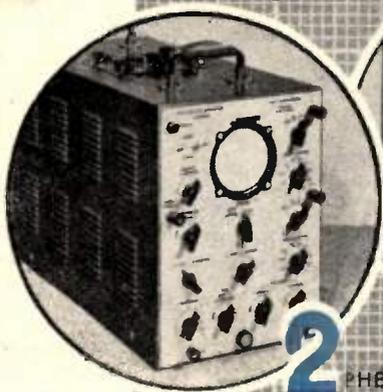
SOPAREL

54, RUE DU THÉÂTRE
PARIS (15^e) - FRANCE

WRITE FOR
COMPLETE
INFORMATION

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH

EXAMEN SIMULTANÉ de 2 à 5 PHÉNOMÈNES



2 PHÉNOMÈNES
Oscillographe
Bicourbe



3 PHÉNOMÈNES
Commutateur 2 et 3 courbes
pour oscillographe



5 PHÉNOMÈNES
Oscillographe
3, 4 et 5 courbes



RIBET & DESJARDINS

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

ACTA

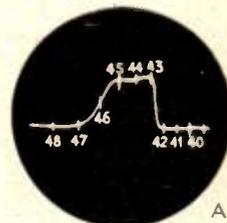
WOBULATEUR DE TÉLÉVISION

TYPE 408 A



PERMET L'OBSERVATION DIRECTE

- de la courbe de sélectivité (A)
- de la bande passante totale (B)
- des signaux de synchronisation (C)



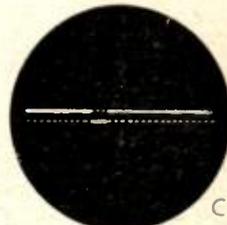
A

CONVIENT

- au laboratoire
pour étude et mise au point
- à la fabrication
pour réglage et contrôle
en fin de chaîne



B



C

gamme fréquence
0-25 Mc et 40-50 Mc
profond' modulation
 $\pm 5,5$ Mc
marqueur au quartz
1 et 5 Mc



RIBET & DESJARDINS

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



Sécurité

AÉRIENNE

RADIOTHÉODOLITE et BALLON SONDE

Transmission des conditions
atmosphériques rencontrées
en altitude : **PRESSION, TEMPS,
HUMIDITÉ, VITESSE et DIRECTION
du VENT.**

"FAC SIMILE"

Diffusion rapide par radio
ou fil de tous documents, et
particulièrement des cartes,
coupes et instructions
météorologiques.

AUTRES FABRICATIONS
ÉMETTEURS RÉCEPTEURS
VOITURES — LIAISONS
DUPLEX V. H. F. — ÉQUIPE-
MENTS TÉLÉPHONIQUES
ET RADIOTÉLÉPHONIQUES
POUR RÉSEAUX SPÉCIAUX

PIÈCES DÉTACHÉES PROFESSIONNELLES

(fiches coaxiales et supports
de lampes FLUON, etc...)

MÉTOX

Société à Responsabilité Limitée au Capital de 7.000.000 de Francs
Siège Social : 124, RUE RÉAUMUR - PARIS (2^e)

USINE : 86, RUE VILLIERS DE L'ISLE-ADAM, PARIS-XX^e - MEN. 31-10 et 11

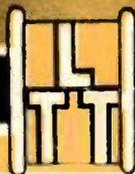
MATÉRIEL POUR L'APPLICATION DE L'ÉLECTRONIQUE A L'INDUSTRIE - LA PHYSIQUE ET LA RADIO

AGENCE : PUBLIÉDITEC-DOMENACH

APPAREILS de **CONTROLE**
électroniques



APPAREILS DE MESURE
POUR HYPERFRÉQUENCES
o
LOCALISEURS de DÉFAUTS
PAR IMPULSIONS



DIRECTION SERVICES COMMERCIAUX
89, RUE DE LA FAISANDERIE - PARIS (16^e)

SERVICES D'INSTALLATION LABORATOIRES
TÉLÉPHONE: TROCADÉRO 12-71 et 12-85

RADIOFOTOS

FABRICATION
GRAMMONT



TUBES

"MINIATURE"
Type International

LICENCE R.C.A.

SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

S^{TÉ} DES LAMPES FOTOS

11, Rue Raspail - MALAKOFF (Seine)
Tél: ALÉ. 50-00 • Usines à LYON

PUBL. RAPHY

en tête
de la
technique!
moderne!



LES ÉTABLISSEMENTS
DE PRÉSALÉ
présentent un

OSCILLOSYNCHROSCOPE

TYPE RP 20

BANDE (a) Amplificateur vertical : $\pm 0,5$ db de 10 cycles à
PASSANTE (b) Amplificateur horizontal : $\pm 0,5$ db de 10 cycles à

VINGT MEGACYCLES

BASES DE TEMPS

- a) Balayage relaxé : 1,4 CYCLES à 1,2 MEGACYCLES
- b) Balayage déclenché : 4 MICROSECONDES à 4 MILLISECONDES

MARQUEUR

- a) Marquage fixe à 1 et 10 microsecondes
- b) Marquage variable progressivement entre 1 et 50 microsecondes avec étalonnage direct en temps

Tube cathodique : OE 411 PA (11 cm.)

Stabilité : aucune perturbation mesurable pour $\pm 10\%$ de variation de la tension du secteur

ALIMENTATION : 110 volts alternatif monophasé - **CONSOMMATION** : 600 watts - **DIMENSIONS** : 1^m50x0^m56x0^m64 - Poids 100 kgs environ

CERTIFICAT D'ESSAI DU LABORATOIRE NATIONAL RADIO N° 236

RÉFÉRENCES : P.T.T. - GUERRE - TRAVAUX PUBLICS etc.

DE PRÉSALÉ

MAISON FONDÉE EN 1910

104, 106, RUE OBERKAMPF, PARIS - OBE. 51-16

UTILISEZ LA HAUTE FRÉQUENCE

Pour diminuer vos prix de revient. Pour améliorer la qualité de vos fabrications.

STEL

le plus important constructeur français met à votre disposition une gamme complète de générateurs de 50 à 250 kW pour toutes applications du chauffage par pertes diélectriques : **Plastique, caoutchouc, bois, Industries alimentaires, verre**
Chauffage par induction : **Trempe superficielle, brasage, soudure, frittage, dégazage, etc..**
Vous devez être renseignés sur les techniques modernes.
c o n s u l t e z - n o u s



GÉNÉRATEUR "STEL" TYPE 2549 P.



S. A. R. L. AU CAPITAL DE 45.000.000 DE FRANCS
7, RUE MORET - PARIS-XI' - OBE. 39-89

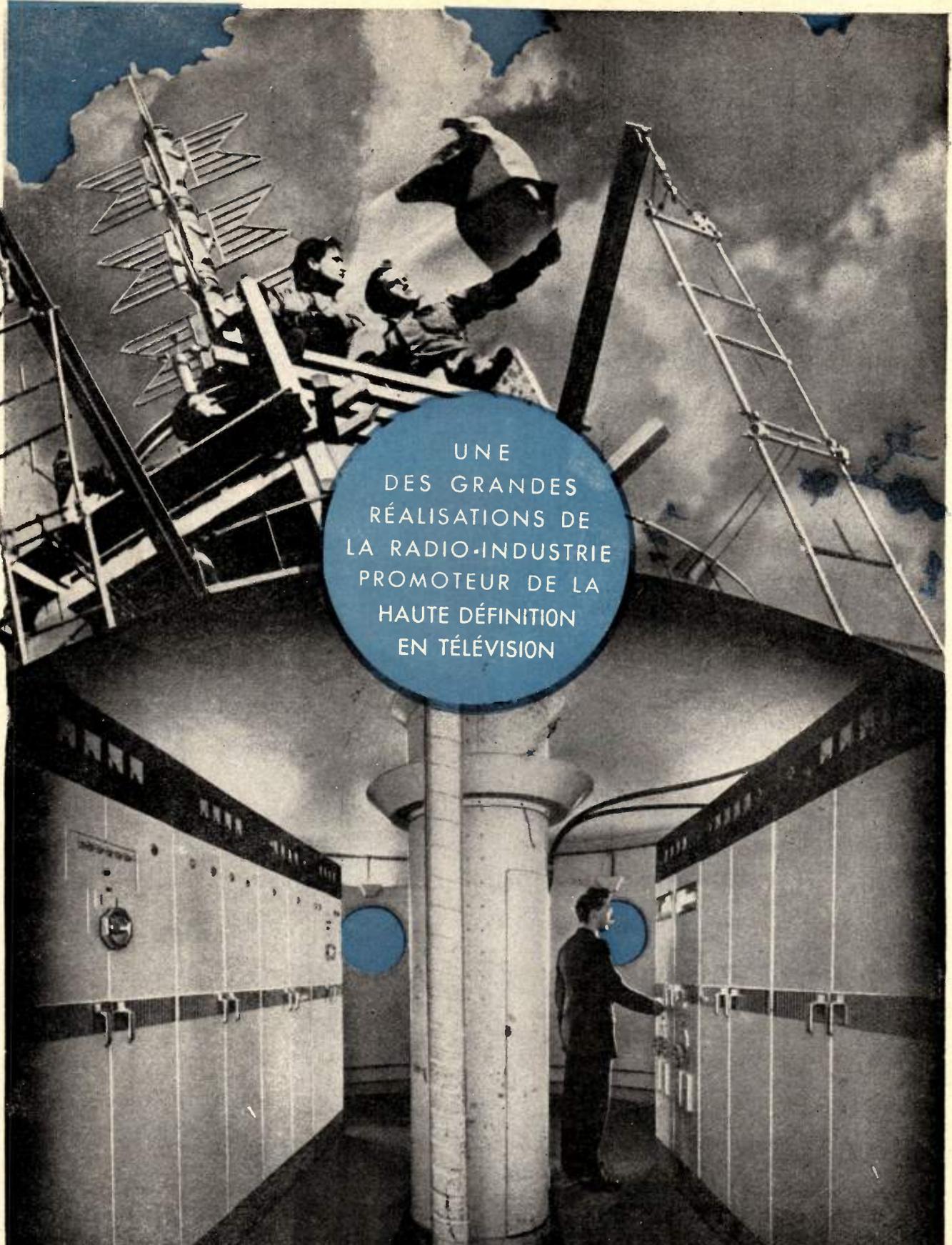


Installations de Studios
DE
RADIODIFFUSION
TÉLÉPHONIE
à longue distance
Répéteurs
Courants porteurs
**APPAREILS
DE MESURES**

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

DÉPARTEMENT CABLES ÉLECTRIQUES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS
51, RUE DE L'AMIRAL MOUCHEZ, PARIS-13^e. GOB. 85-90

Giorgi



UNE
DES GRANDES
RÉALISATIONS DE
LA RADIO-INDUSTRIE
PROMOTEUR DE LA
HAUTE DÉFINITION
EN TÉLÉVISION

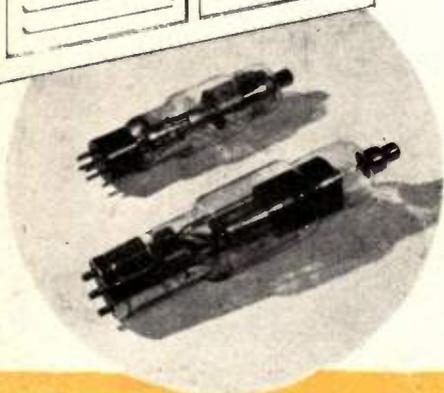
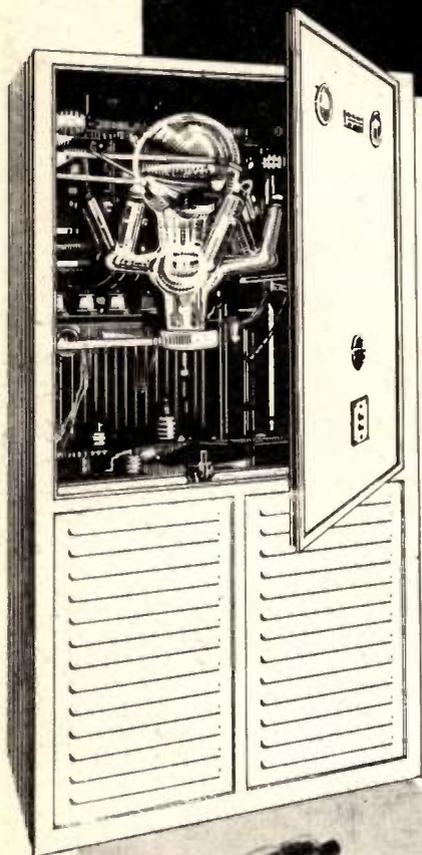
LA RADIO INDUSTRIE

55 à 59, Rue des Orteaux, PARIS-20^e

TÉLÉPH.: ROQ. 26-71

LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

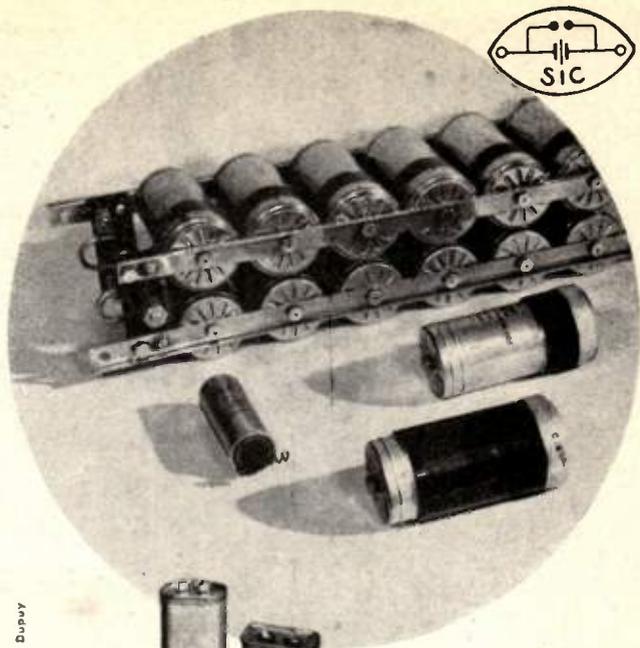
12, AVENUE DU MAINE
PARIS - XV^e
Téléph. LITré 90-13



Redresseur de courant

A VAPEUR DE MERCURE

VALVES THERMO-IONIQUES
THYRATRONS
LAMPES A RAYONS U. V.
INTERRUPTEURS A MERCURE
MACHINES A REPRODUIRE LES PLANS



R. L. Dupuy

S.I.C.

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS
SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 20.000.000 DE FRANCS
95 à 101, rue Bellevue — COLOMBES (Seine)
Téléphone : CHArlebourg + 29-22

CONDENSATEURS FIXES
pour toutes applications électriques et électroniques

R. L. Dupuy



CONDENSATEURS MICA
POTENTIOMÈTRES
RHEOSTATS
RÉSISTANCES
TRANSFORMATEURS
RÉGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION

M. C. B. ET VÉRITABLE ALTER

S. A. R. L. au Capital de 35.000.000 de francs
11, Rue Pierre Lhomme, COURBEVOIE (Seine)
Tél. DEF. 20-90

Fin prêts POUR "VOTRE SERVICE"



CONTROLEUR "612"

26 SENSIBILITÉS

vols continus et alternatifs (4000 Ω p. V.)
MILLIS CONTINUS - OUTPUTMÈTRE - OHM-
MÈTRE - CAPACIMÈTRE - DÉCIBELMÈTRE
Protection par verrouillage automatique du
secteur en ohmmètre et capacimètre. —
Coffret bakélite.



LAMPÉMÈTRE TYPE "751"

Tableau tambour à lecture automatique.
Mesure les tubes européens et américains de
n'importe quel modèle y compris miniatures
et Rimlock. Un seul support par culot. Sélec-
teur combiné pour la mesure des lampes à
sorties multiples. Echelle de lecture spéciale
pour diodes. 16 tensions de chauffage.
1,5 à 117 V. Ajustage du secteur.



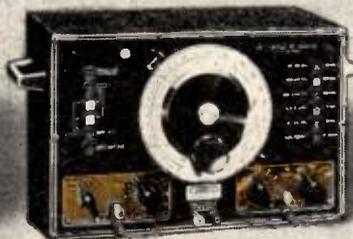
VOLTMÈTRE ELECTRONIQUE "841"

MESURE LES TENSIONS CONTINUES de 1,5 V
à 1500 V. avec résistance interne de 2000 Ω
p. V. lecture possible à partir de 20 mV. Une
probe permet la mesure des tensions jusqu'à
10.000 V. MESURE LES RÉISTANCES de
0,5 Ω à 2000 M Ω . MESURE LES TENSIONS
alternatives B.F. et H.F. depuis 0,1 à 150 V
entre 50 c/s et 50 Mc/s.



HÉTÉRODYNE "722"

5 gammes H.F. de 80 KHz à 26 MHz. Une
gamme M. F. étalée 420 à 520 KH.z.
Modulation B.F. à 400 pps. Profondeur de
modulation 40%. Tension de sortie variable.
Une douille pour H.F. de 0 à 0,1 V. Une
douille pour H.F. 0 à 1 millivolt. Une douille
B. F. 10 V. — Alimentation tous courants.
Coffret givré noir.



GÉNÉRATEUR de SERVICE "521"

6 gammes H.F. de 80 KHz à 26 MHz. Une
gamme M. F. étalée. 9 points fixes d'aligne-
ment repérés sur cadran. Tension de sortie
H. F. variable. 3 Fréquences de modulation.
Taux de modulation réglable de 0 à 60%.
2 sorties H.F. et B.F. 3 gammes B.F. Tension de
sortie B.F. variable. Aliment. p/ transformateur



BOÎTE DE SUBSTITUTION "631"

pour dépannage par méthode de substitution
complètement indispensable pour qui pratique
la méthode de dépannage dynamique, per-
met de faire varier les éléments des circuits
pendant le fonctionnement du récepteur.
6 contacteurs rotatifs. Trois décades R 1, R 2
et C. — Coffret métallique givré.



CONTROLEUR "311"

Consultez...

CENTRAD

2, RUE DE LA PAIX - ANNECY (HAUTE-SAVOIE) FRANCE



CADRAN PROFESSIONNEL

AGENCES : PARIS - LYON - NANCY - MARSEILLE - NANTES - STRASBOURG - DIJON - LILLE - LIMOGES - ALGER - ORAN
CASABLANCA - TANANARIVE - SAIGON - SUISSE - HOLLANDE - BELGIQUE - GRÈCE - ESPAGNE - TCHÉCO - ARGENTINE



EMETTEURS ET REÇEPTEURS POUR STATIONS
FIXES DE RADIODIFFUSION ET DE RADIO
COMMUNICATIONS ● EMETTEURS-REÇEPTEURS
MOBILES ● TELEVISION ● ATERRISSAGE SANS
VISIBILITE, SYSTEMES DE NAVIGATION ● TUBES
ELECTRONIQUES ET QUARTZ PIEZO ELECTRIQUES
● REÇEPTEURS DE RADIODIFFUSION ● MICRO-
PHONES, PUBLIC-ADRESS, EQUIPEMENTS DE STUDIO

Radio **L.M.T.**

Le Matériel  Téléphonique

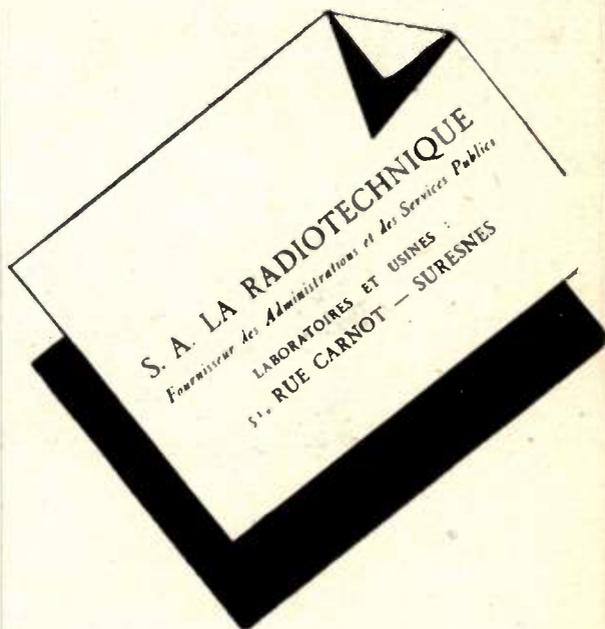
Société Anonyme Capital 600.000.000 de Francs

46, Quai de Boulogne, BOULOGNE-BILLANCOURT



TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES

Ondes courtes - Amplificateurs de lignes
Préamplis - Mesures - Télécommande



9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8^e



SIÈGE SOCIAL
74, RUE DE LA FÉDÉRATION
PARIS-15^e - TÉL. SUP. 58-96

S.A.R.L. au CAP. de 10.000.000 F.
FILIALE A CASABLANCA
91, RUE RAYMOND-MONOD - TÉL. A 23-50

USINE
17 et 19, RUE D'OUessant
PARIS-XV^e - TÉL. SÈG. 47-72



APPAREIL N. O. R.

★ EXTENSOMÉTRIE

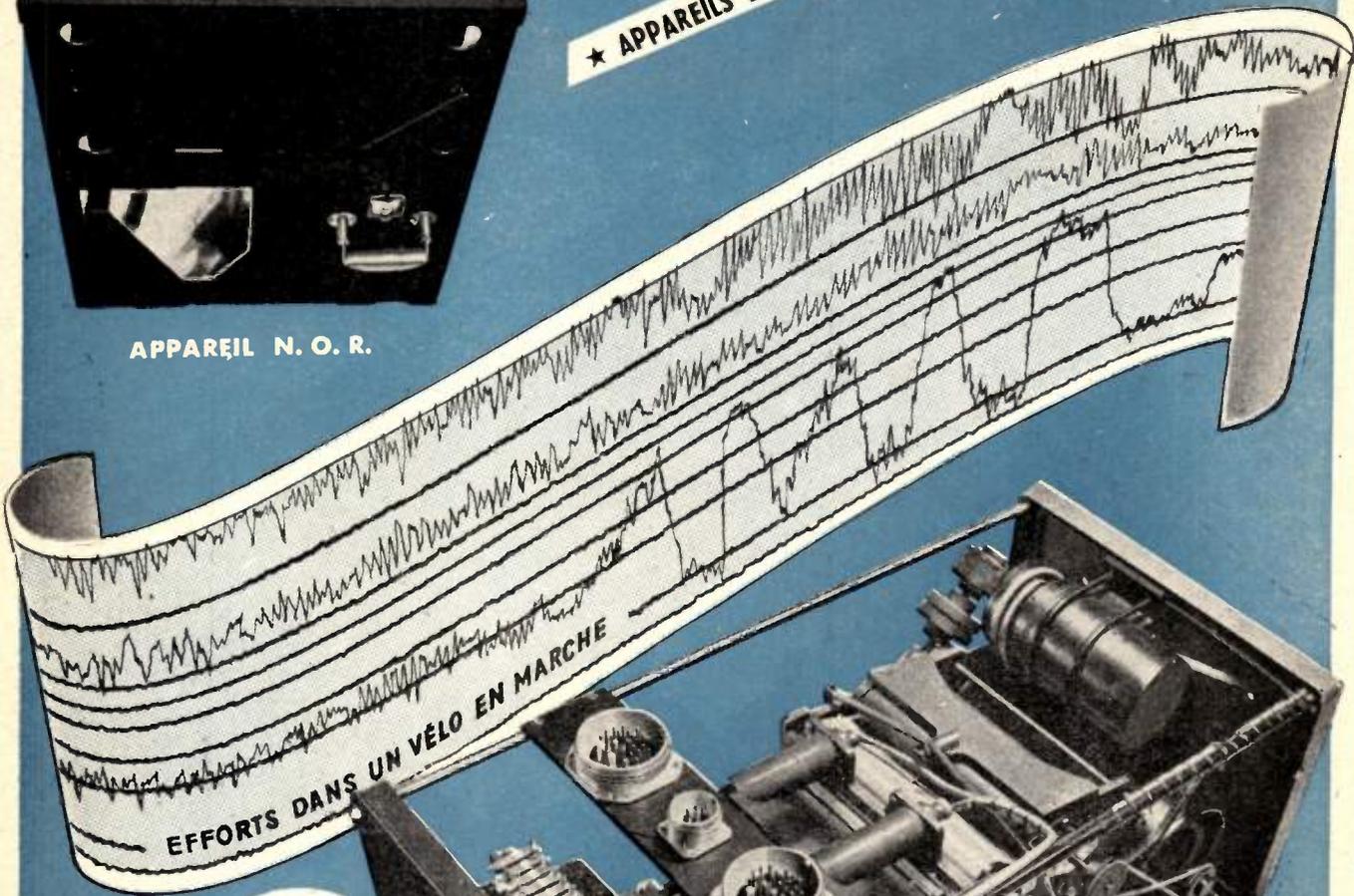
★ ANTIPARASITAGE

★ APPAREILS DE MESURE

JAUGES A FIL RESISTANT
TOUS APPAREILS POUR
L'ÉTUDE DES CONTRAINTES
MÉCANIQUES.

MATÉRIEL POUR L'AÉRONAUTIQUE
DÉPERDITEURS DE POTENTIEL
FILTRÉS ANTIPARASITES
LOCALISATEURS DE PARASITES, etc.

FRÉQUENCIMÈTRES, PHASEMÈTRES
VOLTÈTRES DIFFÉRENTIELS, ETC...
A LECTURE DIRECTE ET
ENREGISTREURS

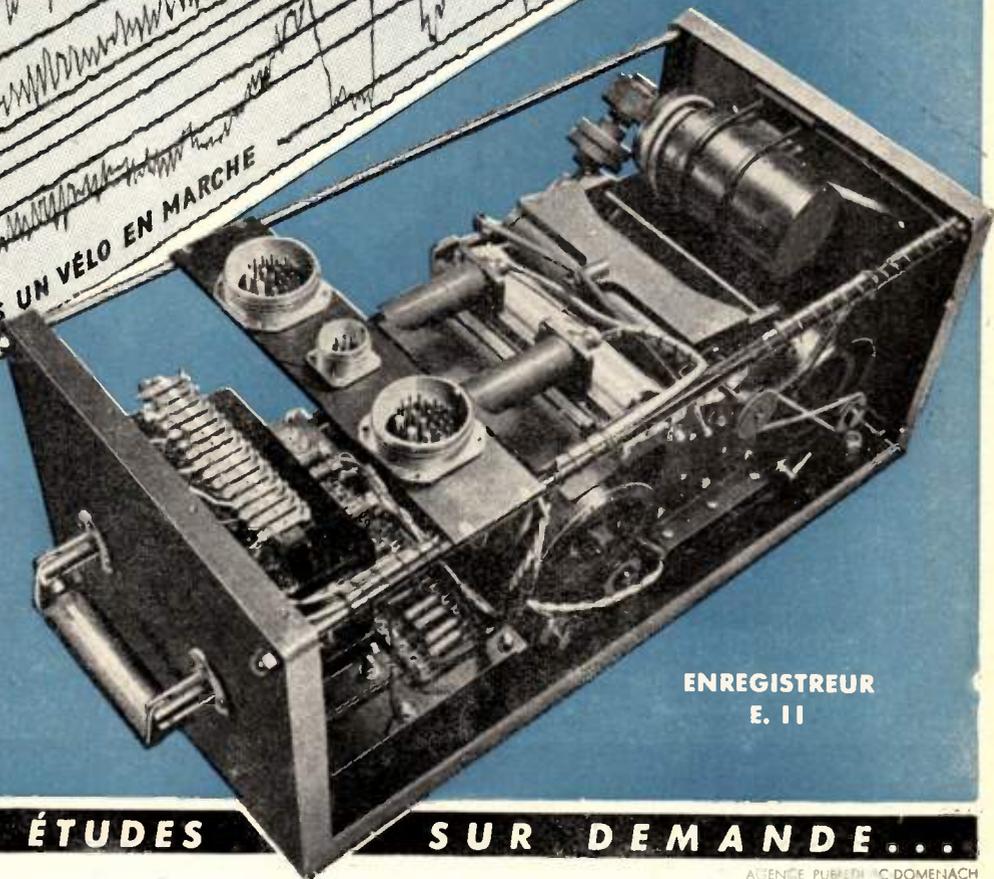


EFFORTS DANS UN VÉLO EN MARCHÉ

★ ENREGISTREURS

ENREGISTREUR
MÉCANIQUE LENT,
A BOUCLES DANS L'AIR,
CATHODIQUE, MÉCANIQUE
RAPIDE POUR L'AVIATION

THERMOMÉTRIE
THERMOMÈTRES A RÉSI-
STANCE DE PLATINE,
A THERMISTOR, ETC...



ENREGISTREUR
E. II

...ET TOUTES ÉTUDES

SUR DEMANDE...

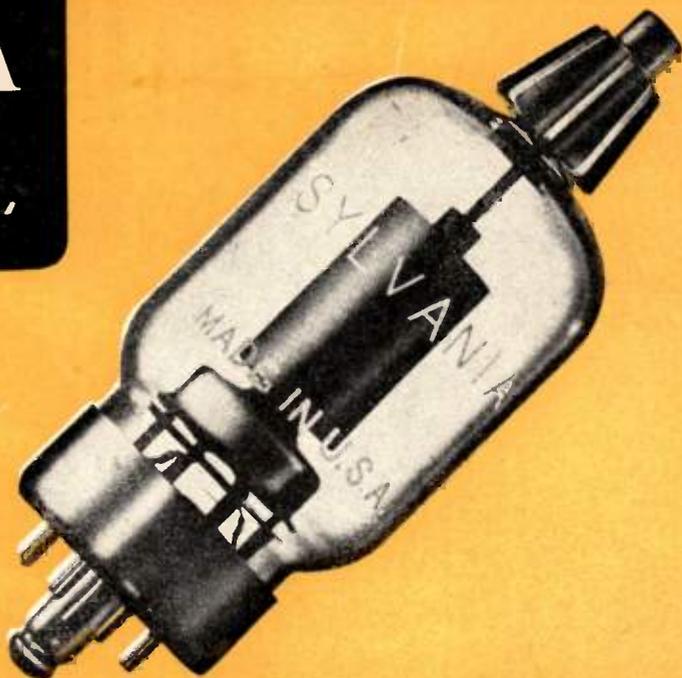
AGENCE PUBLICITAIRE DOMENACH

SYLVANIA



" ELECTRONICS "

- ★ TUBES DE RÉCEPTION
- TUBES D'ÉMISSION
- THYRATRONS
- STROBOTRONS
- KLYSTRONS MAGNÉTRONS
- STABILISATEURS de VOLTAGE
- FLASH-TUBES
- TRIGGER-TUBES
- GLOW MODULATOR
- DÉTECTEURS GERMANIUM
- et SILICON
- CATHODE RAY TUBES etc.
- ★ **CONSULTEZ-NOUS**



SYLVANIA

AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE - RADIODIFFUSION FRANÇAISE

29, RUE D'ARTOIS - PARIS-8^e - BAL. 42-35-36

LES CAMÉRAS D'ENREGISTREMENT

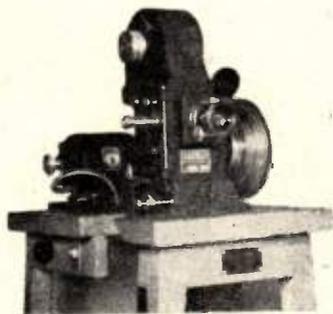
OSCILLO-CALLUS



CAMÉRA D'ENREGISTREMENT

TYPE 157

Film, Papier ou cellulo 35 ^m/_m perforé.
 Vitesse de déroulement continu : 25 ou
 50 mm/s.
 Possibilité d'opérer à vue fixe : format 24
 × 24.
 Objectif : F = 25 ^m/_m f = 1/2,5



DÉROULEUR-ENREGISTREUR

TYPE 121

— Film papier 35 et 60 ^m/_m perforé.
 — 3 vitesses de déroulement continu 0,5, 1
 et 2 m/s.
 — Possibilité d'adjoindre un réducteur de
 vitesse.
 — Objectif : F = 70 mm f = 1/2 1.



TAMBOUR-ENREGISTREUR

TYPE 178

— Film, papier 60 mm.
 — Vitesses : 25, 50 et 75 m/s.
 — Longueur utile du film garnissant le tam-
 bour : 60 cm.
 — Objectif : F = 70 mm f = 1/2 1.

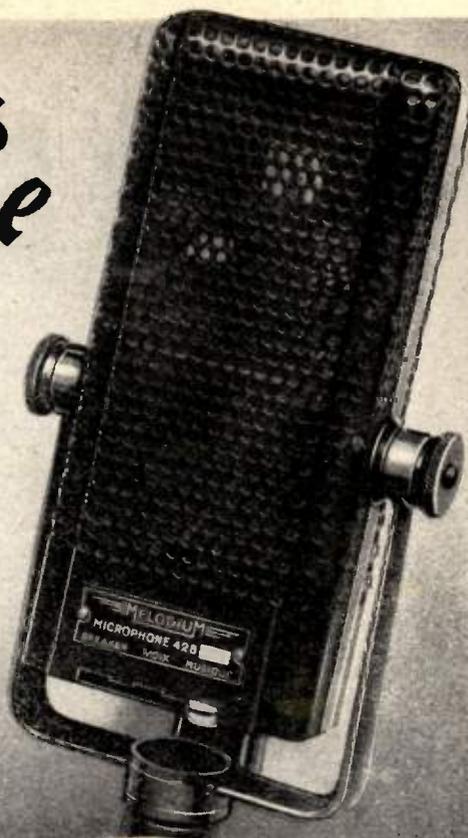
USINES CALLUS

CONSTRUCTEURS

77, Boulevard de la Mission-Marchand DÉfense 29-1 4

COURBEVOIE (Seine)

2 MICROPHONES
de grande classe



TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

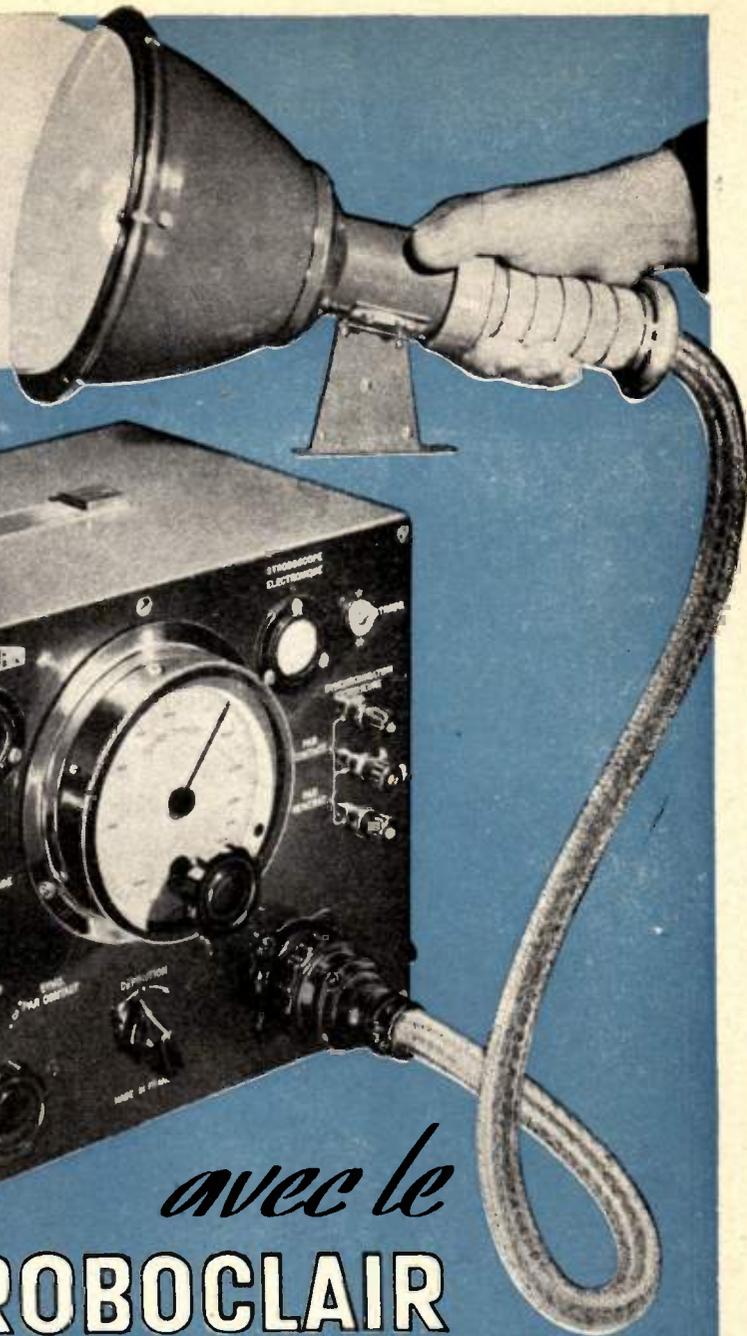
DEPUIS
25 ANNÉES
La Radiodiffusion
Française
LES UTILISE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS 15^e • Tél: VAU.18-66

PUBL. RADY

20.000
allumages
SECONDE!



**LE
STROBOJUNIOR**

Modèle dérivé du
STROBOCLAIR

Est spécialement étu-
dié pour les besoins
des petites industries :

- ☉ Ateliers de répa-
rations
- ☉ Garages
- ☉ Stations de réglage
etc...

**LES MEILLEURES
RÉFÉRENCES
MONDIALES**

avec le
STROBOCLAIR

STROBOSCOPE ÉLECTRONIQUE
qui met le **CONTROLE STROBOSCOPIQUE**
AU SERVICE DE TOUTES LES INDUSTRIES

- ☉ MÉCANIQUE GÉNÉRALE (Automobile, Aviation, etc..)
- ☉ CONSTRUCTION ÉLECTRIQUE
- ☉ MÉCANIQUE DE PRÉCISION
- ☉ INDUSTRIE TEXTILE
- ☉ IMPRIMERIE
- ☉ CINÉMA — RADIO — ACOUSTIQUE
- ☉ LABORATOIRE DE RECHERCHES, etc...



**AGENT EXCLUSIF
POUR LA FRANCE
ET L'ÉTRANGER**

SOFIN

**S. A. R. L. 146, AVENUE
DES CHAMPS-ÉLYSÉES
PARIS-8^e — BAL. 38-17**

AG. PUBLEDITEC DOMENACH



CONDENSATEURS — RÉSISTANCES

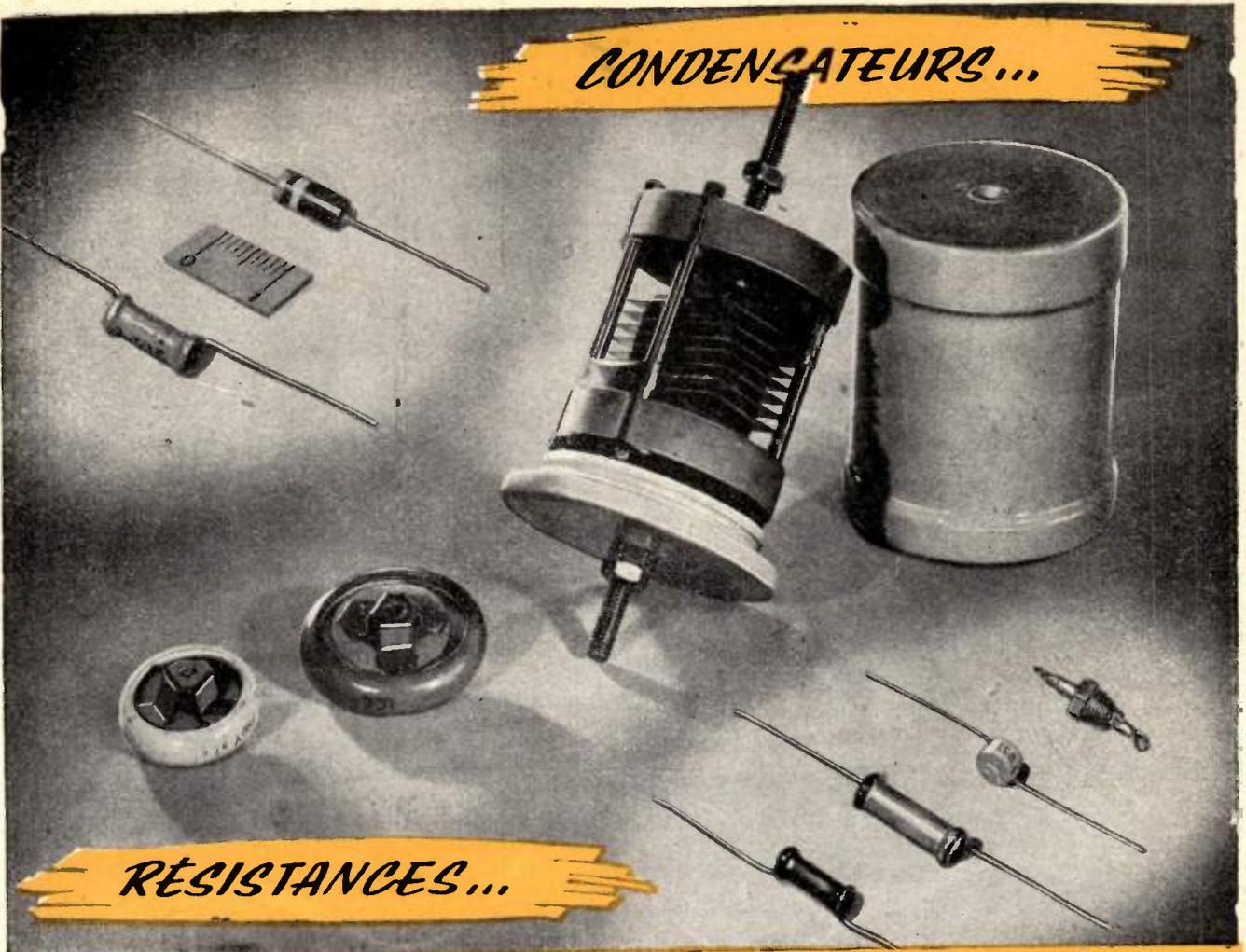
POTENTIOMÈTRES

14, RUE CRESPIN-DU-GAST — PARIS-11^e

TÉL. : OBERKAMPF 18-73, 18-74

AGENCE PUBLICITÉ D. O. MENACH

CONDENSATEURS...



RÉSISTANCES...

QUAND il s'agit de condensateurs, l'expérience des fabrications professionnelles a définitivement démontré le rendement supérieur des céramiques dans tous les circuits H.F. comme dans les autres.

Les Nouveaux Condensateurs d'Emission SAFCO-TRÉVOUX au mica

possèdent les caractéristiques électriques suivantes :

- FAIBLES pertes H. F. — CONSTANCE des caractéristiques quelles que soient les conditions climatiques.
- TRÈS LONGUE DURÉE — TRÈS GRANDE STABILITÉ.

Les Nouvelles Résistances miniatures SAFCO-TRÉVOUX assurent

pour un format très réduit de hautes performances électriques

- TRÈS FAIBLE NIVEAU DE BRUIT — GRANDE SÉCURITÉ de fonctionnement — GRANDE PRÉCISION de l'étalonnage.
- STABILITÉ quelles que soient les conditions climatiques.

Les conceptions électriques de nos fabrications leur assurent le meilleur facteur de sécurité. Leur construction mécanique

leur permet de supporter les plus sévères traitements.

C'est pourquoi vous utilisez...
et vous utiliserez toujours davantage...

SAFCO-TRÉVOUX

CONDENSATEURS · RÉSISTANCES

SOCIÉTÉ ANONYME
AU CAPITAL DE
48.000.000 de FRF

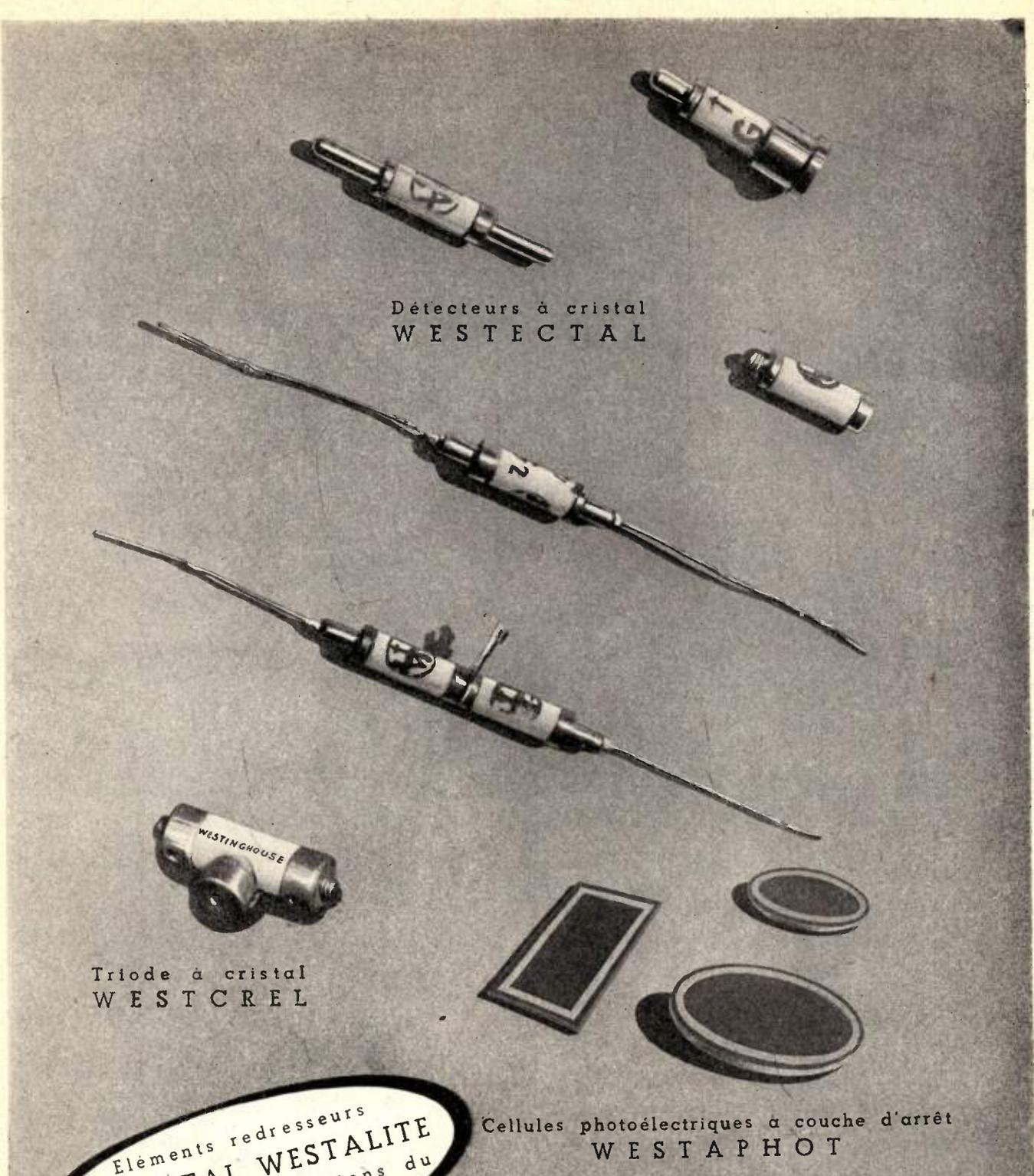
40, Rue de la Justice
PARIS - 20^e Ar.
Tél. : MÉN. 96 - 20



USINES A PARIS — SAINT-OUEN — MONTREUIL-SOUS-BOIS

TREVOUX

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH



Détecteurs à cristal
WESTECTAL

Triode à cristal
WESTCREL

Eléments redresseurs
OXYMETAL WESTALITE
pour toutes applications du
courant continu

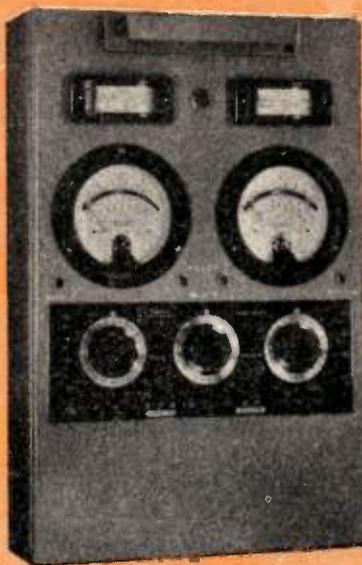
Cellules photoélectriques à couche d'arrêt
WESTAPHOT

COMPAGNIE DES FREINS ET SIGNAUX

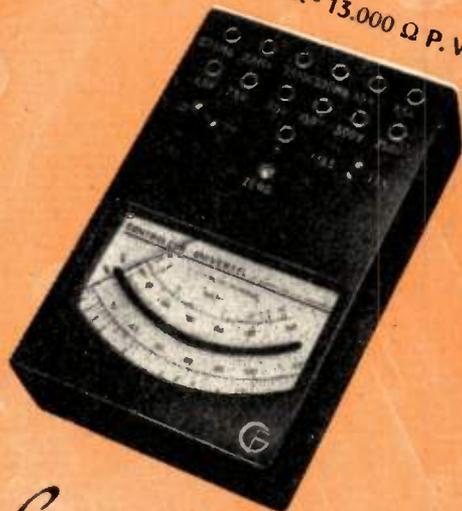
WESTINGHOUSE

16, RUE DE LA VILLE-L'ÉVÊQUE - PARIS - 8^e - TÉL. : ANJ. 17-51 & 38-91

Type 432 - 20.000 Ω P. V.



Type 13 K - 13.000 Ω P. V.



Controleurs Universels Radio
Radio multi Tester *Aparatos Universal Radio*

F. GUERPILLON & C^{ie}

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 9.000.000 DE FRANCS

64, AVENUE ARISTIDE-BRIAND - MONTROUGE (SEINE)

TÉL. : ALÉSIA 29-85

Appareils de mesures Industriels
Electrical Meter *Aparatos de Medidas Industriales*



LES
VOICI...

... Les nouveaux
BOBINAGES
professionnels

et TOUTES ÉTUDES
SUR DEMANDE

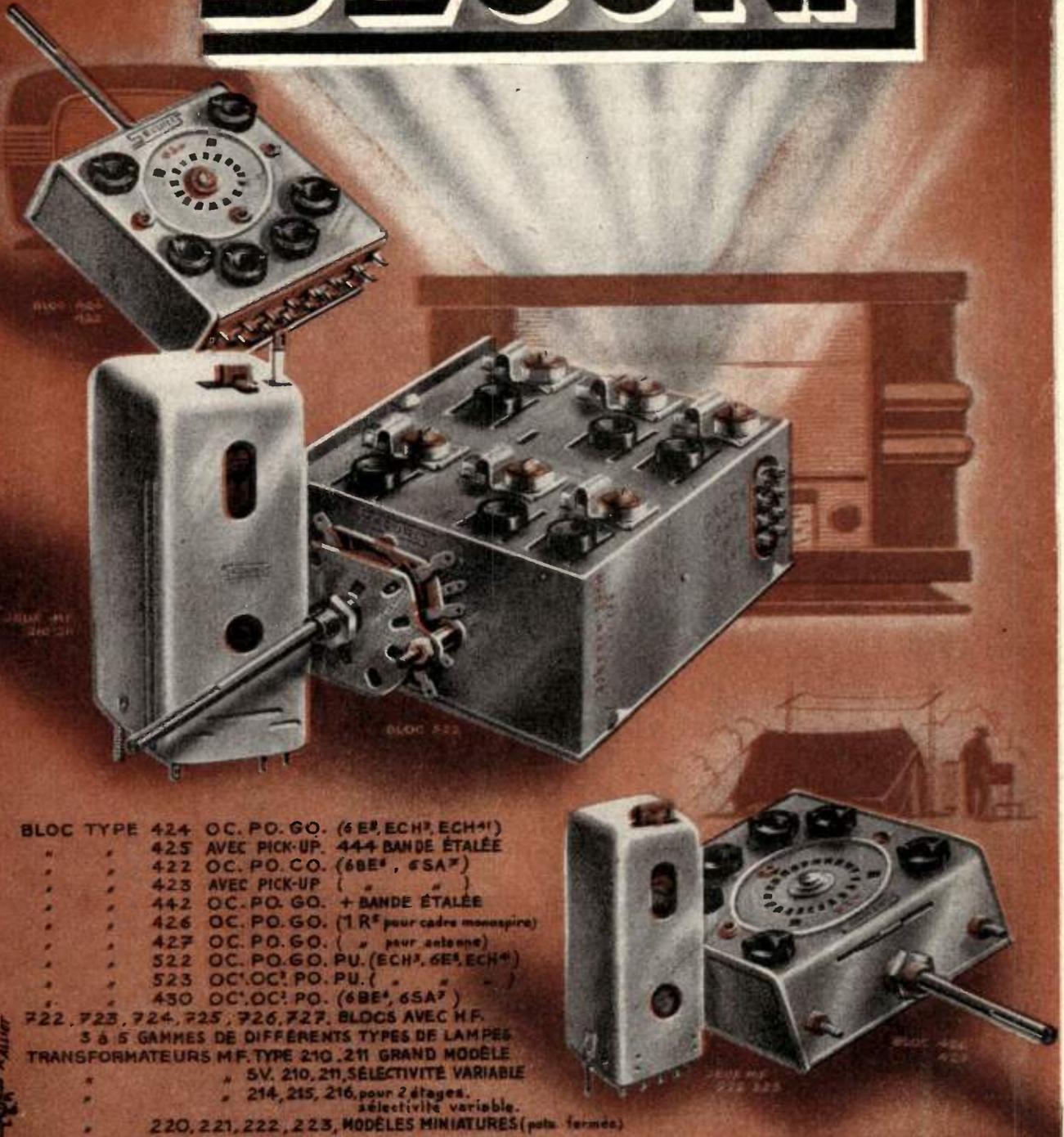
SUPERSONIC
34, RUE DE FLANDRES - PARIS-19^e



SUPERSONIC
TÉLÉPHONE : NORD 79-64

AGENCE PUBLEDITEC-DOMENACH

SECURIT



- BLOC TYPE 424 OC. PO. GO. (6E³, ECH³, ECH⁴)
- " " 425 AVEC PICK-UP. 444 BANDE ÉTALÉE
- " " 422 OC. PO. CO. (6BE⁶, 6SA⁷)
- " " 423 AVEC PICK-UP (")
- " " 442 OC. PO. GO. + BANDE ÉTALÉE
- " " 426 OC. PO. GO. (1 R² pour cadre monospire)
- " " 427 OC. PO. GO. (" pour antenne)
- " " 522 OC. PO. GO. PU. (ECH³, 6E³, ECH⁴)
- " " 523 OC. OC. PO. PU. (")
- " " 430 OC. OC. PO. (6BE⁶, 6SA⁷)

722, 723, 724, 725, 726, 727. BLOCS AVEC H.F.
3 à 5 GAMMES DE DIFFÉRENTS TYPES DE LAMPES
TRANSFORMATEURS M.F. TYPE 210, 211 GRAND MODÈLE
" 5V, 210, 211, SÉLECTIVITÉ VARIABLE
" 214, 215, 216, pour 2 étages.
" sélectivité variable.

220, 221, 222, 223, MODÈLES MINIATURES (pats. fermés).

SECURIT

BOUGAULT & C^{ie} 10 Av. DU PETIT PARC
VINCENNES · TÉL. DAU. 39-77 & 78

DÉP. D'EXPORTATION **S.I.E.M.A.R.** 62 RUE DE ROME PARIS 8^e TÉL. LAB. 00-76.



100 MILLIONS DE TUBES "Miniature" FONCTIONNENT DANS LE MONDE



SÉCURITÉ TOTALE
TECHNIQUE INTERNATIONALE
INDISPENSABLE
POUR L'EXPORTATION

A. CHAIX

Série "miniature"

VISSEAUX



88, Quai Pierre-Scize LYON

103, Rue Lafayette PARIS



APCHAP

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 21, Rue des Jeuneurs, PARIS-2^e, Tél. CENTral 97-63

30

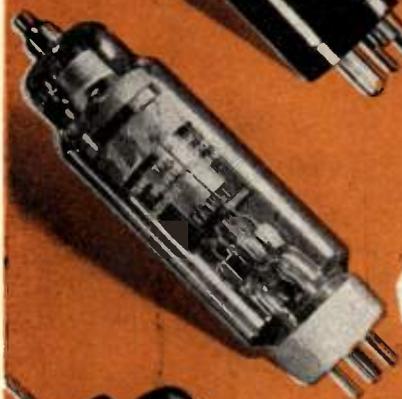
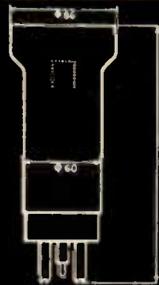
LES THYRATRONS...

base du contrôle électronique



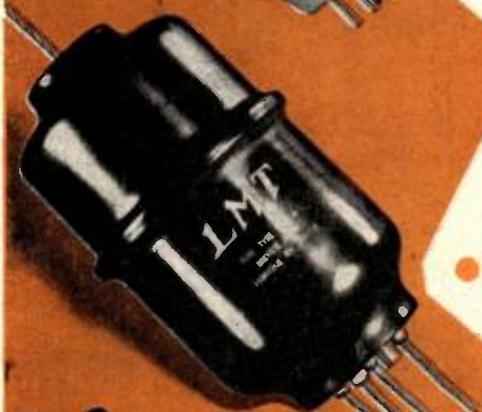
3.866 A
TRIODE MÉTALLIQUE
A GAZ

Courant moyen maximum... 5 A
 Courant de pointe maximum... 40 A
 Tension directe maximum... 1.000 V
 Tension inverse maximum... 1.000 V
 Tension maximum de blocage... — 40 V



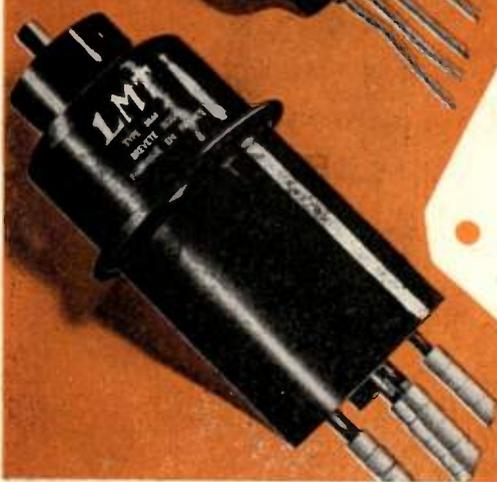
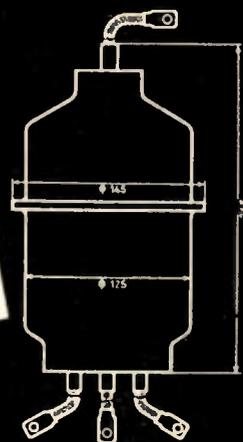
3.868 A
TÉTRODE A GAZ

Courant moyen maximum... 3 A
 Courant de pointe maximum... 25 A
 Tension directe maximum... 1.500 V
 Tension inverse maximum... 1.500 V
 Tension maximum de blocage... — 20 V



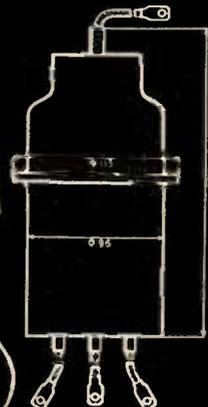
3.867 A
TÉTRODE MÉTALLIQUE
A GAZ

Courant moyen maximum... 30 A
 Courant de pointe maximum... 200 A
 Tension directe maximum... 1.500 V
 Tension inverse maximum... 2.000 V
 Tension maximum de blocage... — 40 V



3.869 A
TÉTRODE MÉTALLIQUE
A GAZ

Courant moyen maximum... 12,5 A
 Courant de pointe maximum... 80 A
 Tension directe maximum... 1.500 V
 Tension inverse maximum... 2.000 V
 Tension maximum de blocage... — 40 V



Radio **L.M.T.** *Le Matériel Téléphonique*

Sté Anonyme Capital 900.000.000 de Frs
 46, Avenue de Breteuil, PARIS (7^e). Tél.: Ség. 90-04
 Service commercial tubes à vide

Enfin!
 DE **40**
 A
16.000
 PÉRIODES...



LE NOUVEAU H. P. A AIMANT PERMANENT DE 21 cm. A MEMBRANE DE PROFIL " EXPONENTIEL "

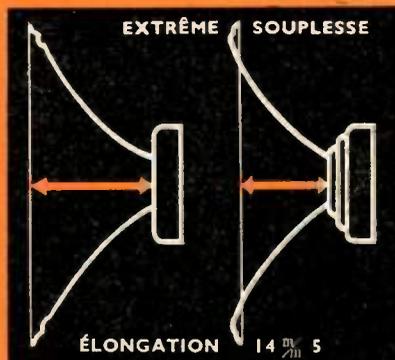
Reproduit les fréquences de 40 à 16.000 périodes, performance *seulement atteinte jusqu'ici* par certains appareils américains, mais possédant une double membrane, une pour les basses, l'autre pour les aigus.

Sa courbe de réponse est d'une *uniformité tout à fait remarquable*, puisque l'échelle des ordonnées indique que les variations de la courbe tiennent toutes dans une plage de ± 8 db. Cette très haute fidélité permet des réceptions d'un relief et d'une *vérité jamais atteints*, à l'heure où nos émetteurs transmettent en direct des concerts dont la modulation dépasse 12.000 cycles secondes.

SEM

RENSEIGNEZ - VOUS . . .
 ET
PENSEZ A NOS MODELES
 12 - 17 - 19 - 21 - 24 et 28 cm. dont la
 qualité *rigoureuse* est *confirmée*
 par la
FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS

Courbe de réponse du H. P. 21 cm SEM « EXPONENTIEL » enregistrée par les Laboratoires de la Radiodiffusion Française, Chambre sourde - Distance micro-H. P... 70 cm. Baffle rectangulaire recouvert de 2 cm. de laine de verre. Ampli d'attaque push-pull triode R. 120.



HAUT-PARLEURS ET MICROPHONES - 26 RUE DE LAGNY PARIS XX^e - TÉL. DOR. 43-81

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH



MACHINE D'ENREGIS-
TLEMENT PORTABLE
EN DEUX VALISES :
ENREGISTREMENT ET
AMPLIFICATION

MACHINES *électroniques*

D'ENREGISTREMENT SUR BANDES
MAGNÉTIQUES ET SUR DISQUES

SA REG

FABRIQUE DES MACHINES
D'ENREGISTREMENT SUR DISQUES
ET SUR BANDES MAGNÉTIQUES

spécialement étudiées

**POUR UNE REPRODUCTION
professionnelle**

ET D'UNE ROBUSTESSE A TOUTE ÉPREUVE
MODÈLE EN CONSOLE ET EN VALISE



Vitesse de défilement :
19 c/m. seconde - 38 c/m.
et 77 c/m. seconde pour
les bandes

78 tours et 33,5 tours
minute pour les disques.



Tous Renseignements et Docu-
mentation aux Etablissement

SA REG

SOCIÉTÉ D'APPLICATIONS RADIOÉLECTRIQUES GARREAU
61, RUE DE PASSY - PARIS-16^e - TÉL. AUT. 94-21



PICK-UP A TRÈS
HAUTE FIDÉLITÉ
TYPE 4250



COURBE DE RÉPONSE
de 40 à 15.000 p.p.s.
PRESSION SUR LE
DISQUE : 12 Gr.



MACHINE
ER.78 graveur
à haute perfor-
mance de - 5 à + 50°.

AGENCE PUBLÉDITEC DOMENACH

matériel



professionnel

TÉL. : AVRON 28-90-91-92

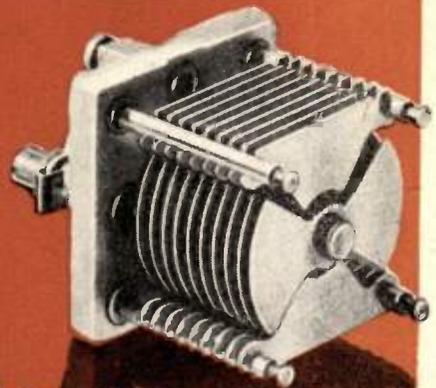


Série C.T.I.

Condensateur variable (6 modèles)

Cr = 4 à 7 Pf
Cmax = 20 à 150 Pf
Tg Δ = 1,3 · 10⁻⁴
Vs.c.c. = 500 à 2000

Rotor et stator isolé sur stéatite
Possibilité d'accouplement en ligne - Encombrement 60x48 mm
Long. 30 à 38 mm.



Série D.P.B.

Condensateur variable ou ajustable papillon

Cr = 3 à 6 Pf par élément
Cmax = 10 à 50 Pf par élément
Tg Δ = 1,3 · 10⁻⁴
Vs.c.c. = 500

Stator et rotor isolé sur stéatite
Avec ou sans blocage du rotor
Lames laiton argenté soudées
Rotation 360 - Encombrement : 32x32 mm Long. 15 à 40 mm.

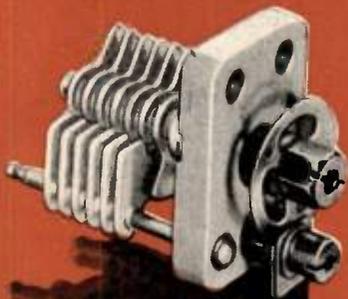


Série F.V.L.

Condensateur variable 1-2-3 sections

Cr = 11 à 13 Pf
Cmax = 130 à 200 Pf
Tg Δ = 1 · 10⁻⁴
Vs.c.c. = 700

Stator isolé sur stéatite - Rotor à la masse - Lames laiton argenté soudées
Contacts de masse sur grains d'argent
Cage fini tropical - Rotation : 180



Série B.A.L.

Condensateur ajustable (2 mod.)

Cr = 3 Pf
Cmax = 14 à 25 Pf
Tg Δ = 1 · 10⁻⁴
Vs.c.c. = 375

Rotor et stator isolé sur stéatite
Blocage du rotor - Encombrement 15x23 mm. Long. 16 à 20 mm



Série A.R.T.

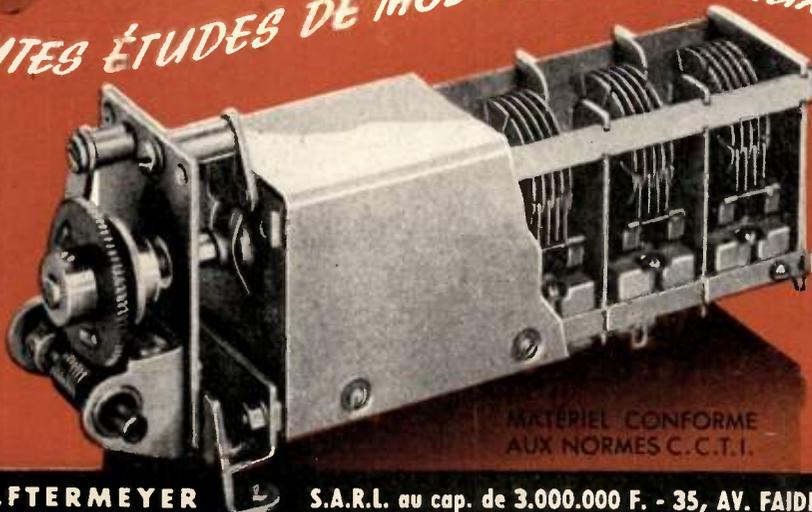
Condensateur ajustable (7 mod.)

Cr = 2 à 4 Pf
Cmax = 11 à 100 Pf
Tg Δ = 1 · 10⁻⁴
Vs.c.c. = 375 à 750

Rotor et stator isolé sur stéatite
Avec ou sans blocage du rotor
Encombrement : 25 x 28 mm.
Long. 26 à 43 mm.

TOUTES ÉTUDES DE MODÈLES SPÉCIAUX...

POUR
RÉCEPTION
•
ÉMISSION
PETITE
PUISSANCE
•
CARACTÉRISTIQUES
COMMUNES



MATÉRIEL CONFORME
AUX NORMES C.C.T.I.

POUR
MESURES
DES RADIO-
TRANSMISSIONS
et
APPLICATIONS
ÉLECTRONIQUES
•
EXÉCUTION
TROPICALE

E^{ts} RENÉ HALFTERMEYER

S.A.R.L. au cap. de 3.000.000 F. - 35, AV. FAIDHERBE, MONTREUIL-S-BOIS

AGENCE PUBLICITEC DOMENACH



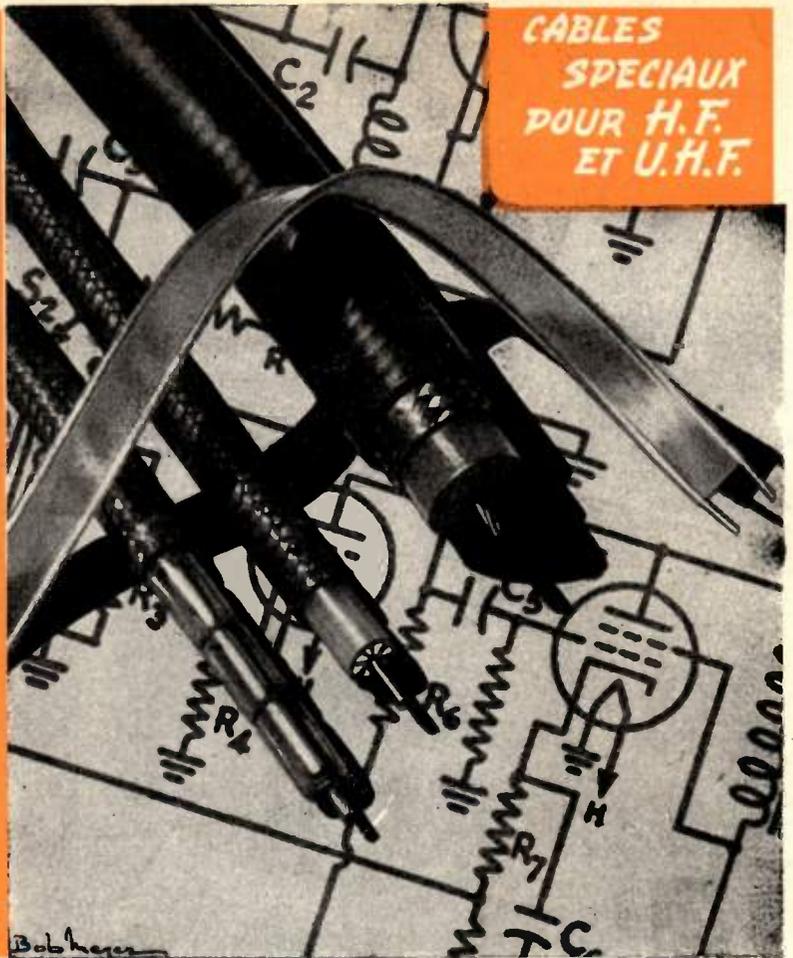
LES CABLES DE LYON

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

170 Av. JEAN JAURÈS
LYON

USINES A:
LYON-BEZONS-CALAIS

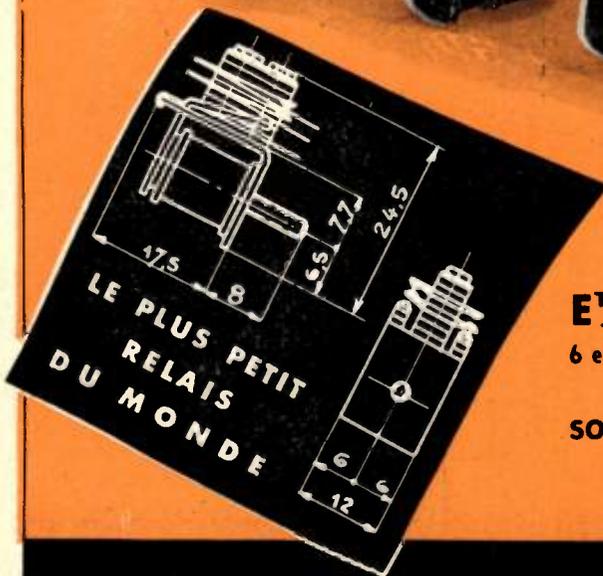
CABLES
SPECIAUX
POUR H.F.
ET U.H.F.



Relais...

DE TÉLÉCOMMANDE A
COURANT CONTINU
ET ALTERNATIF

PLUS DE
300
MODÈLES



ETS S. GAILLARD

6 et 12 BIS, RUE DES PAVILLONS
CHATILLON
SOUS-BAGNEUX (Seine)

TÉLÉPHONE :
ALÉ. 33-96

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

Emporter

DANS VOTRE POCHE...



tout... UN LABORATOIRE

avec...

● LE CONTROLEUR DE POCHE 450 A OHMMÈTRE INCORPORÉ

NOUVEAU, PRÉCIS, ROBUSTE ET BON MARCHÉ !
C'est l'outil idéal pour le dépannage et les mesures radioélectriques ; il comporte :

18 SENSIBILITÉS

Résistance interne : 2.000 ohms par volt. — Tensions : 4 sensibilités cont. et 4 alt. de 0 à 750 V. — Intensité : 4 sensibilités cont. et 4 alt. de 0 à 1,5 A. — Ohmmètre : 2 sensibilité de 0 à 1 MΩ. Livré avec accessoires.

● LE CONTROLEUR DE POCHE 451

Pour l'Electricité industrielle à 17 sensibilités

Résistance interne 400 ohms par volt. TENSIONS : 4 sens. cont. et 4 alt. de 0 à 750 V. INTENSITÉS : 4 sens. cont. et 4 alt. de 0 à 15 A. OHMMÈTRE : 1 sens. de 0 à 5.000 Ω. Prises pour shunts extérieurs jusqu'à 750 V. Pince transformateur. Livré en mallette avec accessoires.

● TOUS RENSEIGNEMENTS sur notre gamme de contrôleurs et documentation complète sur nos nombreuses fabrications OE 150 sur demande.



CONTROLEUR 470 C

43 SENSIBILITÉS — Mesure des courants et tensions cont. (5.000 ohms par V.) et alt. (1585 ohms par V.) sur les gammes de 1-3-10-30-300-1.000 V. et mA, 3 et 10 A. OHMMÈTRE : 3 G. de 0.001 à 20 MΩ DÉCIBELMÈTRE 7 G. de -15 à 55 dB. GALVANOMÈTRE DE PRÉCISION 200 μA.



CONTROLEUR 476

à sécurité totale par relais et dispositifs spéciaux de protection (2 brevets) — 43 sensibilités — 10.000 ohms par volt. — 9 G. en C. cont. 7 G. en tens. cont. 5 G. en C. alt. 5 G. en tens. alt. 4 G. en Décibels 4 G. en Output. 4 G. de Résist. 3 G. de Capac. — 43 calibres — 10.000 Ω IV.

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE METROLOGIE

S. A. R. L. au capital de 6.500.000 fr. Chemin de la Croix-Rouge ANNECY (Haute-Savoie) Téléphones 8-61

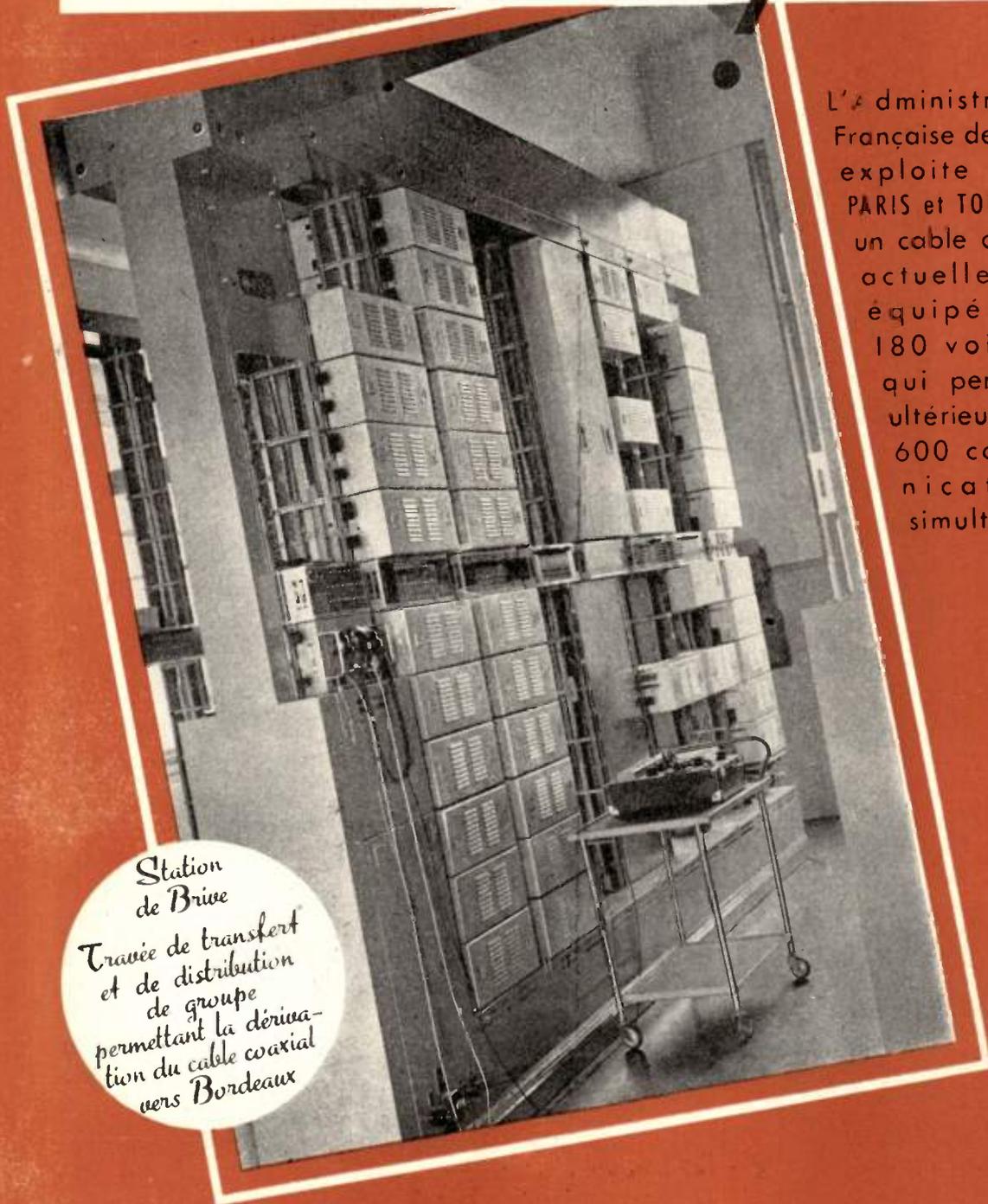


AGENT PARIS, Seine, S^t-O. R. MANÇAIS 15, Faubourg Montmartre PARIS (9^e) Téléphone : PRO. 79-00

Agences : STRASBOURG, M. Bismuth, 15, Place des Halles — LILLE, M. Collette, 81, Rue des Postes — LYON, D. Auriol, 8, Cours Lafayette — TOULOUSE, Taleyrac, 10, Rue Alexandre-Cabanel — CAEN, A. Liats, 66, Rue Bicoquet — MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle MARSEILLE, Ets Musetta, 3, Rue Nau — NANTES, Porte 10, Allée Duquesne — RENNES, Garnier, 11, Rue Poullain-Duparc — TUNIS, Timsit, 3, Rue Annibal — ALGER, M. Roujas, 10, Rue de Rovigo BEYROUTH, M. Anis E. Kehdi, 9, Avenue des Français

AGENCE PUBLÉDITEC DOMENACH

Une réalisation très moderne



L'Administration Française des P.T.T. exploite entre PARIS et TOULOUSE un câble coaxial actuellement équipé pour 180 voies et qui permettra ultérieurement 600 communications simultanées.

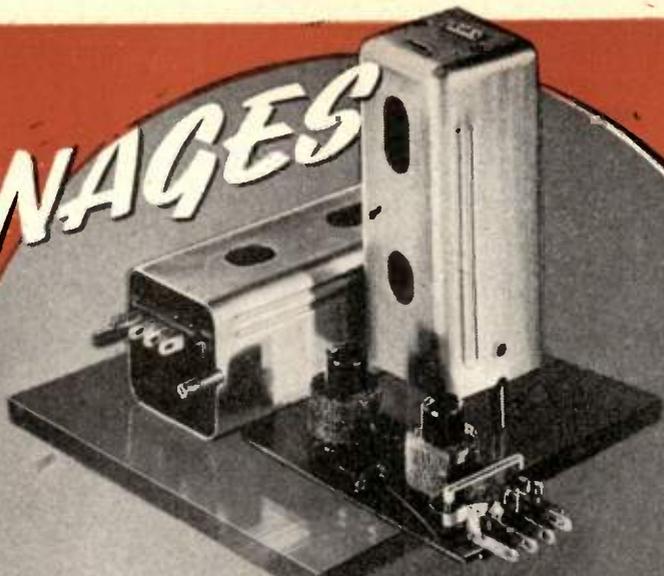
Station
de Brive
Travée de transfert
et de distribution
de groupe
permettant la dériva-
tion du câble coaxial
vers Bordeaux

COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
2, RUE DE L'INGÉNIEUR ROBERT KELLER, 2
PARIS

PUBLICITÉ

VOUS
PENSEZ

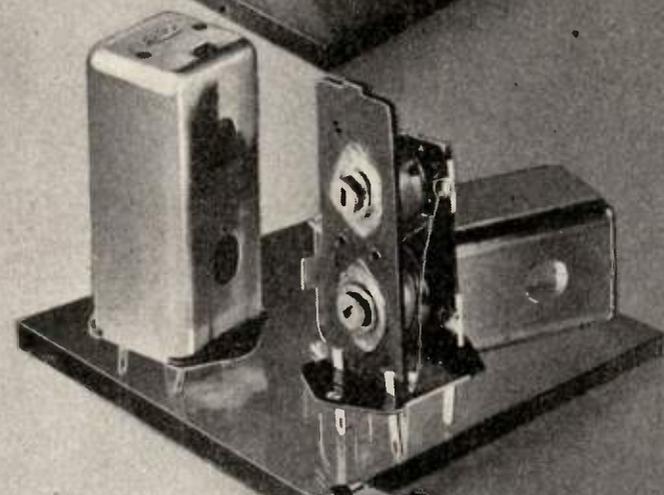
BOBINAGES



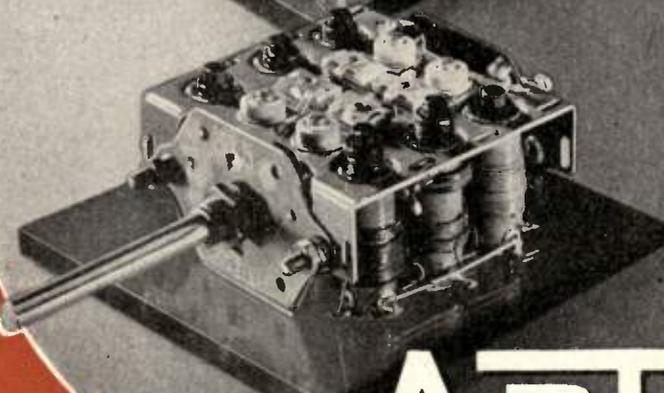
M. F.
type 11



BLOC
Série 350



M. F.
type 10



BLOC
Série 315
A BANDES ÉTALÉES

et...

VOUS CHOISISSEZ ARTEX

S. A. R. L. au Cap. de 3.100.000 Frs — 6 bis, RUE DU PROGRÈS — MONTRFUIII-SOUS-BOIS — AVR. 03-81

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMÉNACH

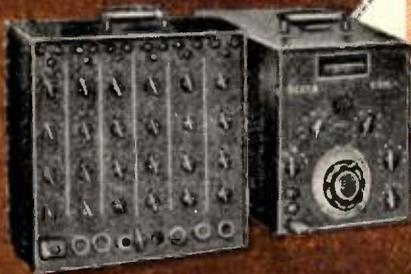
INGÉNIEURS...

A TOUS VOS PROBLÈMES...



1947

Extensomètre électronique type SD 1
Pont statique P S I.



1948

Extensomètre électronique type SD 2 - Equipement électronique multivoie type SDM - Pont statique PS 3 -P. Equipement multivoie statique type ESM I



1949

Capteurs de poussée type 2002
Capteurs de pression type 2040
Extensomètre électronique types 4800/4801/4802 - Equipement électronique multivoie type 4900 - Pont statique type 3000 - Déclencheur de balayage type 4820.



1950

Capteurs d'accélération -
Capteurs de vibrations -
Potentiomètres continus -
Ponts à correction automatique - Equipements de mesure et d'enregistrement pour essais en vol - Equipement d'enregistrement de phénomènes transitoires - Appareil de mesure des durées très brèves - Compteurs électroniques à haute définition - Enregistreur multiple à oscillographes cathodiques.

IL Y A UNE

Solution **SEXTA**

LE PREMIER SPÉCIALISTE DE FRANCE...

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

Fondateur : R. BRACHET D.ès-Sciences
Ancien Élève de l'École Polytechnique

58, RUE MICHELET - MONTREUIL-SOUS-BOIS - TÉL. AVRON 11-93

**PERFORMANCES ET SÉCURITÉ
DANS L'ÉLECTRONIQUE**



LES TUBES SPÉCIAUX
Miniwatt
**AU SERVICE DE L'INDUSTRIE
ET DES LABORATOIRES**

- Tubes à rayons cathodiques pour mesures
- Cellules photo-électriques
- Thermo-couples à vide poussé
- Tube électromètre
- Tubes Geiger Müller

AUTRES SÉRIES. - Tubes de réception normalisés. - Tubes "Rimlock". - Tubes spéciaux pour O.C. et O.T.C.
Tubes à rayons cathodiques pour télévision. - Stabilisateurs de tension. - Tubes relais.
Condensateurs étanches "Capatrop". - Condensateurs céramiques. - Condensateurs ajustables à air. - Résistances à coefficient de température négatif.

50

C^{IE} G^{LE} DES TUBES ÉLECTRONIQUES
82. RUE MANIN. PARIS 19^e BOT. 31-19 et 31-26

Cioci

TOUTES LES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRONIQUE MODERNE

LA MARQUE
DE QUALITÉ



ÉCLAIRAGE

Lampes à incandescence pour tous usages.
Lampes pour usages spéciaux.
Lampes pour prises de vues photographiques et cinématographiques.
Lampes pour projection.
Lampes pour autos, motos et bicyclettes.
Lampes à décharge (sodium et mercure) pour éclairage public et industriel.
Lampes tubulaires fluorescentes.
Tous appareils d'éclairage : diffuseurs, réflecteurs, projecteurs.
Etude d'installations rationnelles d'éclairage.

APPAREILS RÉCEPTEURS

Postes émetteurs et récepteurs.
Postes récepteurs de télévision
Tourne-disques - Pièces détachées.

TUBES ÉLECTRONIQUES

Tubes émetteurs et récepteurs.
Tubes à rayons cathodiques.
Cellules photoélectriques.
Tubes stabilisateurs de tension.
Tubes récepteurs spéciaux pour ondes courtes et ultra-courtes, etc...

ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

Microphones - Amplificateurs - Haut-parleurs - Transmetteurs d'ordres - Accessoires.

CINÉMA

Equipements de cabines - Projecteurs - Lecteurs de son - Amplificateurs haute-fidélité - Systèmes d'enregistrement pour studio.

MATÉRIEL INDUSTRIEL

SOUDURE A L'ARC

Postes et électrodes pour soudure à l'arc.

APPAREILS DE MESURE

Oscilloscopes - Générateurs H. F. et B. F. - Ponts de mesures - Voltmètres - Oscillateurs - Modulateurs, etc...

ÉLECTROTECHNIQUE

Chargeurs de garage. Redresseurs industriels. Filtres magnétiques, etc...

CHAUFFAGE ÉLECTRONIQUE

Fours à haute fréquence.

TÉLÉCOMMUNICATIONS

Postes émetteurs récepteurs professionnels. Télécommandes.

RAYONS X

Toutes applications médicales et industrielles des rayons X.
Electrologie. Actinologie. Générateurs à très haute tension.

APPAREILS ÉLECTROTECHNIQUES

Rasoir électrique PHILISHAVE.
Lampes à rayonnement infra-rouge.
Appareils contre la surdité.
Bouteilles isolantes.

PHILIPS

S. A. PHILIPS - ÉCLAIRAGE & RADIO - 50, AVENUE MONTAIGNE - PARIS 8^e

L'ONDE ÉLECTRIQUE

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

ABONNEMENT, D'UN AN	ÉDITIONS	Prix du Numéro :
FRANCE 1650 »	Etienne CHIRON	160 francs
ÉTRANGER 1950 »	40, Rue de Seine — PARIS (6 ^e)	
	C. C. P. PARIS 53-35	

Vol. XXX

JANVIER 1950

Numéro 274

SOMMAIRE

		Pages
A propos de l'impédance du vide	A. FOCII	5
L'amplification des ondes centimétriques : les tubes à ondes progressives	G. GOUDET	8
Un nouveau type de magnétron amplificateur	P. MARIÉ	13
Un équipement multiplex à impulsions à 24 voies téléphoniques	L. J. LIBOIS	23
L'électronique et les mathématiques expérimentales	F. H. RAYMOND	30
Technique et développement des récepteurs de télévision à haute définition	P. MANDEL	45
Les guides d'ondes au delà de la fréquence de coupure (Application aux atténuateurs à piston)	A. BRIOT	57

Sur la couverture :
Tubes à onde progressive réalisés au C. N. E. T.

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

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

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

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

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

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. », a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Electrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radio-électrique : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux n^o 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1.000 fr.
sociétés ou collectivités 5.000 fr.

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études 500 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 fr.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation soit 15.000 fr.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 3.000 fr.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention d'au moins 10.000 fr.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1935) — † H. ABRAHAM (1940).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. LE BROGLIE, Membre de l'Institut.
 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
 1924 R. DE VALBREUZE Ingénieur.
 1925 † J.-B. POMEY Inspecteur général des P. T. T.
 1926 F. BRYLINSKI, Ingénieur.
 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
 1934 Ed. PILAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
 1935 † R. MEENY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
 1937 F. BEDEAU, Agrégé, de l'Université, Docteur ès-Sciences.
 1938 P. FRANCK Ingénieur général de l'Air.
 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en chef des Télégraphes.
 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-
 électricité.
 1948 Le Prince LOUIS DE BROGLIE.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. M. PONTE, Directeur général adjoint de la Cie Gle de T. S. F

Vice Présidents :

MM. P. ABADIE, Ingénieur en chef au L. N. R.
 G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.
 DE MARE, Ingénieur.

Secrétaire général :

M. R. RIGAL, Inspecteur général adjoint des P. T. T.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

MM. L. J. LIBOIS, Ingénieur des P. T. T.
 M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.
 J. DOLKES, Ingénieur des P. T. T.

BUREAU D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. DE MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ.	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE.	M. CHARLET.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GRUPE DE GRENOBLE

RÈGLEMENT

Article Premier. — Généralités

Il est créé à Grenoble un Groupe local de la Société des Radioélectriciens. Le règlement en est fixé comme suit à titre provisoire et sans préjudice de ce que sera le règlement définitif.

Art. II. — But du Groupe

Le Groupe se conforme aux buts généraux de la Société des Radioélectriciens définis à l'article 1^{er} des statuts de la Société. Il est chargé dans le cadre ainsi défini de provoquer et d'organiser des réunions intéressantes les membres de la Société résidant dans le Sud-Est de la France : région de Lyon, Saint-Etienne, Grenoble. Il est ouvert à tous les membres de la Société résidant dans cette région.

Art. III. — Place du Groupe dans la Société.

Le Groupe relève du Conseil de la Société dans les mêmes conditions qu'une Section d'Etudes.

Le Conseil de la Société contrôle son fonctionnement ; il a qualité pour en prononcer la dissolution.

Art. IV. — Fonctionnement local du Groupe.

Pour traiter les questions locales, le Président du Groupe est assisté d'un Comité comprenant :

- 1^o Un Vice-Président, un Secrétaire, un Trésorier, un Secrétaire adjoint qui joints au Président forment le Bureau du Groupe ;
- 2^o Cinq autres membres

Le Président et les membres du Comité sont élus pour trois ans par l'Assemblée locale. Ils ne sont pas immédiatement rééligibles. La désignation du Président est soumise à l'approbation du Conseil de la Société.

A titre transitoire les premières désignations seront faites conformément à l'article X ci-dessous.

Art. V. — Obligations de la Société.

Le Secrétariat Général de la Société apporte au groupe l'aide utile, eu égard aux moyens dont il dispose.

La Société verse au Groupe une ristourne de 160 Frs par membre de la Société faisant partie du Groupe ; ce taux sera modifié proportionnellement à la cotisation, le cas échéant. Le Secrétariat adresse au Groupe,

pour sa bibliothèque, deux exemplaires de l'Onde Electrique et des documents de travail des Sections d'Etudes ; ce nombre sera augmenté d'une unité par fraction de 50 membres du Groupe en plus des cinquante premiers.

Art. VI. — Obligations du Groupe.

Le Président du Groupe a qualité pour en organiser toutes les manifestations ; il prévient le Secrétariat Général de la Société, en temps utile, des manifestations qu'il organise. Il lui remet 2 exemplaires de tous documents de travail du Groupe (un pour les archives, un pour la bibliothèque).

Le Président du Groupe est autorisé à convoquer régulièrement aux manifestations les personnes étrangères à la Société qui en feront la demande et à percevoir sur elles une indemnité annuelle égale à la ristourne faite par la Société.

Art. VII. — Attributions du Président du Groupe.

Le Président doit réunir le Comité et l'Assemblée locale au moins une fois par an.

Le Président ne peut engager des dépenses que dans la limite des crédits mis à sa disposition par le Conseil de la Société.

Art. VIII. — Dispositions d'ordre administratif.

Les procès-verbaux des délibérations du Comité et de l'Assemblée locale sont transmis au Secrétariat Général de la Société. Les comptes du groupe sont transmis en temps voulu pour être intégrés dans les comptes de la Société présentés à l'Assemblée Générale.

Art. IX. — Dispositions Générales.

Pour tous les points non définis ci-dessus le groupe se conforme aux Statuts de la Société des Radioélectriciens.

Art. X. — Mise en route du Groupe.

A titre transitoire (art. IV). M. Benoit, professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble est désigné comme Président du Groupe pour 3 ans. Il proposera les membres du Comité du Groupe au Conseil de la Société qui les désignera. Dès que ces membres seront désignés, une première mise de fonds de cinq mille francs sera versée à la Caisse du Groupe. M. Benoit fixera le siège du Groupe et prendra toutes dispositions locales utiles.

CONGRÈS D'ELECTRONIQUE ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

(PARIS - 16 au 22 Janvier 1950)

Nous rappelons à nos lecteurs que le Congrès d'Electronique et de Radioélectrique organisé par la Société des Radioélectriciens comporte d'une part la présentation de communications techniques et d'autre part une exposition et des démonstrations de matériel.

La présentation des communications techniques a lieu au Centre Marcelin Berthelot (Maison de la Chimie), 28 bis, rue Saint-Dominique, Paris VII^e. Commencée le lundi 16 janvier à 9 heures, elle se terminera le samedi 21 janvier à 12 heures.

L'exposition qui se tient dans les Halls 50 et 51 du Palais des Expositions de la Porte de Versailles est ouverte du lundi 16 janvier à 10 h. au dimanche 22 janvier à 18 h 30. Elle sera inaugurée le mardi 17 janvier à 15 h. par Monsieur le Secrétaire d'Etat à la Présidence du Conseil chargé de l'information.

Le programme général du Congrès est fixé comme suit :

LUNDI 16 JANVIER : Réception ; Séances de travail à la Maison de la Chimie ; Ouverture au public de l'Exposition.

MARDI 17 JANVIER : Séances de travail à la Maison de la Chimie ; Réception officielle à l'Exposition.

MERCREDI 18 JANVIER : Excursion technique : Visite de Centres d'Emission et de Réception de trafic dans la région parisienne (1). Exposition.

JEUDI 19 JANVIER : Séances de travail à la Maison de la Chimie ; Exposition ; Séance artistique en soirée.

VENDREDI 20 JANVIER : Séances de travail à la Maison de la Chimie Exposition ; Dîner.

SAMEDI 21 JANVIER : Pendant la matinée, Séances de travail et Séance de clôture, à la Maison de la Chimie, Exposition.

(1) Le programme complet prendra la journée. Un déjeuner sera organisé à cette occasion.

DIMANCHE 22 JANVIER : Exposition.

Des visites commentées de l'Exposition seront organisées notamment les après-midi du jeudi, du samedi et du dimanche.

Communications techniques

Plus de cent vingt communications devant être présentées, il a été nécessaire de les grouper en Sections, selon leur objet. La classification suivante a été retenue :

SECTION I : Généralités. Théories Physiques et Mathématiques. Astrophysique. Propagation.

SECTION II : Tubes.

SECTION III : Emission. Oscillateurs. Antennes.

SECTION IV : Récepteurs. Amplificateurs. Mesures. Liaisons radio-électriques.

SECTION V : Hyperfréquences.

SECTION VI : Télévision.

SECTION VII : Radionavigation.

SECTION VIII : Mesure des Forces. Vibrations. Electroacoustique.

SECTION IX : Applications industrielles de l'électronique. Machines à calculer.

Toutes les indications détaillées concernant la répartition des communications entre les séances de travail et les salles de conférences seront données par une note distribuée aux Congressistes et affichée dans les locaux du Congrès.

INFORMATIONS

ÉDITION DES RAPPORTS

DU CONGRÈS NATIONAL DES INGÉNIEURS DE FRANCE
TOULOUSE 1949

L'Union des Ingénieurs de la Région de Toulouse a mis à l'impression l'ensemble des rapports présentés au Congrès National des Ingénieurs de France, dont les assises se sont déroulées à Toulouse, du 3 au 6 juin 1949, sous l'égide de la Fédération des Associations et Sociétés Françaises d'Ingénieurs.

Cette édition, qui constituera un très intéressant document de synthèse sur l'ingénieur, se présentera sous la forme d'un ouvrage au format 24 x 16 cm., de plus de 200 pages de texte.

Il comprendra la reproduction intégrale des vingt-quatre exposés présentés au Congrès, les textes complets des rapports des cinq Commissions, le rapport général, les textes des vœux, les conférences et discours présentés par des personnalités à l'occasion du Congrès.

Prix de l'ouvrage : 400 francs.

Le tirage de ce document de synthèse sera réduit ; son impression sera terminée aux environs du 1^{er} janvier 1950 ; les demandes seront satisfaites dans l'ordre de leur réception et dans la limite du tirage fixé.

L'Union des Ingénieurs de la Région de Toulouse peut d'ores et déjà enregistrer ces commandes aux conditions ci-après :

1^o Accord pour envoi contre remboursement (au prix de l'ouvrage majoré des frais) ;

2^o Règlement immédiat du montant de la commande majoré des frais d'expédition, soit : 50 francs pour un exemplaire, 10 % du montant total de 2 à 10 exemplaires et 5 % du montant total au-dessus de 10 exemplaires :

a) Par virement au compte de chèques postaux de l'Union des Ingénieurs de la Région de Toulouse, c. c. post. : 312-73, Toulouse :

b) Par chèque bancaire.

Ecrire en donnant adresse exacte et mode de paiement adopté à l'Union des Ingénieurs de la Région de Toulouse, 8, rue du Poids-de-l'Huile, Toulouse.

PORTRAITS DES GRANDS HOMMES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Le Secrétariat Général de l'Union Internationale des Télécommunications met actuellement en vente une eau-forte de Faraday, tirée à 610 exemplaires, sur papier de luxe. Chaque épreuve mesure 23 cm x 17 cm, marges comprises. Cette gravure peut être obtenue au Secrétariat Général de l'Union Internationale des Télécommunications, Palais Wilson, 52, rue des Pâquis, Genève (Suisse), contre l'envoi de la somme de 3 francs suisses par exemplaire, frais de port et d'emballage compris.

Le petit nombre d'exemplaires des portraits de Morse, de Hughes, de Bell, de Marconi, de Baudot, de Gauss et Weber, de Maxwell, du général Ferrié, de Siemens, de Popov, d'Ampère, de Herz, d'Erlang et de Tesla, tirés de 1935 à 1948 est encore disponible. Prix : 3 francs suisses par unité.

OFFRE D'EMPLOI

0.58. — INGÉNIEUR ÉLECTRICIEN Gdes Ecoles, connaissant technique des impulsions, radar, télévision, dem. pr conduite études laborat., connaissance mathémat. et expér. de laborat. indispensable. LA RADIO-INDUSTRIE, 59, r. des Orteaux (XX^e).

SALON DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

Nous informons nos lecteurs que le prochain Salon International de la Pièce détachée Radio aura lieu du 3 au 7 Février 1950 au Parc des Expositions de la porte de Versailles

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présenté par MM.	MM.	Présenté par MM.
DOISEAU Roland, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	CERLES François, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
DOUTKOVSKY Claude, »	QUINET et CHRÉTIEN.	DANZER Pierre, étudiant à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Lausanne	R. RIGAI. LIBOIS. DAUPHIN. GROS.
DUCHÈNE Maurice, Capitaine d'active « Aviation »	DAUPHIN et CROS.	DOUBLET Jean, Officier d'Artillerie	BENOIT. LEJUNTER. WERTHEIMER. BOULLET. BENOIT. GRANDSARD.
FERTIN Michel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	DUMAS Régis, étudiant à la Faculté des Sciences de Grenoble	QUINET. LORACH.
GITTON Jean,	QUINET et CHRÉTIEN.	HADLIN Jean, Ingénieur Radio Electricien	BENOIT. GRANDSARD. DEJEAN. DAUPHIN.
GRÉMILLON André, »	QUINET et CHRÉTIEN.	MONNOT Marcel, Officier de l'Armée de l'Air	QUINET. LORACH.
GUILLEZ Louis, »	QUINET et CHRÉTIEN.	NOLLET Michel, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	BENOIT. GRANDSARD. DEJEAN. DAUPHIN.
HABIB, Habib, »	QUINET et CHRÉTIEN.	ODIER Marc, étudiant de la Faculté des Sciences de Grenoble	BENOIT. GRANDSARD. DEJEAN. DAUPHIN.
HAUSER Herbert élève à la Section Radio de l'E. S. E.	DAUPHIN et P. DAVID.	PRATVIEL Pierre, Officier d'Artillerie	QUINET. CHRÉTIEN. GARDÈRE. OSWALD. LEHMANN. RIGAL.
HENNEQUIN Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	SWIĘCICKI Wojciech, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
HUPFER André, »	QUINET et CHRÉTIEN.	TALMASKY Simon, Ingénieur	QUINET. CHRÉTIEN.
JEAN-BAPTISTE Maurice »	QUINET et CHRÉTIEN.	Union Technique des Minerais et Métaux Bruts	QUINET. CHRÉTIEN.
LAFFAGE Jacques, »	QUINET et CHRÉTIEN.	WOJCIECHOWSKI Janusz, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
LANCIA Roland, ingénieur, professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble	BENOIT et LE JUNTER.	CHARDIN Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
LEBEL Jean, élève à la Section Radio de l'E. S. E.	P. DAVID et DAUPHIN.	CHICHEPORTICHE Armand, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN. DAUPHIN. CROS.
LÉRITTEAU Michel, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	FIÉVET Jacques, Ingénieur Radio E. S. E.	PELPEL. STRELKOFF. HAUTER. LETILLIER. CABESSA. PHÉLIZON.
LEVENTER Michel, élève à la Section Radio de l'E. S. E.	P. DAVID et DAUPHIN.	GRASSOT Pierre, Ingénieur	QUINET. CHRÉTIEN.
LEY René, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble	BENOIT et GRANDSARD.	DE KEYSER Jean, Agent techn. principal	RIGAL. PICAULT. DAUPHIN. CROS.
MARCHAIS Jean-Claude, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	MALVAREZ Luis Maria, Ingénieur	BROSSART. JOSIAS. DEJEAN. BÉDOURA. DEJEAN. DAUPHIN.
MENICUCCI Egide, »	QUINET et CHRÉTIEN.	MARZIN Pierre, Inspecteur Général des P. T. T., Directeur du S. R. C. T.	QUINET. CHRÉTIEN.
MOLHO Fred, »	QUINET et CHRÉTIEN.	MULATIER Léon, Directeur Honoraire au Ministère des P. T. T., Secrétaire Général Adjoint de l'U. I. T.	RIGAL. PICAULT. DAUPHIN. CROS.
MEYDIEU Jean, »	QUINET et CHRÉTIEN.	PROVANSAL Luc, Capitaine d'aviation	GALLET. PEHÉ.
MINAS Constantin, élève à l'E. S. E. (Section normale)	BEDOURA et M. MATHIEU.	Mlle TATTEGRAIN Marguerite, Ingénieur aux « Laboratoires Radioélectriques »	QUINET. CHRÉTIEN.
NOYÉ Jacques, Ingénieur à la Sté « Le Matériel Téléphonique »	FREUND et MULLER.	VIVIEN Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
PALMIÉRI Hubert, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	AUZIAS Raymond, Agent Techr. au Centre Régional de Transports d'Energie du Sud-Est	BROSSART. JOSIAS. DEJEAN. BÉDOURA. DEJEAN. DAUPHIN.
PERCY du SERT Pierre, »	QUINET et CHRÉTIEN.	CONTZEN Roger, Ingénieur Radio E. S. E.	QUINET. CHRÉTIEN.
RUAS Raymond, officier des Télécommunications « Air »	Cap. ROUX et FOUSSIER.	DAUGUET Alexandre, Ingénieur Radio E. S. E. ...	FRANÇOIS. RIGAL. BUREAU. ABADIE. QUINET. CHRÉTIEN.
SCHMITT Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	GHAZIERIAN Edmond, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.
SÉITÉ Georges, »	QUINET et CHRÉTIEN.	JACQUES Max, Ing. diplômé de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	FRANÇOIS. RIGAL. BUREAU. ABADIE. QUINET. CHRÉTIEN.
SIROUX Jacques, »	QUINET et CHRÉTIEN.	LAFFINEUR Marius, Ingénieur de Recherches	QUINET. CHRÉTIEN.
SPITALIER Léon, élève à la Section H. F. de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité de Grenoble	BENOIT et GRANDSARD.	MOULY Jacques, étudiant	QUINET. CHRÉTIEN.
TRASSAERT Claude, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.	RENAUD Bernard	QUINET. CHRÉTIEN.
VALENTIN Pierre, élève à la Section H. F. de l'Institut Polytechnique de Grenoble	BENOIT et GRANDSARD.		
VASSEUR Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.		
VIDAL Pierre, »	QUINET et CHRÉTIEN.		
WEILL Henri, élève à la Section Radio de l'E. S. E.	P. DAVID et DAUPHIN.		
ZEHR Bernard, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET et CHRÉTIEN.		
BATTAREL André, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.		
BELLOC Michel, élève de l'E. S. E. Section Radio	DEJEAN. GROS.		
BÉMER Claude, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.		
BRAILLARD Pierre, Ingénieur à la Compagnie Générale de T. S. F.	WARNECKE. GUÉNARD.		
CAPRE Antoine, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.		
CATHALA Yves, étudiant à l'Ecole Centrale de T. S. F.	QUINET. CHRÉTIEN.		

A PROPOS DE "L'IMPÉDANCE DU VIDE"

PAR

A. FOCH

*Professeur à la Faculté des Sciences de Paris
et à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*

Certains techniciens semblent actuellement se préoccuper de la « vraie valeur » à donner à ce qu'on appelle l'impédance caractéristique du vide. Comme toutes les fois d'ailleurs où elles portent sur des points d'ordre essentiellement scientifique, les discussions sont serrées et parfois assez vives. Il est peut-être bon d'essayer de revenir aux principes.

I. — L'origine de la controverse est connue ; les systèmes d'unités couramment employés en Radiotechnique sont des systèmes à quatre grandeurs fondamentales (longueur, masse, temps et courant) c'est-à-dire que l'unité relative à chacune des grandeurs est choisie arbitrairement, plus précisément indépendamment de toute autre. Au contraire, les autres grandeurs de la science électrique, telles que le travail, la puissance, la tension, la charge, l'inductance etc... possèdent des unités dérivées, c'est-à-dire déterminées directement ou indirectement à partir des quatre unités principales par application de certaines règles conventionnelles. Ces règles portent en particulier sur le choix et sur l'écriture des facteurs qui servent à transformer en égalités les relations de proportionnalité résultant des théorèmes de la Géométrie, des énoncés de la Mécanique et des lois de la Physique. L'expérience a montré que l'attraction mutuelle F de deux courants parallèles est proportionnelle aux intensités I et I' de ces courants, à leur longueur commune l et à l'inverse de leur distance d ; elle a également établi que la répulsion f de deux charges électriques q et q' est proportionnelle à leur produit et inversement proportionnelle au carré de leur distance. Pour traduire ces proportions en égalités, nous écrivons :

— avec les conventions classiques :

$$F = 2 \mu II' \frac{l}{d} \quad f = \frac{q q'}{\epsilon r^2}$$

— avec les conventions de la rationalisation :

$$F = \frac{2 \mu}{4 \pi} II' \frac{l}{d} \quad f = \frac{q q'}{4 \pi \epsilon r^2}$$

Ces deux façons de traduire numériquement les mêmes phénomènes physiques reviennent à poser

que, avec les mêmes unités principales, l'unité relative à la perméabilité μ est, dans les systèmes classiques, 4π fois plus grande que dans les systèmes rationalisés ; par suite le nombre mesurant la perméabilité d'un système donné est 4π fois plus grand dans les systèmes rationalisés. L'inverse a lieu pour la permittivité ϵ .

Il importe de remarquer dès maintenant que le mot de perméabilité s'applique en fait à deux grandeurs qui — pour être de même nature — ont néanmoins des valeurs numériques différentes suivant que l'on adopte les conventions classiques ou les conventions de rationalisation. Sans doute chacun des systèmes de conventions se développe logiquement, mais le technicien qui est obligé d'utiliser alternativement l'un et l'autre éprouve une gêne comparable à celle que ressentirait le géomètre arrivant dans un monde où on appellerait diamètre d'un cercle ou d'une sphère de rayon r la quantité $D = 2 \pi r$; dans ce monde, il serait « exact » que la circonférence du cercle est égale à son « diamètre » ou que l'aire d'une sphère est égale à $D^2 : \pi$. Y aurait-il lieu pour le géomètre de se demander quelle est la « vraie valeur » ?

II. — Les questions relatives au champ magnétique soulèvent des difficultés un peu plus subtiles, tenant surtout au fait que la « cause » des phénomènes magnétiques est moins directement perceptible qu'une force mécanique ou qu'une différence de potentiel.

Soit un champ magnétique se manifestant par des forces mécaniques sur les aimants ou sur les conducteurs sièges de courants, par des phénomènes d'induction, par des effets de biréfringence, etc... L'expérience montre que l'on peut annuler simultanément toutes ces actions au moyen d'un solénoïde comportant un certain nombre linéique ($n l$) d'ampères-tours. On est donc conduit à repérer la grandeur d'un champ magnétique par une fonction univoque de ($n l$). Or, tandis que les conventions classiques prennent le produit $4 \pi (n l)$ comme valeur numérique du champ excitateur, les conventions de rationalisation mesurent la grandeur du

même champ par ($n D$) seulement. Donc, là encore, pure question de définition (*).

III. — Or, que les relations de l'Electromagnétisme soient mises sous la forme classique ou sous la forme rationalisée, les équations de Maxwell relatives aux milieux diélectriques ont toujours la même écriture

$$-\operatorname{rot} \mathcal{E} = \mu \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial t} \quad \varepsilon \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial t} = \operatorname{rot} \mathcal{H},$$

\mathcal{E} et \mathcal{H} désignant respectivement le champ électrique et le champ magnétique au point considéré. Introduisant de plus le vecteur $\mathcal{Q} = \varepsilon \mathcal{E}$ que j'appellerai provisoirement la *déformation*, des calculs connus montrent que :

1° Les ébranlements électromagnétiques se propagent dans le milieu avec la célérité

$$C = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}}$$

2° Dans une onde progressive, plane, sinusoïdale, les vecteurs champ électrique, champ magnétique et déformation sont synchrones, leurs grandeurs respectives E , H , D , étant liées par les relations

$$\frac{E}{C D} = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \mu C = \frac{1}{\varepsilon C} = \zeta.$$

Ces relations sont valables dans les deux systèmes, parce que dans chacun les unités ont été choisies pour la perméabilité, la permittivité et le champ magnétique de façon précisément à conserver la même écriture (*).

Précisons ce point.

IV. — Dans le système classique M. K. S. A. (mètre, kilogramme, seconde, ampère), les unités sont choisies de façon que la perméabilité du vide possède la valeur *exacte*

$$\mu_1 = 10^{-7} \frac{m - kg}{A^2 - s^2}$$

Prenant la célérité de la lumière égale à 300 000 km : s, il en résulte pour la permittivité du vide la valeur

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{c^2 \mu_1} = \frac{1}{9 \times 10^9} \frac{A^2 - s^2}{m^3 - kg}$$

La grandeur ζ relative au vide vaut donc, dans le système classique M.K.S.A.

$$\zeta_1 = \mu_1 c = 30 \frac{m^2 - kg}{A^2 - s^3}$$

Or on sait que, dans les groupements de symboles caractérisant une unité, chacun de ces symboles est justifiable des règles du calcul algébrique. Comme on a les équivalences, définissant le watt ou traduisant la loi de Joule,

(1) On notera que dans les deux cas on donne par *convention* au champ magnétique les dimensions du quotient d'un courant par une longueur.

(2) Seul des grandeurs électromagnétiques, le champ électrique a même valeur dans les deux cas.

$$1 W = 1 \frac{m^2 - kg}{s^3} \quad 1 \Omega = 1 \frac{W}{A^2}$$

on est conduit à écrire, avec le système d'unités M. K. S. A. classique, et *par une simplification d'écriture peut-être excessive* :

$$\zeta_1 = 30 \Omega$$

On donne ainsi à ζ la même unité qu'à une résistance ou à une impédance. Il est d'ailleurs à peine besoin d'indiquer que le mode de raisonnement précédent est au fond un pur calcul de dimensions ; il établit seulement que la grandeur ζ est homogène à une impédance et n'entend rien conclure quant à la nature réelle de cette grandeur.

D'autre part les conventions à la base du système rationalisé M.K.S.A. reviennent à donner à la perméabilité du vide la valeur

$$\mu_2 = 4 \pi \mu_1 = 1,256 \times 10^{-6} \frac{m - kg}{A^2 - s^2}$$

D'où pour ε la valeur

$$\varepsilon_2 = \frac{\varepsilon_1}{4 \pi} = \frac{1}{113 \times 10^9} \frac{A^2 - s^2}{m^3 - kg}$$

et pour ζ la valeur

$$\zeta_2 = \mu_2 c = 4 \pi \zeta_1 = 377 \Omega$$

Peut-on s'étonner que la grandeur qui — dans les deux systèmes de conventions — se trouve être l'écriture abrégée du rapport $\sqrt{\mu : \varepsilon}$ ait des valeurs numériques différentes lorsque μ et ε n'ont pas les mêmes valeurs ?

D'autre part l'unité de champ magnétique a été choisie dans le système rationalisé de façon à conserver les écritures du système classique

$$B = \mu H$$

définissant l'induction magnétique et

$$E = \frac{-d(S B)}{dt}$$

traduisant la loi de Faraday. Il résulte de ce choix que $\frac{E}{H}$ doit varier comme ζ .

V. — En ce qui concerne la déformation \mathcal{Q} , notons que dans les deux systèmes M.K.S.A. l'unité de champ électrique est le volt par mètre. Il faut donc que la mesure D de la « déformation » soit 4π fois plus faible dans le système rationalisé que dans le système classique. Il en est effectivement ainsi, parce que le symbole \mathcal{Q} ne représente pas la même grandeur dans les deux cas et que la nomenclature officielle consacre cette distinction. La « déformation » figurant dans les équations classiques est en effet l'induction électrostatique, pour laquelle la définition 05-15-75 du Vocabulaire Electrotechnique International de 1938 donnait comme équivalent allemand *Verschiebung*. Au contraire le système rationalisé identifie \mathcal{Q} avec le déplacement de la définition 05.15.80, c'est-à-dire le *displacement* de Maxwell, le terme pour lequel le Vocabulaire n'avait

pas trouvé de correspondant germanique (1) (Ne différant d'ailleurs que par un facteur 4π , déplacement et induction sont de même nature).

VI. — Les remarques précédentes portent sur « la grandeur ζ », la légitimité pour cette dernière de l'appellation « impédance du vide » n'étant pas abordée, autrement que par préterition. Cette dénomination en effet me semble avoir des origines purement dimensionnelles. Elle est de la même famille que les anciennes affirmations « La capacité d'une sphère est égale à son rayon » ou « Le henry est le quart du méridien terrestre ». Je considère en effet qu'un moment et un travail ont beau avoir les mêmes dimensions, il y a entre eux une différence essentielle de nature, celle qui existe entre un vecteur axial et une quantité scalaire, celle que les unités actuellement employées cherchent précisément à marquer, puisque le travail s'évalue maintenant en kilogrammètres, en ergs ou en kilojoules et qu'un moment se mesure en mètres-kilogrammes (poids), en mètres-sthènes ou en centimètres-dynes. N'y a-t-il pas alors à craindre que la substitution du symbole Ω au groupement $m^2 - kg. - A^{-2}s^{-3}$ ne provoque des erreurs sur la nature véritable de ζ , tout au moins chez ceux qui ne verront pas dans cette substitution un pur jeu d'écriture ?

S'il est en effet légitime de parler de l'impédance itérative d'une ligne réelle, c'est qu'on appelle ainsi l'impédance Z sur laquelle on doit boucler la ligne pour obtenir en tous les points de celle-ci, entre le courant et la tension, le même rapport qu'aux bornes

(1) Actuellement d'ailleurs les traités allemands emploient les grandeurs rationalisées de façon à peu près exclusive. Mettant par suite l'énergie volumique d'un diélectrique sous la forme $\mathcal{E}\mathcal{D}$: 2, ils font de \mathcal{D} le déplacement de la définition 05.15.90 et lui affectent l'appellation *Verschiebung* qui n'est donc plus la traduction d'induction électrostatique.

de Z , c'est qu'on a en somme une grandeur expérimentalement réalisable. Le problème actuel est alors de savoir si, de toutes les grandeurs caractéristiques du vide, certaine fait intervenir au moyen d'une expérience effective le rapport d'une tension à un courant. Dans l'affirmative on a bien affaire à une impédance, mais l'expérience en donne alors une valeur numérique indiscutable. Dans la négative, c'est-à-dire si la grandeur n'apparaît jamais que dans une succession de calculs (2), il convient d'être très prudent dans la terminologie correspondante, d'éviter toute dénomination par un mot au sens déjà parfaitement défini, même en lui accolant un adjectif omnibus — comme spécifique ou caractéristique — ; il n'y a pas à chercher — et il faut éviter de faire chercher — une interprétation profonde à ce qui est peut-être une pure transformation algébrique. En particulier donner un même nom aux unités de deux grandeurs est légitime quand les deux grandeurs — induction et déplacement par exemple — sont bien de même espèce ; j'ai le droit de considérer $c = 1 : \sqrt{\epsilon\mu}$ comme une célérité — et de l'évaluer par suite en m : s — non parce que Maxwell l'a fait ainsi apparaître dans une équation de propagation, mais parce qu'on a constaté l'existence d'une propagation ayant précisément cette célérité. Au contraire, une identité de dénomination devient audacieuse quand on n'est pas absolument sûr de l'identité de nature ; elle est désastreuse quand on a deux grandeurs d'espèces différentes, parce qu'il en résulte finalement les pires confusions. Au lecteur de juger si la nature de la grandeur ζ est connue autrement que par des considérations d'homogénéité.

(2) C'est de cette façon que ζ est présenté dans cet article ; bien entendu, je n'entends pas généraliser.

L'AMPLIFICATION DES ONDES CENTIMÉTRIQUES : LES TUBES A ONDES PROGRESSIVES

PAR

G. GOUDET

Docteur ès-Sciences

Centre National d'Etudes des Télécommunications

L'exposé ci-après s'efforce de faire le point sur les possibilités actuelles d'amplifier les ondes centimétriques. On donne quelques exemples typiques des performances atteintes vers 3.000 MCs avec des klystrons et avec des triodes. Enfin, on insiste plus particulièrement sur les amplificateurs à onde progressive et on résume les travaux effectués sur ce sujet au Centre National d'Etudes des Télécommunications.

I. — Introduction.

Les équipements qui utilisent les ondes centimétriques sont surtout les appareils de Radar et les stations relais ou terminales des câbles hertziens destinés soit à la transmission des signaux de télévision, soit aux communications téléphoniques multiples.

Les récepteurs de ces matériels sont des super-hétérodynes dans lesquels le signal incident, dont la fréquence est par exemple 3.000 MCs, est immédiatement transposé sur une « moyenne fréquence » de l'ordre de 30 MCs à l'aide d'un cristal mélangeur. L'amplification est opérée à cette fréquence.

On peut ainsi construire des récepteurs dont le facteur de bruit est voisin de 12 décibels.

Pour augmenter la sensibilité de ceux-ci, on pourrait songer a priori à faire précéder le mélangeur, d'un tube amplificateur opérant en hyperfréquence.

Ce procédé, classique sur les autres gammes d'ondes, ne serait avantageux que si le tube introduit était pourvu d'un gain suffisant et d'un facteur de bruit inférieur à la valeur qui vient d'être citée.

Or il n'existe présentement aucun tube amplificateur doué d'un facteur de bruit aussi faible. C'est pourquoi les tubes amplificateurs ne sont pas employés sur les étages d'entrée des récepteurs en ondes centimétriques. On les trouve par contre dans les étages de sortie des relais de certains câbles hertziens, disposés en des points où le signal est déjà amplifié à un niveau tel que les bruits de ces tubes soient pratiquement négligeables.

On les emploie également dans les étages de puissance d'émetteurs à haute stabilité, pilotés par quartz et comportant plusieurs étages multiplicateurs de fréquence et amplificateurs.

Deux types de tubes sont actuellement utilisés dans ces applications : les klystrons et les triodes.

Enfin des travaux récents ont conduit à la mise au point d'un nouvel amplificateur pour ondes centimétriques : le tube à onde progressive qui est

maintenant susceptible d'être incorporé avec profit aux stations relais de câbles hertziens.

Nous donnerons d'abord quelques exemples des performances atteintes avec des klystrons et des triodes ; puis nous indiquerons les principales caractéristiques des amplificateurs à onde progressive actuellement décrits dans la littérature technique et résumerons les travaux effectués sur ces tubes au Centre National d'Etudes des Télécommunications.

II. — Exemples de performances des klystrons et des triodes.

Un klystron à 3 cavités de la Sperry Gyroscope Co (2 K 35) possède les caractéristiques suivantes :

Tension anodique	2.000 volts
Courant	75 mA
Gain de puissance	2.500
Puissance de sortie	15 watt
Bande passante	1,2 MCs
Fréquence	3.000 MCs

Ces chiffres montrent qu'il s'agit d'un klystron de puissance, destiné à l'étage de sortie d'un émetteur. On remarque sa faible bande passante, due à l'emploi de cavités à coefficient de surtension élevé. Son facteur de bruit est probablement supérieur à 25 db.

Des résultats plus favorables en ce qui concerne la bande passante ont été obtenus par le Laboratoire Central de Télécommunications dans un klystron à 3 cavités [41] ; grâce à une optique qui permet la concentration de faisceau électronique dans les orifices des cavités et autorise l'emploi de coefficients de surtension plus faibles, on a pu obtenir sur une fréquence de 3.000 MCs, une bande passante de 20 MCs. Le gain en puissance est 300 ; la puissance de sortie, 2 watts.

En ce qui concerne les triodes pour ondes centimétriques un des types les plus remarquables est

la triode Western Electric 416 A (développée aux Laboratoires Bell sous le numéro 1553). [42]

Ses principales caractéristiques sont :

Tension anodique	250 V
Courant cathodique	25 mA
Pente	50 m/AV
Coefficient d'amplification	350
Résistance interne	7.000 ohms

A la fréquence de 4.000 MCs, on a obtenu un gain de 10 db avec une largeur de bande (à 3 db) qui atteint ± 40 MCs. La puissance de sortie est environ 1/2 watt. Ce tube a une durée de plusieurs milliers d'heures et un facteur de bruit de 17 db.

Ces performances sont atteintes grâce à une diminution des espaces entre électrodes qui sont abaissés à 12 microns pour la distance cathode grille et 150 microns pour la distance grille plaque.

On voit donc qu'on a poussé la technique de la triode jusqu'à ses extrêmes possibilités et il semble difficile d'imaginer qu'on puisse obtenir dans cette voie des caractéristiques bien supérieures.

La triode 416 A est utilisée en particulier comme amplificateur dans les étages de sortie du câble hertzien New-York-Chicago des Laboratoires Bell. La basse valeur de sa tension d'alimentation rend son emploi commode ; la largeur de bande obtenue est bien suffisante pour une transmission de télévision.

Cependant, le facteur de bruit est encore trop élevé pour permettre son emploi dans les étages d'entrée d'un récepteur.

III. — L'amplificateur à onde progressive.

Les caractéristiques qui viennent d'être indiquées permettent d'apprécier plus justement les performances du plus récent des tubes pour ondes centimétriques : l'amplificateur à onde progressive.

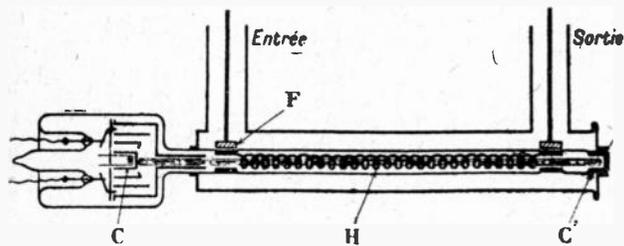


Fig. 1

Rappelons brièvement que ce tube, décrit pour la première fois par R. Kompfner en 1946 est constitué, sous sa forme la plus classique comme l'indique la figure 1. Le fil enroulé en hélice constitue une ligne de retard à l'entrée de laquelle on applique le signal à amplifier. Celui-ci est guidé avec une vitesse qui, comptée suivant l'axe de l'hélice est de l'ordre du quinzième de la vitesse de la lumière.

Le canon à électrons envoie un faisceau dont on règle la vitesse à une valeur sensiblement égale à la précédente.

Dans ces conditions, la théorie montre que le signal incident provoque une modulation de vitesse du faisceau ; celle-ci se convertit en modulation de densité. Mais, au contraire de ce qui se produit dans les

klystrons, les paquets d'électrons ainsi constitués ont un caractère permanent par suite de la présence de l'onde électromagnétique qui les accompagne dans leur déplacement. La théorie montre que ces paquets se placent de façon à être constamment freinés par cette onde à laquelle ils abandonnent continuellement une partie de leur énergie cinétique.

Grâce à cet échange, l'onde subit une croissance exponentielle tout le long de l'hélice, sauf dans une zone voisine de l'entrée où s'effectue la modulation en densité du faisceau (1).

Pour éviter l'auto-oscillation, résultant de réflexions de l'onde amplifiée, il est nécessaire que l'hélice ait une atténuation au moins égale au gain du tube, de façon que l'onde réfléchie revenue à l'entrée du tube ait une amplitude inférieure à celle de l'onde incidente. Enfin, pour assurer le cheminement correct du faisceau sur des longueurs qui peuvent atteindre 60 cm il est nécessaire de placer le tube à l'intérieur d'une bobine focalisatrice qui produit un champ magnétique continu, parallèle à l'axe.

De nombreuses publications ont déjà été consacrées aux amplificateurs à onde progressive (voir Bibliographie n° 1 à 40).

Au Centre National d'Etudes des Télécommunications nous en avons entrepris l'étude en 1947. [7], [8], [10], [13], [15], [23], [28], [29], [30], [31], [33].

Une théorie détaillée des phénomènes d'interaction entre l'onde électromagnétique et le faisceau électronique a été élaborée, dans le cas d'une ligne de retard quelconque, pour de petits signaux [29].

En remplaçant le circuit en hélice par un modèle simplifié (cylindre continu dans lequel les lignes de courant sont des hélices toutes identiques) nous avons obtenu des abaques qui permettent de déterminer a priori les principales caractéristiques d'un tube construit avec une hélice donnée. [29]

En même temps que cette théorie, nous avons fait connaître en 1948 ([28], [30], [31]) les principaux résultats de nos travaux expérimentaux.

Ceux-ci conduisaient à des tubes dont les caractéristiques essentielles étaient :

Tension anodique	1.650 volts
Courant électronique utile	5 mA
Gain	21 db
Puissance de sortie	60 mw
Facteur de bruit	25 db
Fréquence moyenne	3.000 MCs

La bande passante était limitée par les circuits d'entrée et de sortie. Elle avait pour valeur 125 MCs (à 3 db).

Le tube lui-même, qui ne comporte aucun circuit sélectif a une bande passante environ 10 fois plus grande.

Plusieurs autres groupes de recherche ont également publié les performances qu'ils ont atteintes.

Citons à titre d'exemple :

a) Les Laboratoires Bell, où l'on a réalisé des tubes sur 3.750 Mcs ([6], [11], [20], [27], [32], [38] [39]).

(1) Pour une théorie plus précise quoique élémentaire, on pourra se reporter par exemple à l'article n° 33 de la bibliographie.

la tension anodique est	1.500 volts
Le courant utile	12 mA
Le gain est	25 à 30 db
La puissance de sortie	500 mw
Le facteur de bruit	25 db

b) La Cie Gle de T. S. F. qui a annoncé les performances suivantes : [17], [19], [24], [25], [35], [36]

tension anodique	1.300 volts
courant utile	3 à 10 mA
gain	20 db

c) La Standard Telephone and Cables [40] qui a décrit tout récemment les possibilités d'un tube destiné à l'équipement de stations relais de câble hertzien.

Les principales données expérimentales sont ici :

Tension anodique	1.400 volts
Courant utile	3 mA.
Gain	25 db
Puissance maximum	140 mw
Facteur de bruit	18 à 20 db
Bande passante	1.400 MCs

Comme on le voit, les valeurs numériques données dans ces divers exemples sont toutes du même ordre, à l'exception des bandes passantes qui dépendent non du tube mais des circuits d'utilisation.

Cependant, elles sont insuffisantes pour donner une idée des possibilités d'emploi ; il importe en effet à l'utilisateur que l'exploitation de l'amplificateur à onde progressive soit aussi aisée que celle d'une triode. Cela signifie en particulier que la mise en œuvre de ce tube ne doit exiger aucun réglage critique et que les caractéristiques sont suffisamment reproductibles d'un tube à l'autre.

En d'autres termes, il doit être possible de remplacer un tube dans un montage sans avoir autre chose à faire que de mettre en place le nouveau tube dans son culot.

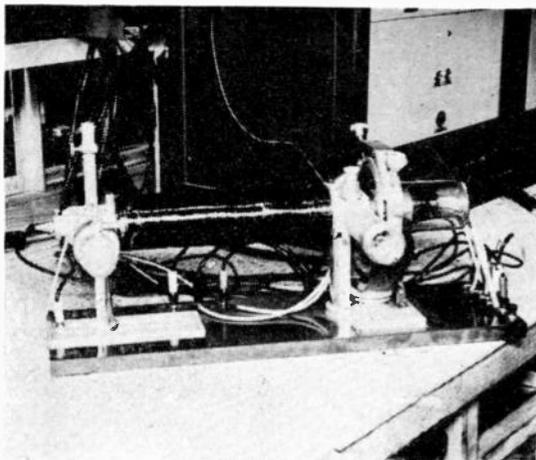


Fig. 2

Ces conditions sévères n'étaient pas remplies par les premiers tubes construits à notre Laboratoire.

Le procédé de montage utilisé ne permettait pas d'avoir un centrage suffisant du canon à électrons.

Pour corriger ce défaut il était nécessaire d'utiliser pour la focalisation, non seulement une longue bobine mais encore une lentille magnétique plate située au voisinage du canon à électrons. Celle-ci devait être pourvue de réglages mécaniques permettant de lui donner une position et une orientation quelconques.

De plus, la focalisation était troublée par des champs magnétiques extérieurs, même aussi faibles que le champ magnétique terrestre. Le réglage de

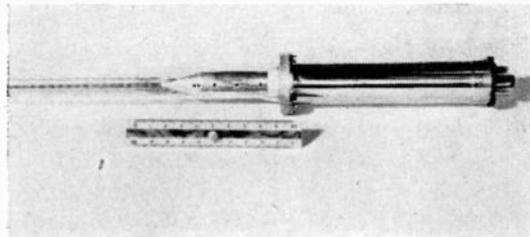


Fig. 3

focalisation était donc dépendant de l'orientation générale du montage.

Enfin les atténuations propres des hélices variaient dans des limites assez larges, entre 30 et 40 db environ, ce qui entraînait une variation du gain de l'ordre de 5 db. Pour nous affranchir de tous ces inconvénients, nous avons étudié un nouveau modèle de tube qui diffère du précédent sur plusieurs points.

Nous avons d'abord utilisé une technique de montage telle que l'ensemble canon à électrons-hélice-

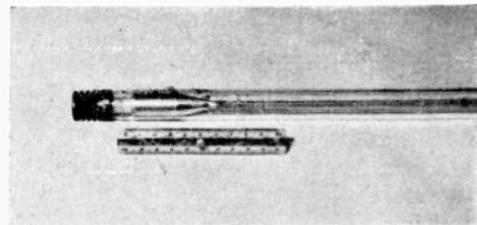


Fig. 4

cible soit centré indépendamment de l'enveloppe de verre. A cet effet le canon à électrons est guidé dans une pièce de cuivre (Fig. 3) dont la surface intérieure est cylindrique ; la cible est montée d'une façon analogue (Fig. 4). L'hélice est tenue entre trois baguettes de verre (Fig. 3 et 4) réunies par des entretoises et présentant du côté de l'hélice une face bien plane. Ces baguettes sont fixées à leurs extrémités sur les pièces de cuivre citées plus haut.

D'autre part, nous avons réussi à éliminer complètement l'influence des champs magnétiques parasites et à supprimer la première lentille magnétique en plaçant la cathode à plusieurs centimètres à l'intérieur de la bobine principale de focalisation (Fig. 5). Le canon à électrons, prévu pour donner un faisceau cylindrique est ainsi complètement plongé dans un champ magnétique uniforme qui

exerce son action directrice dès que les électrons quittent la cathode.

Ce canon comporte une cathode et deux anodes, la première permettant de faire varier le courant électronique sans modifier la vitesse finale des électrons.

Nous obtenons ainsi sans réglage mécanique, par simple introduction du tube dans son support des rendements électroniques de 90 % pour des courants que l'on peut faire varier de 1 à 6 mA.

Les données électriques de fonctionnement normal du canon sont ;

Tension de la 1 ^{re} anode	50 à 200 V
Tension de la 2 ^e anode	800 V
Tension de l'hélice	1.400 V
Courant utile	1 à 6 mA.

La nouvelle position adoptée pour la cathode devait nécessairement entraîner une autre modification concernant l'entrée du tube.

Le signal à amplifier doit en effet être introduit à l'extrémité de l'hélice.

Dans les dispositions classiques, il y est amené par un guide d'onde ou une ligne coaxiale qui arrivent perpendiculairement à l'axe du tube et qui sont couplés avec l'extrémité de l'hélice. Cette solution, pour être appliquée, aurait nécessité l'interruption de la bobine focalisatrice [Cf 40].

Nous avons préféré éviter cette discontinuité et introduire le signal incident en avant de la bobine focalisatrice (Fig. 5) ; il est alors nécessaire d'utiliser un tronçon de ligne coaxiale C pour relier le circuit d'attaque à l'entrée de l'hélice.

Une disposition identique est utilisée à la sortie.

Enfin, pour augmenter la reproductibilité des tubes, nous avons renoncé à l'emploi de dépôts d'aquadag destinés à augmenter l'atténuation de

Ces modifications constructives nous ont permis, sans difficulté de focalisation de porter à 40 cm la longueur de la partie utile de l'hélice.

Le tube ainsi réalisé est représenté fig. 6, devant son circuit d'utilisation comprenant le solénoïde

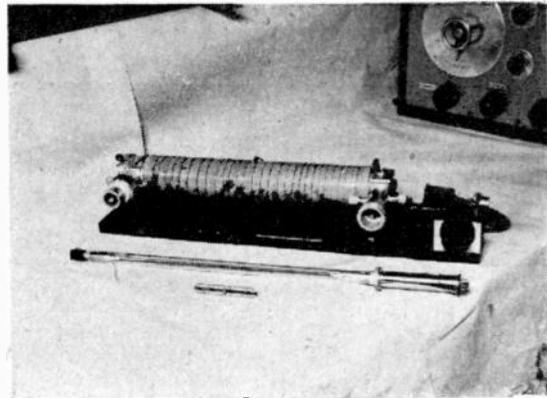


Fig. 6

et les adaptateurs d'entrée et de sortie.

Les tubes de ce type sont bien stables et reproductibles ; ils fournissent un gain de 35 db, pour un courant utile de 3 mA.

Leur fréquence moyenne de fonctionnement est 2 600 MCs ; leur bande passante atteint 400 MCs.

La puissance de sortie est 50 mw, le facteur de bruit 18 db.

Cette dernière valeur a non seulement été déterminée par les procédés classiques utilisant un récepteur mais par une mesure directe.

A cet effet, trois tubes sont mis en série.

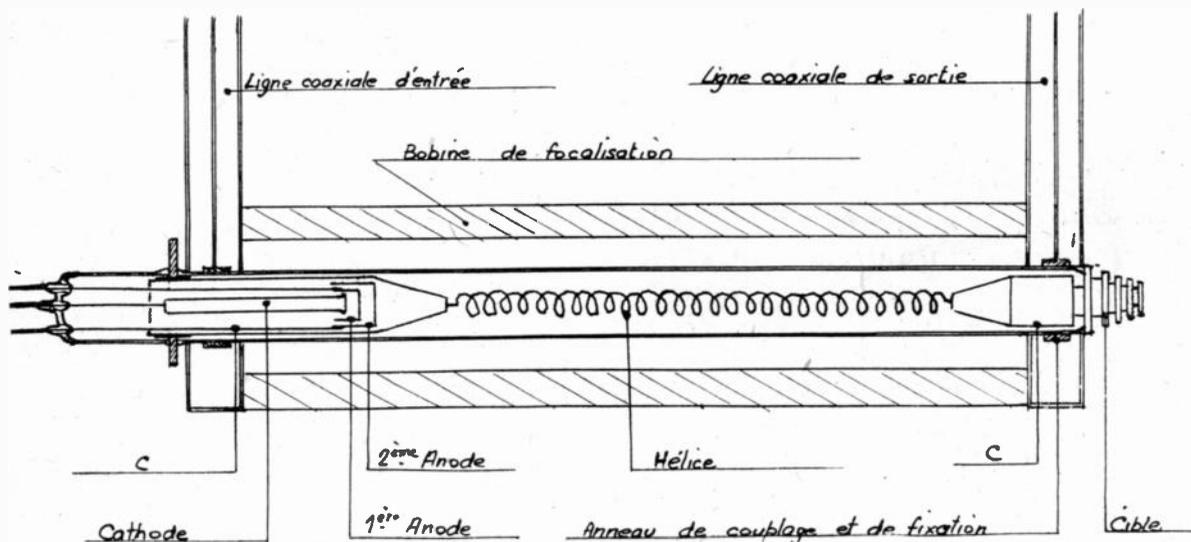


Fig. 5

l'hélice ainsi qu'à l'utilisation d'alliages magnétiques. Ceux-ci sont intéressants par valeurs d'atténuation qu'ils permettent d'atteindre, mais leur perméabilité est modifiée au cours des traitements thermiques subis par le tube pendant son pompage. Il en résulte une dispersion excessive de l'atténuation.

L'amplification a été limitée à 90 db, choisie de façon à permettre à la sortie une mesure bolométrique directe du bruit du premier tube.

La fig 7 représente l'ensemble du montage.

Il nous est possible sans modification de technique de réaliser des variantes du tube qui vient d'être

décrit, soit en vue d'augmenter la puissance de sortie, soit de diminuer la longueur d'onde d'utilisation.

Par contre des études restent nécessaires pour obtenir une diminution importante du facteur de bruit, qui, remarquons le est parmi les meilleurs, de ceux que présentent les tubes pour ondes centimétriques.

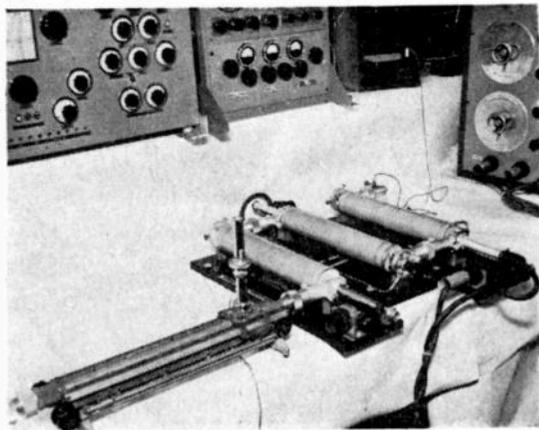


Fig. 7

En résumé, l'amplificateur à onde progressive semble actuellement arrivé à un stade industriel ; on peut songer à l'incorporer dans des équipements, en particulier dans les relais de câble hertzien, étages d'entrée exclus.

J'ai plaisir à remercier ici tout le personnel du C. N. E. T. qui a participé à cette étude, en particulier MM. M. Kuhner, P. Lapostolle et R. Wallauschek qui ont joué les rôles essentiels dans la conduite des recherches.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) X..., *Electronic Industries*, août 1946, p. 62. Travelling wave amplifier tube.
- (2) X..., *Electronics*, septembre 1946, p. 206. Travelling wave tube.
- (3) R. KOMPFFNER, *Wireless World*, nov. 46, pp. 369-372. The travelling wave valve, new amplifier for centimetric wavelength.
- (4) X..., *Electronics*, nov. 1946, pp. 90 à 92. Wideband microwave amplifier tube.
- (5) X..., *Electronic Industries*, déc. 1946, p. 57. A Broad band tube.
- (6) J. R. PIERCE, *Bel. Lab. Records*, décembre 1946, pp. 439 à 442. The beam travelling wave tube.
- (7) BLANC-LAPIERRE-LAPOSTOLLE, *Annales des Télécommunications*, décembre 1946, p. 283 à 302. Contribution à l'étude des amplificateurs à onde progressive.
- (8) P. LAPOSTOLLE, *C. R. A. S.*, janvier 1947, pp. 268 à 270. Etude de la propagation simultanée d'une onde progressive guidée et d'un faisceau électronique de vitesse voisine.
- (9) C. SHULMAN et M. S. HEACY, *R. C. A. Review*, 1947, p. 585-611. Small signal theory analysis of travelling wave tube.
- (10) P. LAPOSTOLLE, *C. R. A. S.*, février 1947, p. 558-560. Etude des diverses ondes progressives guidées susceptibles de se propager en interaction avec un faisceau électronique.
- (11) J. R. PIERCE, *P. I. R. E.*, février 1947, p. 108-111. Travelling wave tubes.
- (12) R. KOMPFFNER, *P. I. R. E.*, février 1947. The travelling wave tube as amplifier at microwaves.
- (13) P. LAPOSTOLLE, *C. R. A. S.*, mars 1947, p. 814-816. Généralisation de certains résultats relatifs à l'interaction d'ondes progressives guidées avec un faisceau électronique.
- (14) E. ROUBINE, *Onde Electrique*, mais 1947, p. 203-208. Sur le circuit en hélice utilisé dans le tube à onde progressive.
- (15) A. BLANC, LAPIERRE, P. LAPOSTOLLE, J. VOGÉ, R. WALLAUSCHEK, *Onde Electrique*, mai 1947, pp. 194-202. Sur la théorie des amplificateurs à onde progressive.
- (16) J. LAPLUME, *C. R. A. S.*, juin 1947, pp. 1766-1769. Sur l'interaction entre un faisceau électronique et le circuit en hélice utilisé dans le tube à onde progressive.
- (17) J. BERNIER, *Onde Electrique*, juin 1947, p. 230 à 243. Essai de théorie du tube électronique à propagation d'ondes.
- (18) R. KOMPFFNER, *Wireless Engineer*, sept. 1947, pp. 255 à 261. The travelling wave tube.
- (19) O. DÈHLER et W. KLEEN, *Annales de Radioélectricité*, juillet 1947, p. 232 à 242. Théorie cinématique de l'échange d'énergie entre un faisceau électronique et une onde électromagnétique.
- (20) O. E. H. RYDBECK, *Ericson technics*, N° 46, 1948. The theory of the travelling wave tube.
- (21) J. R. PIERCE, *Journal of Applied Physics*, mars 1948, p. 231. Possible fluctuations in electron streams due to ions.
- (22) CC. CUTLER, *P. I. R. E.*, février 1948, p. 230. Experimental determination of helical wave properties.
- (23) P. LAPOSTOLLE, *Annales des Télécommunications*, mars 48, pp. 85 à 804. Etude des diverses ondes susceptibles de se propager dans une ligne en interaction avec un faisceau électronique. Application à la théorie de l'amplificateur à onde progressive.
- (24) O. DÈHLER et W. KLEEN, *Annales de Radioélectricité*, avril 48, p. 124 à 143. Phénomènes non linéaires dans les tubes à propagation d'onde à faisceau linéaire.
- (25) O. DÈHLER et W. KLEEN, *Annales de Radioélectricité*, juillet 1948, pp. 164 à 188. Sur l'influence de la charge d'espace dans le tube à propagation d'onde.
- (26) L. J. CHU et J. D. JACKSON, *P. I. R. E.*, juillet 1948, pp. 853 à 863. Field theory of travelling wave tube.
- (27) J. R. PIERCE, *P. I. R. E.*, août 1948, pp. 993-957. Effect of passive modes in travelling wave tubes.
- (28) A. BLANC-LAPIERRE, M. KUHNER, *Annales des télécommunications*, août 1948, pp. 259-264. Réalisation d'amplificateurs à onde progressive à hélice. Résultats généraux.
- (29) P. LAPOSTOLLE, *Annales des Télécommunications*, août 48, pp. 265-290. Les phénomènes d'interaction dans le tube à onde progressive. Théorie et vérifications expérimentales.
- (30) M. JESSEL, R. WALLAUSCHEK, *Annales des Télécommunications*, août 48, pp. 291-299. Etude expérimentale de la propagation le long d'une ligne à retard en forme d'hélice.
- (31) R. WALLAUSCHEK, *Annales des Télécommunications*, août 1948, pp. 300-308. Détermination expérimentale des caractéristiques d'amplificateurs à onde progressive. Résultats obtenus.
- (32) J. R. PIERCE, *B. S. T. J.*, octobre 1948, pp. 732-746. Transverse fields in travelling wave tubes.
- (33) G. GOUDET, *Annales des Télécommunications*, décembre 1948, pp. 445 à 455. Les récents progrès des tubes amplificateurs pour ondes centimétriques.
- (34) L. M. FIELD, *P. I. R. E.*, janvier 1949, pp. 34 à 40. Some slow wave structures for travelling wave tube.
- (35) O. DÈHLER, W. KLEEN, P. PALLUIL, *Annales de Radio-électricité*, janvier 1949, pp. 68 à 75. Les tubes à propagation d'onde comme oscillateurs à large bande d'accord électronique.
- (36) O. DÈHLER et W. KLEEN, *Annales de Radioélectricité*, janvier 1949, pp. 76 à 84. Influence du champ électrique transversal dans la ligne de retard du tube à propagation d'onde.
- (37) J. LAPLUME, *Onde Electrique*, février 1949, N° 263, pp. 66 à 68. Théorie du tube à onde progressive.
- (38) J. R. PIERCE, *P. I. R. E.*, mai 1949, pp. 510-515. Circuits for travelling wave tubes.
- (39) J. R. PIERCE et N. WAX, *P. I. R. E.*, juin 1949, pp. 622-625. A note on filter type travelling wave amplifiers.
- (40) D. C. ROGERS, *Electrical Communication*, juin 1949, pp. 144 à 152. Travelling wave amplifier for 6 to 8 centimeters.
- (41) TOURATON, ZWOBADA et DUMOUSSEAU, *Onde Electrique*, octobre 1948, pp. 361 à 370. Tubes amplificateurs en ondes centimétriques permettant l'amplification de signaux occupant une très large bande de fréquences.
- (42) X..., *Electronics*, avril 1949, pp. 171 à 176. New micro-wave triode.

UN NOUVEAU TYPE DE MAGNÉTRON AMPLIFICATEUR

PAR

P. MARIÉ

Docteur ès-sciences

I. — Intérêt du problème.

Parmi les tubes utilisés dans la technique des ondes centimétriques les magnétrons sont plus robustes, plus puissants, et généralement plus faciles à construire que les klystrons ou que les triodes à électrodes planes.

Il est donc tentant de chercher à les utiliser comme tubes amplificateurs et cela d'autant plus que,



comme nous le montrerons, leur fonctionnement ne tombe pas sous les coups du théorème de Bode qui limite le produit rendement \times bande passante.

Divers efforts ont été accomplis dans ce sens. On a construit des magnétrons sectoraux qui diffèrent des magnétrons cylindriques par le fait qu'un écran, porté à un potentiel négatif interdit aux électrons de faire le tour complet de la cathode.

Le signal est introduit dans la zone où naît le faisceau et la puissance amplifiée est recueillie dans la dernière cavité. Nous avons abandonné cette solution parce que le parcours des électrons y est plus réduit que dans le système décrit dans cette étude.

Au lieu de chercher à dérouler le magnétron pour en faire un magnétron plan ou sectoral, nous enrroulerons les ondes à amplifier pour conserver la simplicité de structure du magnétron cylindrique à anode fendue.

Un tel tube est intéressant dans les communications où il permet de transmettre une grande intelligence, en effet celle-ci est proportionnelle au produit :

$$W \left[\log_e \frac{S}{N} - 1 \right]$$

où W désigne la largeur de bande et S/N le rapport signal/bruit ; le magnétron est certainement le tube qui permet de passer la plus large bande pour les signaux puissants.

Un magnétron amplificateur est d'un usage avantageux dans l'étage final d'un émetteur. La modulation peut alors se faire soit sur le magnétron lui-même par variation de la tension cathode-anode, (il y a alors modulation d'amplitude), soit sur les étages antérieurs (modulation quelconque). Le rendement n'est pas sensiblement affecté par le fait que les ondes à amplifier soient modulées car les caractéristiques de cet amplificateur rappellent celle des triodes fonctionnant en classe B ou C.

Toutefois nous verrons qu'il est particulièrement bien adapté pour l'amplification des impulsions car ses caractéristiques présentent pour la H. F. un seuil et une saturation.

Pourvoir amplifier c'est aussi se dispenser d'avoir à synchroniser plusieurs magnétrons si on veut les faire débiter sur une même charge ou par exemple, débiter dans les différents espaces de modulations d'un accélérateur linéaire de particules, ou d'un synchrotron.

Un amplificateur à grande puissance, haut rendement et large bande est utile pour les applications industrielles des hyperfréquences. On l'utilise en auto-oscillateur en couplant la sortie à l'entrée par la cavité d'utilisation qui fixe alors la fréquence. Cette disposition évite le problème de l'adaptation. Dans certaines opérations comme par exemple : le séchage rapide de l'encre d'imprimerie sans desséchage du papier en vue des impressions polychromes, la cuisson de certaines céramiques spéciales ou la polymérisation de certains produits chimiques, la cavité d'utilisation est à haute surtension car les pertes sont faibles et la fréquence propre de la dite cavité peut varier légèrement au cours des traitements à effectuer. Le problème de l'adaptation sur une source de fréquence fixe serait insoluble.

II. — Principes de la solution proposée.

Il est bien connu que dans certaines conditions l'impédance interne du faisceau électronique des magnétrons est une résistance négative. Supposons qu'un magnétron fonctionnant ainsi soit placé à l'extrémité d'une ligne où se propage une onde, le coefficient de réflexion sera plus grand que un, puisque la résistance est négative et, si nous savons séparer l'onde réfléchie de l'onde incidente provenant d'une voie A et l'acheminer vers une voie B, tout se passera comme si l'onde provenant de A était am-

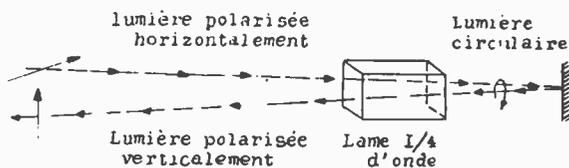


Fig. 1

plifiée par le magnétron avant d'être acheminée vers B. Le coefficient d'amplification dans ce cas se confond avec le coefficient de réflexion.

Le problème de la séparation des ondes est possible : en effet, l'optique cristalline par exemple enseigne que si une lumière polarisée horizontalement traverse une lame quart d'onde convenablement orientée, elle est transformée en lumière à polarisation circulaire et si derrière cette lame quart d'onde nous plaçons un miroir, la lumière après sa seconde traversée de la lame quart d'onde, se retrouve en polarisation verticale, fig. 1 ; on pourrait donc avec deux petites antennes, l'une verticale, l'autre horizontale émettre en A et recevoir en B sans action directe de A. sur B.

Nous décrivons des systèmes qui pour des ondes décimétriques et centimétriques jouent le même rôle que les lames quart d'onde.

III. — Limites imposées au produit rendement bande passante par le théorème de Bode et moyens d'y échapper.

La puissance électromagnétique qui sort des tubes électroniques est produite au détriment de l'énergie cinétique des paquets d'électrons qui, initialement lancés par un champ électrique continu sont freinés par le champ électrique de haute fréquence auquel ils cèdent leur énergie.

Vus sous cet angle, les tubes conventionnels et les klystrons ne diffèrent que par le fait que dans les premiers, la modulation de densité est obtenue instantanément par la tension de contrôle et le paquet d'électrons atteint souvent la plaque avant que la fin du paquet ne soit libérée, alors que dans les seconds la mise en paquets se fait par l'intermédiaire d'une modulation de vitesse et l'on peut « voir » les paquets défilier dans l'espace de captation.

Tous ces tubes ont ce trait commun : il faut prendre l'énergie des paquets d'électrons en les freinant par le champ électrique HF dans l'espace de captation qu'il soit situé entre grilles comme dans le cas du klystron classique à deux cavités ou entre cathode et plaque dans le cas des triodes excitées par la grille.

Pour prendre aux électrons la totalité de leur énergie dans un si court espace, il faudra des champs électriques élevés, résultant de tensions élevées induites elles-mêmes dans l'impédance de charge par le passage des paquets d'électrons.

L'énergie prise aux paquets d'électrons sera donc d'autant plus grande que l'impédance de charge sera plus forte.

Ici intervient le théorème de Bode qui restreint la largeur de bande, eu égard au fait que la capacité entre électrodes ne peut pas être réduite à volonté. Bode a montré théoriquement que pour une bande plate, l'impédance de transfert d'un quadripôle chargé à ses extrémités par les capacités d'entrée et de sortie de tubes, ne peut excéder deux fois et demie l'impédance présentée par la moyenne géométrique des dites capacités pour une fréquence égale à la largeur de bande.

Pour s'affranchir de cette limite il faut concevoir des dispositifs capables de freiner les paquets d'électrons avec des champs électriques faibles et par conséquent agissant longtemps sur ces paquets, c'est ainsi que dans le tube à ondes progressives, l'onde accompagne les paquets d'électrons qu'elle a préalablement modelés dans le faisceau puis les freine par le fait qu'elle se propage légèrement moins vite que les dits paquets, qu'elle tend à retenir aux points où son champ électrique est divergent.

Il en va de même pour les magnétrons avec cet avantage toutefois que dans les tubes à ondes progressives la trajectoire des électrons a une longueur qui n'excède pas 30 cm alors que dans le magnétron elle est indéfinie puisque les ondes et les électrons tournent autour de la cathode.

Ainsi pour un rendement électronique théorique donné, il est possible d'obtenir des bandes beaucoup plus larges avec les magnétrons et les tubes à ondes progressives qu'avec les triodes ou les klystrons.

IV. — Comparaison du tube à ondes progressives, du tube sans circuits et du magnétron.

Si l'on désire que le champ axial ait une valeur non négligeable, le tube à onde progressive doit avoir une hélice très étroite pour les faibles longueurs d'onde, il en résulte que le faisceau électronique doit être un pinceau très fin donc de faible débit et pour maintenir ce faisceau il faut une bobine de focalisation importante. De plus, le courant continu du tube à onde progressive est indépendant des oscillations, c'est un amplificateur classe A, donc de rendement médiocre. Des intensités de faisceau faibles, combinées avec un rendement médiocre ne peuvent donner que des énergies très faibles.

Un grand progrès a été fait dans la technique des amplificateurs pour ondes centimétriques lorsque A. V. HAEFF au Naval Research Laboratory et J. R. PIERCE aux Bell Laboratories ont créé les tubes sans circuits, en remplaçant l'hélice des tubes à onde progressive, par un second faisceau électronique plus lent qui joue par rapport au faisceau primitif, le même rôle que l'hélice, C'était du même coup supprimer les difficultés qui se présentaient lorsqu'on voulait centrer le faisceau étroitement

focalisé par rapport à l'hélice, c'était aussi s'affranchir de la limite qui restreignait la largeur du faisceau électronique du tube à ondes progressives. En effet, les deux faisceaux des tubes sans circuits s'interpénètrent et leur couplage est indépendant de la section, mais ces tubes restent des amplificateurs classe A.

En fonctionnement normal le magnétron ne débite de courant continu que s'il oscille. Les paquets d'électrons ne tombent sur l'anode que s'ils sont mis en perte de vitesse par une onde qui les freine et enflé son énergie au détriment de leur énergie cinétique. On peut dire que le magnétron fonctionne en classe C d'où un rendement excellent, de plus l'intensité du courant continu n'est limitée que par l'émission de la cathode et la dissipation de l'anode qui peuvent être énormes, d'où possibilité d'avoir des puissances considérables.

Pour l'obtention des grandes largeurs de bandes, le tube sans circuit semble la solution idéale pour l'amplification des signaux de faible puissance, mais le magnétron semble difficile à surclasser lorsqu'il s'agit de grosses puissances.

V. — Les résistances négatives. — Leur comportement en fonction des tensions.

Dans l'espace situé entre les grilles d'un klystron reflex ou dans l'hélice du tube à ondes progressives ou au voisinage de l'anode d'un magnétron, le champ électrique joue deux rôles : premièrement, un rôle accélérateur ou retardateur des électrons qui combiné avec un « glissement » donne naissance à une modulation de densité ; deuxièmement, un rôle de freinage des paquets d'électrons pour convertir leur énergie cinétique en énergie électromagnétique.

Le rapport de la tension entre deux points bien choisis (tels que les grilles du klystron reflex ou deux segments successifs de l'anode du magnétron) à la composante fondamentale du courant modulé en densité constitue l'impédance interne du faisceau électronique qui devra d'ailleurs être égale à l'impédance des circuits de charge puisque ces deux impédances ont bornes communes et que la même intensité passe de l'une dans l'autre.

Mais il n'en demeure pas moins vrai que l'impédance interne du faisceau électronique est une entité intrinsèque au faisceau, que l'on peut théoriquement calculer quand on connaît les champs auxquels il est soumis, ce calcul étant fait, on cherchera dans quelles conditions on peut égaler cette impédance avec celle des circuits de charge pour étudier les modes de fonctionnement de l'appareil.

On obtiendra ainsi une équation imaginaire qui pourra se résoudre en deux équations réelles donnant la fréquence et la tension du système fonctionnant en auto-oscillateur. Il peut arriver que le système n'ait pas de solution réelle ce sera le cas si l'impédance de charge est trop faible car alors la tension induite par les paquets d'électrons sera insuffisante pour moduler le faisceau et régénérer de nouveaux paquets. Il existe donc une impédance critique ρ_0 telle que si l'impédance de charge est inférieure à ρ_0 le système

ne peut pas osciller, mais l'impédance intrinsèque au faisceau n'en existe pas moins et se manifeste si une source étrangère à l'appareil induit une tension dans le faisceau.

Montrant que le fait que les magnétrons puissent fonctionner en auto-oscillateur implique que l'impédance interne du faisceau est en valeur absolue une fonction croissante de la tension. Pour faire cette démonstration, il est nécessaire de préciser l'action des circuits oscillants au cours du régime transitoire qui constitue l'évolution nécessaire entre deux régimes permanents.

En régime permanent les circuits oscillants présentent à leur fréquence d'accord une résistance nulle ou infinie. Il n'en est plus ainsi si l'intensité du courant sinusoïdal varie. Les circuits oscillants

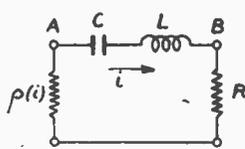


Fig. 2

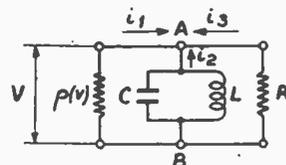


Fig. 3

emmagasinent de l'énergie lorsque l'intensité augmente et en libèrent lorsque l'intensité diminue, ils se comportent alors comme des résistances dont la valeur serait proportionnelle à la dérivée de l'intensité, le calcul montre que les impédances respectives des circuits oscillants des fig. 2 et 3 pris entre les bornes A et B sont les résistances :

$$2L \frac{di}{idt} \quad \text{et} \quad \frac{1}{2C} \frac{dv}{vdt}$$

si l'on désigne par v l'amplitude de la tension alternative aux bornes de la capacité de valeur C , par i le courant correspondant.

Ces résistances sont positives ou négatives selon que i croît ou décroît.

L'impédance interne d'un faisceau électronique est en général fonction de la tension alternative qui lui est appliquée ou de l'intensité haute fréquence qui y circule, nous noterons indifféremment $\rho(v)$ ou $\rho(i)$ étant entendu que $\rho = \frac{v}{i}$ est réel.

Considérons la fig. 2 où R est une résistance passive. L'intensité est la même partout et la loi de Kirchhoff $\sum Ri = 0$ se réduit à $\sum R = 0$ ou :

$$\rho(i) + 2L \frac{di}{idt} + R = 0$$

qui s'écrit :

$$\frac{di}{idt} = -\frac{1}{2L} [R + \rho(i)]$$

Sur cette formule on voit que si $\rho(0) < -R$ on a $\frac{di}{idt} > 0$ des oscillations s'amorceront et iront en s'amplifiant tant que $\rho(i) < -R$ elles se stabiliseront lorsque $|\rho(i)|$ atteindra la valeur R . Ceci nous montre que s'il y a stabilisation la valeur absolue

de $\rho(i)$ doit nécessairement être une fonction décroissante de i .

Pratiquement le schéma fig. 2 est rarement utilisé, le schéma fig. 3 est le plus courant.

Sur le schéma fig. 3 la conservation du courant s'écrit :

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

ou en l'exprimant à l'aide de v et des impédances

$$\frac{v}{\rho(v)} + v \cdot 2C \frac{vdt}{dv} + \frac{v}{R} = 0$$

qui prend la forme :

$$\frac{dv}{vdt} = - \frac{1}{2C} \left[\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho(v)} \right]$$

On voit que si $\rho(0) < -R$

On a : $\frac{dv}{vdt} > 0$

Des oscillations s'amorcent et vont en augmentant tant que $\rho(v) < -R$; elles se stabilisent lorsque $|\rho(v)| = R$.

Ceci montre que s'il y a stabilisation, la valeur absolue de $\rho(v)$ est une fonction croissante de v .

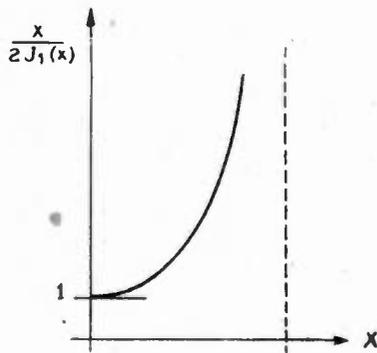


Fig. 4

Confirmant cette théorie on sait que la résistance négative du faisceau électronique d'un klystron reflex est : $K X/2 J_1(X)$, X étant un paramètre de groupement proportionnel à v , la fig. 4 montre l'allure de la courbe.

Supposons toujours le courant d'amplitude i en phase avec la tension d'amplitude v et montrons que si pour un système électronique donné, supposé placé au bout d'une ligne de transmission, nous connaissons la courbe donnant v en fonction de i en coordonnées cartésiennes, cette même courbe, repérée par rapport à des coordonnées obliques convenables peut représenter l'intensité de l'onde réfléchie sur la ligne de transmission en fonction de l'intensité de l'onde incidente.

En effet, soit z_0 l'impédance caractéristique de la ligne de transmission considérée, $v_1 i_1$ la tension et l'intensité relatives à l'onde incidente aux bornes de raccordement de la ligne et de l'impédance électronique, $v_2 i_2$ la tension et l'intensité relatives à l'onde réfléchie, toutes ces tensions et ces intensités sont comme i , en phase avec v .

La tension appliquée à l'impédance électronique est $v = v_1 + v_2$ et l'intensité qui y passe est $i = i_1 - i_2$. Ce qui peut s'exprimer en disant que le vecteur de coordonnées (v, i) est la somme des deux vecteurs (v_1, i_1) et $(v_2, -i_2)$. Ces deux derniers vecteurs sont portés par les droites $v = \pm z_0 i$ que l'on prend comme axes de coordonnées obliques fig. 5. Soit $0 v_1$ et $0 v_2$ ces axes, sur lesquels par définition les abscisses v_1 et v_2 correspondent à l'ordonnée v dans le plan des $v i$. Pour calculer v_2 connaissant v_1 il suffit de regarder en quel point la droite parallèle à $0 v_2$ coupant $0 v_1$ au point d'abscisse v_1 , rencontre la courbe $v = f(i)$. De ce point on mène une parallèle à $0 v_1$ qui coupe $0 v_2$ au point d'abscisse v_2 cherché. Si la solution est double il faut adopter la plus grande car le mécanisme de production des oscillations que nous avons analysé plus haut montre que lorsque les oscillations sont déclenchées leur amplitude tend à prendre la valeur la plus grande possible. Si le courant i n'est pas en phase avec la tension v , on peut considérer les tensions et courants comme la somme de tensions et courants en phase avec v et que nous noterons $v_1 v_2 i_1 i_2$ comme précédemment et de tensions et courants en quadrature avec v et que nous noterons $v'_1 v'_2 i'_1 i'_2 i'$.

La courbe représentant l'intensité dans l'impédance électronique en fonction de la tension nécessite trois dimensions que l'on peut repérer par le trièdre $ov oi oi'$. Dans le plan $ov oi$ rien n'est changé et l'on fait les constructions fig. 5 décrites plus haut.

Dans le plan $ov oi'$ on pourrait tracer les droites $v = \pm z_0 i'$ qui définiraient les axes $ov'_1 ov'_2$ et opérer comme dans le plan $ov oi$ mais ce n'est pas la peine car $v'_1 + v'_2 = 0$ et par suite

$$i'_1 = \frac{1}{2} i' \text{ et } i'_2 = -\frac{1}{2} i'.$$

Cette simple remarque nous donne immédiatement $i'_1 i'_2$ et par suite $v'_1 v'_2$ connaissant i' .

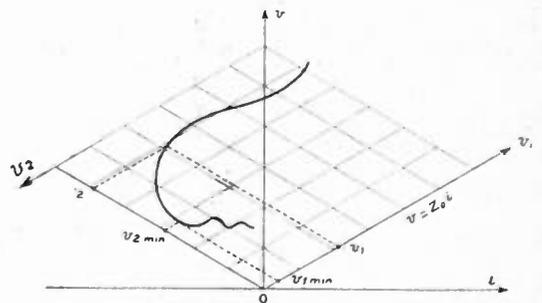


Fig. 5. — Changement de coordonnées faisant apparaître pour une impédance électronique de nature donnée la courbe tension HF réfléchie en fonction de la tension HF incidente, sur le graphique donnant la tension HF totale en fonction de l'intensité HF (en phase avec cette tension).

Appliquons la méthode que nous venons de préciser au cas du magnétron.

La fréquence, la tension continue et le champ magnétique étant donnés, la fig. 5 donne la valeur de l'amplitude v de la tension HF en fonction de la composante i de l'intensité haute fréquence, en phase avec cette tension.

Les coordonnées obliques reportées sur la figure sont construites en prenant pour axe les droites,

$v = \pm z_0 i$ où z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne aboutissant au magnétron.

Dans ce système de coordonnées, nous lisons directement l'amplitude de l'onde réfléchi en fonction de l'amplitude de l'onde incidente. Nous voyons ainsi que si v_1 est inférieur à $v_{1\min}$ il n'y a pas de signal réfléchi mais si v_1 atteint cette valeur, v_2 prend brusquement la valeur $v_{2\min}$ puis si v_1 continue à croître, v_2 croît de plus en plus lentement jusqu'à devenir pratiquement indépendant de v_1 .

Cette courbe nous montre donc que le magnétron fonctionnant avec un seuil et pouvant jouer le rôle de limiteur est particulièrement bien adapté pour amplifier les impulsions des systèmes de communication du type « pulse code ».

La courbe de la fig. 5 est une caractéristique du tube, les axes $v = \pm z_0 i$, ont été choisis en considérant qu'ils doivent passer très près de cette courbe pour que l'amplification soit bonne sans toutefois la couper, car alors nous aurions des auto-oscillations.

La résistance seuil est celle qui correspond à la droite $v = iR$, tangente à la courbe caractéristique. Dans le chapitre qui suit nous allons prédéterminer cette caractéristique.

VI. — Le fonctionnement interne du magnétron et le calcul de la résistance seuil.

Depuis HULL de nombreux auteurs ont étudié le fonctionnement interne du magnétron, nous n'en citerons que quelques-uns. HULL lui-même montra en 1921, que dans le magnétron qu'il venait de créer, les électrons pouvaient suivre deux espèces de trajectoires sans atteindre l'anode, les unes en forme de cardioïde partant de la cathode et y revenant, les autres tournant en rond autour de la cathode.

Plus récemment, pendant la guerre MM. L. BRILLOUIN, Félix BLOCH et HARTREE donnèrent indépendamment la répartition des charges et des courants dans les magnétrons cylindriques fonctionnant en régime permanent. HARTREE montra de plus, que si le rapport du rayon de l'anode au rayon de la cathode était inférieur à 2,271 la vitesse radiale des électrons ne pouvait s'annuler. Si nous sommes dans ce cas, il est impossible d'avoir des trajectoires en forme de cardioïde, les électrons doivent s'en aller de la cathode vers l'anode en décrivant des spirales qui deviennent de plus en plus serrées et tendent vers des cercles lorsqu'on approche des conditions de blocage.

En FRANCE, MM. G. GOUDET et BLANC-LAPIERRE donnèrent la configuration exacte des trajectoires en forme de cardioïde, compte tenu de la charge d'espace. M. VOGÉ montra qu'en considérant les vitesses initiales des électrons à leur départ de la cathode, les trajectoires en forme de spirales étaient les plus communes dans les magnétrons usuels.

L'impédance interne que le magnétron présente à un champ de haute fréquence reste une chose délicate à calculer. La solution rigoureuse de ce problème présuppose la connaissance des trajectoires électroniques. SLATER et STONER ont pu calculer ces trajectoires mais pour ce faire ils ont dû utiliser

les machines à calculer électroniques. BUNEMANN a donné une théorie des petits signaux qui est plus simple mais nécessite elle aussi des moyens de calcul puissants.

L'inconvénient de ces méthodes est que les solutions, toujours numériques, permettent difficilement de sentir l'influence des différents facteurs sur la marche générale du phénomène. C'est pourquoi nous allons tenter des évaluations qui, sans être aussi rigoureuses, ont du moins l'avantage de ne pas s'éloigner du point de vue physique.

Les simplifications que nous introduisons sont rendues possibles parce que les conditions aux limites que nous imposons par nos circuits sont telles que, l'ensemble des champs électriques continu et haute fréquence, les densités de charges et de courants électroniques peuvent être représentés sur une carte qui, au cours du temps tourne sans se déformer. Le magnétron fonctionne alors comme une commutatrice qui transforme en puissance de très haute fréquence la puissance fournie par une source de courant continu.

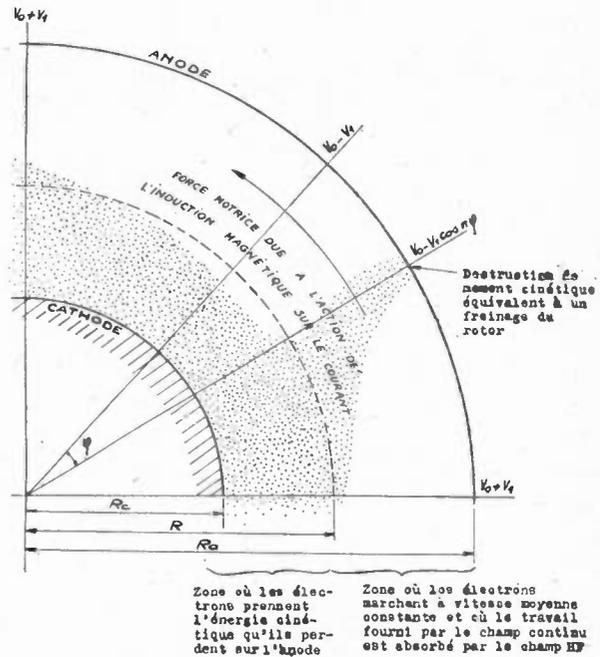


Fig. 6. — Aspect du nuage électronique formant le rotor d'une commutatrice transformant le courant continu en courant de très haute fréquence.

Le rotor fig. 6 en est constitué par l'ensemble des électrons cheminant dans des pinceaux qui partent de la cathode et tournent avec une vitesse angulaire $\omega = 2 \pi F/n$, F , étant la fréquence de l'onde et n le nombre de pinceaux. Les points d'impact des pinceaux d'électrons jouent le rôle de balais de distribution et l'anode qui est le stator joue le rôle de collecteur.

Cette façon de voir les choses ne serait pas justifiée dans le cas du magnétron auto-oscillateur classique. En effet dans ce dernier les segments d'anodes vibrent généralement en π (c'est-à-dire que deux segments d'anode voisins vibrent en opposition de phase), on doit alors considérer le champ HF comme résultant de la superposition

de deux ondes progressives tournant en sens contraire. Le champ HF repéré, par rapport à des axes tournant avec le rotor électronique n'est pas constant, il en résulte que les petites vibrations des bras du rotor électronique ont une influence sur la production d'énergie HF, on peut même dans certains cas concevoir une production d'énergie HF avec des fluctuations des électrons qui donnent au pinceau qui les porte un mouvement de godille, la direction moyenne du pinceau restant fixe.

Dans les magnétrons oscillateurs usuels, les straps sont en général constitués par des pièces de métal filiformes présentant aux ondes une impédance non négligeable et il peut difficilement en être autrement puisqu'ils sont situés dans la zone du magnétron qui sépare le bloc résonant du pôle de l'aimant. Au contraire, dans le magnétron que nous décrivons plus loin, tous les segments d'anode se trouvent directement reliés aux circuits de charge, l'aimant s'intègre dans ce circuit, et les straps dont la place n'est plus limitée prennent la forme de cloisons assurant des court-circuits parfaits.

Par un tel strapping les segments d'anode peuvent être répartis en trois groupes synchrones.

Pour plus de précision supposons un magnétron à douze segments d'anode que nous numéroterons de 1 à 12 comme les heures sur un cadran. Notre système de straps est tel que les segments 1, 4, 7, 10 sont réunis par un court-circuit de même, 2, 5, 8, 11 et 3, 6, 9, 12. Ces trois groupes de segments sont respectivement reliés par des connections d'impédance négligeable aux points C C' H situées à l'entrée d'un guide en Y (fig. 17) dont la propriété étudiée au chapitre IX est d'interdire la propagation de toute onde excitée par la vibration en phase de CC'H de ce fait on peut court-circuiter dans le magnétron toute vibration en phase des trois groupes d'anode. Il en résulte que mise sous forme imaginaire les trois tensions relatives à ces trois groupes sont nécessairement de la forme :

$$e^{jk\frac{2\pi}{3}} \sum_i e^{j\omega_i (t-t_i)}$$

avec $k = 1, 2$ ou 3 selon qu'il s'agit du premier du second ou du troisième groupe d'anode. (ω_i peut être positif ou négatif). Si pour toutes les valeurs de ω_i , la charge est inférieure à la résistance seuil le magnétron n'oscillera pas. Par les circuits amenons une onde de pulsation ω_i à se réfléchir sur le faisceau, elle sera partiellement absorbée ou amplifiée selon que pour cette pulsation ω_i , le magnétron présentera une résistance positive ou négative. On peut objecter que l'onde ainsi amplifiée doit être accompagnée d'autres ondes résultant de l'interaction des champs et des mouvements électroniques comme cela se produit dans les tubes à ondes progressives ou les tubes sans circuits, mais c'est fort improbable car pour ne pas être court-circuitée dès son apparition l'onde parasite devrait être de la forme écrite précédemment, en d'autres termes, une onde produite par des causes étrangères aux circuits devrait a priori avoir la même périodicité que celle imposée par les circuits. Nous postulons donc qu'il n'y a pas d'autre onde qui se propage

dans le magnétron que celle qui est amenée par les circuits et réfléchi par le faisceau électronique.

Les circuits que nous décrivons aux chapitres X et XI transforment l'onde arrivant par un guide rectangulaire en une onde triphasée équilibrée, c'est-à-dire, à de faibles harmoniques impairs près, une onde dont le champ électrique à tout moment peut être représenté par une carte tournant sur elle-même sans se déformer. Les structures quasi solides du bloc électronique d'une part et du champ de vecteurs électriques d'autre part, sont interdépendantes. Ainsi se trouve justifiée l'hypothèse d'un bloc électronique quasi solide que nous avons formulée un peu plus haut. Sur la carte de ce bloc électronique nous pouvons distinguer deux zones :

— L'une, voisine de la cathode, où l'action du champ HF se faisant peu sentir le magnétron fonctionne en régime quasi permanent, les électrons partis avec une vitesse nulle, accélèrent et, déviés par le champ magnétique, se mettent à tourner autour de la cathode. Sous l'effet du champ HF ils commencent à se mettre en paquets.

— L'autre, voisine de l'anode où l'échange d'énergie entre faisceau électronique et circuits est intense. Les électrons s'éloignent de la cathode là où le champ HF orthoradial les freine, diminuant la force proportionnelle à la vitesse qui les rappelle vers cette dernière. Ainsi se forment de véritables pinceaux électroniques qui constituent les bras du rotor. Les trajectoires des électrons qui vont de la cathode à l'anode en suivant les pinceaux tournants, sont des spirales et en première approximation on peut dire qu'à cause de l'action du champ magnétique le vecteur vitesse des électrons tend à prendre une direction perpendiculaire à la somme des champs électriques HF et continu.

Les projections des deux champs sur la tangente à la trajectoire sont égales et opposées, la totalité de l'énergie perdue par le champ continu est donc prise par le champ HF et l'électron marche dans cette région à vitesse constante, par suite c'est dans la région voisine de la cathode que l'électron prend l'énergie cinétique qu'il perd en choquant l'anode.

La puissance HF est communiquée aux circuits par l'arrivée du courant en des points où la tension HF est négative, mais il faudra tenir compte du fait que le courant électronique est précédé par un courant de déplacement.

Ayant exposé ce mécanisme, soumettons le au calcul. Nous employons le système d'unités MKS Giorgi et dans ce qui suit, les mots « courant et puissance » représentent, sauf avis contraire, des densités de courant et de puissance par mètre carré d'anode.

a) — Zone voisine de l'anode.

Soit I_0 le courant moyen qui va de l'anode à la cathode de rayons respectifs R_a et R_c , B_0 le champ d'induction magnétique supposé homogène et dirigé selon l'axe de la cathode, R' la composante radiale de la vitesse de l'électron lorsqu'il atteint l'anode, R le rayon du cylindre qui sépare la zone voisine de l'anode de la zone voisine de la cathode :

$$(1) \quad V = V_0 - V_1 \cos n(\omega t - \theta)$$

la tension sur l'anode, si V_0 et V_1 désignent respectivement la tension continue et l'amplitude de la tension alternative en un point défini par son azimuth θ comptée par rapport à une direction radiale fixe prise comme origine.

Le nombre entier n exprime le fait que la carte du champ électrique présente un axe de répétition d'ordre n .

Si l'origine des temps est choisie de telle sorte qu'à l'instant 0, l'un des pinceaux aboutit sur une zone de l'anode d'azimuth $\theta = \varphi$ suffisamment étroite pour que la tension puisse y être considérée comme uniforme, il aboutira toujours, ainsi que les autres pinceaux qui sont décalés de $2\pi/n$ par rapport à lui en des régions de l'anode où la tension sera :

$$(2) \quad V = V_0 - V_1 \cos n \varphi$$

Lorsque l'électron franchit la surface du cylindre de rayon R , il a déjà la vitesse $\sqrt{\omega^2 R_a^2 + R'^2}$ qu'il perdra en choquant l'anode. Cette vitesse correspond à une tension :

$$(3) \quad V_d = \frac{m}{2e} (\omega^2 R_a^2 + R'^2)$$

Puisque dans cette zone la vitesse de l'électron est constante c'est que la différence de potentiel entre les points de départ et d'arrivée est équilibrée par la tension contre électromotrice due au flux d'induction magnétique coupé en une seconde par les bras du rotor ; ce qui s'écrit :

$$(4) \quad V_0 - V_1 \cos n \varphi - \frac{m}{2e} (\omega^2 R_a^2 + R'^2) = \frac{1}{2} \omega B_0 (R_a^2 - R^2)$$

On remarque d'ailleurs que ce flux est indépendant de la forme des bras du rotor.

D'autre part, le champ électrostatique ortho-radial qui, au voisinage de l'anode, a pour valeur :

$$E = \frac{\partial V}{R_a \partial \theta} = \frac{n V_1 \sin n \theta}{R_a}$$

exerce sur les charges Q que portent les bras du rotor situés dans des zones où $\theta = \varphi$, une force que doit équilibrer l'action de l'induction magnétique sur le courant QR' engendré par le déplacement de ces charges. Cet équilibre s'écrit :

$$\frac{n V_1 \sin n \varphi Q}{R_a} = B_0 R' Q$$

ou :

$$(5) \quad R' = \frac{n V_1 \sin n \varphi}{B_0 R_a}$$

et le couple de freinage du rotor dû à l'action des forces électrostatiques sera équilibré par le couple de forces dû à l'action de l'induction magnétique :

$$(6) \quad M_1 = \frac{1}{2} B_0 I_0 (R_a^2 - R^2)$$

Le moment cinétique d'un électron voisin de l'anode est :

$$R_a (m \omega R_a)$$

Il tombe sur l'anode I_0/e électrons par seconde qui perdent ce moment cinétique en créant un couple de forces dont le moment est :

$$(7) \quad M_2 = I_0 \frac{m}{e} \omega R_a^2$$

équivalent à un moment de frottement qui entrainerait le magnétron s'il n'était fixé.

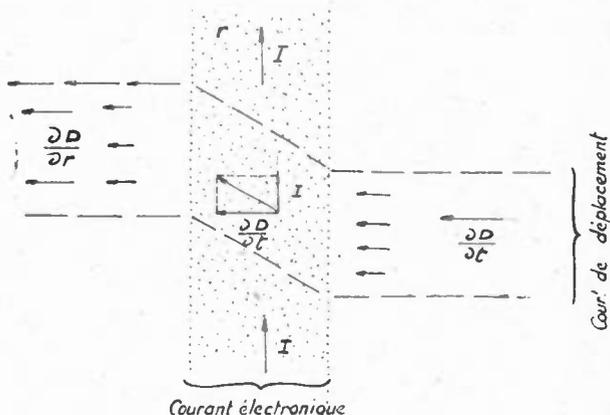


Fig. 7. — Entraînement du courant de déplacement par le courant électronique.

Puisque le rotor tourne à vitesse constante, les couples de freinage électrostatique et de frottement donnés par (6) et (7) doivent être exactement contrebalancés par le couple moteur dû à l'action de l'induction magnétique sur l'ensemble du rotor, soit :

$$(8) \quad M_3 = \frac{1}{2} B_0 I_0 (R_a^2 - R_c^2)$$

ce qui s'écrit : $M_1 + M_2 = M_3$
ou compte tenu de : (4), (5) et (8) :

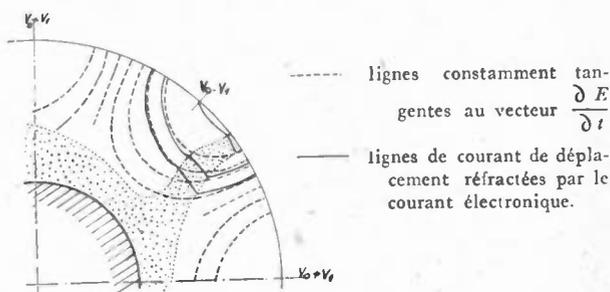


Fig. 8. — Réfraction du courant de déplacement par le courant électronique dans un magnétron.

$$(9) \quad R^2 = \frac{2 m \omega}{e B_0} R_a^2 + R_c^2$$

En reportant dans (4) les valeurs de R' et R données par (5) et (9), on trouve :

$$(10) \quad V_0 - V_1 \cos n \varphi - \frac{m}{2e} \left(\frac{n V_1 \sin n \varphi}{B_0 R_a} \right)^2 = \frac{m}{2e} \omega^2 R_a^2 \left[\frac{e B_0}{m \omega} \left(1 - \frac{R_c^2}{R_a^2} \right) - 1 \right]$$

D'autre part, connaissant la tension V_d donnée par (3) correspondant à la vitesse d'impact des électrons sur l'anode et le courant moyen I_0 , nous en déduisons la puissance dissipée sur l'anode $V_d I_0$ et le rendement électronique du tube :

$$(11) \quad \tau = 1 - \frac{V_d}{V_0}$$

Les formules (3) et (10) permettent d'obtenir la valeur de τ pour les petits signaux, c'est-à-dire lorsque V_1 tend vers zéro, on trouve :

$$(12) \quad \tau = 1 - \frac{1}{\frac{e B_0}{m \omega} \left(1 - \frac{R_c^2}{R_a^2} \right) - 1}$$

C'est aux notations près la formule donnée par L. R. Walker (vol. 6 série du Radiation Lab. page 240).

Pour que le rendement soit positif ou nul, il faut que :

$$(13) \quad \omega \leq \frac{e B_0}{2 m} \left(1 - \frac{R_c^2}{R_a^2} \right)$$

Cette condition exprime que la vitesse de rotation du rotor ω en présence de HF doit être inférieure à la vitesse que prendraient les électrons en l'absence de HF donnée par le second membre de l'inégalité ; en effet, pour que le rendement soit positif, il faut que l'onde prenne de l'énergie aux électrons donc les freine.

Si nous combinons l'inégalité (13) avec (10) où l'on fait $V_1 = 0$ puisqu'il s'agit de petits signaux, on trouve :

$$(14) \quad V_0 \leq \frac{e}{8m} B_0^2 \left(R_a - \frac{R_c^2}{R_a} \right)^2$$

Cette condition formulée par Hull exprime également que le courant continu est nul en l'absence de champ HF, car, si nous éliminons B_0 entre (13) et (14) où l'on prend le signe égal, on trouve que :

$$V_0 = \frac{m}{2e} \omega^2 R_a^2$$

cette tension n'est égale à la tension V_d correspondant à la vitesse d'impact des électrons sur l'anode que si R' est nul, c'est-à-dire, si les électrons tournent autour de la cathode sans tomber sur l'anode. La condition de Hull doit être obligatoirement vérifiée dans les auto-oscillateurs car, pour eux, le rendement électronique doit être positif dès l'apparition d'un signal infiniment petit mais il n'est pas nécessaire de la vérifier pour un magnétron amplificateur. Toutefois, l'existence de pinceaux fins que nous avons postulés suppose que

la tension que nous appliquons entre anode et cathode n'exécède pas trop la tension de Hull.

Une autre limite de la tension nous est imposée par le fait que V_0 doit s'opposer à la tension contre-électromotrice totale engendrée par la rotation du rotor, donc être supérieure à la tension contre-électromotrice engendrée dans le bras du rotor qui figure au second membre de (4). Compte tenu de (9), nous écrivons donc :

$$(15) \quad V_0 \geq \frac{m}{2e} \omega^2 R_a^2 \left[\frac{e B_0}{m \omega} \left(1 - \frac{R_c^2}{R_a^2} \right) - 1 \right]$$

Cette condition a été formulée par Porthumus dans le cas où $R_c = 0$, et par Hartrée dans le cas général. On remarque que si l'on prend comme unité de tension la tension de Hull donnée par (14) et comme unité de pulsation, la pulsation limite donnée par (13), la tension de Hartree donnée par (15) est représentée dans le diagramme tension en fonction de la pulsation par une parabole passant par l'origine et tangente à la droite $v = 1$ pour la pulsation limite (fig. 9). Le point représentant sur ce diagramme le fonctionnement du magnétron doit, par suite des inégalités (13), (14) et (15), être placé dans le triangle semi-curviligne limité par la parabole précitée, la droite $v = 1$ et l'axe correspondant à la pulsation nulle.

Examinons maintenant les effets dus au courant de déplacement. Le courant qui circule dans les circuits est le prolongement du courant total qui circule entre les électrodes. Ce courant total est la somme du courant électronique et du courant de déplacement. En l'absence de courant électronique, le courant de déplacement est le courant purement réactif qui passe dans les capacités inter électrodes. Mais les pinceaux de courant électronique réfractent le courant de déplacement. En effet, le courant total doit être représenté par un champ de vecteur i à divergence nulle, ce qui signifie que le flux de courant total à travers une section de tube se conserve. Si donc un pinceau de courant de déplacement dD/dl fig. 7 rencontre un pinceau électronique de densité I à angle droit, le courant total, à l'intérieur du pinceau électronique, prendra la direction $dD/dl + I$. En sortant du faisceau électronique, le courant de déplacement reprend sa direction initiale et tout se passe comme si le courant électronique entraînait légèrement son axe.

Dans le magnétron, fig. 8, le champ électrique E , et par suite sa dérivée par rapport au temps dE/dt , étant donnés, le courant électronique fait dévier les lignes de courant de déplacement dD/dl par rapport aux lignes de dérivée du champ électrique

Il en résulte que la composante fondamentale de la décomposition en série de Fourier du courant total, en phase avec la tension soit $I_1 \cos n \varphi'$ a une valeur supérieure à celle qu'elle aurait si le courant était purement électronique. En effet, si le courant était purement électronique et localisé dans des pinceaux étroits, le terme fondamental de son développement en série de Fourier serait maximum au moment du passage du pinceau et

aurait pour amplitude $2 I_0$, ce qui donnerait pour valeur, à la composante active du courant

$$2 I_0 \cos n \varphi$$

On peut calculer le rapport $I_1 \cos n \varphi' / 2 I_0 \cos n \varphi$ en écrivant que la puissance HF est égale à la puissance fournie par la source moins la puissance dissipée en chaleur sur l'anode.

$$(16) \quad \frac{1}{2} I_1 V_1 \cos n \varphi' = I_0 (V_0 - V_d)$$

Si l'on tient compte de la valeur (3) de V_d , pour tirer $V_0 - V_d$ de (4) où l'on remplace R par sa valeur (9), on obtient, après arrangement :

$$(17) \quad \frac{I_1 \cos n \varphi'}{2 I_0 \cos n \varphi} = 1 + 2 \frac{\frac{m}{2e} \omega^2 R_a^2 \left[\frac{e B_0}{2 m \omega} \left(1 - \frac{R_c^2}{R_a^2} \right) - 1 \right]}{V_1 \cos n \varphi}$$

Si la condition de Hull (14) est vérifiée, le terme entre crochets est positif, de même, la condition de Hartree (15) est vérifiée, (10) nous indique que $V_1 \cos n \varphi$ est positif si V_1 très petit, le premier membre de (17) doit donc être supérieur à l'unité comme on pouvait s'y attendre puisque le courant de déplacement entraîné par le courant électronique augmente le courant total.

Si B_0 , V_0 et V_1 sont donnés, la formule (10) permet de calculer $\cos n \varphi$, les formules (3) et (5) permettent d'en déduire V_d et, par suite, le rendement donné par (11). Si nous connaissions I_0 nous pourrions calculer les puissances et la composante active du courant HF donnée par (17) et en déduire la conductance négative du faisceau électronique ; La valeur de I_0 , en fonction de V_d , nous est donnée par les équations (28) qui concluent l'étude du comportement des électrons dans la zone voisine de la cathode.

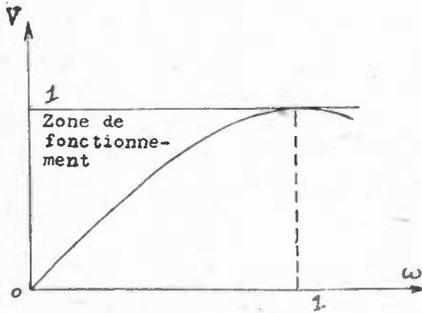


Fig. 9. — Les deux courbes tracées sur ce graphique limitent la zone de fonctionnement du magnétron comprise entre la limite de HULL et celle de HARTREE.

B. — ZONE VOISINE DE LA CATHODE :

Dans cette zone les électrons sont groupés en couches cylindriques à peu près homogènes, en effet le champ haute fréquence est faible et son action a duré peu de temps. Les couches voisines de la cathode, très denses limitent l'émission de cette dernière que nous supposons parfaitement émissive. C'est dans cette région que les électrons prendront la vitesse correspondant à V_d donnée par (9). Calculons l'intensité du courant continu en supposant dans cette région le régime très voisin du régime

permanent et en utilisant la méthode de M. L. BRILLOUIN dont nous retracerons les grandes lignes. Cette méthode a eu pour point de départ les études de M. LLEWELLYN sur les régimes transitoires dans les diodes. Dans ces études M. LLEWELLYN a mis à profit :

1. — le fait que dans un système où le champ électrique dépend du temps et de la seule coordonnée x , le courant total J est fonction du temps et indépendant de x , en effet d'après les équations de MAXWELL :

$$0 = \text{div rot } B = \text{div } J = \frac{\partial J}{\partial x}$$

2. — le fait que le courant total est égal à la dérivée du champ électrique en suivant un électron, multiplié par ϵ_0 . En effet :

$$(18) \quad \epsilon_0 \frac{dE}{dt} = \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} + \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt}$$

dérivée en
suivant un
électron

dérivée
locale

car : $\epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}$ est le courant de déplacement, $\epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial x}$ est la densité électronique, et $\frac{dx}{dt}$ la vitesse des électrons là où la densité est $\epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial x}$

Cette vitesse doit être définie de façon univoque c'est pourquoi la méthode qui suit n'est plus applicable lorsque les trajectoires des électrons s'entrecroisent.

M. LLEWELLYN considère le courant total comme donné, partant de là il en tire le champ que subit l'électron à chaque instant puis la vitesse et la trajectoire de l'électron. De ces éléments, il déduit la tension.

M. BRILLOUIN a appliqué ces méthodes de calcul aux magnétrons fonctionnant en régime permanent. De ses études il résulte que les courbes donnant les courants en fonction des tensions pour ces magnétrons plans ou cylindriques, diffèrent entre elles de moins de 1 % si le rapport du rayon de l'anode au rayon de la cathode est inférieur à 2,27. Nous nous contenterons donc de rappeler le calcul dans le cas du magnétron plan.

Plaçons nous en coordonnées cartésiennes : le plan $x o z$ est celui de la cathode, les champs, électrique E et induction magnétique B , sont respectivement dirigés suivant oy et oz . B est constant et on néglige le champ magnétique dû au mouvement des électrons. E n'est fonction que de y . Le mouvement de l'électron de coordonnée $x y z$ est régi par les équations :

$$(19) \quad \begin{aligned} m \frac{d^2 x}{dt^2} &= B e \frac{dy}{dt} \\ m \frac{d^2 y}{dt^2} &= -B e \frac{dx}{dt} + e E \end{aligned}$$

En faisant une intégration membre à membre sur la première équation et reportant la valeur de dx/dt dans la seconde on trouve :

$$(20) \quad \frac{dx}{dt} = \frac{e}{m} B y$$

$$\frac{d^2 y}{dt^2} = - \left[\frac{e}{m} B \right]^2 y + \frac{e}{m} E$$

On voit alors que la vitesse des électrons ne peut dépendre que de y , d'autre part, par raison de symétrie, le champ électrique E dirigé selon oy ne peut dépendre que de y .

Le courant total est donc une fonction vectorielle qui a priori ne peut dépendre que de y et du temps, si E varie au cours du temps. La composante du courant total dirigée suivant oy sera donc indépendante de y , seule variera la composante dirigée selon ox . Appelons I la composante du courant total dans la direction oy et projetons sur oy le mouvement de l'électron. La formule (18) est applicable à ce mouvement en projection puisqu'elle résulte d'un simple jeu de dérivations et que les termes résultant de cette opération mathématique ont bien même signification physique, $\epsilon_0 \partial E / \partial y$ correspond bien à la densité de charge. Si E est indépendant du temps, l'électron qui quitte la cathode à l'instant 0 est soumis à un champ :

$$E = It / \epsilon_0 \text{ si le champ est nul sur la cathode.}$$

La seconde équation (20) s'écrit alors :

$$(21) \quad \frac{d^2 y}{dt^2} = - \left[\frac{e}{m} B \right]^2 y + \frac{eI}{m \epsilon_0} t$$

et s'intègre immédiatement. En tenant compte du fait que l'accélération et la vitesse sont nulles au niveau de la cathode, c'est-à-dire lorsque $t = 0$ on a :

$$(22) \quad y = \frac{m^2 I}{e^2 \epsilon_0 B^2} (\psi - \sin \psi)$$

en posant :

$$(23) \quad \psi = \frac{e}{m} B t$$

Connaissant y et par suite dx/dt donné par la première équation (20) et dy/dt en dérivant, il est facile d'avoir l'énergie cinétique de l'électron donc le potentiel de la région où il se trouve :

$$(24) \quad v = \frac{m}{2e} \left[\frac{m I}{e \epsilon_0 B^2} \right]^2 [(1 - \cos \psi)^2 + (\psi - \sin \psi)^2]$$

Il est commode d'éliminer I entre (22) et (24) en divisant membre à membre (24) par (22) élevée au carré, il vient :

$$(25) \quad \frac{2 m v}{e B^2 y^2} = 1 + \left(\frac{1 - \cos \psi}{\psi - \sin \psi} \right)^2$$

La condition (22) nous montre que, y étant donné, le courant s'annule si ψ tend vers l'infini et (25) nous indique que s'il en est ainsi :

$$(26) \quad v = \frac{e B^2}{2 m} y^2$$

Revenons au magnétron cylindrique dont l'anode fictive de rayon R est portée au potentiel Vd . La condition de Hull (14) exprime le même fait que celle que nous venons d'écrire cette considération nous permet de préciser l'équivalence :

$$(27) \quad \psi = \frac{1}{2} R \left(1 - \frac{R_c^2}{R^2} \right)$$

Lorsque R et R_c sont voisins cette expression tend vers $R - R_c$ comme on pouvait s'y attendre à priori.

Si l'on donne à B sa valeur B_0 , à v sa valeur Vd , à R sa valeur (9) et à I sa valeur $I_0 R_a / R_c$ (parce que I_0 est une densité de courant sur l'anode et que la formule (22) a été établie dans le voisinage de la cathode). Les expressions (22) et (25) prennent la forme :

$$(28) \quad I_0 = \frac{e}{m} \cdot B_0^2 \epsilon_0 \omega R_c \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{2 m \omega}{e B_0} + \frac{R_c^2}{R_a^2}}} \cdot \frac{1}{\psi - \sin \psi}$$

$$V_d = \frac{\frac{m}{2e} \omega^2 R_a^2}{\frac{2 m \omega}{e B_0} + \frac{R_c^2}{R_a^2}} \left[1 + \left(\frac{1 - \cos \psi}{\psi - \sin \psi} \right)^2 \right]$$

Ces équations nous donnent I_0 en fonction de Vd par l'intermédiaire du paramètre ψ et nous avons maintenant tous les éléments pour effectuer le calcul, dont nous avons indiqué les étapes, avant d'aborder l'étude du comportement du magnétron dans la zone voisine de la cathode, et qui permet de calculer la composante active de l'intensité HF en fonction de la tension V_1 , les autres conditions B_0 , V_0 étant données. On peut alors, pour une fréquence donnée tracer un graphique tel que celui de la figure 5 et déterminer la résistance seuil. On peut voir ainsi que pour un magnétron ayant 1 cm. de longueur de cathode, un rapport $R_c / R_a = 0.43$, fonctionnant à 3 000 Mcs sous la tension de blocage avec un champ magnétique qui lui donne une fréquence limite égale à une fois et demie la fréquence de fonctionnement, la résistance seuil prise entre phase et masse est de l'ordre de 200 ohms, valeur qui est très avantageuse pour des circuits tels que ceux décrits au chapitre IX.

Ce calcul indique également que la résistance seuil diminue avec la fréquence et que, dans une bande de plus de 50 % autour de la fréquence moyenne, elle peut être considérée comme l'inverse de l'impédance caractéristique d'un guide dont la fréquence de coupure a été convenablement choisie. On peut donc coupler un magnétron à un guide par l'intermédiaire d'une ligne polyfilaire quart d'onde pour la fréquence la plus basse.

Nous n'avons pas calculé la composante imaginaire de la conductance électronique mais on peut la compenser par un désaccord convenable des circuits et ses variations n'ont pas beaucoup d'importance étant donné que le tube fonctionne à très basse impédance. (A suivre).

UN ÉQUIPEMENT MULTIPLEX A IMPULSIONS

A 24 VOIES TÉLÉPHONIQUES

PAR

L.-J. LIBOIS

Ingénieur des P. T. T.

Service des Recherches et du Contrôle Techniques des P. T. T.

La modulation par impulsions a dès maintenant quitté le domaine du laboratoire pour celui des réalisations industrielles. Les essais actuellement en cours de différents côtés permettront de se rendre compte des possibilités de ces nouveaux procédés de modulation et de l'intérêt qu'ils présenteront pour les transmissions multiplex.

L'équipement décrit dans cet article est un système à 24 voies téléphoniques étudié et réalisé au Service des Recherches des P. T. T. : nous avons pu vérifier depuis sa mise en fonctionnement au début de 1949 que ses caractéristiques de transmission et sa sécurité d'exploitation répondaient bien aux conditions requises pour assurer des liaisons téléphoniques de très bonne qualité.

Rappelons d'abord en quelques mots les principes généraux de la modulation par impulsions. Soit une suite d'impulsions régulièrement réparties dans le temps : on dit que l'on « module » cette suite si le signal à transmettre agit sur l'un de ses paramètres caractéristiques.

Les impulsions ainsi modulées peuvent être par exemple, envoyées « en vidéo » dans un câble puis démodulées à une certaine distance de leur point de départ ; le plus souvent les impulsions sont destinées à être appliquées à un émetteur radioélectrique ; à l'autre extrémité du « faisceau hertzien » un récepteur captera le signal H. F. et restituera les impulsions qui seront à leur tour démodulées dans un équipement multiplex de réception. Cet équipement, suivant les cas, sera situé à proximité du récepteur radio ou à une certaine distance de celui-ci.

On a représenté figure 1 une suite d'impulsions que, pour simplifier, on a supposé de forme parfaitement rectangulaire. Il apparaît immédiatement que cette fonction est déterminée par 3 paramètres caractéristiques :

- l'amplitude A des impulsions.
- leur largeur (ou durée) τ
- leur période de répétition T qui fixe leur position dans le temps.

Trois procédés de modulation en dérivent selon que le signal à transmettre agit sur l'un ou l'autre de ces paramètres :

- modulation d'amplitude
- modulation de largeur (ou de durée)
- modulation de position (ou par déplacement dans le temps)

Remarquons en passant que souvent dans les montages réels les impulsions ne sont pas modulées d'une façon parfaitement pure ; il peut se produire des modulations mixtes plus ou moins importantes ;

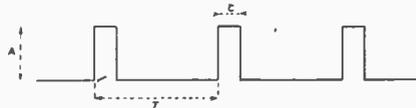


Fig. 1

l'essentiel est que le système démodulateur en tienne compte ou que la modulation parasite soit suffisamment faible pour ne pas être gênante et ne pas transmettre l'information sous une forme détectable autre que celle désirée.

A ces 3 paramètres caractéristiques il convient d'ailleurs d'en ajouter un quatrième : en effet, les impulsions sont destinées généralement à être transmises par voie radioélectrique, c'est-à-dire à moduler une onde haute fréquence. On peut alors laisser les 3 paramètres caractéristiques précédents inchangés et transmettre le signal en faisant varier la fréquence de l'onde porteuse : on obtiendra dans ce cas une véritable modulation de fréquence par impulsions. Notons encore d'autres procédés de modulation plus récents en cours d'étude dans les laboratoires : multiplex à répartition statistique des impulsions dans le temps, systèmes de modulation codée, etc. Il convient d'ailleurs de remarquer à ce propos que, de même que le câble hertzien ne se substituera pas à toutes les transmissions par

fiels, de même ces différents procédés de modulation : modulation de fréquence, modulation par impulsions, modulation codée ne s'excluent pas les uns les autres mais se compléteront. Il est vraisemblable en effet que chaque système aura son domaine propre d'application : une liaison à caractère régional, par exemple, ne pose pas les mêmes problèmes qu'un faisceau à grande capacité ; à qualité de transmission égale l'un des systèmes pourra être suivant les cas plus économique qu'un autre.

Parmi les 3 procédés de modulation par impulsions que l'on pourrait qualifier maintenant de « classiques » (modulations d'amplitude, de largeur, de position) le plus intéressant du point de vue de ses possibilités est celui de la modulation de position. La modulation d'amplitude présente comme chacun sait certains inconvénients : le fading dû à la propagation, les variations des caractéristiques des tubes électroniques les fluctuations des tensions d'alimentations etc... peuvent y entraîner des variations de l'équivalent de transmission. D'autre part, la théorie et la pratique montrent qu'il n'est pas possible, par ce procédé d'améliorer le rapport signal/bruit de la liaison ; il est également plus difficile dans bien des cas d'opérer sur des impulsions modulées en amplitude sans introduire des distorsions non linéaires. Pour ces différentes raisons la modulation d'impulsions en amplitude n'est généralement pas employée.

La modulation de largeur, par contre, permet à la réception le double écrêtage des impulsions et une amélioration sensible du rapport signal/bruit si la bande passante de la transmission autorise des flancs d'impulsions suffisamment raides. La modulation de largeur est, comme celle d'amplitude facile à détecter : le spectre des impulsions modulées contenant une composante à la fréquence de modulation, il suffit d'un filtre passe-bas convenable pour sélectionner cette composante. La modulation de position a le désavantage d'être d'une restitution moins facile car son spectre ne contient pas la composante B. F. : le procédé normal de démodulation consiste précisément à rétablir à la réception une modulation de largeur en effectuant cette opération soit pour chaque voie séparément soit pour un groupe de voies.

Mais la modulation de position a sur la modulation de largeur, un avantage : à puissance moyenne égale la puissance de crête peut être nettement plus importante ce qui permet par conséquent d'améliorer encore le rapport signal/bruit. D'autre part, en modulation de position, la puissance moyenne est constante ce qui peut être un facteur intéressant aussi bien à la réception qu'à l'émission. A noter enfin que l'absence même dans le spectre d'une composante B. F. facilite beaucoup la transmission des impulsions modulées, évite des risques de diaphonie et permet de réduire les découplages et les capacités de liaison entre étages.

Quand il s'agit de transmettre seulement une voie téléphonique l'obtention d'un bon rapport signal/bruit ne pose pas en général de problèmes difficiles à résoudre : il peut être plus simple dans ce cas d'utiliser la modulation de largeur. Dans le cas d'une transmission multiplex les avantages de

la modulation de position sont trop importants pour qu'il soit logique d'envisager un autre procédé. C'est pour cette raison que nous avons choisi pour le multiplex à 24 voies la modulation de position.

I. — Caractéristiques générales de l'équipement.

Un premier point important, dans un système multiplex à impulsions est évidemment le choix de la fréquence de répétition des impulsions. Pour faciliter le filtrage à la réception on aurait tendance à choisir une fréquence assez élevée : mais, d'un autre côté, pour obtenir un bon rapport signal/bruit il est indispensable de donner aux impulsions des déplacements dans le temps aussi importants que possible. On est donc, de ce point de vue qui est fondamental, conduit à envisager une fréquence de répétition aussi basse possible. Nous avons choisi la fréquence de 8.000 p/s ce qui permet de transmettre sans difficultés des fréquences atteignant 3.400 p/s : 8.000 p/s est déjà d'autre part une fréquence standard pour les systèmes à con-rants porteurs.

Quant aux impulsions elles-mêmes, on sait que l'on a intérêt pour éviter les modulations parasites par le bruit de fond à ce que leurs flancs soient aussi abrupts que possible. Nous avons pensé qu'une bande vidéo de l'ordre de 2 à 3 Mc/s était raisonnable ce qui nous a conduit à des impulsions ayant des temps de montée de l'ordre de 0,2 microseconde.

La durée moyenne des impulsions a été fixée à 0,5 μ /s.

L'impulsion de synchronisation ou impulsion pilote qui définit l'origine d'un train d'impulsions se distingue des impulsions de voie par une largeur plus grande, il serait évidemment illogique de différencier l'impulsion de synchronisation par son amplitude ce qui ne permettrait pas le double écrêtage général à la réception et risquerait de réduire à l'émission la puissance de crête disponible pour les impulsions de voie. Au lieu d'une seule impulsion plus large que les autres on aurait pu prendre un ensemble de 2 ou 3 impulsions présentant les mêmes caractéristiques que les impulsions de voie mais suffisamment rapprochées entre elles.

La distribution des impulsions dans le temps s'effectue par l'intermédiaire de lignes à retard : une impulsion, à la fréquence de répétition, est envoyée à l'émission dans une ligne à retard de 125 μ /s sur laquelle se trouvent régulièrement réparties des prises reliées aux modulateurs de voie : ces modulateurs sont débloqués chacun à leur tour, pendant un temps convenable, par l'impulsion de commande qui parcourt la ligne. A la réception les démodulateurs sont débloqués d'une façon analogue par l'impulsion de commande de réception qui provient elle-même de l'impulsion de synchronisation.

Modulation. — Le procédé que nous avons retenu pour sa simplicité et sa sécurité de fonctionnement consiste à moduler les impulsions de voie en amplitude puis à effectuer la transformation de la modulation d'amplitude en modulation de position non pas sur une seule impulsion ce qui ne serait

pas économique, mais sur un groupe de 12 impulsions (paires et impaires). Le transformateur de modulation est un organe commun à la moitié des voies : il est d'ailleurs très simple et ne comporte que deux lampes.

Démodulation. — Le procédé de démodulation consiste comme nous l'avons indiqué à transformer

temps les plus importants possibles, ce qui est d'un intérêt incontestable, on ne peut envisager l'élargissement en bloc de l'ensemble des impulsions. La solution consiste donc à séparer à la réception les impulsions en deux groupes (voies paires et voies

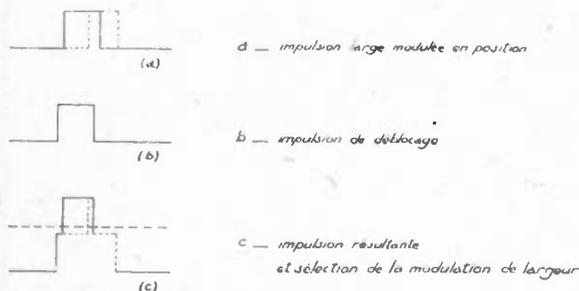
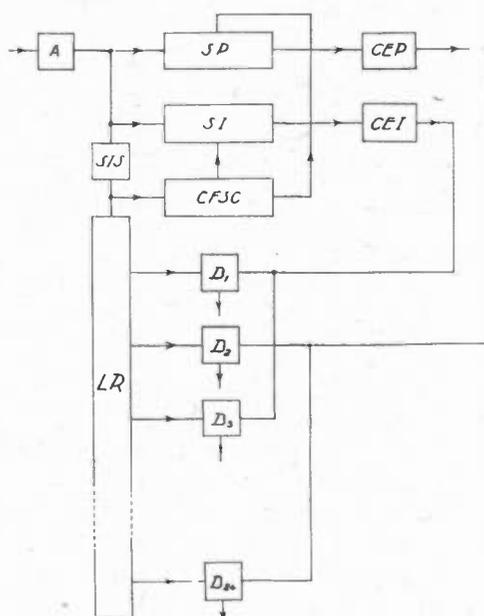


Fig. 2

la modulation de position en modulation de largeur. Pour cela nous procédons de la manière suivante : soit 2τ le déplacement total maximum de l'impulsion modulée en position, cette impulsion qui est de faible durée ($0,5 \mu/s$) est élargie de façon à ce que sa nouvelle durée soit au moins égale à 2τ . On peut alors disposer le signal de déblocage du démodulateur de manière à ne transmettre que l'un des flancs de l'impulsion large modulée en position. On recueille ainsi dans la plaque de la lampe démodulatrice une impulsion modulée en largeur.



- A — amplificateur émetteur
- SIS — sélecteur d'impulsion de synchro
- LR — ligne à retard de distribution
- CFSC — circuit formateur de signaux carrés
- SP — sélecteur des voies paires
- SI — sélecteur des voies impaires
- CEP — circuit d'élargissement (voies paires)
- CEI — circuit d'élargissement (voies impaires)
- T_1, D_2, D_3, D_{20} — démodulateurs

Fig. 4

impaires) et à élargir chaque groupe en bloc ce qui est alors possible. A l'émission la séparation des voies en deux groupes est moins impérative ; néanmoins elle est presque indispensable car elle facilite

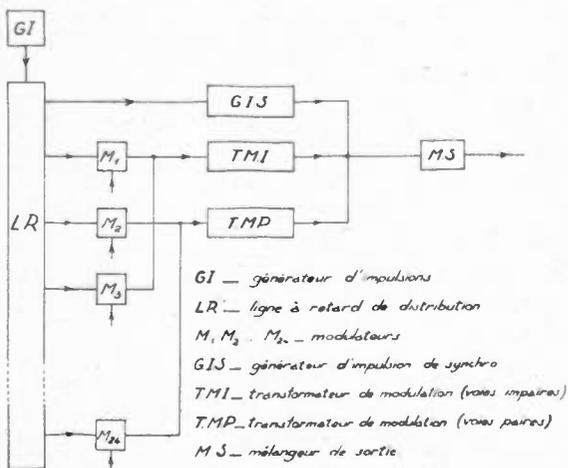


Fig. 3

La figure 2 représente schématiquement un procédé utilisable pour cette opération. En réalité impulsions modulées en position et impulsions de déblocage sont envoyées séparément sur les deux grilles d'une lampe à coïncidence.

Séparation des voies en deux groupes. — Si l'on ne veut pas élargir chaque impulsion de voie séparément, ce qui serait coûteux, on est soumis à la réception à certaines restrictions. Si l'on veut donner aux impulsions de voies des déplacements dans le

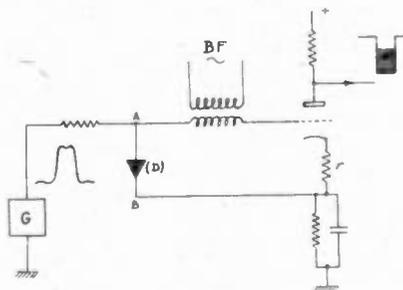


Fig. 5

beaucoup la mise en parallèle des modulateurs et évite des risques de diaphonie.

De ces quelques considérations générales nous pouvons maintenant dégager deux diagrammes représentant schématiquement la disposition des différents organes d'émission et de réception (figures 3 et 4).

II. — Caractéristiques techniques des principaux organes.

Modulation. — La modulation des impulsions en amplitude s'effectue par superposition sur la grille de commande de la lampe modulatrice de l'impulsion de déblocage et de la tension modulante. Nous avons remarqué en effet qu'il était intéressant du point de vue de la distorsion non-linéaire d'utiliser la grille de commande pour la modulation ; d'autre part, il suffit dans ce cas d'une tension de modulation très faible que l'on peut facilement obtenir à l'aide d'un petit transformateur. Si l'on appliquait au contraire la tension de modulation à une autre électrode, la grille d'arrêt d'une pentode par exemple il faudrait disposer de tensions beaucoup plus importantes ce qui pourrait être gênant et même nécessiter une lampe d'amplification B. F.

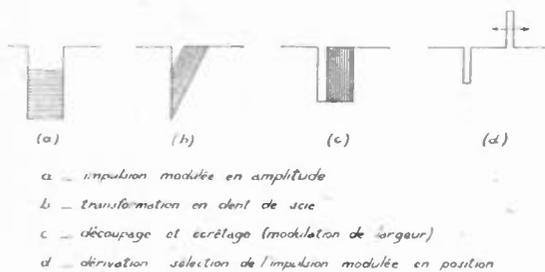


Fig. 6

La figure 5 représente le schéma de principe de ce modulateur : la diode écrêteuse D (un cristal par exemple) en est un élément caractéristique. En l'absence d'impulsions de commande la tension de polarisation V_0 bloque la lampe au-delà du cut-off : la diode D présente en effet à ce moment une ré-

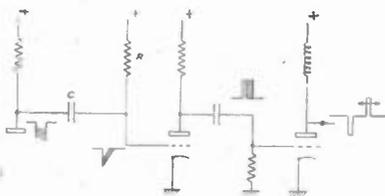


Fig. 7

sistance très grande et la grille est à la masse à travers le générateur d'impulsions G. Quand l'impulsion de commande se présente elle est écrêtée par la diode qui court-circuite ainsi les points A et B ; le courant qui passe alors dans la plaque dépend du point de fonctionnement choisi pour la lampe (déterminé par r par exemple) et de la tension modulatrice apparaissant à cet instant aux bornes du transformateur de grille. On recueille sur le circuit plaque de la lampe une impulsion modulée en amplitude ; les plaques des modulatrices sont comme nous l'avons indiqué, mises en parallèle par groupe de douze (voies paires et voies impaires).

Transformateurs de modulation. — La transformation de la modulation d'amplitude en modulation de position, opération commune à un groupe de

12 voies, comprend les différentes étapes suivantes : transformation de l'impulsion rectangulaire en une dent de scie par l'intermédiaire d'un circuit R. C. convenable, découpage et écrêtage de cette dent de scie, dérivation de l'impulsion résultante modulée en largeur, sélection de l'impulsion modulée en position (figure 6). Dans la pratique deux lampes suffisent à réaliser ces diverses opérations (figure 7).

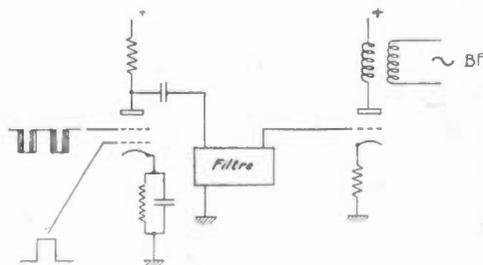


Fig. 8

Démodulation. — Le principe de fonctionnement a déjà été décrit plus haut : ajoutons simplement que dans le système réalisé la lampe démodulatrice reçoit sur sa grille d'arrêt un signal négatif de forte amplitude constitué par un groupe d'impulsions de voie élargies ; sur la grille de commande de la lampe est appliquée l'impulsion de déblocage en provenance du réseau de distribution. L'impulsion modulée en largeur recueillie sur la plaque est filtrée pour restituer la composante B. F. de modulation, cette composante étant à son tour amplifiée dans une lampe jusqu'à un niveau normal de réception (figure 8).

Élargissement des impulsions à la réception. — Le risque à éviter dans cette opération est la perturba-

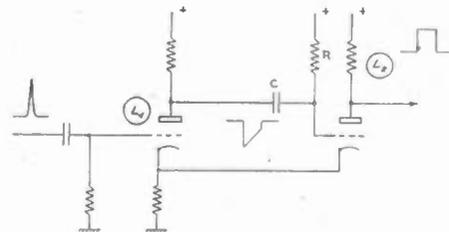


Fig. 9

tion possible d'une impulsion par la précédente due à des traînages ou des réflexions qui pourraient être à l'origine d'une diaphonie entre deux voies consécutives de même parité. Le dispositif qui nous a donné les meilleurs résultats à ce point de vue est un « flip-flop » à couplage cathodique, montage souvent utilisé pour obtenir sur des impulsions des retards facilement réglables. La figure 9 représente ce montage : les impulsions fines sont appliquées sur la grille de la lampe 1, les impulsions élargies sont recueillies sur la plaque de la lampe 2 ; la constante de temps R. C. permet d'ajuster facilement la durée des impulsions élargies.

Génération et distribution des impulsions de commande. — Le générateur d'impulsions à l'émission

consiste en un oscillateur sinusoïdal à 8.000 p/s suffisamment stable (une stabilisation par oscillateur à quartz démultiplié serait inutile) suivi d'une lampe écrêteuse et d'un circuit dérivateur constitué par une petite ligne à retard court-circuitée à une

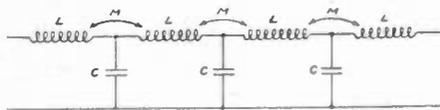


Fig. 10

extrémité, le temps de propagation aller et retour de cette ligne fixant la durée des impulsions de commande. Ces impulsions sont ensuite amplifiées et écrêtées dans une lampe qui attaque la ligne à retard d'émission.

Cette ligne à retard d'un temps de transmission total de 125 μ s doit pouvoir transmettre sans trop de déformations les impulsions de commande qui lui sont appliquées et qui ont une durée d'environ 5 μ s. Pour cela il faut que la fréquence de coupure

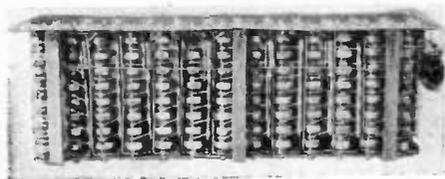


Fig. 11

soit assez élevée sans toutefois que l'affaiblissement de la ligne devienne trop important. Nous avons été conduits ainsi à une ligne de 200 sections réalisée avec des bobines nids d'abeilles en fil divisé ; les condensateurs sont des condensateurs au mica de 1.000 pF ; l'impédance de la ligne est de 600 Ω

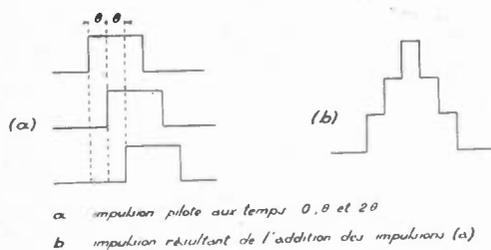


Fig. 12

(figure 10). Pour rendre le temps de transmission plus constant dans la bande les inductances ont été couplées entre elles avec un coefficient :

$$k = \frac{M}{L} = 0,11$$

Pratiquement il suffit de régler convenablement la distance entre deux bobines consécutives. Pour faciliter la construction la ligne a été réalisée par éléments de 8 sections embrochées sur des bâtonnets

d'ébonite de 14 cm de longueur environ (figure 11). A la réception on retrouve bien entendu une ligne de distribution identique, alimentée par des impulsions de commande qui dérivent de l'impulsion de synchronisation.

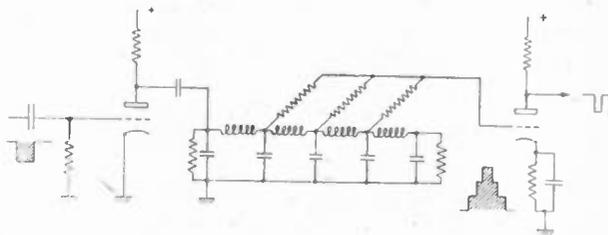


Fig. 13

Synchronisation. — L'impulsion pilote se distingue des autres impulsions par sa largeur. La production de cette impulsion à l'émission est très facile : il suffit en effet de dériver avec une largeur convenable la première impulsion de commande disponible sur la ligne et d'introduire ensuite cette impulsion de synchro à sa place parmi les impulsions de voie, ce mélange s'effectuant à la fin de la chaîne d'émission comme, l'indique le schéma général de la figure 3.

Pour sélectionner à la réception l'impulsion de synchro on additionne le signal correspondant à l'ensemble du train d'impulsions reçu et ce même signal retardé de θ et de 2θ . On obtient ainsi (figure 12) après addition de ces trois signaux une impulsion de synchro se différenciant des autres im-

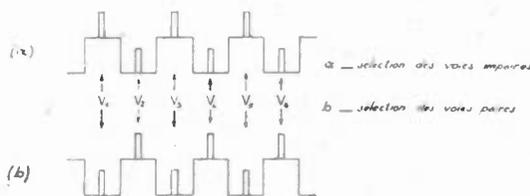


Fig. 14

pulsions par son amplitude et par conséquent facilement détectable par un système à seuil. On aurait pu semble-t-il se contenter d'additionner deux signaux décalés entre eux d'un certain temps θ : mais on risquerait dans ce cas d'avoir de fausses synchronisations dues à la superposition de deux impulsions de voie suffisamment proches l'une de l'autre. Cette opération d'addition peut s'effectuer très commodément à l'aide d'une petite ligne à retard en mélangeant les signaux pris en trois de ses points ; ce mélange se fait par l'intermédiaire de résistances assez grandes vis-à-vis de la résistance caractéristique de la ligne (figure 13). Après sélection d'amplitude on obtient donc une impulsion fine en phase avec l'impulsion de synchro ; il ne reste plus qu'à élargir cette impulsion jusqu'à la valeur désirée puis à l'amplifier pour l'envoyer à un niveau convenable dans la ligne de réception. L'élargissement de l'impulsion peut s'effectuer par la méthode que nous avons décrite précédemment ou encore (car les réflexions ne risquent pas ici d'en-

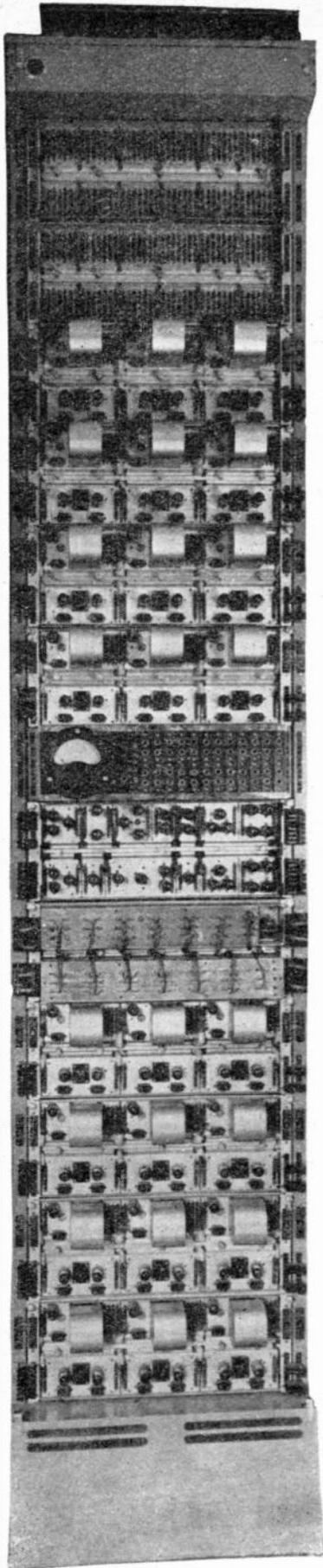


Fig. 15

traîner de diaphonie) en envoyant l'impulsion fine dans une ligne à retard et en faisant un mélange à partir d'un certain nombre de prises réparties sur la ligne.

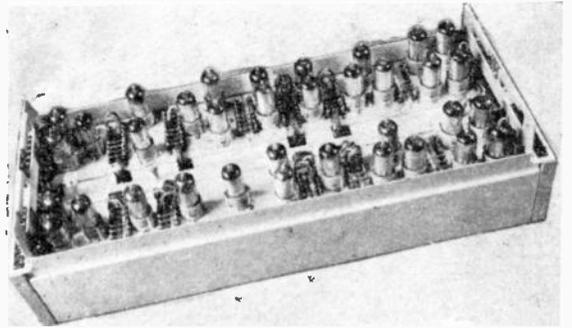


Fig. 16

Séparation des voies paires et impaires. — Pour réaliser à la réception cette division en deux groupes nous superposons au train d'impulsions reçues un signal en crêteaux dont la phase par rapport à l'impulsion pilote est parfaitement déterminée ; on obtient ainsi selon la polarité des crêteaux l'une ou l'autre des configurations de la figure 14 : la sélection s'effectue ensuite à l'aide d'un système à seuil et l'on obtient d'un côté les impulsions paires et de l'autre les impulsions impaires. Pour produire ce signal carré de phase bien définie nous partons

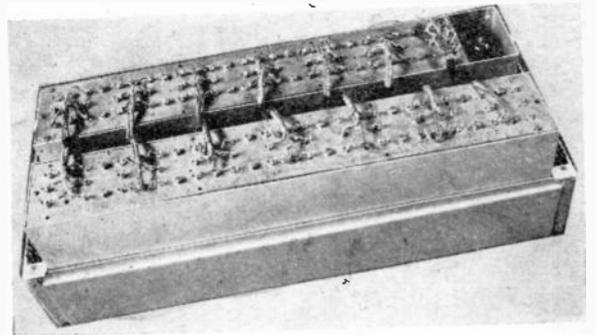


Fig. 17

d'un mélange des impulsions de déblocage prises en différents points de la ligne à retard de réception : le signal résultant est ensuite amplifié et écrêté dans un ampli push-pull à un étage : on dispose à la sortie de deux signaux à fronts suffisamment raides pour effectuer la sélection désirée.

III. — Caractéristiques générales d'exploitation.

L'ensemble de l'équipement est disposé sur une face d'un bâti standard de l'Administration des P. T. T. (figure 15). Dans le haut du bâti se trouvent groupés les équilibres de ligne qui peuvent être ainsi facilement affectés à l'une ou l'autre des 24 voies :

en dessous de ces deux boîtiers vient se placer un premier groupe de 12 voies occupant quatre boîtiers normalisés. Le milieu du bâti est occupé par le boîtier des organes généraux communs à toutes les voies (figure 16) et par le boîtier contenant les deux lignes à retard de distribution (figure 17) : on distingue également au milieu du bâti un panneau général de coupure avec jacks émission et réception. Dans la moitié inférieure du bâti se trouve le deuxième groupe de 12 voies.

La figure 18 représente un boîtier de 3 voies : les organes propres à chaque voie sont le bloc modulateur qui comprend la lampe modulatrice et les relais de signalisation et le bloc démodulateur qui

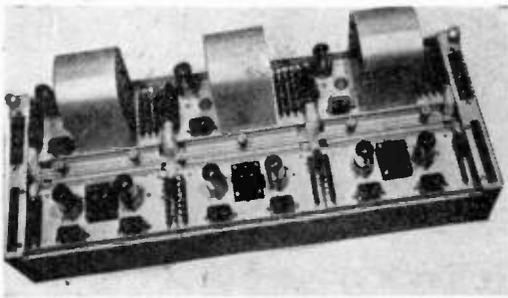


Fig. 18

comporte deux lampes (une démodulatrice et une amplificatrice B. F.) un seul type de lampe équipe d'ailleurs le système : dans la réalisation décrite ici nous avons utilisé la pentode Rimlock E. F. 42 : on pourrait employer d'ailleurs aussi bien des tubes de la série miniature. La consommation globale de l'ensemble est relativement faible puisque la puissance prise au secteur ne dépasse pas 550 watts.

Caractéristiques de transmission. — L'équipement réalisé permet d'assurer de très bonnes liaisons téléphoniques répondant aux caractéristiques générales suivantes :

- Bande passante B. F. : 300 — 3.400 p/s
- Rapport signal/bruit pour un niveau de modulation inférieure de 1 Np au niveau maximum admissible > 7 Np.
- Rapport signal/diaphonie : $> 7,5$ Np.
- Distorsion harmonique B. F. : $\% < 3$ % pour 50 % de modulation.
- Réglage manuel de l'équivalent de transmission pour chaque voie dans une marge de 1 Np.

Signalisation. — Le signaleur proprement dit comporte trois relais : un à l'émission et deux à la réception, dont un relais sensible. Les appels sont envoyés en fréquence vocale en bout de bande, à 3.400 p/s : le relais d'émission venant au travail branche sur le modulateur une tension à 3.400 p/s

provenant de l'oscillateur d'appel. A la réception on détecte ce 3.400 p/s à l'aide d'un simple transformateur accordé placé dans la plaque de l'amplificatrice B. F. de réception ; le courant continu détecté agit sur le relais sensible qui lui-même entraîne le second relais de réception. L'équipement fonctionne en liaison deux fils ou quatre fils soit en manuel soit en automatique et peut ainsi s'adapter à n'importe quel type de réseau.

Conclusion.

L'équipement qui vient d'être décrit ci-dessus fonctionne en local, depuis déjà plusieurs mois d'une façon très régulière. On a pu vérifier notamment que les tensions d'alimentations n'avaient pas besoin d'être stabilisées, l'expérience ayant montré que le système s'accommodait très bien d'importantes fluctuations de la tension du secteur. D'autre part, les lampes, utilisées pour la plupart en impulsions avec souvent des courants de crête importants, ne semblent pas avoir une durée de vie diminuée ; presque toutes celles actuellement en service fonctionnent depuis 2.000 heures au moins. Remarquons également que la question des pièces détachées utilisées dans l'équipement ne semble pas poser de problème particulier, les tolérances admises étant en général assez larges ; un point cependant est important : la similitude entre les lignes à retard d'émission et de réception mais, là aussi, la précision à obtenir n'est pas telle qu'elle puisse gêner une fabrication de série. On peut ainsi espérer que les prix de revient d'équipements multiplex de ce genre ne seront pas très élevés. Nous n'avons pas parlé ici de la partie émetteur-récepteur radioélectriques : disons seulement que la transmission par impulsions doit faciliter la réalisation de l'équipement radio, le problème de la distorsion non linéaire qui, en modulation de fréquence par exemple, peut être souvent assez difficile à résoudre ne se pose pas ici. L'obtention d'un bon rapport signal/bruit nécessite, par contre, des puissances généralement plus élevées qu'en modulation de fréquence. Il semble, à l'heure actuelle, que le domaine d'utilisation le mieux adapté à ce genre d'équipement est celui des faisceaux hertziens à caractère régional à 6, 12, 24 voies par exemple, et que d'autres procédés de modulation doivent être réservés aux câbles hertziens à plus grande capacité.

Nous tenons à remercier M. SUEUR et M. GLOESS de l'aide qu'ils nous ont apportée au cours de cette étude en nous accordant le concours de leurs conseils et de leur expérience. Nous remercions également M. PINET, Ingénieur des Travaux et M. LACHAISE, ainsi que toute l'équipe qui a participé si efficacement à la réalisation et à la mise au point de ce matériel.

L'ÉLECTRONIQUE ET LES MATHÉMATIQUES EXPÉRIMENTALES

PAR

F. H. RAYMOND

*Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers
Maître de Conférences à l'École Nationale Supérieure de l'Armement
Ingénieur-Conseil de la Société d'Electronique et d'Automatisme (S. E. A.)*

1. — Introduction

11. — Les applications des mathématiques aux sciences théoriques ou appliquées et à la technique, sont le plus souvent limitées par les possibilités des calculateurs humains, qui ne peuvent généralement pas et *rapidement* pousser jusqu'aux résultats numériques les calculs mathématiques connus. Par ailleurs, il arrive que l'analyse mathématique ne fournisse pas la solution explicite, exprimée à l'aide de fonctions connues, des problèmes mathématiques posés par la prédiction des phénomènes ; l'application des mathématiques devient alors difficile et longue : on ne peut même pas dire en combien de temps une solution ayant une précision donnée pourrait être obtenue.

Nous plaçant au point de vue industriel, on constatera aisément que les ingénieurs oublient vite les mathématiques qu'ils ont pu apprendre, faute de s'en servir sans doute, et qu'en outre, aux divers échelons des directions industrielles et administratives on n'attache pas aux recherches théoriques une attention suffisante, commettant là, à notre avis, une erreur considérable. Il sort du cadre de cet exposé d'en faire la démonstration.

Sans prétendre que tout travail de recherche puisse être discipliné au calcul, il est bon de rappeler que l'expérience acquise du maniement des faits expérimentaux n'a de valeur que si elle se traduit par des enseignements numériques susceptibles d'explications théoriques. Ainsi, nous pouvons affirmer que le calcul doit suivre (s'il ne peut la précéder) l'expérience, et s'il est des cas nombreux où cette affirmation touche à l'utopie, les faits montrent qu'il n'y a pas lieu d'en tirer des conclusions définitives, car, tôt ou tard, les progrès accomplis mettent en évidence la possibilité et l'intérêt du calcul théorique.

L'intérêt des mathématiques expérimentales est donc, en première étape, de permettre de vérifier rapidement la validité d'hypothèses et de justifier ainsi les règles de calculs qui doivent aboutir, directement ou non, aux spécifications techniques les plus judicieuses, c'est-à-dire les plus économiques. Cette remarque prend toute sa valeur, si on l'applique aux progrès techniques.

En seconde étape, elles permettent de discuter des problèmes dépendant d'un grand nombre de paramètres, une telle discussion conduisant à des économies importantes d'expérimentation et de mise au point.

Les développements scientifiques et techniques sont si rapides et si étendus qu'aucun cerveau humain ne peut les embrasser tous, même partiellement. Il est donc naturel de penser que l'apparition de nouveaux moyens d'investigation dans les domaines de la mathématique répond à une véritable nécessité dont les conséquences théoriques, techniques et économiques peuvent être considérables. Le rayonnement d'un pays, l'évolution d'une industrie en dépendront. On ne réfléchira jamais assez à l'importance économique des *mathématiques expérimentales*. C'est un fait à grand rendement si, suivant Poincaré, l'économie de pensées qu'il procure en constitue la mesure.

Notons au passage que des notions abstraites peuvent devenir des réalités matérielles grâce aux calculateurs électroniques, et ceci ne sera pas sans exercer une influence importante sur l'enseignement des mathématiques aux physiciens et aux ingénieurs. On regrettera que l'enseignement des mathématiques en *vue des applications* ne présente pas en France l'uniformité désirable. Par exemple, les ingénieurs-mécaniciens ignorent, pour la plupart, les méthodes de raisonnement et les notations des électriciens.

Nous pouvons craindre que la diversité du langage scientifique, c'est-à-dire la diversité du symbolisme mathématique utilisé, soit la cause de l'intérêt restreint porté par les ingénieurs aux développements des mathématiques. Cette observation appelle un vœu : celui que les physiciens et ingénieurs des disciplines les plus diverses trouvent dans l'utilisation commune des machines mathématiques l'occasion d'établir entre eux les liaisons si riches en progrès et sources d'économies.

Les professeurs Léon Brillouin et Warren Weaver ont, avec autorité, attiré l'attention, il y a quelques années, sur les mathématiques expérimentales. On peut distinguer deux aspects complémentaires de cette nouvelle classe des mathématiques. Le premier aspect concerne les machines mathématiques

« destinées à se substituer aux calculateurs humains, travaillant plus vite qu'eux, sans fatigue et avec moins d'erreurs accidentelles ». Le deuxième aspect est relatif à l'étude des méthodes de calculs numériques dirigées progressivement vers l'utilisation des calculateurs automatiques. Ces deux aspects évoluent simultanément.

A l'époque actuelle, la conception des machines mathématiques est caractérisée par l'utilisation de l'électronique qui permet seule, et à prix raisonnable, de réaliser des coefficients d'amplification importants et de comprimer la variable temporelle,

12. — Deux conceptions fondamentales des machines mathématiques apparaissent présentement. L'avenir ne permettra peut-être pas une distinction aussi précise car, cela est fréquent, des conceptions très distinctes à l'origine d'une technique s'influencent mutuellement au fur et à mesure des progrès et alors les idées générales se dégagent plus précisément et se classent. Nous verrons ainsi s'augmenter, dans les années prochaines, la variété des machines mathématiques et l'importance des études théoriques concernant leurs conceptions et leur utilisation.

Pour résoudre un problème mathématique, on peut faire appel à bien des méthodes. Les mathématiciens nous pardonneront de simplifier à l'extrême notre exposé en supposant seulement deux méthodes générales.

Soit à résoudre un problème mathématique dont l'énoncé ne comporte que le minimum de symbolisme. Si l'on peut lui faire correspondre l'énoncé d'un problème de géométrie, dans un espace convenable à deux ou trois dimensions, la recherche de la solution du problème posé fait appel à une doctrine des mathématiques qui peut se dispenser de tout symbolisme des notations, voire même de raisonnements délicats, si le mathématicien est assez habile, étant rendu à une étape du raisonnement, pour lui donner une traduction telle que la solution puisse être trouvée avec ou sans tâtonnements et des instruments simples : règle, compas, rapporteur, papier, crayon et éventuellement de la patience, et d'autant plus de patience qu'on dépensera moins d'intelligence. Les cours de mathématiques élémentaires nous ont appris la puissance de ces procédés et l'élégance des raisonnements qui évitent les tâtonnements. Il est malaisé de sortir du cadre de l'espace à trois dimensions habituel, mais on peut trouver la solution approximative, dans tous les cas, à la suite de tâtonnements ordonnés avec le maximum d'économie de mathématiques pures, les raisonnements que l'on fait étant alors inspirés de ceux qui gouvernent l'utilisation des instruments simples considérés plus haut. On conçoit que l'espace vectoriel soit le support de ces raisonnements de là leur élégance, mais aussi leurs difficultés.

Si l'énoncé du problème à résoudre comporte des notions transcendantes, la méthode des tâtonnements, s'apparentant à celle des approximations successives, est applicable en faisant appel à des notions générales des mathématiques, telles que le calcul tensoriel, l'analyse de Fourier ou de Laplace.

En définitive, il faut déterminer un élément d'un espace de configuration convenable qui satisfasse les conditions analytiques du problème. Telles sont les caractéristiques de la première méthode.

La deuxième méthode met en œuvre toutes les ressources du calcul algébrique, c'est-à-dire, qu'elle met en œuvre soit les opérations du calcul mental, soit les machines à calculer habituelles, en ramenant toutes les opérations mathématiques aux quatre opérations fondamentales de l'algèbre. La précision du calcul peut être fixée a priori, la seule limite est la patience des opérateurs et leur entraînement. On notera que les erreurs de calcul commises par eux peuvent être importantes et parfois difficiles à retrouver. On a donc affaire aux méthodes de calculs numériques dont l'étude systématique reçoit une nouvelle impulsion grâce aux machines mathématiques.

13. — Dans la conception des machines mathématiques, on retrouve les deux méthodes exposées à l'instant. De même que nous avons simplifié à l'extrême notre conception des calculs mathématiques, de même ce qui suit est une vue générale simplifiée. Du moins a-t-elle l'intérêt de correspondre à la réalité et de faire comprendre les voies dans lesquelles s'oriente la construction des machines mathématiques.

Une première classe de machines mathématiques sera donc caractérisée par le fait qu'elles tâtonnent à tout instant pour fournir la solution d'un problème. *L'électronique permettant de localiser dans le temps et l'espace* l'importance de ces tâtonnements, cette classe de machines peut donc conduire à des réalisations intéressantes. Il est clair qu'en contrepartie leur précision ne peut dépasser une certaine valeur limite ; pour l'instant, celle-ci est égale à celle des bons instruments de mesure de la technique. L'avantage qui résulte évidemment de leur mode de fonctionnement est l'absence de *programme de fonctionnement* à déterminer par l'opérateur. Les machines jouent, dans un espace à n dimensions, par rapport à l'opérateur, le rôle des instruments du dessinateur dans l'espace à deux dimensions, les grandeurs mathématiques sont représentées par des grandeurs physiques, par exemple, une tension ou un courant électrique, ou un angle comme l'analyseur différentiel de Vannevar Bush. La précision dépend donc de la facilité avec laquelle ces grandeurs peuvent être produites et du niveau de bruits qui peut les affecter. Pour ces raisons, la précision de ces machines est limitée par des *raisons techniques et économiques*. Nous préciserons ceci dans la suite de cet exposé.

14. — Les *machines arithmétiques* forment la seconde catégorie de machines mathématiques. Tel n'est pas notre but de nous étendre ici sur les principes techniques de ces machines, nous nous limiterons à des considérations générales.

Contrairement aux machines précédentes, les grandeurs mathématiques sont quantifiées et représentées dans une numération définie par des signaux électriques discrets. Comme il est bien connu,

la numération binaire est la plus appropriée et la notion de quantification est maintenant classique en télécommunication (modulation dite P. C. M.).

Les machines arithmétiques ne savent faire que la seule opération d'addition (certaines savent faire la multiplication) à laquelle on ramène toutes les opérations mathématiques à exécuter. Dans leurs formes actuelles de réalisation, ces opérations élémentaires sont exécutées dans un temps qui se mesure en micro-secondes, de sorte que ces machines sont capables d'un nombre considérable de calculs élémentaires dans un temps très bref. Il est clair qu'elles doivent remplir les diverses fonctions du calculateur humain ; il faut donc substituer à l'homme, qui place ses chiffres convenablement dans les opérations de calcul, fait les retenues, pose les virgules, collectionne les résultats des calculs intermédiaires, suit un programme de calcul, des organes définis doués des mêmes facultés.

Pour exécuter un calcul complexe, il faut imposer à la machine un programme de calculs, organisé par l'homme et lui seul. On conçoit donc que l'intervention intelligente de l'homme soit nécessaire et fasse appel à des conceptions un peu particulières des calculs mathématiques, en vue d'utiliser au mieux les possibilités d'une machine arithmétique pour obtenir, dans le temps le plus bref possible, avec une précision donnée, les résultats de calcul attendus. Les machines arithmétiques doivent donc avoir des organes capables d'enregistrer un programme complexe et des organes capables de l'exécuter. Ainsi conçues, ces machines ne seraient pas capables de remplacer un calculateur humain. Il faut les douer d'un peu d'intelligence. Celle-ci est obtenue grâce à des organes capables de choisir, en cours de fonctionnement, telle décision (c'est-à-dire tel ordre que la machine se donne à elle-même) prise parmi des décisions éventuelles introduites par l'opérateur dans le programme de la machine.

La conception des machines arithmétiques est donc dominée par des considérations techniques et par des considérations logiques. On peut d'ailleurs donner à celles-ci une forme symbolique générale ainsi que l'ont fait J. Von Neumann et Goldstein à la Princetown University. Suivant une image prêtée à Neumann, le langage que comprennent les machines arithmétiques (véritables robots pour employer un mot à la mode) est défini par un vocabulaire et une syntaxe bien déterminés. Elles ne tolèrent ni les fautes d'orthographe, ni les fautes de syntaxe, tout le temps que leur mémoire n'a pas de défaillance.

La réalisation des machines arithmétiques est illustrée en Amérique par l'«Automatic Sequence Controlled Calculator» construit par l'I. B. M. sous la direction du professeur H. Aiken, et installée au Harvard Computation Laboratory (Cambridge, U. S. A.) (qui fut terminée en 1944), par la machine de la Moore School of Electrical Engineering de l'Université de Pensylvanie, à Philadelphie (terminée en 1946), par l'E. N. I. A. C. (1) livrée au Ballistic Research Laboratory de l'U. S. Army, les machines

à relais téléphonique des Bell Telephone Laboratories à New-York, la machine de Raytheon qui est destinée, croyons-nous, au «Bureau of Standards» à Washington. En Angleterre, nous mentionnerons les projets du Post Office et ceux de la British Rubber Co étudiés sous la direction du Dr BOOTH. En France, nous citerons l'existence d'une machine universelle, en cours de construction, sous la direction de M. COUFFIGNAL et les projets très avancés de la Société d'Electronique et d'Automatisme.

Cette liste est incomplète, nous nous en excusons, mais elle montre clairement l'intérêt que portent à ces machines les Anglo-Saxons.

Le prix de revient de telles machines est aujourd'hui important, de sorte que l'on peut penser que leur usage sera réservé aux problèmes de physique mathématique, d'astronomie, de balistique, etc... exceptionnellement, l'ingénieur pourra faire appel à elles. Nous pensons personnellement que le prix de revient de ces machines devrait pouvoir être diminué, dans les années qui viennent, pour justifier la création de nombreux bureaux de calculs spécialisés. L'intérêt que porteront aux machines mathématiques les administrations et les industriels français conditionne, au même titre que les progrès techniques, l'abaissement du prix de revient.

15. — Terminons cette introduction par un examen général de la première catégorie de machines mathématiques.

On les désigne «machines algébriques», ou «calculateurs analogiques» en traduisant la désignation américaine «Analog Computer» On pourra aussi utiliser la désignation *analyseur différentiel*. Chacune de ces dénominations correspond à des types définis de machines. Par opposition aux machines arithmétiques, elles pourraient être appelées «machines à fonctionnement continu». Bien que nous ne soyons fixés sur un terme générique judicieux, nous en adopterons un provisoirement : machines du type algébrique.

Entrent dans cette catégorie les calculateurs de navigations, les directeurs de tir de D. C. A., ceux de la Western Electric entièrement électroniques (Directors M 9 et M 10), les machines mathématiques de REEVES, construites récemment aux Etats-Unis, les machines mathématiques S. E. A., type OME. L'idée fondamentale de ces machines est d'effectuer les opérations de calcul par tâtonnements, sans programme déterminé (par conséquent, sans intervention de l'intelligence humaine), ce qui est rendu possible grâce à la notion fondamentale de servomécanisme.

La notion de servomécanisme revient à définir l'état d'équilibre instantané d'un système en mouvement, en fonction de l'écart de deux grandeurs. L'état d'équilibre, à partir d'un état quelconque, est obtenu par une succession de tâtonnements dont la durée peut être extrêmement réduite si l'ensemble du servomécanisme est électrique. On devine aisément le rôle majeur qu'aura à jouer l'électronique.

La notion d'amplification des écarts conduit directement à la notion de précision. Seuls les bruits et les jeux limitent la précision. Enfin, si les servomécanismes sont dotés de systèmes qui permettent

(1) Dont la signification est la suivante : Electronic Numerical Interpolator Automatic Calculator.

la mise en œuvre d'organes d'enregistrement ou d'observation, ces organes n'ont pas d'influence sur le mécanisme lui-même qu'on observe ou qu'on enregistre.

A peu près en même temps qu'à la *Société d'Électronique et d'Automatisme* ces études étrangères aboutissaient à des réalisations intéressantes. Nous citerons la machine de Goldberg et Brown (ingénieurs de R. C. A. Laboratories à Princetown) résolvant un système linéaire algébrique à l'aide de 10 amplificateurs délivrant les solutions, la machine de Guttenmacher et Gradshtein développée à l'Académie des Sciences de Moscou, résolvant six équations du premier ordre.

Sous le titre « Electronic differential analyser », des études analogues sont en cours de développement au M. I. T. dans le *Research Laboratory of Electronics*. Nous mentionnerons enfin la très importante réalisation du *California Institute of Technology*.

Les machines S. E. A. permettent leur extension, en vue de résoudre les équations non linéaires pouvant, en outre, comporter des fonctions connues expérimentalement. Enfin, elles ont été conçues pour résoudre également les équations algébriques de degré élevé et effectuer le quotient de polynômes complexes.

Ces types de machines ont été conçues spécialement pour répondre aux besoins des ingénieurs ou des physiciens pour lesquels des résultats connus à 1 ou 5 % sont suffisants. Il est clair que la précision peut être accrue grâce à l'application des méthodes d'itération que les mathématiciens ont imaginées. Un des problèmes des mathématiques expérimentales est la recherche de nouvelles méthodes d'itération qui étendraient le domaine d'application de ces machines.

Outre que ces types de machines permettent d'introduire, sans interprétations ou manipulations mathématiques préalables très difficiles, les équations à résoudre, leur maniement est assez facile pour être confié à du personnel non spécialisé. De cette manière, il est possible de discuter certaines solutions, au choix, lorsqu'on fait varier tel ou tel paramètre et ceci est presque aussi important que la facilité avec laquelle on peut obtenir la solution d'un problème.

Nous consacrerons la suite de cet exposé aux *machines algébriques*. Auparavant, il nous a paru utile de présenter une étude rapide des notions essentielles sur les servomécanismes à plusieurs variables.

2. — Notions sur les servomécanismes à plusieurs signaux asservis.

21. — INTRODUCTION

210. — On a coutume d'étudier des servomécanismes dont la fonction est d'asservir une grandeur physique ou géométrique de mesure y (appelée signal de sortie) suivant une loi donnée à une grandeur arbitraire, et fonction du temps, de mesure x (appelée signal d'entrée). Nous rappellerons qu'un servomécanisme est un système bouclé dans lequel la grandeur asservie dépend de la différence entre deux grandeurs.

211. — Nous avons affaire à un servomécanisme à plusieurs signaux asservis si *plusieurs signaux de sortie* sont des fonctions données de *plusieurs signaux d'entrée* (auxquels on peut donner des valeurs arbitraires) de telle manière que les valeurs des premiers dépendent des différences entre des fonctions connues et définies des signaux d'entrée et de signaux produits à partir des signaux de sortie.

Avant d'aborder l'étude de ces servomécanismes, nous en définirons les schémas généraux qui présentent avec les schémas que l'on peut concevoir pour les servomécanismes à un seul signal asservi, une complète similitude.

Tout d'abord, chacune des grandeurs asservies que nous noterons y_i ($i = 1, 2, \dots, n$, n étant leur nombre) est fournie par un organe unique qui est actionné par un servomoteur ou est délivrée par un amplificateur selon la nature du servomécanisme. Le servomoteur et l'amplificateur sont d'ailleurs d'un type quelconque. Nous aurons donc en présence n organes de ce type actionnés chacun par un servomoteur ou un amplificateur. Pour l'instant, on peut supposer les n grandeurs y_i de natures différentes, donc il en est de même des organes ou processus physiques élémentaires qui les produisent (1).

212. — Nous désignerons par x_i ($i = 1, 2, \dots, m$) l'ensemble des m signaux d'entrée (on suppose pour la généralité de notre étude que $m \neq n$ et nous reviendrons sur ce point). La traduction mathématique du rôle du servomécanisme peut être la suivante : chacune des grandeurs y_i est une fonction définie des m grandeurs x_i ; on écrira donc, et ceci définit bien le rôle du servomécanisme :

$$(1) \quad y_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_m) \quad \text{ou} \quad y_i = f_i(x_j) \quad \left. \begin{array}{l} j = 1, 2, \dots, m \\ i = 1, 2, \dots, n \end{array} \right\}$$

On peut aussi traduire le rôle du servomécanisme en écrivant que les y_i satisfont à m relations implicites de la forme :

$$(2) \quad x_i = g_i(y_j) \quad \left. \begin{array}{l} i = 1, 2, \dots, m \\ j = 1, 2, \dots, n \end{array} \right\}$$

On caractérisera finalement le cas le plus général en écrivant que les y_i vérifient r relations

$$(3) \quad g_u(y_j) = f_u(x_i) \quad \left. \begin{array}{l} u = 1, 2, \dots, r \\ j = 1, 2, \dots, n ; i = 1, 2, \dots, m \end{array} \right\}$$

La généralisation au cas considéré ici des schémas types des servomécanismes habituels est alors immédiate (2).

Si nous savons fabriquer un organe complexe, représenté sur la figure 1 par le carré (2) qui délivre, sous l'action simultanée des m signaux x_i , n signaux Y_j tels que :

(1) Le problème du réglage de la fréquence, des tensions et des échanges d'énergie dans un réseau d'énergie interconnecté est de ce type.

(2) Voir par exemple : *Theory of servomechanisms*, JAMES, NILHOL, PHILLIPS, *Radiation Laboratories séries* N° 25, et F. H. RAYMOND, *Principes des servomécanismes*, conférences d'Actualités Scientifiques et Industrielles du Conservatoire National des Arts et Métiers, Octobre 1947, et son annexe sur « Les Servomécanismes à plusieurs variables », S. E. D. E. S., éditeur à Paris.

$$(4) \quad Y_j = f_j(x_i)$$

alors les servomoteurs (ou amplificateurs) qui délivreront les y_i entrent dans la constitution de n servomécanismes élémentaires dont le fonctionnement devra satisfaire les relations :

$$(5) \quad y_j = Y_j \quad j = 1, 2, \dots, n$$

Ce sont des servomécanismes que l'on sait étudier et construire (on pourra les appeler des servomécanismes de copie).

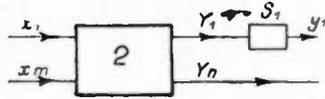


Fig. 1

Sur la figure 1, un seul de ces servomécanismes, désigné S_1 , a été représenté ; ce sont n servomécanismes qu'il aurait fallu figurer les uns au-dessous des autres pour faire un schéma complet.

Dans le cas considéré présentement, l'étude de ce servomécanisme à plusieurs signaux ne diffère pas de celle de chacun des servomécanismes élémentaires S_i .

Ce type de servomécanisme n'apporte donc pas de vues nouvelles sur le sujet qui nous intéresse.

Si nous savons réaliser un organe complexe analogue à celui représenté en (2) dans la figure 1 et tel que lorsque n grandeurs y_j l'actionnant il fournisse m grandeurs X_i dont les mesures sont exprimées par :

$$(6) \quad X_i = g_i(y_j)$$

le schéma général du servomécanisme commence à se construire comme indiqué figure 2, où les bornes $e_1 \dots e_m$ sont les bornes d'entrée des servomoteurs ou amplificateurs d'asservissement.

On réalisera les relations désirées (2) si on est capable de produire les y_j de manière que :

$$(7) \quad x_i = X_i$$

On doit donc disposer de m discriminateurs d'écarts :

$$(8) \quad \varepsilon_i = x_i - X_i$$

Le schéma sera alors complété comme l'indique la figure 3, où seuls les discriminateurs des écarts ε_i et ε_m ont été représentés pour simplifier le dessin.

Pour terminer la construction du servomécanisme, il faut relier les servomoteurs ou amplificateurs élémentaires produisant les y_j ($j = 1, 2, \dots, n$) aux signaux d'erreurs ε_i ($i = 1, 2, \dots, m$). Il apparaît clairement que l'on peut être conduit à créer un organe qui n'existe pas dans la construction des servomécanismes classiques.

Une première solution qui se présente immédiatement à l'esprit dans le cas particulier où il y a le même nombre de signaux y est de réunir les

sorties des discriminateurs d'écarts aux entrées des servomoteurs ou amplificateurs.

Alors, s'il est possible d'obtenir un ensemble y_j à partir des ε_i petits ou nuls ($i = 1, 2, \dots, m$), le servomécanisme aura bien un état d'équilibre qui satisfera aux relations imposées (2). Si les signaux y_i sont produits par des amplificateurs, ce résultat est obtenu, si le système est stable, avec l'approximation voulue, si leurs gains sont plus grands qu'une valeur donnée.

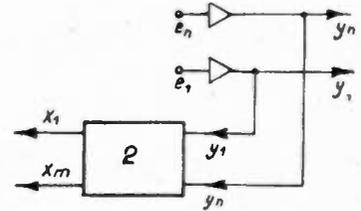


Fig. 2

Dans le cas général où $m \neq n$, on doit placer entre les sorties des discriminateurs d'écarts et les entrées des servomécanismes ou amplificateurs un organe complexe capable d'associer à l'ensemble des m signaux ε_i un ensemble de n signaux e_j ($j = 1, 2, \dots, n$) satisfaisant les relations suivantes :

$$(9) \quad e_j = h_j(\varepsilon_i)$$

de telle manière, et ceci est fondamental, que lorsque tous les ε_i sont nuls, les e_j le soient également.

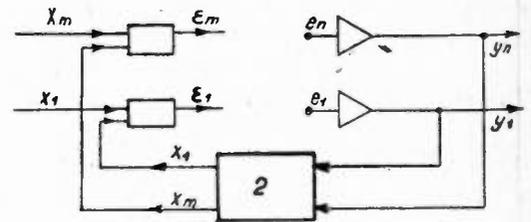


Fig. 3

Une solution qui se présente immédiatement comme convenant à cette condition absolue est de définir les e_j par des formes quadratiques définies des ε_i .

Le cas le plus général des équations (3) est réalisé par le schéma de la fig. 4 qui est une combinaison des schémas précédents et qui implique évidemment que l'on sache construire les organes analogues à (2) et l'organe de liaison (1) placé dans la chaîne directe.

Il est clair que dans le cas des réalisations électriques, les organes 2 et 2' sont des « multipoles » ou des réseaux polyphasés.

Avant de poursuivre l'étude générale des servomécanismes à plusieurs variables, il est utile d'en entrevoir l'intérêt pratique.

Les problèmes de régulation automatique de systèmes complexes, tels que ceux qui se présentent dans l'interconnexion des réseaux de transport d'énergie, relèvent de la théorie des servomécanismes considérée ici, au même titre que la régulation d'une seule grandeur (régulation de température,

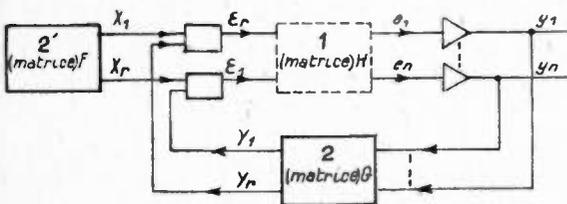


Fig. 4

de débit, de tension, de vitesse) entre dans le cadre des servomécanismes classiques.

Dans la préface qu'il a écrite pour le remarquable ouvrage du Dr Mac COLL, le Professeur WARREN WEAVER a souligné clairement le lien fondamental qui existe entre les machines mathématiques et les servomécanismes (1). Il n'est pas inutile de reprendre rapidement l'exposé des idées du Professeur WEAVER. Cet exposé devient particulièrement clair en prenant l'exemple de la prédiction du tir de D. C. A. On ne peut connaître les éléments de pointage d'une pièce de D. C. A. avant de connaître le temps que mettra l'obus à atteindre le but futur. Or ce temps dépend des éléments de pointage. Traduit en langage mathématique, cela veut dire que les inconnues du problème satisfont à un *système de relations* implicites. Malheureusement, elles ne peuvent dans ce problème balistique être exprimées par des fonctions mathématiques. Seul un calcul par approximations successives permet de lever la difficulté. On suppose le temps de parcours de l'obus, ce qui permet le calcul des éléments de tir, ceux-ci permettent une nouvelle évaluation du temps de parcours, et ainsi de suite. On s'arrête lorsque ces étapes successives conduisent à des corrections négligeables des grandeurs calculées. C'est bien ainsi que procède un servomécanisme, l'équilibre étant atteint lorsque les écarts sont inférieurs à une quantité donnée (notion de seuil), ceci est classique. Ces remarques prennent toute leur valeur si on les applique aux servomécanismes à plusieurs signaux asservis et intuitivement elles mettent en relief le parallèle qui existe entre les méthodes de calcul par itérations ou les méthodes de perturbations et le fonctionnement d'un servomécanisme le plus général. Ce parallèle fixe le programme de certains chapitres théoriques des mathématiques expérimentales. Le servomécanisme de la figure 4 produit les grandeurs y_i qui satisfont les relations les plus générales (3), où les x sont de

valeurs arbitraires ; il est manifeste que cela représente le thème d'un nombre considérable d'opérations mathématiques.

Les idées actuelles sur maints phénomènes physiques et biologiques, dont l'origine est exposée par WIENER dans son ouvrage « Cybernetics », justifieraient, en outre, l'intérêt de développer plus avant que nous n'avons pu le faire ici une théorie riche en enseignements.

22. — THÉORIE GÉNÉRALE DES SERVOMÉCANISMES LINÉAIRES A PLUSIEURS VARIABLES

221. — La suite naturelle des considérations précédentes dont le but était de définir le problème général des servomécanismes à plusieurs variables, est l'étude des servomécanismes de ce type qui obéissent aux lois des systèmes physiques linéaires.

Nous rappellerons que les deux lois fondamentales qui caractérisent entièrement les systèmes linéaires peuvent s'énoncer comme suit :

a) leur fonctionnement est décrit par un nombre minimum de coordonnées généralisées dont la loi d'évolution ne dépend pas de l'origine choisie pour la mesure de la variable temporelle.

b) la superposition des causes se retrouve dans les effets.

Compte tenu de a), nous dirons de manière concise que la superposition des causes dans le temps et l'espace se retrouve dans la superposition des effets.

Pour que ces deux lois soient satisfaites par le servomécanisme, il est clair qu'elles doivent s'appliquer aux relations de base (1) à (9).

On doit, par exemple, pouvoir écrire :

$$(10) \quad y_i^{(2)} = f_i(x_1 + x_1^{(1)}, \dots, x_m + x_m^{(1)}) = f_i(x_1, \dots, x_m) + f_i(x_1^{(1)} \dots x_m^{(1)}) = y_i + y_i^{(1)}$$

et aussi

$$(11) \quad \left\{ \begin{aligned} y_i &= f_i(x_1 \dots x_m) = f_i(x_i, 0 \dots 0) + \dots \\ &+ f_i(00 \dots x_j, 0 \dots 0) + \dots + f_i(00 \dots 0 x_m) \\ y_i &= f_i(0, \dots nx_j, 0 \dots 0) \\ &= nf_i(0, \dots 0, x_j, 0 \dots 0) \end{aligned} \right.$$

ce qui implique que les f_i soient des opérateurs du type

$$\sum_0^n a_n \frac{dx}{dx_n} + \sum_0^n b_n \int_0^x \dots \int_0^x i(dx)^n$$

On dira alors que chaque fonction est une fonctionnelle linéaire des x ou représente un opérateur linéaire appliqué aux x . On sait le lien qui existe entre ces opérateurs et la géométrie, grâce à lui, on peut donc dire que l'ensemble des y_i définit un vecteur \vec{y} dans l'espace fonctionnel à n dimensions qui est le transformé du vecteur \vec{x} qui représente l'ensemble des x_j dans l'espace à m dimensions. La relation (11) permet alors de définir les composantes :

(1) Fundamental theory of Servomechanisms, Dr Mac COLL, Collection des Bell Laboratories, Van Nostrand, N. Y., N.Y.

$$(12) \quad F_{ij}(x_j) = f_i(0, 0 \dots 0, x_j, 0 \dots 0)$$

d'une correspondance ponctuelle dont la forme matricielle

$$(13) \quad \vec{y} = F \cdot \vec{x}$$

permet une écriture condensée. Les composantes de la matrice rectangulaire F sont les opérateurs F_{ij} définis par (12) ($i = 1, 2 \dots n, j = 1, 2 \dots m, m \neq n$).

222. — Une propriété fondamentale des opérateurs linéaires découle immédiatement de ce qui précède. Supposons que $\eta_i(p)$ soit la transformée de Laplace de $y_i(t)$ et que $\xi_i(p)$ soit celle de $x_j(t)$. La transformée de LAPLACE de (11) devient :

$$(14) \quad \eta_i(p) = f_i[\xi_i(p), 0 \dots 0] + \dots + f_i[0, \dots 0, \xi_n(p)]$$

Chaque opérateur linéaire $F_{ij}(\xi_j(p))$ se transforme comme il est bien connu en un produit que l'on peut écrire $F_{ij}(p) \cdot \xi_j(p)$, $F_{ij}(p)$ étant une fonction rationnelle de p . Dès lors, si $\vec{\eta}(p)$ est le vecteur de composantes η_i et $\vec{\xi}$ celui dont les composantes sont les $\xi_j(p)$, la relation vectorielle (13) devient :

$$(15) \quad \vec{\eta} = (F_{ij}(p)) \vec{\xi}(p)$$

Il devient donc immédiatement possible d'étudier les propriétés des servomécanismes linéaires à plusieurs variables, et d'étendre les méthodes de calcul si fécondes des servomécanismes classiques.

223. — Ces considérations générales étant données, étudions les schémas types rencontrés dans le premier paragraphe ci-dessus.

Nous n'étudierons pas le schéma de la figure 1, pour des raisons déjà reconnues.

Considérons le schéma de la figure 3. $\vec{\varepsilon}(p)$ est le vecteur de l'espace complexe dont les composantes sont les transformées de Laplace des $\varepsilon_i(t)$; les relations (6) se traduisent par $\vec{X}(p) = G(p) \cdot \vec{\eta}(p)$, G étant la matrice définie à partir des fonctions $g_i(y_i)$ de la même manière que F l'a été à l'aide des fonctions $f_i(x_j)$. Aux relations (8) correspondent donc la relation vectorielle

$$\vec{\varepsilon}(p) = \vec{\xi}(p) - G \cdot \vec{\eta}(p)$$

Les relations (9) supposées linéaires peuvent s'écrire aussi

$$(16) \quad \vec{e}(p) = H(p) \vec{\varepsilon}(p)$$

La matrice H ayant m colonnes et n lignes est définie à partir des fonctions $h_j(\varepsilon_i)$.

L'ensemble des n amplificateurs ou servomoteurs est caractérisé par la matrice diagonale $A(p)$, le terme général de la diagonale principale de cette matrice étant $a_{ij}(p)$ égal au coefficient de transfert isomorphe $y_i(p)/e_i(p)$ du servomoteur ou de l'amplificateur qui délivre la variable $y_i(t)$.

La troisième équation qui décrit le fonctionnement du servomécanisme est donc :

$$(17) \quad \vec{\eta}(p) = A(p) \vec{e}(p)$$

En éliminant \vec{e} et $\vec{\varepsilon}$, on a finalement :

$$(18) \quad \vec{\eta}(p) = A \cdot H \cdot [\vec{\xi}(p) - G \cdot \vec{\eta}(p)]$$

ou

$$(19) \quad [I_n + A \cdot H \cdot G] \vec{\eta} = A \cdot H \cdot \vec{\xi},$$

I_n étant la matrice unité d'ordre n .

Rappelons que H est une matrice rectangulaire à n lignes et m colonnes, A une matrice diagonale d'ordre n , donc une matrice carrée, le produit AH est donc une matrice rectangulaire, comme H ; G est une matrice rectangulaire ayant n colonnes et m lignes, le produit AH par G est donc une matrice carrée d'ordre n . Si la matrice $I_n + AHG$ n'est pas singulière, on peut écrire la relation (19) comme il suit :

$$(20) \quad \vec{\eta} = [I_n + AHG]^{-1} AH \vec{\xi}(p)$$

qui est de la même forme que l'équation générale des servomécanismes classiques.

Elle conduit en première analyse à la même conclusion élémentaire, à savoir que si le gain des servomécanismes des amplificateurs de la chaîne directe est grand, on peut écrire successivement :

$$(21) \quad AHG \vec{\eta} = AH \vec{\xi}(p) \quad \text{ou} \quad G \cdot \vec{\eta} = \vec{\xi}$$

ce qui montre que les y_i fournis par le servomécanisme satisfont aux relations imposées. Mais, comme dans la théorie habituelle, ceci ne vaut qu'autant que le servomécanisme est stable.

224. — Le servomécanisme le plus général répondant aux relations (3) se traite exactement comme le précédent.

En se référant à la figure 4 qui en donne le schéma, on a, par un calcul analogue à celui effectué ci-dessus :

$$(22) \quad \vec{\eta} = [I_n + AHG]^{-1} AHF \cdot \vec{\xi}(p)$$

F étant la matrice définie à partir de l'ensemble des fonctions f_i .

Il est clair qu'il n'a pas été utile dans le développement des équations précédentes de faire une hypothèse sur les nombres n et m des grandeurs de sortie et d'entrée du servomécanisme. Précisons toutefois que le fonctionnement du servomécanisme n'est possible que si à un ensemble de m grandeurs imposées ne correspond qu'un ensemble de n grandeurs, la réciproque n'étant pas obligatoirement vraie.

Considérons la relation entre les signaux d'erreurs et les signaux de sortie. L'état d'équilibre idéal du servomécanisme correspond à l'ensemble des ε_i nul, ou aussi petit qu'on le désire. Il faut pour que cela puisse être réalisé qu'à l'ensemble des ε_i corresponde un seul ensemble de grandeurs e_i , et récipro-

quement, qu'un ensemble de valeurs ε_i ne puisse être produit que par un ensemble défini de valeurs des ε_i . Dans le cadre de l'espace fonctionnel, cela entraîne qu'on puisse établir une relation biunivoque du type (16) dont la matrice n'est pas singulière. Cela entraîne en premier lieu qu'elle soit carrée d'ordre n , puis qu'elle ne soit pas singulière.

En d'autres termes, pour que les servomécanismes du type des figures 3 et 4 puissent fonctionner, il faut qu'il existe autant de signaux d'erreurs linéairement indépendants qu'il y a de signaux de sortie linéairement indépendants.

Il en résulte que les matrices G et H sont des matrices carrées d'ordre n ; par contre, la matrice F peut être quelconque, car rien n'implique que l'ensemble des ε_i corresponde à un ensemble des x bien défini, mais au contraire, il faut et il suffit, pour que le fonctionnement du servomécanisme puisse se concevoir, qu'à un ensemble des x corresponde un ensemble unique des ε_i .

Il est évident maintenant qu'une forme simple qu'il est possible de choisir pour la matrice de liaison H est la matrice unité d'ordre n . L'équation du servomécanisme (22) devient alors :

$$(23) \quad \vec{\eta} = [I_n + AG]^{-1} A.F. \vec{\xi}(p)$$

Il apparaît alors immédiatement que la matrice H joue un rôle analogue aux réseaux correcteurs placés dans la chaîne directe des servomécanismes classiques. On peut donc, dès maintenant, penser que les problèmes de précision et de stabilité pourront être résolus par une étude adéquate et détaillée du rôle de la matrice H . (1)

Il est acquis maintenant que la technique des servomécanismes a pu progresser dans bien des cas grâce aux réseaux correcteurs. La technique des servomécanismes considérés ici fera elle-même des progrès dans la mesure où nous connaissons les propriétés de la matrice H . On peut faire quelques observations fondamentales. Le réseau correcteur a pour effet, en définitive, de déplacer la position dans le plan complexe des racines caractéristiques du servomécanisme dans la chaîne duquel il est introduit, mais en même temps, il introduit de nouvelles racines caractéristiques. Le réseau correcteur permet donc d'introduire dans les équations du système un certain nombre de paramètres, dont l'ajustement des valeurs permet de localiser dans un domaine donné les racines caractéristiques du servomécanisme, en vue d'obtenir les performances désirées. Ceci revient au même de dire que l'on introduit des degrés de liberté supplémentaires. Dans un servomécanisme à plusieurs variables, d'emblée on est en présence d'un grand nombre de degrés de liberté, de telle sorte que le multipole de matrice H pourra être très simple. A la suite d'expériences de laboratoire, M. SOKOLOFF a pu choisir pour matrice H une matrice du groupe des permutations qui permettait, dans presque tous les cas, d'atteindre les résultats désirés. C'est là une idée heureuse que les remarques données ci-dessus justifient intuitivement. Cela veut dire que les connexions entre les

discriminateurs d'écart et l'entrée des servomoteurs ou amplificateurs sont croisées. Il est clair que ceci revient à modifier les termes de couplage entre les mailles du servomécanisme et par conséquent à modifier ses valeurs caractéristiques. Les problèmes de réseaux correcteurs risquent donc d'être moins compliqués qu'on aurait pu le craindre. La solution simple qui vient d'être indiquée est de la plus grande importance pour les machines mathématiques, car on ne pouvait imaginer de modifier des réseaux correcteurs compliqués en fonction des problèmes à résoudre et, en outre, elle est plus économique que d'autres méthodes indiquées plus loin.

On peut introduire le réseau correcteur multipole caractérisé par la matrice H entre les sorties des servomoteurs ou amplificateurs et l'entrée de la chaîne de réaction du servomécanisme représentée par l'organe 2 des figures précédentes. L'équation du servomécanisme s'obtient en permutant H et A dans (22).

L'exposé qui suit prend comme base l'équation (22); les modifications à lui apporter pour le rendre applicable à l'équation ci-dessus ne souffrent pas de difficultés, aussi nous ne les indiquerons pas, pour ne pas augmenter la longueur de notre texte.

On notera, en outre, qu'il est toujours possible de passer de l'une à l'autre des deux équations générales en associant deux matrices H et H' telles que :

$$HA = AH'$$

A étant toujours une matrice diagonale, le calcul de H' ne présente pas de difficultés; on a :

$$H = (h_{ij}), H' = (h'_{ij}), A = (a_{ij} \delta_{ij}) \text{ et } h'_{ij} = h_{ij} \frac{a_{jj}}{a_{ii}}$$

Nous serons conduits un peu loin à étudier le cas où les matrices H et H' sont prises dans le groupe des matrices de permutations. Alors si I_{ij} désigne ce que devient la matrice unité d'ordre n lorsque les lignes i et j ont été permutées, on a :

$$I_{(ij)} = I_n \quad \text{donc } I_{(ij)} = I_{(ij)}^{-1}$$

L'opération $I_{(ij)} A$ revient à permuter les lignes de rangs i et j dans A , et l'opération $A I_{(ij)}$ permute dans A ses colonnes de rangs i et j , et il est clair lorsque tous les éléments de la diagonale de A sont égaux, que : $H = H'$.

Ce sont, en définitive, des considérations techniques qui permettront de choisir l'emplacement du réseau correcteur de matrice H .

3. — Précision et stabilité des servomécanismes à plusieurs variables.

31. — L'équation (22) ci-dessus montre clairement que la précision d'un servomécanisme est d'autant plus grande que les termes de la matrice $A(p)$ sont grands, mais alors se pose la question de la stabilité du fonctionnement. Ceci est bien connu.

Procédons par étapes en allant du simple au compliqué. Considérons un servomécanisme dont la matrice G est formée de termes réels constants, désignons-la par G_n .

(1) Dans notre conférence, loc. cit. S. E. D. E. S. Editeur, nous avons désigné par M la matrice désignée par H dans cet article.

On ne diminue pas la généralité du raisonnement en supposant qu'initialement tous les x et y sont nuls. On applique alors à l'époque $t = 0$ des grandeurs x_1, x_2, \dots, x_m de valeurs constantes.

On a par suite

$$\limite_{t \rightarrow \infty} \vec{y}(t) = \limite_{p \rightarrow 0} \left([I_n + AHG]^{-1} AHF \vec{\xi} \right)$$

Posons : $A_0 = A(p = 0)$, soit encore : $A_0 = (a_{ii}(0) \delta_{ij})$, $a_{ii}(0)$ étant le gain à la fréquence nulle des servomécanismes ou amplificateurs, c'est un scalaire connu, fini ou infini. Les matrices H , G et F peuvent s'écrire H_0, G_0, F_0 lorsque chacun de leur terme, fonction de p , a une limite pour $p = 0$.

On a alors dans ces conditions :

$$(24) \quad [I_n + A_0 H_0 G_0] \vec{y}(\infty) = A_0 H_0 F_0 \vec{x}$$

En fait, le servomécanisme aurait dû réaliser la relation :

$$(25) \quad G_0 \vec{y}_0 = F_0 \vec{x}$$

ce qui montre qu'une erreur Δy_0 est introduite par son mode de fonctionnement d'expression

$$\Delta \vec{y}_0 = \vec{y}(\infty) - \vec{y}_0$$

Remplaçons dans (24) $\vec{y}(\infty)$ par sa valeur déduite de cette relation, on obtient

$$[I_n + A_0 H_0 G_0] [\vec{y}_0 + \Delta \vec{y}_0] = A_0 H_0 F_0 \vec{x}$$

Compte tenu de (25), on a finalement :

$$(26) \quad \vec{y}_0 + [I_n + A_0 H_0 G_0] \Delta \vec{y}_0 = 0$$

On en déduit que \vec{y}_0 est nulle si le produit des trois matrices $A_0 H_0 G_0$ est infini. On reconnaît là une conclusion bien connue dans l'étude des servomécanismes classiques. La relation (26) montre que la position d'équilibre existe dans tous les cas et elle est approchée d'autant mieux que le produit $A H_0 G_0$ est grand. Cette conclusion n'a de valeur qu'autant que le servomécanisme est stable. Etudions maintenant ce problème.

La relation (25) étendue à tout instant s'écrit :

$$(27) \quad \Delta \vec{y}(t) = \vec{y}(t) - \vec{y}_0$$

donc $\Delta \vec{y}(t)$ est bornée s'il en est de même de \vec{y} , or la solution générale du système différentiel équivalent à l'équation générale écrite sous la forme concise (22) dépend uniquement de ses valeurs caractéristiques. La condition de stabilité est, comme il est bien connu, que ces valeurs caractéristiques soient toutes dans le demi-plan $Rp < 0$, or ce sont les racines de l'équation :

$$(28) \quad d'et | I_n + A(p) H(p) G_0 | = 0$$

dans l'hypothèse provisoirement admise que les termes du produit AHF n'ont pas de singularités.

Comme premier exemple, supposons que $H(p)$ se réduise à la matrice unité d'ordre n , les valeurs caractéristiques sont donc les racines de :

$$(29) \quad d'et | I_n + A(p) G_0 | = 0$$

Supposons en plus, les n signaux de sortie étant de même nature ou non, que les coefficients de transfert des servomoteurs ou amplificateurs qui les produisent soient égaux à $a(p)$, alors $A(p) = a(p) I_n$, I_n étant comme précédemment la matrice unité d'ordre n .

On peut écrire à la place de (29), en posant $\mu_v = -1/a(p)$:

$$(30) \quad det | \mu I_n - G_0 | = 0$$

On est donc conduit à rechercher les valeurs caractéristiques de la matrice G_0 . Cette matrice étant d'ordre n , elle a donc n valeurs caractéristiques μ_v ($v = 1, 2, \dots, n$). Pour chacune d'elles, μ_v étant un scalaire réel ou complexe, les solutions p de (29) sont donc celles de :

$$(31) \quad a(p) + \frac{1}{\mu_v} = 0$$

De cette manière, l'étude de la stabilité se ramène à celle dont on a l'habitude dans la théorie des servomécanismes à deux signaux ; l'équation (31) ou l'on donne à μ_v les valeurs caractéristiques de la matrice G_0 donnée est susceptible d'être étudiée suivant les méthodes connues.

Une solution générale qu'il est souvent possible de réaliser consiste à construire les servomoteurs ou amplificateurs de la chaîne directe de telle manière que le point d'affixe $a(p)$ soit dans le demi-plan $Rp > 0$ lorsque p est lui-même dans ce demi-plan. $a(p)$ est alors une fonction complexe dite réelle positive dont l'étude se rencontre dans la théorie des réseaux électriques.

Si tous les μ_v sont à partie réelle positive, les points d'affixe $1/\mu_v$ sont eux aussi dans le demi-plan $Rp > 0$ et alors il est manifeste qu'il est impossible de trouver sur le contour, ou à l'intérieur du contour, décrit par le point d'affixe $a(p)$ (lorsque p décrit le contour de BROMWICH-WAGNER complété par un demi-grand cercle dans le demi-plan $Rp > 0$) un point défini par $Rp = Rp_1 > 0$ tel que :

$$a(p_1) + \frac{1}{\mu_v} = 0$$

En d'autres termes, l'équation (31) n'a pas de racines $Rp > 0$ et le servomécanisme est stable. Nous retiendrons donc cette propriété :

33. — Si les servomoteurs ou amplificateurs de la chaîne directe sont tous identiques et caractérisés chacun par un coefficient de transfert qui est une fonction réelle positive ($Ra(p) > 0$ lorsque $Rp > 0$) et si la matrice G_0 est définie positive, le servomécanisme construit suivant l'un des schémas des figures 3 ou 4 est stable.

Si l'on reprend le calcul précédent avec $H \neq I_n$, on est conduit au même théorème que ci-dessus,

mais la matrice $H G_0$ doit être définie positive. Le rôle de la matrice H apparaît ici clairement. Est-il possible de trouver une matrice à termes réels, telle que son produit par une matrice G_0 (qui est généralement non définie positive) soit une matrice définie positive est un problème mathématique qui ne peut être traité ici. On sait que si $H = G_{0t}$ (matrice transposée de G_0) le produit $G_{0t} G_0$ est une matrice définie positive. Pour des raisons pratiques, cette solution n'a pu être retenue. On peut d'ailleurs utiliser cette propriété de deux manières, soit en construisant un multipole de matrice G_{0t} soit en construisant un servomécanisme avec des boucles supplémentaires qui nous ramène au même effet. On retrouve ainsi les procédés appliqués avec succès dans les servomécanismes classiques. Il n'est pas sans intérêt d'insister sur cette comparaison. Considérons le servomécanisme à n variables d'équation :

$$F \cdot \vec{\xi} + G \vec{\eta} = H^{-1} A^{-1} \vec{\eta}$$

et celui qui satisfaisant à cette même relation possède $2n$ variables obéissant à un système analogue, mais dans lequel on remplacera F par la matrice F_1 :

$$F_1 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ F & 0 \end{vmatrix}$$

la matrice G par la matrice :

$$G_1 = \begin{vmatrix} I_n & M \\ G & 0 \end{vmatrix}$$

M étant la matrice caractérisant la chaîne secondaire, qu'il faut déterminer. La stabilité dépend des valeurs propres de la matrice G_1 . Soit λ l'une d'elles, on a, par définition, (\vec{y}_1, \vec{y}_2) étant le vecteur propre correspondant, à $2n$ composantes :

$$\begin{cases} I_n \vec{y}_1 + M \vec{y}_2 = \lambda I_n \vec{y}_1 \\ G \vec{y}_1 = \lambda I_n \vec{y}_2 \end{cases}$$

en éliminant \vec{y}_1 , on vérifiera que λ doit satisfaire l'équation :

$$\det | G M (\lambda - 1)^{-1} - \lambda I_n | = 0$$

soit donc en posant $\lambda = \mu (\lambda - 1)$

$$\det | G M - I_n \mu | = 0$$

On vérifie que si μ est réel et négatif, $R\lambda$ est positif. On obtiendra ce résultat en prenant $M = -G_t$ car alors μ est égal aux valeurs caractéristiques changées de signe de $G \cdot G_t$ lesquelles sont positives. C'est le procédé de stabilité indiqué par Golberg et Brown.

35. — CAS GÉNÉRAL. — Etudions maintenant le problème général d'un servomécanisme qui doit fabriquer un ensemble de grandeurs solutions de l'équation linéaire rappelée ci-dessous, les matrices F et G étant quelconques :

$$(32) \quad G(p) \vec{\eta}(p) = F(p) \cdot \vec{\xi}(p)$$

On a affaire, comme nous l'avons déjà fait observer, à un véritable calculateur automatique. En réalité, $\vec{\eta}(p)$ satisfait l'équation matricielle suivante :

$$(33) \quad [I_n + AGH] \vec{\eta}(p) = AHF \vec{\xi}(p)$$

On a des chances de satisfaire (32) si les termes de la matrice $A(p)$ sont assez grands.

On peut écrire (33) comme il suit, A et H n'étant pas singulières :

$$(34) \quad [H^{-1} A^{-1} + G] \vec{\eta}(p) = F' \vec{\xi}(p)$$

L'équation caractéristique de cette équation vectorielle est :

$$(35) \quad \det | H^{-1} A^{-1} + G | = 0$$

On voit que si A^{-1} est petite, elle diffèrera peu de $\det | G | = 0$ ce qui laisse à penser que parmi les valeurs caractéristiques du système (34) on trouve un ensemble de valeurs caractéristiques voisines de celles du système (33), toujours dans l'hypothèse que AHF ne devient singulière pour aucune valeur de p .

Sous réserves que des conditions bien définies sont réalisées, les racines de l'équation (35) se divisent effectivement en deux groupes : un groupe qui est formé des valeurs caractéristiques du système différentiel de matrice $G(p)$ légèrement perturbées et un groupe de racines données par l'équation :

$$\det | H^{-1} A^{-1} + G_\alpha | = 0$$

G_α représentant la matrice des termes de plus haut degré en p dans chaque équation. Ces racines perturbatrices fournissent dans la réponse du servomécanisme des termes qui s'évanouissent si elles sont à partie réelle négative. La matrice H devra donc être choisie, d'après un théorème démontré plus haut, afin que $H G$ soit définie positive.

4. — Machines mathématiques algébriques

41. — INTRODUCTION

L'exposé bien que succinct (et qu'on nous reprochera d'avoir fait trop long) des notions relatives aux servomécanismes prépare naturellement à la conception rationnelle des machines mathématiques du type algébrique. Telle est l'idée qui a présidé à la réalisation des machines type OME de la Société d'Electronique et d'Automatisme. Comparables aux OME, nous mentionnerons la machine de R. C. A. Laboratories et celle de l'Académie des Sciences de Moscou. Celle de R. C. A. ne résoud que les équations linéaires algébriques, et ses auteurs ne semblent pas avoir remarqué l'importance pratique du multipole correcteur, celle de Moscou ne semble pas avoir été conçue dans l'esprit général que cet article a précisément pour objet de mettre en lumière. Les OME ont montré une fois de plus que la notion de servomécanisme était une notion de base dans le domaine des mathématiques expé-

riméntales, comme dans bien d'autres d'ailleurs.

Nous terminerons cet exposé par une rapide étude des OME.

42. — OPÉRATEUR MATHÉMATIQUE ÉLECTRONIQUE (type OME).

Ces machines mathématiques sont destinées à la résolution des systèmes d'équations intégréo-différentielles dont on recherche les solutions satisfaisant aux conditions de CAUCHY, ou à des conditions initiales.

Supposons une machine comportant quatre matrices matérialisées chacune par un tableau de potentiomètres sur lesquels on affiche les coefficients numériques des opérateurs mathématiques.

Sur la figure (5), nous n'avons représenté dans chaque matrice que deux feeders f_j et f'_j qui sont réunis entre eux par un amplificateur de gain -1 . (qui n'est pas représenté). Un feeder f_j de la matrice A et un seul est réuni à la sortie d'un amplificateur d'asservissement ; les amplificateurs d'asservissement sont désignés sur la figure par A_1, A_2, \dots, A_n et l'amplificateur A_i est connecté au sommet du réseau de même numéro, le réseau R_i . L'ensemble amplificateur-réseau est répété n fois ($i = 1, 2, \dots, n$).

Le feeder f_j de la matrice B est réuni au feeder de même indice de la matrice A par un intégrateur. De même, tout feeder de la matrice C est réuni au feeder de même numéro de la matrice B par un intégrateur et ainsi de suite. En partant d'un feeder de la matrice A, on rencontre donc trois intégrateurs en série. Nous précisons plus loin comment fonctionnent ces intégrateurs, ce qui conduira à modifier les connexions considérées,

non pas en ce qui concerne les connexions entre les colonnes de même numéro des quatre matrices, mais en ce qui concerne le choix de l'un des deux feeders f_j et f'_j de chacune des colonnes. En effet, on verra plus loin que chaque intégrateur délivre l'intégrale changée de signe du signal qui lui est appliqué.

Les réseaux étoilés de sommet S_i comportent $4n$ résistances de sommation plus une résistance relative au second-membre (résistance placée entre S_i et la borne e_i sur la figure 5).

Désignons par :

V_j	la tension appliquée au feeder f_j de la matrice A
U_j	» » » » B
W_j	» » » » C
Y_j	» » » » D

u_i la tension résultante au sommet S_i du réseau sommateur d'ordre i qui reçoit à l'entrée de ses résistances les tensions recueillies sur les index des potentiomètres des matrices qui sont situés sur la ligne N° i .

La relation suivante :

$$(1) \quad (4n + 1)u_i = \sum_j a_{ij} V_j + \sum_j b_{ij} U_j + \sum_j c_{ij} W_j + \sum_j d_{ij} Y_j + g_i(l)$$

décrit le fonctionnement du réseau R_i dont les résistances sont connectées aux index des potentiomètres situés sur la i ème ligne des quatre matrices ; $g_i(l)$ désigne une tension électrique appliquée à la borne e_i du réseau considéré, cette tension représente un second-membre.

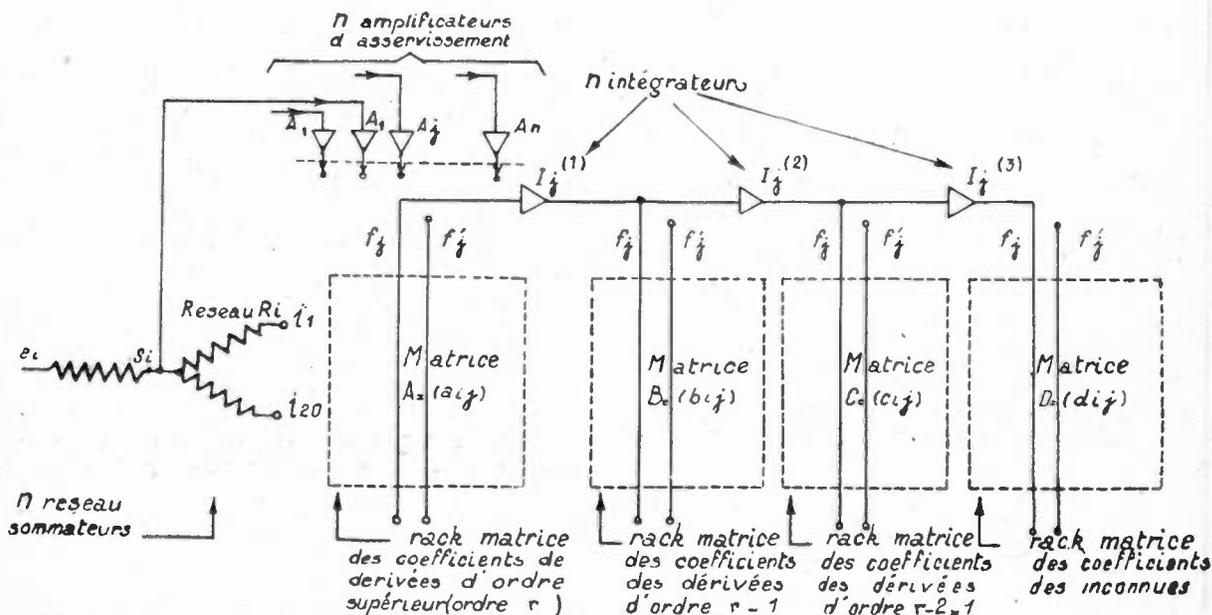


Fig. 5

Le fonctionnement des intégrateurs se traduit par les relations immédiates suivantes :

$$(2) \quad \begin{cases} U_j = U_j(0) + \int_0^t V_j dt \\ W_j = W_j(0) + \int_0^t U_j dt \\ Y_j = Y_j(0) + \int_0^t W_j dt \end{cases}$$

Si le gain des amplificateurs d'asservissement A_1, A_2, \dots, A_n est infiniment grand, on a finalement :

$$(3) \quad \begin{cases} \sum a^{ij} V_j + \sum b^{ij} U_j + \sum c^{ij} W_j + \sum d^{ij} Y_j + g_i(t) = 0 \\ \int_0^t V_i dt - U_i + U_i(0) = 0 \\ \int_0^t U_i dt - W_i + W_i(0) = 0 \\ \int_0^t W_i dt - Y_i + Y_i(0) = 0 \end{cases} \quad \begin{matrix} j = 1, 2, \dots, n \\ i = 1, 2, \dots, n \end{matrix}$$

On peut écrire autrement ce système d'équations qui, idéalement, décrit le fonctionnement de la machine (1).

On a en effet :

$$W_i = \frac{d}{dt} Y_i, \quad U_i = \frac{d^2}{dt^2} Y_i, \quad V_i = \frac{d^3}{dt^3} Y_i$$

alors la première équation devient :

$$(4) \quad g_i(t) + \sum_{j=1}^{j=n} \left(a_{ij} \frac{d^3}{dt^3} + b_{ij} \frac{d^2}{dt^2} + c_{ij} \frac{d}{dt} + d_{ij} \right) Y_j = 0$$

Pour $t = 0$ on a d'après (2) :

$$Y_i = Y_i(0), \quad W_i = W_i(0) = \left(\frac{d}{dt} Y_i \right)_0, \quad U_i = U_i(0) = \left(\frac{d^2}{dt^2} Y_i \right)_0$$

donc le fonctionnement de la machine permet de résoudre le système linéaire à n inconnues du troisième ordre (4) lorsqu'on impose les conditions initiales au point $t = 0$. En faisant $t = 0$ dans la première équation (3) on a :

$$(5) \quad g_i(0) + \sum_{j=1}^{j=n} (a_{ij} V_j(0) + b_{ij} U_j(0) + c_{ij} W_j(0) + d_{ij} Y_j(0)) = 0$$

(1) Dans l'OME-1111, on affiche les coefficients du système canonique (3), par conséquent la machine doit posséder un rack-matrice d'ordre $4n$. Nous renvoyons à une étude de M. A.B. SOKOLOFF, Ingénieur EPCI, Chef de Laboratoire à la S. E. A., qui sera publiée prochainement dans les « Annales des Télécommunications ».

En donnant à i les valeurs $1, 2, \dots, n$ on obtient un système linéaire qui détermine de manière unique les valeurs initiales $V_j(0), j = 1, 2, \dots, n$. L'introduction des valeurs initiales des variables et de ses $n-1$ dérivées est opérée facilement en donnant aux potentiels des feeders f_j des matrices D, C, B les valeurs constantes : $Y_j(0); W_j(0), U_j(0)$.

43. — INTÉGRATEURS

Un intégrateur est un amplificateur à contre-réaction ayant le schéma de la figure 6. La théorie simplifiée de son fonctionnement peut s'exposer comme il suit :

Soit v_1 le signal appliqué à une borne de la résistance R , son autre borne étant connectée à la grille de l'amplificateur à courant continu (A), soit v_2 le

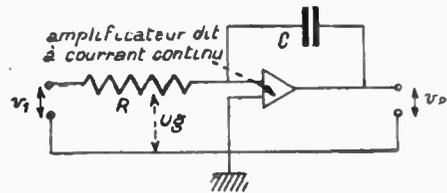


Fig. 6

signal fournit par l'amplificateur et U_g la tension sur sa grille d'entrée. En supposant que le courant qui pénètre l'amplificateur est nul (ceci étant obtenu en réglant la polarisation de la grille du 1^{er} tube au minimum du courant grille) on a :

$$(6) \quad v_1 = \frac{v_2}{G} + RC \frac{d}{dt} v_2 \left(\frac{1}{G} - 1 \right)$$

On notera que ceci est vrai quel que soit le courant débité par l'amplificateur. Cette propriété est fondamentale, c'est celle de tout servomécanisme linéaire (nous examinerons plus loin sa stabilité).

Examinons maintenant le circuit classique, dit d'intégration, de la figure 7. On a, dans l'hypothèse que la capacité n'est shuntée par aucune impédance :

$$(7) \quad v_1 = V_2 + \rho \gamma \frac{d}{dt} V_2$$

Pour comparer ces deux circuits, il y a lieu de comparer le rapport des deux termes de droite de (6) et (7). Dans (6) ce rapport est RCG (en négligeant $\frac{1}{G}$ devant l'unité). Dans (7) il est $\rho \gamma$. Il apparaît alors si $\rho \gamma = RC$, que l'intégrateur à amplificateur est doué d'une constante de temps G

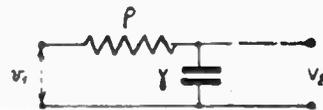


Fig. 7

geant $\frac{1}{G}$ devant l'unité). Dans (7) il est $\rho \gamma$. Il apparaît alors si $\rho \gamma = RC$, que l'intégrateur à amplificateur est doué d'une constante de temps G

fois plus grande que le circuit intégrateur classique. Ceci se traduira donc par une bande passante G fois plus petite, c'est là la propriété recherchée, les OME délivrent des signaux évoluant lentement donc facilement enregistrables.

Dans le montage de la figure 6, si G est assez grand, on peut négliger $\frac{v_2}{G}$ devant v_1 et $\frac{1}{G}$ devant 1, alors on a, avec une excellente approximation :

$$(8) \quad v_2 - v_2(0) = - \frac{1}{RC} \int_0^t v_1 dt \text{ ou}$$

$$v_2 - v_2(0) = - \int_0^t v_1(\tau) d\tau$$

en posant $\tau = \frac{t}{RC}$ ($RC = 2$ secondes)

Le circuit intégrateur de la figure donne donc l'intégrale changée de signe du signal d'entrée. Pour cette raison, si les feeders f_j et f'_j sont respectivement affectés des signes $+$ et $-$ dans chaque matrice, la sortie de l'amplificateur-intégrateur $I_j^{(1)}$ doit être réunie au feeder f'_j de la matrice B (fig. 5), celle de $I_j^{(2)}$ à f_j de la matrice C et ainsi de suite (1).

43. — EQUATIONS NON LINEAIRES

L'OME permet de résoudre des équations non linéaires, grâce à deux sortes d'organes dont elle peut être dotée en nombre quelconque.

L'un de ces organes est un multiplicateur ou

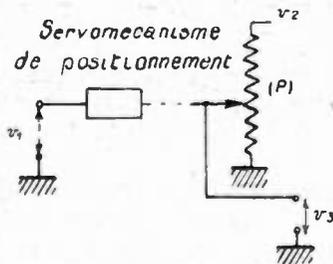


Fig. 8

diviseur (2), l'autre est ce que nous avons appelé un générateur de fonction.

Un multiplicateur est un organe tel que recevant deux tensions v_1 et v_2 qui représentent deux nombres x_1 et x_2 lorsqu'à l'unité correspond une tension comme ϵ_0 , délivre une tension v_3 qui représente

(1) Un autre point de vue pour expliquer le fonctionnement des OME consiste à ne pas distinguer les rôles définis des amplificateurs-intégrateurs, changeurs de signe et d'asservissement. On peut généraliser la notion de servomécanisme en l'étendant à un servomécanisme à N variables et considérer que sa chaîne de réaction est la matrice du système canonique équivalent au système à résoudre. Ce point de vue est développé dans l'article de M. A. B. Sokoloff, loc. cit.

(2) Voir par exemple loc. cit. « Servomécanismes », Chaire de Mécanique du Conservatoire National des Arts et Métiers, S. E. D. E. S., conférence de F. H. RAYMOND, page 126, 127 tome 1.

à la même échelle le produit $x_1 x_2$. Sous la forme réalisée actuellement c'est un servomécanisme de positionnement qui fait occuper à l'index d'un potentiomètre une position caractérisée par un coefficient numérique égal à l'un des termes du produit. L'autre terme est appliqué aux bornes du potentiomètre. L'index délivre donc le produit. Le schéma de principe est indiqué figure 8.

On a pour valeur du coefficient affiché par le servomécanisme sur le potentiomètre P :

$$x_1 = \frac{v_1}{E_0}$$

La tension v_3 est donc égale à :

$$v_3 = \frac{v_1 v_2}{E_0}$$

par suite

$$x_3 = \frac{v_3}{E_0} = \frac{v_1}{E_0} \times \frac{v_2}{E_0} = x_1 \times x_2$$

Il est toujours possible de choisir E_0 afin que chacun de ces membres soit inférieur à l'unité et cela ne restreint pas le champ d'application de cette méthode.

Pour effectuer la division, on prend comme tension de référence pour le servomécanisme, au lieu de E_0 , la tension v_2 ; le nombre affiché sur le potentiomètre P est donc $x = \frac{v_1}{v_2}$ et la tension E_0 est appliquée à P à la place de v_2 , l'index délivre donc :

$$v_3 = x E_0 = \frac{v_1}{v_2} E_0$$

donc

$$\frac{v_3}{E_0} = \frac{v_1}{v_2} \quad \text{ou} \quad x_3 = \frac{x_1}{x_2}$$

Un générateur de fonction (1) est un quadripôle dont la caractéristique de transfert ne dépend pas du spectre de fréquence du signal d'entrée (dans les conditions normales d'emploi) et qui est une loi arbitraire du signal d'entrée.

Cette loi est introduite par un graphique dans l'appareil. Il sort du cadre de cet exposé d'en donner la description. Si x_2 est le signal de sortie, et x_1 le signal d'entrée, on a alors :

$$x_2 = f(x_1)$$

cette fonction étant arbitraire, mais telle qu'à une valeur donnée de x_1 ne corresponde qu'une seule valeur de x_2 .

On conçoit aisément que ces organes permettent des combinaisons telles que tout opérateur non linéaire peut être formé aisément. Ainsi le champ des applications est quasi-illimité.

(1) Loc. cit. « Servomécanismes » Chaire de Mécanique du Conservatoire National des Arts et Métiers, S. E. D. E. S. Editeur, conférence de F. H. RAYMOND, page 161.

44. — STABILITÉ

Il ne peut être question dans cette brève étude d'analyser avec la rigueur désirable les conditions de fonctionnement des OME. Nous nous contenterons d'indiquer les résultats d'une étude qualitative (1).

Ces machines sont principalement destinées à la résolution des équations différentielles linéaires.

La solution générale de celles-ci est une somme d'exponentielles de la forme :

$$\sum c_k e^{p_k t} \quad k = 1, 2, \dots, N$$

N étant égal à l'ordre du système multiplié par le nombre d'équations.

A chaque instant, les amplificateurs d'asservissement doivent délivrer des signaux aussi voisins que possible des valeurs de la solution recherchée à cet instant. Or, le signal délivré par l'un de ces amplificateurs dépend des signaux délivrés par les autres, puisque les sorties sont couplées entre elles par le rack-matrice des dérivées d'ordre le plus élevé.

Il est intuitif que le tâtonnement de la machine ne conduira pas à des écarts importants entre les signaux qu'elle délivre et ceux qui représenteraient la solution exacte du système à résoudre, si ce tâtonnement a une durée très petite devant la durée des plus rapides variations des solutions exactes. En d'autres termes, la machine doit rechercher son équilibre instantané aussi rapidement que possible. Ces remarques font pressentir le rôle particulier que va jouer la matrice des dérivées supérieures.

Nous dirons que la machine est stable si, à aucun moment, les tensions qu'elle fournit ne tendent pas à diverger des tensions qui, à une échelle donnée, représenteraient les solutions du problème posé.

Dans l'hypothèse que les équations sont linéaires, les mouvements propres de la machine, autour d'une position d'équilibre, ne diffèrent pas notablement de ceux qui sont causes des écarts considérés plus haut.

Représentons par le vecteur \vec{V} l'ensemble des V_j , par \vec{U} l'ensemble des U_j etc... \vec{u} est le vecteur de composantes u_j et $\vec{g}(t)$ représente le vecteur second-membre de composantes $g_i(t)$.

La relation (1), paragraphe 42, peut s'écrire :

$$(1) \quad (n + 1) \vec{u} = \vec{A} \vec{V} + \vec{B} \vec{U} + \dots$$

Par ailleurs, $\vec{V} = G \cdot \vec{u}$, G désignant la matrice amplificateur, matrice diagonale dont les termes sont les coefficients de transfert de chacun des amplificateurs d'asservissement.

En prenant l'image au sens de la transformée de Laplace de la relation (6), et en désignant par $G(p)$ le coefficient de transfert isomorphe de l'amplificateur (identique d'ailleurs aux amplificateurs

d'asservissement) le fonctionnement d'un intégrateur se traduit par la relation suivante :

$$(2) \quad v_2(p) = \alpha(p) v_1(p)$$

où l'on a posé :

$$\alpha(p) = \frac{G(p)}{1 + RCp(1 - G(p))}$$

L'équation (1) s'écrit donc :

$$(3) \quad \left[\left(A - \frac{n+1}{G} I_n \right) + B\alpha + C\alpha^2 + \dots \right] \vec{V} + \vec{g} = 0$$

qui représente l'image du système d'équations décrivant le fonctionnement de l'OME. Cette équation est celle d'un servomécanisme à n signaux dans lequel une boucle principale est formée avec les amplificateurs d'asservissement le rack-matrice A et les réseaux additionneurs. Les intégrateurs et matrices B, C, \dots forment des boucles secondaires (1).

Elle aurait dû résoudre le système dont l'image s'obtient à partir de (3) en supposant $G = \infty$ et $\alpha = -p^{-1}$.

La machine fonctionne correctement si les valeurs caractéristiques p_k du système à résoudre sont telles que :

$$(4) \quad |G(p_k)| \gg 1 \quad (G(0) \text{ est un scalaire } \gg 1 \text{ par ex. } 10^4)$$

car alors en substituant à p une valeur p_k dans

(3) on peut négliger $\frac{n+1}{G(p_k)} \cdot I_n$ devant A , et en outre $\alpha(p_k) \approx -p^{-1}$, donc l'équation caractéristique du système (3), à savoir :

$$(5) \quad \det \left| A - \frac{n+1}{G(p)} I_n + \alpha + \dots \right| = 0$$

a un groupe de racines qui ne diffèrent des racines p_k que par des perturbations δ_k .

Mais cette équation a d'autres racines que nous représenterons par q_r qui caractérisent le fonctionnement de la machine et qui apportent des perturbations aux solutions délivrées par elle. Ceci résulte du fait que les équations de fonctionnement de la machine sont d'un degré plus élevé que les équations qu'elle doit résoudre. Il est remarquable que le schéma adopté des OME permette d'affirmer qu'un groupe de valeurs propres est voisin des valeurs propres du système à résoudre.

Pour découvrir les valeurs propres de la machine qui ne sont pas voisines de celles du problème posé, on remarquera qu'elles correspondent à des valeurs du module de $G(p)$, soit $|G(q)|$ qui diffèrent notablement de $G(0)$, sinon comme $G(0)$ est grand et est un scalaire, l'équation caractéristique (5) serait de même degré que l'équation caractéristique du système posé et elle fournirait les racines perturbées $p_k + \delta p_k$.

Si $|G(q)| < G(0)$ on en déduit que q est plus grand que la largeur de bande Δf_0 des amplificateurs ; $\alpha(q)$ peut être en module inférieur à l'unité.

(1) En réalité, cette distinction n'est pas rigoureusement exacte, mais elle est justifiée par la remarque faite au début de ce paragraphe. D'une part, et par les résultats de l'analyse théorique.

(1) Voir cette étude dans N° Janvier des « Annales des Télécommunications ».

S'il en est ainsi, par exemple, si $|\alpha(q)| < 10^{-2}$, l'équation (5) peut s'écrire, au second ordre près :

$$(6) \quad \det \left| A - \frac{n+1}{G(q)} I_n \right| = 0$$

On est alors ramené à la stabilité de l'équilibre d'un servomécanisme confirmant ainsi l'idée que nous avons exprimée au début de ce paragraphe sur le rôle de la matrice des coefficients des dérivées d'ordre le plus élevé.

μ_ν désignant les valeurs caractéristiques de la matrice A , les racines q sont données par :

$$(7) \quad G(q) = \frac{n+1}{\mu_\nu} \quad (\nu = 1, 2 \dots n)$$

Elle confirme que le module de $G(q)$ est, conformément à l'hypothèse qui a conduit à cette équation, inférieur à $G(0)$ si la plus petite valeur caractéristique μ_ν n'est pas inférieure à une quantité donnée. Dans le cas contraire, les raisonnements précédents n'ont pas de valeur, les racines caractéristiques q_ν sont liées à la matrice A , mais aussi à la matrice B . Une discussion générale apparaît alors difficile et elle sort du cadre de cette étude.

Pour tirer de la discussion précédente des conclusions pratiques concernant la précision de ces machines, nous indiquerons les principaux résultats auxquels conduirait une étude plus détaillée.

Une première étude conduit aux deux conditions suffisantes au fonctionnement correct de l'OME :

$$(8) \quad \left. \begin{array}{l} |p_k| \ll 2\pi \Delta f_0 \\ |q| \gg 2\pi \Delta f_0 \end{array} \right\}$$

où p_k et q ont les significations données plus haut, Δf_0 est la largeur de bande des amplificateurs.

Il est clair que la partie à coefficients réels de l'équation caractéristique (5) se confond avec l'équation caractéristique du système à résoudre même si le module de $G(p)$ est plus petit que $G(0)$. Mais alors la partie imaginaire fait apparaître des perturbations sur les racines caractéristiques. Bien au-delà de $2\pi \Delta f_0$ on a encore $\alpha(p_k) \sim -p_k^{-1}$ donc le terme perturbateur prépondérant est le deuxième terme de l'équation (5). En regardant de plus près l'influence de cette perturbation, on peut conclure que : la première condition (8) peut être moins restrictive sans entraîner un accroissement de l'imprécision des solutions données par la machine.

On peut, d'ailleurs (sauf exception), satisfaire à la première condition par un changement d'échelle de la variable indépendante du système différentiel proposé. Ceci est une manipulation élémentaire qu'on effectue rapidement avec un peu d'habitude.

Enfin, on peut énoncer la propriété suivante : le fonctionnement de ces machines est en relation, du point de vue stabilité et précision, avec la largeur de bande des amplificateurs, d'une part, et avec le nombre : $\det |A| / T$ où T est la trace de la matrice

A et $\det |A|$ le déterminant de cette matrice, qui doit par ailleurs être positif.

Pour être plus précis, en désignant par p'_k les valeurs caractéristiques perturbées du système différentiel proposé, toute grandeur délivrée par un amplificateur étant désignée $f_i(t)$, on a alors de toute évidence :

$$(9) \quad f_i(t) \leq \sum c'_k e^{p'_k t} + \gamma e^{-q_m t} q_m \leq q_r$$

que nous devons comparer à la solution correcte :

$$(10) \quad f_i(t) = \sum c_k e^{p_k t}$$

Cette comparaison n'est pas aisée et conduit à des développements mathématiques assez longs, élémentaires d'ailleurs, et dont l'écriture peut être allégée grâce aux notations matricielles. Nous ne l'aborderons pas ici. On constatera que le terme perturbateur correspondant à la plus petite racine q_m s'évanouit d'autant plus rapidement que $\frac{\det |A|}{T}$

est grand, par conséquent, et pratiquement, seul le début de $f(t)$ est faussé, mais l'enregistrement peut ne pas faire apparaître cette erreur, car il se déroule lentement suivant la valeur de la constante de temps $1/\Delta f_0$.

5. — Conclusions

Dans cette brève étude, nous espérons avoir atteint notre but qui était de montrer que la généralisation de la notion de servomécanisme conduisait à la conception d'un type très général de machine mathématique.

Il n'est pas interdit de penser que la notion très générale de « réaction négative », si bien exprimée par le mot anglais « Feedback », est une des idées les plus importantes de l'époque actuelle dans l'art de l'ingénieur.

Nous nous permettons de renvoyer à des articles plus complets pour une étude de machines mathématiques actuellement connues ou même à celle des machines construites par la Société d'Electronique et d'Automatisme. Nous signalons (en particulier) nos articles de F. H. RAYMOND et A. B. SOKOLOFF qui vont paraître prochainement dans les « Annales des Télécommunications ».

Nous avons voulu seulement dans cet article mettre l'accent sur l'intérêt général des servomécanismes à plusieurs variables et laisser pressentir que leur étude pose des problèmes mathématiques nouveaux et qu'en même temps elle étend le domaine des applications concevables des systèmes en boucle fermée.

Pour terminer, nous dirons notre gratitude à M. l'Ingénieur Principal DECKER, Chef de la Section « Engins Spéciaux » qui a encouragé les recherches auxquelles il a été fait allusion dans cet article, et, qui, en reconnaissant leur portée générale, a bien voulu autoriser ces publications.

TECHNIQUE ET DÉVELOPPEMENTS DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION A HAUTE DÉFINITION ⁽¹⁾

PAR

Paul MANDEL

Ingénieur Chef de Groupe de la Radio-Industrie à Paris

Introduction.

Bien que le développement de la télévision à grande échelle soit attendu depuis longtemps et bien que les bases de cette nouvelle technique soient suffisamment solides, on est amené à noter que cette croissance ne se produit pas avec toute la rapidité désirable. Un certain nombre de raisons, de natures bien différentes, peuvent expliquer, sinon excuser, cet état de choses. Parmi celles-ci, c'est, sans aucun doute, le prix élevé des appareils de réception qui est un des facteurs essentiels.

Malgré le fait que pour l'étude et pour la fabrication des récepteurs de télévision on peut disposer de l'expérience acquise avec le long développement des récepteurs de radiodiffusion, le prix de ces appareils reste, en première approximation, 4 à 5 fois supérieur à celui des récepteurs de radiodiffusion.

La nature de cette communication, grâce à laquelle l'auteur espère, en la présentant, faciliter

l'étude et la fabrication des récepteurs de télévision, est double : — elle est technique et économique. Il convient, sur le plan technique d'examiner les problèmes les plus marquants des récepteurs de télévision, tel que la question des antennes et des lignes d'amplification H.F. celle des récepteurs, les divers aspects de l'alimentation et du changement de fréquence, compte tenu des bandes utilisées par les appareils de haute définition, et entre autres, les problèmes de la déviation du faisceau cathodique, conjointement avec les distorsions géométriques de l'image.

Sur le plan économique, les résultats de l'examen technique aboutissent à un certain nombre de conclusions qui vous seront soumises avec l'espoir de permettre de baisser le prix de l'étude et de revient des récepteurs de télévision, dans le but de contribuer au progrès de cette jeune branche des télécommunications.

CHAPITRE I

LES ANTENNES DE RÉCEPTION ET LES LIGNES D'ALIMENTATION DE HAUTE FRÉQUENCE

La fonction de l'antenne de réception consiste à absorber le maximum de l'énergie du champ électromagnétique rayonnée et à la transmettre à travers une ligne haute fréquence au récepteur, tout en assurant le minimum de distorsion de forme du signal à l'intérieur de la bande pour laquelle l'ensemble aura été conçu. On peut assimiler sous cet angle, l'antenne de réception à un générateur à force électromotrice constante qui alimente à travers son impédance propre déterminée essentiellement par les dimensions et par la forme des radiateurs, la ligne de liaison chargée par l'impédance d'entrée du récepteur.

L'impédance de l'antenne varie en fonction de la fréquence d'une façon générale telle qu'elle est indiquée par la Fig. 1.

Les courbes représentent la résistance (r) et la réactance (x) d'une antenne conique mince, d'après les calculs dûs à SCHELKUNOFF des Laboratoires Bell, comme fonction de la longueur relative des radiateurs. Ces antennes sont plus accessibles au calcul que les antennes de forme cylindrique, l'allure générale des courbes qui nous intéressent étant la même pour les radiateurs de forme conique et de forme cylindrique. Les régions d'intérêt sont celles dans lesquelles l'impédance varie peu avec la fréquence ce qui est le cas au voisinage de la fréquence pour laquelle la longueur des radiateurs devient égale à un multiple entier du quart de longueur d'onde.

Pour les antennes de télévision, destinées à recevoir des bandes larges, les deux régions $\lambda/4$ et $\lambda/2$ ne présentent pas le même intérêt. La variation relative de l'impédance est de beaucoup plus importante dans la première région en raison de la faiblesse de la composante ohmique et en

⁽¹⁾ Communication présentée au Congrès International de Télévision 1949 à Milan.

raison de sa croissance avec l/λ . On s'efforcera, par conséquent, chaque fois qu'il est possible de se placer dans la deuxième région dans laquelle la résistance est relativement constante, et on tentera en cas de nécessité de diminuer la grandeur de la réactance par la modification de la forme des radiateurs.

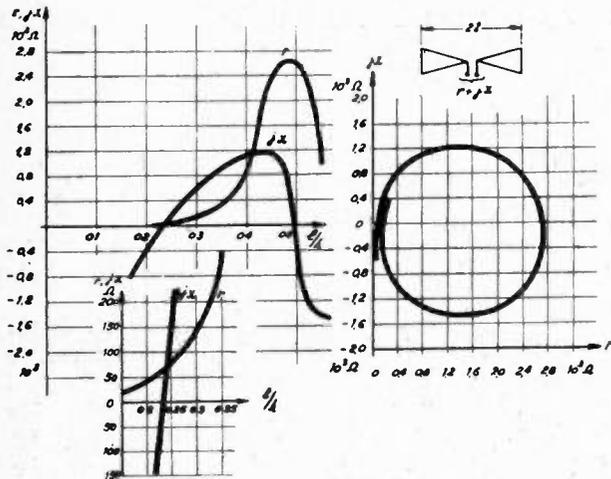


Fig. 1. — Résistance et réactance d'une antenne conique ($K = 750 \Omega$) d'après SCHELKUNOFF.

S'il s'agit des antennes cylindriques, le rapport de la longueur au diamètre des radiateurs peut être diminué entre certaines limites. L'augmentation de l'angle d'ouverture des radiateurs coniques aura le même effet désiré, c'est-à-dire la diminution de la réactance.

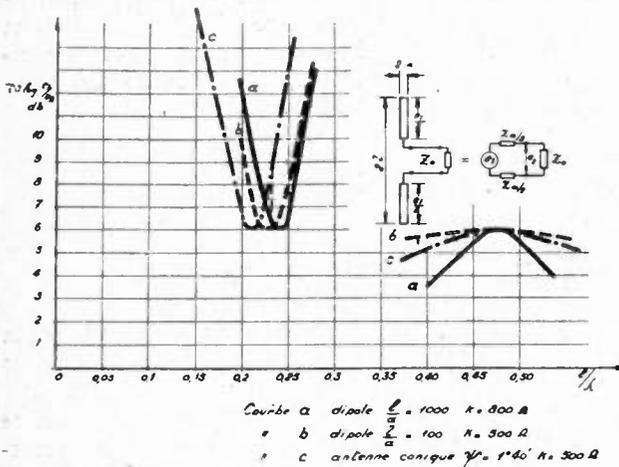


Fig. 2. — Courbes de transmission de quelques antennes de réception.

Nous avons calculé pour illustration de ces propriétés des antennes, les courbes de transmission de trois différentes antennes, dont chacune alimente une ligne, dont l'impédance caractéristique est égale à la résistance de l'antenne, à la fréquence à laquelle la réactance passe par zéro.

On observe l'étroitesse de la bande de transmission à la première résonance et l'influence faible de la forme des radiateurs sur la bande. La bande transmise est de loin plus large à la deuxième résonance, de plus la diminution de la réactance se fait pleinement sentir.

Si l'on est désireux d'aller encore plus loin vers l'élargissement de la bande, on peut essayer de compenser la variation de la réactance qui reste le facteur limitatif de la bande des antennes de demi-longueur d'onde. Une solution très élégante en cas de polarisation horizontale consiste en l'utilisation de deux radiateurs perpendiculaires alimentés avec une différence de phase de 90° . L'écart de phase de 90° , lequel est nécessaire pour obtenir un champ tournant d'amplitude sensiblement uni-

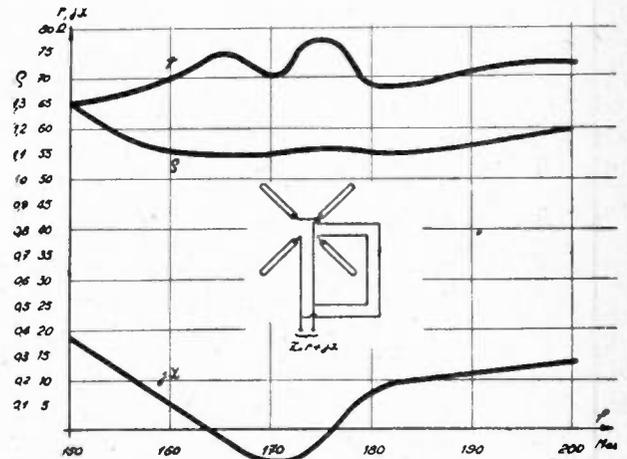


Fig. 3. — Impédance d'une antenne à champ tournant.

forme est obtenu par l'allongement d'un quart de longueur d'onde du tronçon de ligne alimentant l'un des radiateurs. Un calcul très simple montre qu'en ce cas les variations de réactance des deux antennes croisées, vues de la source de l'alimentation, se compensent en première approximation, permettant ainsi d'obtenir un ensemble dont la résistance interne est remarquablement constante.

La Fig. 3 représente la réactance et la résistance telles que mesurées sur un prototype à champ tournant.

L'antenne couvre largement la bande de 150 à 200 Mc/s.

Il est désirable, pour la transmission correcte du signal, que la ligne de liaison de haute fréquence entre l'antenne et le récepteur soit terminée par une résistance ohmique dont la valeur est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. En plus, il est désirable que l'impédance de l'antenne soit égale à l'impédance caractéristique du câble pour assurer le maximum du transfert d'énergie de l'antenne au récepteur. Seulement dans les cas exceptionnels trouve-t-on l'identité de ces deux valeurs et il est désirable, dans la majorité des cas, d'insérer un transformateur d'impédance entre l'antenne et la ligne de haute fréquence. Très souvent, le dispositif d'adaptation doit assurer la transformation symétrique-non-symétrique, dans le dessein d'utiliser comme organe de liaison un câble coaxial. Les lignes symétriques de haute fréquence ne se prêtent pas à des installations le long des murs des immeubles, et, de plus, leur impédance caractéristique peut être aisément altérée par la proximité d'objets métalliques. Il apparaît, d'après notre expérience, qu'il est préférable d'utiliser les câbles coaxiaux chaque

fois qu'il s'agit de la réception dans une région perturbée par des parasites d'origine locale. La raison de cette préférence est que le câble coaxial

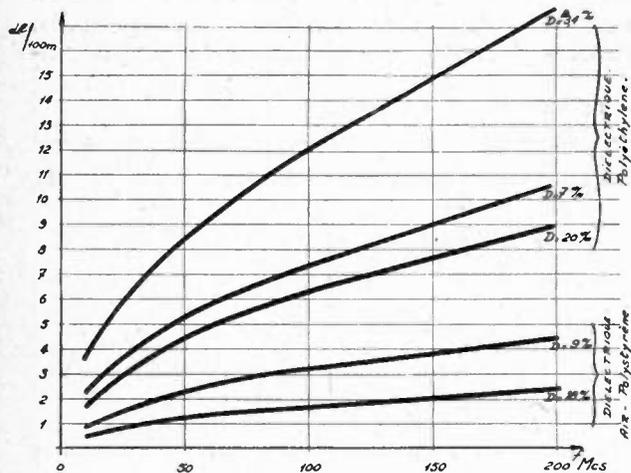


Fig. 4. — Atténuation de câbles coaxiaux. $Z_0 = 75 \Omega$.

est protégé contre les parasites par sa forme constructive, mais cette protection n'est assurée pour la ligne parallèle que par sa symétrie, souvent imparfaite.

Ainsi que le montre la Fig. 4, il existe sur le marché un nombre considérable de câbles coaxiaux aux atténuations variables entre de très larges limites donnant ainsi la possibilité de construire des liaisons d'antenne de longueur considérable sans apporter une atténuation importante du signal reçu.

Au cas où une directivité accrue est indispensable pour se libérer, par exemple des réflexions gênantes, ou pour augmenter la sensibilité du récepteur dans une direction privilégiée, elle peut être obtenue par addition de l'énergie provenant de deux ou de plusieurs antennes de réception disposées de telle façon que les tensions induites par l'onde venant de la direction préférentielle soient en phase.

La construction de ces ensembles pose un certain nombre de problèmes qui sortent du cadre de cette conférence, le cas général étant l'antenne omnidirectionnelle.

CHAPITRE II

AMPLIFICATEURS HAUTE ET MOYENNE FRÉQUENCE, CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

Le but de l'amplificateur de haute et de moyenne fréquence est l'augmentation du niveau du signal reçu à l'entrée du récepteur jusqu'à la détection. Le gain nécessaire est généralement compris entre 50 et 100 db., suivant la sensibilité désirée de l'appareil. Le niveau de sortie de l'amplificateur doit être de l'ordre de 1 Volt ou même supérieur à cette valeur afin d'assurer une bonne linéarité du détecteur, dont la résistance de charge est d'une valeur relativement faible, de l'ordre de 1000 Ohms. La limite supérieure du gain que l'on peut obtenir est fixée par le souffle introduit par les étages de haute fréquence et de changement de fréquence. Le rapport: bruit (tension effective) / signal (tension crête), ne doit pas dépasser la valeur de 2 à 5 % si l'on désire obtenir une très bonne image : la valeur de 10 à 15 % semble être le maximum admissible avec une qualité acceptable de l'image reproduite. Le bruit total du récepteur prend naissance à différentes sources :

- La première est d'origine cosmique,
- La deuxième est l'agitation thermique de l'antenne de réception,
- La troisième, et la plus importante, est l'étage de l'amplification haute fréquence du récepteur ou, en son absence, le dispositif servant au changement de la fréquence.

Le souffle d'origine cosmique est, depuis un certain nombre d'années, le sujet de travaux et des observations des physiciens. Il varie très sensiblement avec la direction de l'origine et avec la bande de fréquence sur laquelle les observations sont faites. Si l'on prend la valeur moyenne de toutes les directions et qu'on la considère comme une fonction de la fréquence, on constate que l'intensité du bruit

cosmique moyen décroît en même temps que la fréquence croît. Elle devient négligeable devant le souffle des appareils récepteurs les mieux faits à partir de 100 Mc/s, à peu près. Nous pouvons donc la laisser hors considération en ce qui concerne les récepteurs de télévision, tout en notant qu'elle peut éventuellement limiter la sensibilité des récepteurs au voisinage de 40 à 50 Mc/s, dans les régions dans lesquelles le niveau des parasites industriels est particulièrement faible.

Le souffle thermique de l'antenne de réception dépend de la résistance de rayonnement de l'antenne et de sa température. Calculé d'après les lois de la thermodynamique il peut être représenté par une formule analogue à celle de Nyquist, valable pour les résistances pures. En tout cas pour les antennes de réception le souffle de l'antenne est négligeable devant le souffle des lampes du récepteur.

Le procédé de changement de fréquence introduit un bruit important. En dehors du souffle de l'élément non-linéaire indispensable au procédé (tube thermo-ionique ou cristaux) l'oscillateur local apporte au bruit une contribution non négligeable. Les variations du courant de plaque de l'oscillateur donnent naissance à un spectre de bruit disposé symétriquement autour de la fréquence de l'oscillation, le spectre étant par la suite filtré par le circuit accordé de l'oscillateur. Le spectre de bruit se combine avec le signal dans l'élément non linéaire donnant naissance ainsi à un souffle dont la fréquence médiane est égale à la fréquence intermédiaire.

En dehors de cette dernière, d'autres composantes du bruit de l'oscillateur, dont la fréquence médiane est égale à la fréquence intermédiaire peuvent pénétrer, malgré l'atténuation, par le circuit accordé,

directement dans l'amplificateur de moyenne fréquence et détériorer la qualité du signal reçu, compte tenu du fait que le niveau du signal de l'oscillateur local se trouve 80 ou 100 db., en dessus du niveau du signal reçu.

Une amélioration considérable peut être obtenue par l'utilisation d'un montage symétrique pour le changement de fréquence, tel que celui représenté en principe par la Fig. 5.

L'annulation du signal en provenance de l'oscillateur local à l'entrée de l'amplificateur à fréquence intermédiaire résulte de la disposition en forme de pont équilibré. Le bruit direct de l'oscillateur se trouve de ce fait éliminé. Un autre avantage de ce dispositif consiste en ce que l'entrée de l'amplificateur de fréquence intermédiaire étant également interdit pour des harmoniques de l'oscillateur local, les battements entre les harmoniques du signal et entre les harmoniques de l'oscillateur local qui ne manqueront pas de se produire, se trouvent éliminés à mesure de l'équilibrage du pont.

Sous un autre angle, il est permis de rappeler qu'il est désirable de construire les étages de changement de fréquence de telle façon que le rayonnement de l'oscillateur local ne puisse pas gêner, à travers l'antenne de réception, des récepteurs installés dans le voisinage. La disposition symétrique

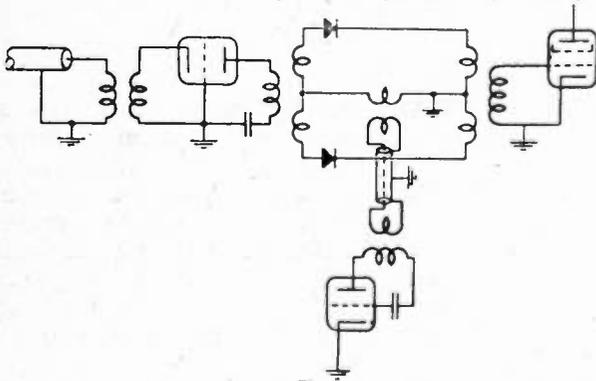


Fig. 5. — Circuits d'entrée et de mélange pour récepteurs de télévision.

de changement de fréquence présente à ce point de vue, l'avantage d'apporter par sa symétrie, une atténuation très élevée de la propagation du signal de l'oscillateur local vers le câble d'entrée. Même, quelquefois aussi, l'atténuation ainsi obtenue s'avère comme insuffisante et on est amené à se servir des étages accordés de l'amplificateur haute fréquence dans le but d'atténuer le rayonnement de l'oscillateur local.

L'utilisation d'un tel étage sera d'autant plus justifiée que son coefficient de bruit sera inférieur à celui de l'étage de changement de fréquence.

Pour calculer le niveau du souffle d'un étage amplificateur on peut utiliser pour les bandes, jusqu'à 200 Mc/s environ, la notion de la résistance équivalente de bruit. Elle se calcule, pour les pentodes, suivant la formule :

$$R_{eq} = \frac{I_p}{I_p + I_e'} \left[\frac{2,5}{S_m} + \frac{20 I_e}{S_m^2} \right] \Omega$$

et pour les triodes, suivant la formule :

I_p = Courant de plaque (ampères)

I_e = Courant d'écran (ampères)

S_m = Pente (ampères/volt)

Pour les triodes elle est déterminée par la formule :

$$R_{eq} = \frac{2,5}{S_m} \Omega$$

Le tableau comparatif suivant indique les résistances^a de bruit correspondant à ces formules, calculées pour un certain nombre de lampes susceptibles d'être utilisées comme amplificateurs haute fréquence.

Type	R_{eq} Ohms
6AK5	1800
4673	1500
EF50	1400
PM07	1000
6AC7	720
EF42	610
6J6	470
6AK5 Tri.	400
6J4	210

Même en rappelant que les valeurs expérimentalement déterminées de la résistance équivalente du bruit, sont souvent différentes d'un tube à l'autre, et qu'elles sont en moyenne supérieures aux valeurs calculées, l'avantage considérable des triodes sur les pentodes du point de vue du bruit se dégage nettement de ce tableau comparatif.

La différence provient essentiellement de l'absence du bruit de distribution du courant entre la plaque et l'écran dans les triodes, phénomène qui apporte une contribution considérable au bruit des pentodes. La résistance équivalente de bruit des triodes est, de ce fait, seulement 1/3 ou 1/4 de la résistance de souffle des pentodes, toutes autres considérations restant inchangées.

Les complications entraînées par la neutralisation des triodes ne permettent pas l'utilisation de ces lampes dans les montages habituels dans lesquels la cathode est reliée à la terre et la grille est attaquée par le signal. L'inversion de ce dispositif dans lequel la cathode est attaquée par le signal d'entrée, la grille étant mise à la terre, permet d'utiliser cette électrode comme écran entre les circuits d'entrée et de sortie, et d'obtenir, de ce fait, une stabilité suffisante sans neutralisation supplémentaire. La faible impédance d'entrée de l'ordre de 100 à 200 ohms permet d'employer cette résistance à travers un transformateur s'il y a lieu, comme résistance de fermeture du câble coaxial de l'antenne. Un tel étage d'amplification haute fréquence tel que représenté schématiquement par la Fig. 5 a un coefficient de bruit de l'ordre de 4 à 6 db., à 60 Mc/s et de 6 à 8 db., à 200 Mc/s.

Si, pour une raison quelconque, on ne désire pas attaquer directement en basse impédance la cathode, l'étage d'amplification peut être précédé par une triode à montage classique dont la cathode est commune à celle de l'étage d'amplification proprement dit. Il est évident que ce dispositif un peu compliqué, développé par WALLMANN et par ses collaborateurs aux Etats-Unis, ne justifie son utilisation qu'au cas rare où un avantage considérable peut être obtenu par l'impédance d'entrée relativement élevée de l'ensemble.

CHAPITRE III

AMPLIFICATEURS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE ET DÉTECTION DU SIGNAL

L'amplificateur à fréquence intermédiaire suivi par la détection du signal est une des parties les plus essentielles d'un récepteur de télévision, déterminant pour une large mesure la qualité de l'appareil. De nombreuses études ont été publiées concernant la forme de la courbe de transmission, et concernant le degré admissible de la distorsion de phase, assurant une réponse transitoire satisfaisante. Par conséquent nous nous permettrons de ne pas nous attarder sur ce sujet.

Nous examinerons la question de l'amplification à fréquence intermédiaire du point de vue du gain d'étage et de l'économie du récepteur.

Le constructeur a le choix, pour assurer la liaison, entre les étages successifs de l'amplificateur, entre des circuits accordés simples à fréquence et à amortissement identiques et entre les circuits accordés aux fréquences et amortissements convenablement choisis et entre les circuits couplés en forme de filtre de bande.

L'inconvénient de la plupart de ces combinaisons réside dans le fait que la répétition périodique des réseaux de couplage, rendue nécessaire par le nombre des étages de l'amplificateur, entraîne une diminution de la bande passante totale.

On peut éliminer cet inconvénient, dans le cas d'utilisation des circuits couplés, par la variation périodique du couplage d'un étage sur l'autre, la variation étant effectuée alternativement en dessous et en dessus du couplage critique, permettant de cette façon de conserver intégralement la bande passante représentée par chaque paire. C'est cette liaison qui assure, dans les conditions mentionnées, le gain maximum de l'étage.

D'une façon générale, l'utilité d'un tube amplificateur à large bande peut être caractérisée sans ambiguïté par le produit gain par largeur de bande. Dans le cas préconisé (filtres à deux circuits à couplage critique) ce produit est égal à :

$$g \cdot B = \frac{S}{\sqrt{C}} \frac{1}{C_p} \frac{1}{4 \pi}$$

S = Pente (Amp./volt),

C_g = capacité d'entrée (Farads),

C_p = capacité de sortie (Farads),

B = largeur de bande (S^{-1})

g = gain par étage.

Le produit $g \cdot B$ a les dimensions d'une fréquence — la fréquence à laquelle le gain de l'étage tombe à l'unité. Le gain variant en proportion inverse de la largeur de bande, la connaissance de cette fréquence permet immédiatement de juger les possibilités d'un tube quelconque comme amplificateur à large bande.

Le tableau comparatif suivant groupe un certain nombre de propriétés des pentodes, qui nous intéressent pour la construction des amplificateurs à large bande : la pente, les capacités d'entrée et de sortie, le produit gain par bande.

TYPE	S mA/V	C_g $10^{(12)} F$	C_p $10^{(12)} F$	$\frac{S}{\sqrt{C_p C_g}} 10^{-9}$	$\frac{S}{\sqrt{C_p C_g} 4 \pi} = g B$ Mc/s
4673	5	9,6	7,3	0,59	47
6AC7	9	11	5	1,21	96
EF42	9,5	9,5	4,5	1,45	115
PM 07	7,5	7,8	3,4	1,47	117
EF51	9,5	10	4	1,50	119
6AK5	5,1	4	2,8	1,52	121

Il met en évidence le progrès fait depuis une quinzaine d'années dans la construction des pentodes pour les amplificateurs à large bande, mis en évidence par le fait que le mérite des lampes a approximativement triplé dans cet intervalle.

L'avantage d'emploi des tubes miniatures, dans ces montages ne se limite pas au gain élevé, mais il convient de souligner la diminution très sensible des dimensions du récepteur jointe à la faible consommation d'énergie qui résulte de l'emploi de ces tubes, permettant de cette façon la construction des récepteurs peu encombrants et plus économiques que ce serait le cas avec des lampes de forme classique.

D'après notre expérience, les performances théoriques peuvent être approchées de très près, dans les réalisations pratiques, à condition que la disposition des divers éléments tienne compte des conditions physiques d'utilisation et à condition que des appareils de mesure et de réglage appropriés soient utilisés dans le cours de la mise au point de ces ensembles.

Nous nous permettrons de revenir sur la question du gain des amplificateurs au cours de cette communication lors de la comparaison des récepteurs à haute à et basse définition.

Le choix de la fréquence intermédiaire pose un problème délicat à l'ingénieur. Il s'agit de chercher une solution qui concilie des conditions contradictoires. D'une part, on serait tenté de choisir une fréquence intermédiaire élevée pour faciliter l'élimination de la fréquence image, en diminuant, en même temps le souffle de l'oscillateur local, et, pour augmenter la stabilité de l'ensemble. D'autre part, l'utilisation des lampes et la construction de l'amplificateur deviennent d'autant plus délicates que la fréquence intermédiaire devient plus élevée. On ne doit pas perdre de vue que l'admittance d'entrée des lampes croît avec le carré de la fréquence et qu'à partir d'une certaine limite, le souffle induit dans le circuit de grille par le courant de la lampe peut devenir gênant. On rencontre dans les récepteurs des valeurs de la fréquence intermédiaire s'échelonnant de 8 Mc/s jusqu'à 75 Mc/s ; avec une tendance notée au voisinage de 25 Mc/s pour les récepteurs à basse définition et autour de 60 Mc/s pour les récepteurs à haute définition.

Le choix devient plus compliqué en raison de la possibilité de perturbation par des stations d'émission.

sion travaillant sur la bande de la fréquence intermédiaire des récepteurs.

Nous ne voudrions pas manquer l'occasion d'émettre ici le vœu souvent exprimé par nos collègues de France, qui tente de réserver une certaine bande de fréquences destinée de préférence, à l'usage

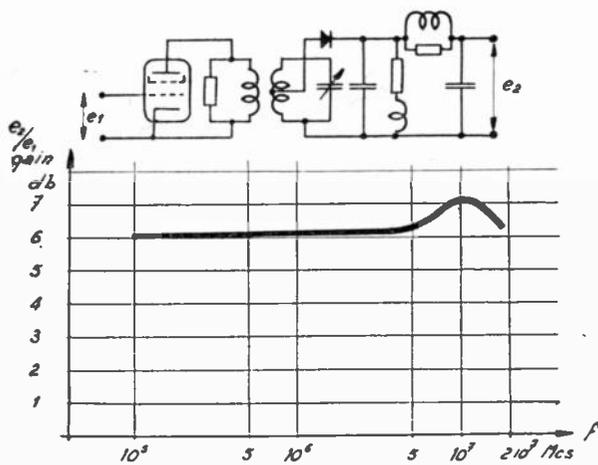


Fig. 6. — Etage type de détection ($m = 100\%$).

des amplificateurs de fréquence intermédiaire des récepteurs de télévision. Il est évident que une voire deux bandes d'une telle importance ne puisse pas être réservée à l'usage exclusif des récepteurs

mais nous exprimons l'espoir que des arrangements entre les Administrations respectives permettront de trouver une solution satisfaisant tous les usagers par l'attribution de ces bandes à certains services n'exigeant pas une puissance rayonnée considérable, services dont la présence n'est pas indispensable au voisinage des grands centres d'habitation.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire se termine par l'étage de détection. La linéarité indispensable à la fidèle reproduction du signal vidéo ne peut être obtenue en raison de la faiblesse de charge de l'étage de détection, que par la démodulation à niveau relativement élevé à partir de 1 Volt, à peu de choses près. La puissance de haute fréquence qui doit être fournie par l'étage final de l'amplificateur représente en ces conditions la limite qui puisse être demandée aux lampes miniatures. On l'obtient uniquement par l'adaptation soignée de la résistance de charge représentée par la diode et par son circuit vidéo, au circuit de plaque de l'étage qui précède. L'impédance de charge du détecteur est constitué par un réseau à impédance de transfert constante à l'intérieur de la bande vidéo, servant, en même temps comme filtre passe-bas, empêchant ainsi la pénétration de la fréquence intermédiaire et de ses harmoniques dans l'amplificateur vidéo.

La figure 6 indique schématiquement un dispositif typique de détection et fixe ses caractéristiques.

CHAPITRE IV

DÉVIATION DU FAISCEAU ÉLECTRONIQUE, GÉOMÉTRIE DE L'IMAGE

Avec l'examen de la déviation du faisceau électronique et de la géométrie de l'image, nous entrons dans un domaine où, par la nature des choses, l'expérimentation a trop souvent eu le dessus sur le calcul.

L'explication de cet état de choses est que les problèmes de la géométrie de l'image sont intimement liés aux dimensions des éléments de déviation et à celles des tubes, mettant l'ingénieur dans l'obligation de recourir chaque fois à l'expérimentation dès qu'une des données se trouve modifiée pour une raison quelconque.

On peut considérer comme un fait acquis que les défauts géométriques de l'image sont, même pour les spectateurs les moins expérimentés, plus choquants que ceux qui proviennent d'un manque modeste de définition ou d'une distorsion de la gradation du signal vidéo. La différence essentielle qui consiste entre une image télévisée dont la résolution et le contraste ont été poussés le plus loin possible, et entre la même reproduite par le procédé photographique réside dans l'apparition des distorsions géométriques. Ce défaut doit être éliminé jusqu'à un degré tel qu'il devienne imperceptible pour le spectateur si l'on désire lui présenter une image soutenant la comparaison avec celles des salles de projection.

Du point de vue économique, l'ensemble servant à la déviation du faisceau électronique représente une partie considérable du récepteur, par son volume

et aussi par sa consommation électrique. Nous pensons, pour ces raisons, qu'il n'est pas inutile d'examiner quelques aspects de ce problème.

L'analyse et la synthèse de l'image télévisée sont supposées être faites à l'aide d'un mouvement rectiligne dans le plan de l'image et à vitesse uniforme à inclinaison constante. Les deux composantes cartésiennes de ce mouvement sont représentées, sur le plan déplacement-temps, par la fonction généralement appelée « dent-de-scie ». Contrairement à l'opinion souvent rencontrée, il ne suffit pas de faire parcourir les bobines de déviation par un courant en forme de dent de scie pour arriver à ce résultat, au contraire, la forme du courant de déviation nécessaire en fonction du temps est seulement en première approximation, une fonction en dent de scie. Il serait de cette forme si l'angle de la déviation du faisceau était une fonction linéaire du courant de déviation, si la longueur du faisceau était constante, si le déplacement du spot était strictement proportionnel à l'angle de déviation, conditions presque jamais rencontrées. Le cas habituel est tout à fait différent. Les écrans de vision ont des rayons de courbure supérieurs au mètre et peuvent être considérés, de ce fait, comme pratiquement plans ; les angles de déviation des tubes modernes deviennent, dans le but de diminuer la longueur du tube de vision, trop élevée pour que les conditions précitées puissent être satisfaites.

Nous examinerons le problème à l'aide de la Fig. 7 qui se rapporte à la déviation magnétique. Une paire de bobines de la longueur l engendre un champ magnétique homogène, transversal, servant

une valeur de 15 %, peu compatible avec une bonne géométrie de la reproduction.

Afin que la déviation reste une fonction linéaire du temps, il convient donc de faire parcourir les bobines de déviation par un courant, dont la forme

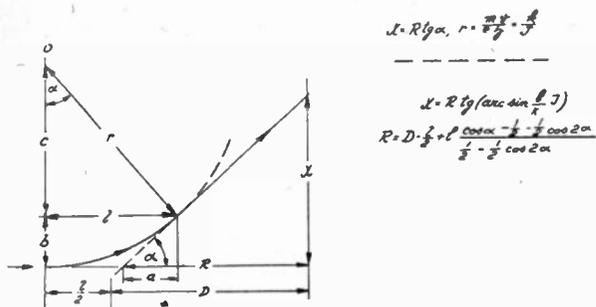


Fig. 7.

à la déviation du faisceau axial, entrant de gauche, qui suivra à l'intérieur du champ une trajectoire circulaire centrée autour du point O. Le faisceau se propage ensuite en ligne droite vers l'écran plan se trouvant à la distance D du milieu des bobines. Un calcul trigonométrique sans intérêt particulier, en partant des conditions initiales du problème donne les résultats suivants :

La déviation : $X = R \operatorname{tg} \alpha$

Le rayon du cercle décrit par le faisceau dans le champ :

$$r = \frac{m}{e} \frac{v}{z} = \frac{k}{I}$$

$$X = R \operatorname{tg} \left(\operatorname{arc} \sin \frac{l}{k} I \right),$$

avec : $R = D - \frac{l}{2} + l \frac{\cos \alpha - 1/2 - 1/2 \cos 2\alpha}{1/2 - 1/2 \cos 2\alpha}$

$$I = \frac{k}{2} \sin \left(\operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X}{R} \right)$$

Le résultat du calcul se résume dans ces dernières formules indiquant d'une part, l'amplitude de la déviation x en fonction du courant de déflexion et, d'autre part, la variation de la longueur apparente de la projection du faisceau avec l'angle de la déviation.

Il s'ensuit que la déviation n'est linéaire qu'au cas limite, où la tangente et le sinus se confondent avec l'angle.

La distorsion qui en résulte dépend, selon toute évidence, toutes autres choses étant égales des dimensions du tube et de la bobine.

La figure 8 tracée pour le cas moyen : $l/D = 025$, représente la déviation normalisée, comme fonction du courant normalisé, ainsi que l'angle de déviation, correspondant au calcul précédent.

Nous observons que l'angle de déviation de 30° (limite atteinte par des tubes modernes à vision directe), les écarts de la linéarité sont portés à

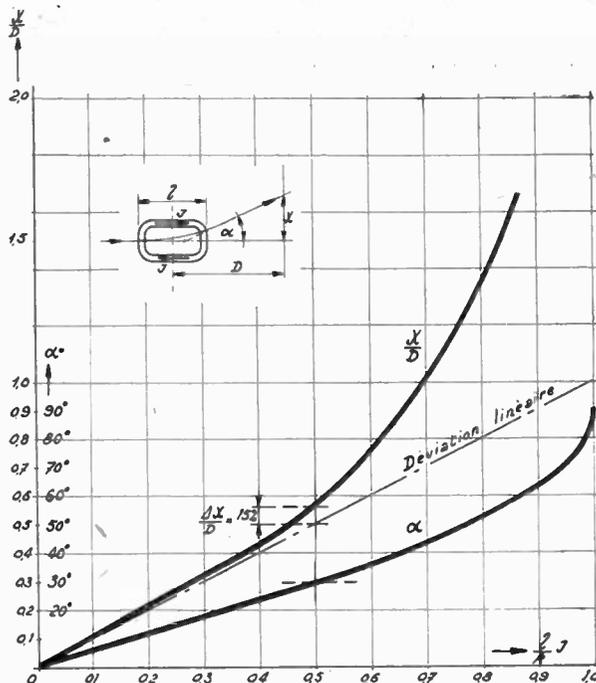


Fig. 8. — Déviation normalisée $\left(\frac{X}{D}\right)$ comme fonction du courant

normalisé $\left(\frac{l}{k} \frac{I}{D}\right) = 025$.

est représentée par la courbe :

$$I = f\left(\frac{x}{D}\right) = f\left(\frac{v}{D} t\right)$$

Nous reviendrons plus tard sur les mesures à prendre pour obtenir cet effet.

Il convient de mentionner que les courbes et les formules précédentes ne sont valables que pour la déviation suivant une des deux coordonnées.

La déviation simultanée en sens vertical et horizontal déplace le faisceau sur la surface d'un cône, dont l'intersection avec l'écran plan détermine le trajet du spot, en forme d'une courbe hyperbolique au lieu d'une trace rectiligne.

Les dessins de la Fig. 9 représentent, en vue et en élévation la situation. La déviation horizontale (y), la déviation verticale (x), la distance entre le milieu des bobines de déviation et l'écran (D) sont liées entre elles par la formule :

$$\frac{X}{X_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{y}{D}\right)^2}$$

courbe, dont la représentation graphique est contenue dans la partie gauche de la même figure.

Il devient évident après l'examen de cette dernière que l'importance de la distorsion, dite en forme de "coussin" dépend, en dehors des dimensions du

tube, du coefficient d'utilisation de l'écran qu'on aimerait voir le plus élevé possible. Mais on est obligé d'admettre l'existence d'une distorsion inadmissible même au cas où la déviation verticale est

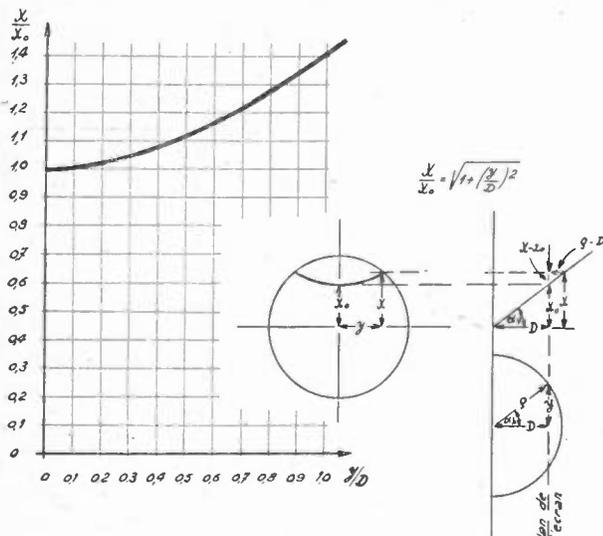


Fig. 9. — Distorsion de balayage en forme de coussin.

seulement de l'ordre de 1/3 de la distance entre l'écran et la bobine de déviation, l'œil du spectateur étant particulièrement sensible à cette déformation hyperbolique des lignes droites formant la trame de l'image.

Correction des distorsions géométriques

Le choix entre les divers procédés de correction de distorsion géométrique sera borné par quelques restrictions. En particulier, la compensation une fois faite doit rester inaltérée et elle doit ne pas être sujette en principe à des effets provenant du vieillissement des lampes. Naturellement, la correction des défauts géométriques ne doit pas entraîner l'apparence d'un défaut d'un autre genre comme la déformation du spot ou l'astigmatisme.

On serait tenté de corriger la distorsion en forme de coussin par la variation de l'uniformité du champ de déviation de telle façon que la sensibilité de déviation soit plus petite aux bords de l'image. A moins qu'il s'agisse des courants de faisceau extrêmement faibles comme dans les tubes analyseurs, par exemple, ce procédé est peu prometteur en raison du fait que la section du faisceau à l'intérieur des bobines de déviation couvre une surface non négligeable. La non-homogénéité du champ entraîne par conséquent, une déformation du spot parce que les diverses sections du faisceau ne seront pas déviées d'une façon strictement identique. La conséquence sera une diminution de la résolution.

Un autre procédé consiste à disposer au voisinage immédiat de l'écran, c'est-à-dire dans une région dans laquelle la section du faisceau redevient extrêmement faible, des champs magnétiques non homogènes dont l'effet serait de provoquer une distorsion en sens et grandeur inverses de celles du coussin permettant par le réglage de l'excitation une compensation très précise de cette déformation.

Les défauts de proportionnalité seront corrigés de préférence par la modification de la forme du courant de déviation. Les moyens donc mis en œuvre sont de différentes natures suivant le cas, qu'il s'agisse de déviation verticale ou qu'il s'agisse de la déviation horizontale.

Le procédé peu stable qui utilise les régions non linéaires des caractéristiques des tubes électroniques sont à éliminer pour des raisons déjà mentionnées. En cas de déviation verticale, la déformation du courant de déviation sera faite, de préférence, à l'aide de réseau passif de structure appropriée, tel qu'indiqué, par exemple, schématiquement par la Fig. 10. Le rapport des constantes de temps τ_1 , τ_2 et ainsi que τ_3 et τ_4 permettent de modifier la forme de la tension d'excitation initialement en forme de dent de scie, de telle façon que la distorsion de la linéarité soit compensée. Ce réglage se fera, de préférence, expérimentalement, à l'aide d'une mire électronique injectée au cours de la vérification finale dans le récepteur.

Si l'on consent à n'utiliser que la partie linéaire de la caractéristique de l'étage final et si l'on recourt en plus à l'utilisation de la contre-

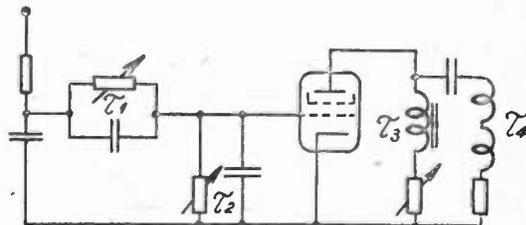


Fig. 10. — Compensation de distorsion en sens vertical.

réaction pour être pratiquement indépendante de l'influence de vieillissement des lampes, on dispose là d'un procédé dont la stabilité dans le temps ne laisse rien à désirer. D'après notre expérience, la proportionnalité de la déviation obtenue de cette façon reste invariable après plus de 1.000 heures de fonctionnement ce qui peut être considéré comme satisfaisant.

Les questions relatives à la déviation horizontale seront l'objet d'une autre communication présentée au cours de ce Congrès. Nous n'examinerons ici que l'aspect de la correction de la proportionnalité de la déviation. La forme du courant parcourant les bobines de déviation horizontale dépend dans des montages à récupération partielle de l'énergie, de la résistance et de l'inductance des bobines, de la résistance interne de l'étage final et de celle de la diode de récupération, et, à un certain degré, de la fréquence propre de la bobine. Il est possible, par une détermination soigneuse de ces éléments et par l'utilisation de l'oscillation libre des bobines d'obtenir une proportionnalité dont les écarts même en cas des angles de déviation de l'ordre de 2 fois 30° ne soient pas supérieurs à ± 2 à 3 %. La correction ainsi obtenue est peu sujette à des variations, si la précaution de ne pas utiliser l'étage de puissance en dehors des limites permises par le constructeur des lampes est prise.

CHAPITRE V

COMPARAISON DU PRIX DE REVIENT RELATIF DES RÉCEPTEURS A HAUTE ET BASSE DÉFINITION

Il semble que nous sommes en mesure de déterminer à l'aide des conclusions dégagées le prix de revient relatif des récepteurs de télévision à haute et à basse définition. Ce sujet a été à maintes occasions discuté, les avis étant très souvent partagés en raison de la circonstance que les bases sur lesquelles la comparaison était faite, n'étaient pas définies avec toute la précision désirable. Nous avons l'intention d'éviter cet écueil et de comparer par la suite, deux récepteurs dont les caractéristiques essentielles figurent dans le tableau comparatif ci-dessous :

	Récepteur 1	Récepteur 2
Nombre de lignes	450	819
Nombre d'images/sec.	25	25
Nombre de trames/sec.	50	50
Fréquence porteuse	46 Mc/s	185 Mc/s
Gain total	100 db.	100 db.
Temps de retour Hor. et Vert.	10 %	10 %
Bande passante	3 Mc/s	10,5 Mc/s
Tension d'accélération du tube de vision	6 KV	6 KV
Angle de déviation	2 × 30°	2 × 30°

Nous supposons en plus que l'intensité du champ rayonné par l'émetteur est la même dans les deux cas et que les mêmes soins de fabrication sont apportés sur les deux récepteurs.

Notre attention doit se concentrer sur les éléments qui ne sont pas les mêmes dans les deux récepteurs, c'est-à-dire : l'antenne et son feeder, la voie d'amplification complète du signal vidéo et le dispositif de déviation en sens horizontal.

L'utilisation d'une fréquence porteuse quatre fois supérieure en cas de la haute définition (bien que ceci ne soit pas une servitude de la haute définition) entraîne, dans le cas d'utilisation des antennes de même forme une perte de 12 db., la surface d'absorption des antennes simples étant inversement proportionnelle au carré de la longueur d'onde. Cette perte de 12 db. peut être compensée en augmentant la surface d'absorption, par exemple par l'utilisation de trois dipôles superposés amenant de telle façon un gain de 6 db., gain qui peut être doublé par la disposition de trois dipôles réflecteurs derrière les antennes de réception. L'encombrement et le poids des deux antennes sera de même ordre ainsi que celui des mâts supports. Néanmoins, la complication mécanique accrue et l'augmentation du prix du câble coaxial dont l'atténuation doit être la même à 200 Mc/s, entraînent la conclusion que le prix de l'antenne et de son feeder pourra être à peu près de 30 % supérieur pour les récepteurs de haute définition.

Il convient de mentionner que nous avons choisi pour la comparaison un cas extrême, en supposant que les récepteurs soient installés à la limite de la portée de l'émission, ce qui n'est certainement pas le cas général. Nous supposons pour l'examen du problème de l'amplification du signal de vision, que le gain des deux récepteurs est le même.

Nous désignons par g_1 le gain par étage d'un amplificateur dont la bande est égale à B_1 et par g_2 celui d'un amplificateur dont la bande est égale à B_2 . Un calcul simple montre, en partant du fait que le produit : gain par bande doit rester constant, que le rapport du nombre des étages d'amplification nécessaire pour obtenir le même gain, $\frac{N_2}{N_1}$ est déterminé par l'équation :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\log g_1}{\log \left(g_1 \frac{B_1}{B_2} \right)}$$

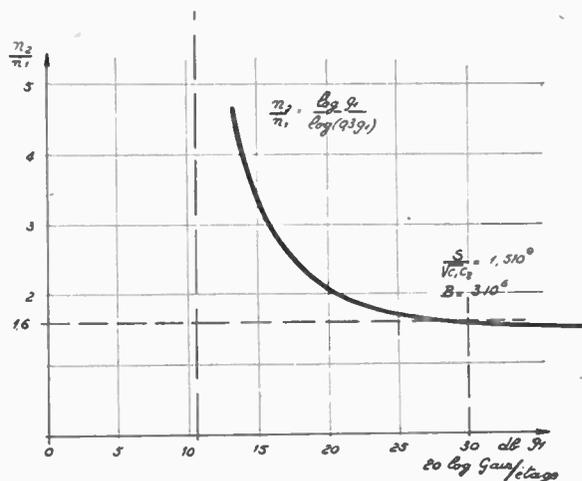


Fig. 11.

Le rapport des largeurs de la bande dans le cas considéré est donné par le carré du rapport du nombre de lignes. Nous pouvons écrire, par conséquent, que le rapport des nombres d'étages de l'amplificateur s'écrit, dans le cas examiné :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\log g_1}{\log (03 g_1)}$$

Cette courbe est tracée sur la fig. 11. Nous pouvons en déduire qu'en utilisant, par exemple, dans les deux récepteurs des lampes couplées par des filtres de bande permettant d'atteindre le produit GB de l'ordre de 120 Mc/s, le gain par étage du récepteur à 450 lignes atteint la valeur de 30 db., et, qu'en ce cas, l'amplificateur du récepteur de haute définition comportera, pour obtenir le même gain, 1,6 fois plus d'étages.

Le gain total de 100 db. peut être scindé en deux parties de la façon suivante : 72 db. pour l'amplificateur H. F. et M. F. (compte tenu de la perte de 6 db. par la détection), 34 db. pour l'amplificateur vidéo. Le récepteur à basse définition se composera, par conséquent, de 3 étages d'amplification, précédant la détection, celui à haute définition en utilisera 5.

Il convient peut-être de souligner que le rapport du nombre d'étages lui-même est une fonction du gain par étage et la comparaison des récepteurs moins soigneusement étudiés dans lesquels le gain par étage est notablement inférieur aux chiffres mentionnés, donne des résultats numériques différents, ce qui peut, en partie, expliquer les divergences d'opinion à ce sujet.

La situation du nombre d'étages est analogue en ce qui concerne l'amplificateur vidéo.

Le rapport $\frac{S}{C}$ des lampes qui sont susceptibles d'être employées dans ces étages est, en raison de leur dissipation accrue, inférieur à celui des lampes conçues pour les amplificateurs à haute et à moyenne fréquence.

Le tableau comparatif suivant permet de se rendre compte de cet état de choses :

Type	$S_{mA/V}$	$C_1 \mu\mu F$	$C_a \mu\mu F$	$\frac{S}{\sqrt{C_1 C_2}} \cdot 10^{20} s^{-1}$
6 AG 7	11	13	7,5	1,1
EL 3	9	15	14	0,62
6 L 6	6	10	12	0,5
4654	6	16	10	0,48

Par contre, l'impédance de transfert réalisable, à l'aide des montages quadripôles est supérieure à celle qu'on obtient dans les étages à courant porteur. De cette façon, le produit : gain \times largeur de bande est de même ordre dans les étages de l'amplificateur vidéo que dans les étages de l'amplificateur à courant porteur.

Le gain de 34 db. sera, par conséquent, obtenu, compte tenu de la charge capacitive de l'étage final, par le tube de vision et par les circuits de séparation des signaux de synchronisation à l'aide de deux étages pour le récepteur à basse définition et à l'aide de trois étages pour le récepteur à haute définition.

En examinant la question de la déviation horizontale, nous pouvons partir du fait que sans envisager des procédés d'adaptation, en principe, possibles, la puissance fournie par l'alimentation de l'étage final est proportionnelle au courant de déflexion à la fin de chaque période. Un calcul simple montre que ce courant est proportionnel au nombre de lignes d'analyse, toutes autres conditions restant inchangées. Il convient donc de doubler la puissance de sortie de l'étage final de balayage dans le récepteur de haute définition et d'augmenter d'une façon correspondante, la puissance fournie par l'alimentation de l'ensemble.

Nous sommes, d'après ce qui précède, en mesure d'établir une comparaison entre les deux récepteurs.

Celui à haute définition utilisera $2^4 + 1$ étages de plus dans la voie d'amplification et il sera nécessaire d'ajouter une lampe de puissance de plus pour la déviation horizontale. Sa consommation sera accrue de l'ordre de 15 watts pour couvrir les besoins augmentés de l'amplification du signal et en plus de l'ordre de 25 watts pour tenir compte de la consommation pour la déviation horizontale.

Un récepteur à basse définition, correspondant aux caractéristiques mentionnées plus haut, se compose d'une vingtaine de lampes, sa consommation étant de l'ordre de 350 watts. Nous pouvons donc conclure que le récepteur de haute définition se composera de 20 % de plus de lampes et d'accessoires et sa consommation sera supérieure de 12 % à celle du récepteur à basse définition. Même en tenant compte de la différence des prix de revient de l'antenne, nous pouvons constater que l'écart du prix de revient des deux récepteurs ne peut, en aucune façon, dépasser le chiffre de 15 %.

Conclusions

La technique des récepteurs de télévision, vieille d'une quinzaine d'années, ne semble pas être sujette dans l'avenir immédiat à des changements essentiels. Des perfectionnements des détails restent à faire, mais il s'agit, dans l'ensemble d'une technique éprouvée. La diminution sensible tant souhaitée du prix de revient ne peut pas être faite dans les laboratoires d'études.

Dans l'obligation de chercher des solutions plus économiques on est restreint à se diriger dans une autre direction.

Il nous semble que l'existence inévitable des standards de télévision qui ont, dans le passé, quelque peu retardé le développement continu de la télévision, pouvait être aussi considérée comme un avantage sur le plan économique. Le standard commun permet en échange l'emploi en commun d'un grand nombre de divers éléments entrant dans la construction des récepteurs. Ces éléments de construction peuvent être, de ce fait, normalisés à leur tour, permettant, par conséquent, que leur fabrication soit entreprise en série dans les ateliers spécialisés. Cette façon de procéder permettrait de réaliser des économies non négligeables sur le prix de revient d'ensemble, s'il est permis de partir de l'état actuel des choses, dans lequel le fabricant étudie, développe et fabrique presque la totalité des éléments de construction spéciale qui composent son récepteur, sans tenir compte du fait que ses confrères sont simultanément engagés dans la même voie manifestement onéreuse.

Il apparaît qu'il est dès maintenant possible de normaliser :

- Les tubes de vision, en général, et en particulier :
- Les diamètres des écrans,
- Les longueurs des ampoules,
- Les angles de déviation,
- Les culots et branchements des électrodes, et, partant de là :
- Les masques des tubes ainsi que les éléments de protection contre les accidents mécaniques.

La normalisation des tubes peut être suivie par celle des bobines de déviation du point de vue mécanique et électrique, en d'autres termes, on pourrait fixer, d'accord commun, la forme exacte des bobines, les dimensions des circuits magnétiques, l'impédance des bobines et des transformateurs d'adaptation, en tenant compte des problèmes de la géométrie de l'image et de l'économie de la consommation en énergie électrique.

Un type d'antenne, omnidirectionnelle, du moins, et un autre à directivité accusée pourront être normalisés d'un commun accord sans oublier les éléments d'adaptation ainsi que les câbles coaxiaux utilisés avec ces ensembles.

On pourrait réaliser un accord concernant les éléments de construction des amplificateurs à haute, à moyenne fréquence, voire tenter la normalisation des blocs d'amplification à gain et à largeur de bande convenablement choisis.

Des ensembles d'alimentation à haute et à basse tension pourront également faire l'objet d'une pareille mesure.

Il sera convenable de revoir périodiquement la standardisation, par exemple, dans les intervalles d'un an, permettant ainsi d'introduire sans heurt les résultats des travaux de recherche et de développement entrepris pendant la même période.

Les avantages de la normalisation seront multiples. D'une part, elle dispensera les fabricants des

récepteurs de télévision de poursuivre parallèlement des travaux de développement touchant les mêmes problèmes. Elle les dispensera d'investir des fonds et de financer les études qui sont poursuivies en même temps dans d'autres laboratoires.

D'autre part, ils seront dispensés de distribuer sur leur propre fabrication la totalité des frais d'outillage pesant lourdement sur le prix de revient des récepteurs. Ce dernier sera donc plus bas. En même temps, le produit final résultant de la coopération des laboratoires et des ateliers spécialisés gagnera en qualité et en performance.

On peut concevoir qu'un certain nombre d'entreprises accepte la standardisation proposée, auquel cas leurs laboratoires de recherches et de développement pourront se permettre de porter le maximum de leurs efforts sur les domaines pour lesquels ils sont le mieux outillés et pour lesquels ils se sentent les mieux qualifiés.

La question épineuse des licences et des brevets pourra être également résolue par l'inclusion d'une licence dans le prix de vente de l'élément, couvert par le brevet.

Pour conclure, il nous semble que le procédé de normalisation des éléments essentiels des récepteurs de télévision destinés à fonctionner sur le même standard est possible et avantageux. Nous serions très heureux si, comme résultat de cette communication, des échanges de vues pouvaient s'amorcer dans le but d'examiner en détail cette suggestion.

APPENDICES

APPENDICE « A »

Géométrie de l'image (pp. 13-14) voir Fig. n° 7

$$\frac{x}{R} = \frac{b}{a} = \frac{l}{c} = \operatorname{tg} \alpha$$

d'où

$$c = \frac{l}{\operatorname{tg} \alpha} \quad \text{et} \quad a = \frac{b}{\operatorname{tg} \alpha} \quad \text{d'autre part}$$

$$b = r - c = r - l \operatorname{ctg} \alpha \quad \text{par conséquent}$$

$$a = (r - l \operatorname{ctg} \alpha) \operatorname{ctg} \alpha = r \operatorname{ctg} \alpha - l \operatorname{ctg}^2 \alpha$$

d'après la figure n° 7

$$R = D - \frac{l}{2} + a = D - \frac{l}{2} + r \operatorname{ctg} \alpha - l \operatorname{ctg}^2 \alpha$$

d'où

$$\frac{R}{l} = \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{r}{l} \operatorname{ctg} \alpha - \operatorname{ctg}^2 \alpha$$

$$= \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{1}{\sin \alpha} \operatorname{ctg} \alpha - \operatorname{ctg}^2 \alpha$$

$$= \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha}{\sin^2 \alpha} - \frac{\cos^2 \alpha}{\sin^2 \alpha}$$

$$= \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha - \cos^2 \alpha}{\sin^2 \alpha} \quad \text{avec} \quad \cos^2 \alpha = 1 - \sin^2 \alpha$$

$$= \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha - 1 + \sin^2 \alpha}{\sin^2 \alpha}$$

$$\text{avec} \quad \sin^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 - \cos 2 \alpha)$$

$$= \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha - 1 + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \alpha}{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \alpha}$$

$$= \frac{D}{l} - \frac{1}{2} + \frac{\cos \alpha - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \alpha}{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \alpha} \quad \text{ou}$$

$$R = D - \frac{l}{2} + l \frac{\cos \alpha - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \alpha}{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \alpha}$$

APPENDICE « B »

D'autre part suivant la même figure

$$X = R \operatorname{tg} \alpha$$

et

$$r = \frac{l}{\sin \alpha}$$

Le rayon (r) de la trajectoire circulaire décrit par le faisceau électronique dans le champ. (z) homogène et transversal se calcule.

$$r = \frac{m}{e} \frac{v}{z} = \frac{k}{I}$$

m = masse de l'électron
 e = charge de l'électron
 v = vitesse du faisceau
 z = intensité du champ magnétique
 I = courant de déviation
 k = constante de déviation

donc

$$\frac{l}{\sin \alpha} = \frac{k}{I}$$

d'où

$$I = \frac{k}{l} \sin \alpha$$

qui devient avec

$$\alpha = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{x}{R}$$

$$I = \frac{k}{l} \sin \left(\operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{x}{R} \right)$$

APPENDICE « C »

Géométrie de l'image p. 15 Fig. 9

$$y^2 = \rho^2 - D^2$$

$$\frac{x - x_0}{\rho - D} = \operatorname{tg} \alpha_v = \frac{x_0}{D}$$

d'où

$$x - x_0 = (\rho - D) \operatorname{tg} \alpha_v$$

et

$$\rho = \sqrt{y^2 + D^2}$$

donc

$$x - x_0 = \operatorname{tg} \alpha_v (\sqrt{y^2 + D^2} - D) = \operatorname{tg} \alpha_v \left(\sqrt{\frac{y^2}{D^2} + 1} - 1 \right) D$$

$$x - x_0 = \frac{x_0}{D} \sqrt{\frac{y^2}{D^2} + 1} - 1) D = x_0 \sqrt{\frac{y^2}{D^2} + 1} - 1)$$

d'où

$$x = x_0 \sqrt{\frac{y^2}{D^2} + 1}$$

ou

$$\frac{x}{x_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{y}{D} \right)^2}$$

APPENDICE « D »

p. 20 Déviation horizontale

En désignant par :

I_1 le courant maximum de déviation pour 450 lignes.

I_2 » » » » 819 »

n_1 le nombre de spires de la bobine de déviation pour 450 lignes.

n_2 le nombre de spires de la bobine de déviation pour 819 lignes.

L_1 l'inductance de la bobine de déviation pour 450 lignes.

L_2 l'inductance de la bobine de déviation pour 819 lignes.

N_1 Le nombre de lignes pour le premier cas : 450 lignes.

N_2 Le nombre de lignes pour le deuxième cas : 819 lignes.

et compte tenu que la tension d'accélération et que l'angle de déviation restent inchangés nous pouvons écrire :

$$I_1 n_1 = I_2 n_2$$

or

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Le temps réservé au retour du spot τ est égal à la durée de la 1/2 période de l'oscillation libre du circuit formé par l'inductance de la bobine de déviation, mise en parallèle avec la capacité totale du circuit de plaque

Donc

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{\pi \sqrt{L_1 C}}{\pi \sqrt{L_2 C}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

ce rapport doit être en raison de l'identité du pourcentage des retours

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

En utilisant la même forme des bobines de déflexion =

$$L_1 = k n_1^2$$

$$L_2 = k n_2^2$$

$$\text{d'où } \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{\tau_2}{\tau_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

LES GUIDES D'ONDES AU DELA DE LA FRÉQUENCE DE COUPURE.

Application aux Atténuateurs à Piston

PAR

A. BRIOT

Ingénieur au Service Télévision de la Compagnie des Compteurs

En hyperfréquence, on appelle « atténuateur à piston » un tronçon de guide excité par une onde de fréquence inférieure à sa fréquence de coupure.

L'objet du présent article est d'indiquer les formules nécessaires pour le calcul des atténuateurs de ce genre.

Les types suivants sont étudiés :

1°) Atténuateurs cylindriques, onde du type E_0

2°) Atténuateurs cylindriques, onde du type H_1

3°) Atténuateurs à section rectangulaire, onde du type H_{01} .

L'étude de l'adaptation au guide ou coaxial d'excitation est ensuite abordée. On montre que l'impédance d'entrée d'un atténuateur à piston est imaginaire pure quel que soit le mode considéré. Elle est capacitive dans le cas des modes électriques et selfique dans le cas des modes magnétiques.

Pour l'intelligence de l'exposé, il a été nécessaire de rappeler quelques résultats classiques relatifs à la notion de constante de propagation.

1. — Constante de propagation de la ligne de transmission généralisée.

L'expression des composantes des champs électriques et magnétiques dans un guide d'onde et plus généralement au voisinage ou à l'intérieur d'une ligne de transmission quelconque comporte toujours un certain « facteur de propagation » qui, en notation complexe peut se mettre sous la forme :

$$P = e^{j(\omega t - \gamma z)} = e^{j(Kv t - \gamma z)} \quad (1)$$

en sorte que si l'on désigne par F l'une quelconque de ces composantes, au point M de coordonnées curvilignes u_2, u_3, z , on a :

$$F = f(u_2, u_3) e^{j(\omega t - \gamma z)} \\ = f(u_2, u_3) e^{j\omega t} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (2)$$

$c = 3 \times 10^{10}$ cm/sec

v = vitesse de propagation dans un espace indéfini de constantes ϵ, μ

ϵ = Cte diélectrique

μ = perméabilité

$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}$ dans le système de Gauss

Pour le vide et dans le système de Gauss $\epsilon = \mu = 1$

pour l'air $\epsilon = 1,0005 \approx 1, \mu = 1,0006 \approx 1$

λ = Longueur d'onde correspondant à la fréquence f , dans un espace indéfini de constantes ϵ, μ

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu} f}$$

$$K = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{\omega}{v} = \sqrt{\epsilon \mu} \frac{2\pi f}{c} = \sqrt{\epsilon \mu} \frac{\omega}{c} \quad (2')$$

γ est par définition la constante de propagation de la ligne de transmission supposée plongée dans un

milieu de constantes ϵ, μ . Dans le cas le plus général c'est une quantité complexe de la forme :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3)$$

Ce facteur de propagation exprime :

1°) Qu'en tout point de la ligne situé à une distance z de l'origine, le champ électromagnétique (ou la tension dans le cas d'une ligne deux fils) varie sinusoidalement en fonction du temps à la fréquence f .

2°) que l'affaiblissement exprimé en Népers est proportionnel à la longueur considérée de la ligne (α étant la constante d'affaiblissement c'est-à-dire l'affaiblissement par unité de longueur).

3°) que la phase du champ électromagnétique est également proportionnelle à la longueur considérée de la ligne.

(β étant la constante de phase, c'est-à-dire la rotation de phase exprimée en radians par unité de longueur de la ligne).

En d'autres termes, le champ électromagnétique qui est donné en notation réelle par une expression de la forme :

$$F_1 = F_0 \sin \omega t$$

au point origine (pour lequel $z = 0$) a pour valeur en un point situé à une distance z de l'origine :

$$F_2 = F_0 e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z) = F_0 e^{-\alpha z} \sin \frac{2\pi}{T} \left(t - \frac{z}{\lambda g} \right)$$

Tous ces faits résultent des équations de Maxwell et de l'équation de propagation qui est l'une de leurs conséquences. Ils ont été vérifiés depuis longtemps expérimentalement.

Dans la méthode exposée en 1919 par Bromwich (1) et reprise plus tard par Borgnis, l'expression des champs s'obtient à partir d'une certaine fonction U ; elle-même solution de l'équation aux dérivées partielles :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial u_1^2} + \frac{1}{h_2 h_3} \left[\frac{\partial}{\partial u_2} h_3 \frac{\partial U}{\partial u_2} + \frac{\partial}{\partial u_3} h_2 \frac{\partial U}{\partial u_3} \right] + K^2 U = 0 \quad (5)$$

u_1, u_2, u_3 = Coordonnées curvilignes du point M considéré

h_2, h_3 = Coefficients qui peuvent être explicités dans chaque cas particulier de coordonnées choisies.

Par exemple, pour les coordonnées cartésiennes $h_2 = h_3 = 1$

Pour les coordonnées cylindriques $h_3 = 0, h_2 = \rho$ (ρ = rayon vecteur)

L'équation (5) est tout à fait générale. Nous allons rechercher une expression simplifiée, valable uniquement dans le cas où on étudie un phénomène périodique qui se propage le long de la ligne de transmission généralisée (guide d'onde, ligne coaxiale ou ligne à deux fils parallèles).

Pour cela, nous admettons que la fonction U peut alors se mettre sous la forme :

$$U = e^{j\omega t - \gamma z} f(u_2, u_3) = e^{j\omega t} e^{(-\alpha - j\beta)z} f(u_2, u_3)$$

$$\text{d'où } \frac{\partial U}{\partial u_1} = \frac{\partial U}{\partial z} = -\gamma e^{-\gamma z} e^{j\omega t} f(u_2, u_3) \quad (6)$$

$$= -\gamma U = (-\alpha - j\beta) U$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial u_1^2} = \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = (-\alpha - j\beta)^2 \frac{\partial U}{\partial z}$$

L'expression (5) devient dans ces conditions :

$$(-\alpha - j\beta)^2 U + K^2 U + \frac{1}{h_2 h_3} \left[\frac{\partial}{\partial u_2} h_3 \frac{\partial U}{\partial u_2} + \frac{\partial}{\partial u_3} h_2 \frac{\partial U}{\partial u_3} \right] = 0 \quad (7)$$

qui peut se mettre sous la forme

$$\xi^2 U + \frac{1}{h_2 h_3} \left[\frac{\partial}{\partial u_2} h_3 \frac{\partial U}{\partial u_2} + \frac{\partial}{\partial u_3} h_2 \frac{\partial U}{\partial u_3} \right] = 0 \quad (8)$$

en posant :

$$\xi^2 = \gamma^2 + K^2 = (\alpha + j\beta)^2 + K^2 \quad (9)$$

Dans le cas particulier où l'affaiblissement est nul ($\alpha = 0$) on retrouve bien l'expression :

$$\xi^2 = K^2 - \beta^2 \quad (10)$$

qui est généralement seule indiquée dans la littérature (2)

Les solutions de l'équation (8) devront satisfaire aux conditions aux limites imposées au champ électrique sur les parois du tube et ceci ne permettra à la constante ξ que d'avoir certaines valeurs particu-

(1) BROMWICH, *Phil. Mag* 38, 143 (1919).

(2) Cf : DE BROGLIE Problèmes de propagations guidées des ondes électromagnétiques — p. 16 — Equation (4)

lières correspondant aux divers modes de propagation possibles de l'onde dans le guide (1).

Donc pour un guide donné, ξ et par suite γ d'après la relation (9), ne peut prendre que certaines valeurs discrètes correspondant aux différentes ondes qui peuvent se propager dans ce guide.

Pour un guide donné, fonctionnant suivant un mode donné, ξ et par suite γ , sont parfaitement déterminés en fonction :

- 1°) des dimensions du guide
- 2°) du type d'ondes dont celui-ci est le siège.

2. — Fréquence de coupure.

De (9) on tire :

$$\gamma = \sqrt{\xi^2 - \frac{\omega^2}{v^2}} = \sqrt{\xi^2 - \left(\frac{2\pi f}{v}\right)^2} \quad (11)$$

On peut satisfaire à la condition :

$$\xi^2 - \frac{\omega^2}{v^2} = 0$$

qui annule la constante de propagation pour une certaine fréquence particulière f_c , telle que :

$$\xi^2 - \left(\frac{2\pi f_c}{v}\right)^2 = 0 \quad \text{ou} \quad \frac{2\pi f_c}{v} = \xi$$

soit :

$$f_c = \frac{\xi v}{2\pi} = \frac{\xi c}{\sqrt{\epsilon \mu} 2\pi} \quad (12)$$

Cette fréquence particulière est appelée fréquence de coupure pour les raisons suivantes :

$$\text{pour } f < f_c \quad \text{c'est-à-dire pour } f < \frac{\xi v}{2\pi}$$

$$\omega < \xi v$$

$$\xi^2 - \frac{\omega^2}{v^2} > 0$$

Donc, dans l'expression (11) la quantité sous le radical est positive : La constante de propagation est donc purement réelle ; la constante de phase β

(1) Cette proposition s'établit facilement dans certains cas particuliers :

C'est ainsi que dans le cas des guides rectangulaires, on démontre que ξ est lié aux côtés a et b du guide ($a > b$), par la relation suivante :

$$\xi^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2$$

m et n étant des entiers qui caractérisent le type d'onde considéré. Chaque type d'onde est désigné par la notation Hmn pour les modes magnétiques, Emn pour les modes électriques. Par exemple pour le mode H_{01} , d'un emploi très fréquent $m = 0, n = 1$ —

Dans le cas les guides à section circulaire ξ est solution de l'équation $J_m(\xi R) = 0$ pour les ondes du type électrique et de l'équation $J'_m(\xi R)$ pour les ondes du type magnétique. Donc $\xi = \frac{x_{nm}}{R}$

x_{nm} = n^{e} zéro non nul de la fonction de Bessel $J_m(u) = 0$ — n indique donc le rang de la racine en prenant $n = 1$ pour la 1^{re} racine non nulle de l'équation $J_m(u) = 0$ — n n'est jamais nul.

Chaque type d'onde est désigné par la notation $E_{m,n}$ ou $H_{m,n}$ suivant qu'il s'agit d'un mode électrique ou d'un mode magnétique. (On supprime souvent le 2^o indice).

est nulle, il n'y a plus propagation mais affaiblissement. D'après (12)

$$\xi = \frac{2\pi}{v} f_c = \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon\mu}}{c} f_c \quad (13)$$

En portant cette valeur dans (11), on trouve :

$$\alpha = \frac{2\pi}{v} \sqrt{f_c^2 - f^2} = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\varepsilon\mu} f_c \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (14)$$

pour $f > f_c$ c'est-à-dire pour $f > \frac{\xi v}{2\pi}$

$$\xi^2 - \frac{\omega^2}{v^2} < 0$$

Donc dans l'expression (11), la quantité sous le radical est négative : la constante de propagation est donc purement imaginaire, la constante d'affaiblissement α est nulle, il y a propagation. En tenant compte de (13) dans (11), on trouve :

$$j\beta = \frac{2\pi}{v} \sqrt{f_c^2 - f^2} = j \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon\mu}}{c} f_c \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (15)$$

REMARQUE I. — Dans l'hypothèse d'une ligne de transmission sans pertes fonctionnant soit dans la région de propagation soit dans la région d'atténuation l'une des quantités α ou β est toujours nulle. Ce n'est que dans le cas où il y a des pertes dans le cuivre ou dans le diélectrique que α et β peuvent être ensemble différents de zéro.

REMARQUE II. — On peut conserver en une seule formule l'expression de la constante de propagation en écrivant :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\varepsilon\mu} (f_c^2 - f^2)^{\frac{1}{2}} \quad (16)$$

pour $f > f_c$

$$\alpha = 0 \quad \gamma = j\beta = j \frac{2\pi}{c} \sqrt{\varepsilon\mu} f_c \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}$$

pour $f < f_c$

$$\beta = 0 \quad \gamma = \alpha = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\varepsilon\mu} f_c \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}$$

3. — Longueur d'onde de coupure.

Elle est définie par la relation

$$\lambda c = \frac{v}{f_c} \quad (17)$$

C'est donc la longueur d'onde qui correspond à f_c dans l'espace libre de constantes ε et μ .

4. — Relation entre la longueur d'onde d'excitation, la longueur d'onde dans le guide et la longueur d'onde de coupure.

Lorsqu'il y a propagation, les ondes progressent dans le guide avec une certaine vitesse de phase V_g (vitesse différente de la vitesse dans l'espace libre). La longueur d'onde dans le guide rempli d'une matière de constantes ε, μ étant λ_g , la constante de

phase est : $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$

L'équation (10) :

$$\xi^2 = K^2 - \beta^2 \quad (10)$$

donne alors, puisque

$$K = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \xi = \frac{2\pi}{\lambda_c} \text{ d'après (12) et (17)}$$

λ = Longueur d'onde correspondant à la fréquence f dans un espace indéfini de constantes ε, μ

λ_g = longueur d'onde dans le guide supposé rempli d'un milieu de constantes ε, μ .

λ_c = longueur d'onde de coupure.

$$\frac{1}{\lambda_{exc.}^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (18)$$

5. — Application des résultats précédents aux atténuateurs à piston.

Dans le cas où l'on excite un guide par une onde de fréquence f inférieure à sa fréquence de coupure, sa constante de propagation, est purement réelle et se réduit, comme nous l'avons vu à une constante d'atténuation donnée par la formule :

$$\alpha = \frac{2\pi f_c}{c} \sqrt{\varepsilon\mu} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \\ = \frac{2\pi f_c \sqrt{\varepsilon\mu}}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2} \quad (14)$$

Si une telle onde parcourt un guide, son amplitude E en un point quelconque et son amplitude E_l en un point situé à la distance l du précédent sont liées par la relation :

$$E_l = E e^{-\alpha l}$$

L'affaiblissement pour une longueur l , exprimé en Nepers, est donc donné par :

$$A = \text{Log}_e \frac{E_l}{E} = -\alpha l$$

Le nombre α exprime l'affaiblissement par unité de longueur en Nepers. Comme 1 Neper = 8,686 db
 α Nepers = 8,686 α db
l'affaiblissement par unité de longueur, en db, est donc $A = 8,686 \alpha$

Posons maintenant

$$B = \frac{2\pi f_c}{c} \sqrt{\varepsilon\mu} \quad (15)$$

Dans le système de Gauss, pour le vide (et pratiquement pour l'air)

$$\varepsilon = \mu = 1 \quad v = c,$$

on a donc :

$$B = \frac{2\pi f_c}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_c}$$

On peut alors dresser le Tableau I.

6. — Tolérance à observer lors de l'alésage du cylindre d'un atténuateur à piston cylindrique.

L'affaiblissement d'un atténuateur à piston est donné en fonction de la longueur d'onde d'excita-

tation et de la longueur d'onde de coupure par la formule générale (14) qui est de la forme :

$$\alpha = \frac{Q}{\lambda_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2} \quad (17)$$

d'où

$$\alpha^2 = \frac{Q^2}{\lambda_c^2} \left[1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2 \right]$$

Si D est le diamètre du cylindre,

la longueur d'onde de coupure est de la forme :

$\lambda_c = KD$ quel que soit le type d'onde considéré.

On a donc :

$$\alpha^2 = \frac{Q^2}{K^2 D^2} \left[1 - \frac{K^2 D^2}{\lambda^2} \right] = Q^2 \left(\frac{1}{K^2 D^2} - \frac{1}{\lambda^2} \right)$$

d'où en différenciant :

$$\alpha d\alpha = - \frac{Q^2}{K^2 D^3} dD$$

Divisons les 2 membres par α^2 , on trouve :

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = - \frac{dD}{D \left(1 - \frac{K^2 D^2}{\lambda^2} \right)} \quad (18)$$

APPLICATION NUMÉRIQUE

Atténuateur utilisant une onde du type E_0 (TM_{01})

Donnons nous $D = 0,8$ cm $\lambda = 3$ cm $\lambda_c = KD = 1,305 D = 1,305 \times 0,8 = 1,044$ cm, ce qui correspond à un affaiblissement de 48,95 db par cm à 3 cm de longueur d'onde,

on a : $K^2 D^2 = 1,09$

$$\begin{aligned} \text{d'où} \quad \frac{d\alpha}{\alpha} &= - \frac{dD}{D \times 0,879} \\ \frac{d\alpha}{\alpha} &= - 1,14 \frac{dD}{D} \end{aligned}$$

l'erreur relative sur l'affaiblissement résultant de l'imprécision de réalisation de l'atténuateur, est donc à peu près la même que celle qui est commise lors de l'alésage du cylindre.

Atténuateur utilisant une onde du type H_1 (TE_{11})

Donnons nous $D = 0,9$ cm $\lambda = 3$ cm $\lambda_c = 1,705 D \times 0,9 = 1,5345$ ce qui correspond à un affaiblissement de l'ordre de 36 db cm.

On a : $K^2 D^2 = \lambda_c^2 = 2,353$

$$\text{d'où} \quad \frac{d\alpha}{\alpha} = - \frac{dD}{D \left(1 - \frac{2,353}{9} \right)} = - \frac{dD}{D \times 0,739}$$

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = - 1,35 \frac{dD}{D}$$

La précision mécanique à exiger de la réalisation d'un atténuateur de ce type est donc un peu supérieure à celle de l'atténuateur du type précédent.

7. — Tolérance à observer lors de la réalisation d'un atténuateur à piston à section rectangulaire.

Le calcul d'erreur est analogue à celui qui a été fait dans le paragraphe précédent, les formules ayant des formes identiques. Il suffit de remplacer dans l'expression finale (18) le diamètre D par le grand

TABLEAU I

Atténuateur à piston cylindrique de diamètre D

Type d'onde	λ_c	$B = \frac{2\pi f_c}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_c}$	Affaiblissement en NEPERS par cm.	Affaiblissement en db. par cm.
E_0 (TM_{01})	1,305 D	$\frac{4,81}{D}$	$\frac{4,81}{D} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$	$\frac{41,8}{D} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$
H_1 (TE_{11})	1,705 D	$\frac{3,682}{D}$	$\frac{3,682}{D} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$	$\frac{32,18}{D} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$

Atténuateur à piston à section rectangulaire (grand côté a , petit côté b)

Type d'onde	λ_c	$B = \frac{2\pi f_c}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_c}$	Affaiblissement en NEPERS par cm.	Affaiblissement en db. par cm.
H_{01}	$2a$	$\frac{\pi}{a}$	$\frac{\pi}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$	$\frac{27,255}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$

côté a du guide rectangulaire et le facteur K par 2 dans le cas de l'onde H_{01} .

On obtient alors l'expression suivante :

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = - \frac{d a}{a \left(1 - \frac{4 a^2}{\lambda^2}\right)} \quad (19)$$

à l'aide de laquelle on peut faire les calculs d'erreurs.

8. — Impédance d'entrée de l'atténuateur à piston.

Pour résoudre le problème de l'adaptation de l'atténuateur au guide ou au coaxial d'excitation il faut connaître l'impédance d'entrée de l'atténuateur à piston.

Nous allons maintenant calculer cette impédance.

Nous partirons des relations suivantes qui ont été établies précédemment :

$$U = e^{j\omega t - \gamma z} f(u_2, u_3) = e^{j\omega t} e^{(-\alpha - j\beta)z} f(u_2, u_3) \quad (6)$$

$$\frac{\partial U}{\partial u_1} = \frac{\partial U}{\partial z} = (-\alpha - j\beta) U \quad (6')$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial u_1^2} = \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = (-\alpha - j\beta)^2 \frac{\partial U}{\partial z} = (\alpha + j\beta)^2 U \quad (6'')$$

d'où l'on a tiré l'équation de Bromwich valable pour un guide droit de section quelconque

$$\xi^2 U = \frac{1}{h_2 h_3} \left[\frac{\partial}{\partial u_2} h_3 \frac{\partial U}{\partial u_2} + \frac{\partial}{\partial u_3} h_2 \frac{\partial U}{\partial u_3} \right] = 0 \quad (8)$$

avec

$$\xi^2 = \gamma^2 + K^2 = (\alpha + j\beta)^2 + K^2 \quad (9)$$

Les solutions des équations de Maxwell sont alors les suivantes :

Ondes électriques

$$\left. \begin{aligned} Hz &= 0 & Ez &= K^2 U + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} \\ H_2 &= \frac{j \frac{\omega}{c} \varepsilon}{h_3} \frac{\partial U}{\partial u_3} & E_2 &= \frac{1}{h_2 \partial z} \frac{\partial^2 U}{\partial u_2} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$\left. \begin{aligned} H_3 &= - \frac{j \frac{\omega}{c} \varepsilon}{h_2} \frac{\partial U}{\partial u_2} & E_3 &= \frac{1}{h_3 \partial z} \frac{\partial^2 U}{\partial u_3} \end{aligned} \right\}$$

Ondes magnétiques

$$\left. \begin{aligned} Hz &= -K^2 U - \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} & Ez &= 0 \\ H_2 &= - \frac{1}{h_2 \partial z} \frac{\partial^2 U}{\partial u_2} & E_2 &= \frac{j \frac{\omega}{c}}{h_3} \mu \frac{\partial U}{\partial u_3} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} H_3 &= - \frac{1}{h_3 \partial z} \frac{\partial^2 U}{\partial u_3} & E_3 &= \frac{-j \frac{\omega}{c}}{h_2} \mu \frac{\partial U}{\partial u_2} \end{aligned} \right\}$$

Considérons d'abord les ondes de type électrique :
Tenant compte des équations (6), (6'), (6''), on trouve :

Ondes électriques

$$Ez = K^2 U + (\alpha + j\beta)^2 U \quad Hz = 0$$

$$E_2 = \frac{1}{h_2} (-\alpha - j\beta) \frac{\partial U}{\partial u_2} \quad H_2 = \frac{j \frac{\omega}{c} \varepsilon}{h_3} \frac{\partial U}{\partial u_3}$$

$$E_3 = \frac{1}{h_3} (-\alpha - j\beta) \frac{\partial U}{\partial u_3} \quad H_3 = - \frac{j \frac{\omega}{c} \varepsilon}{h_2} \frac{\partial U}{\partial u_2}$$

ou encore en combinant les 4 dernières équations :

$$Ez = K^2 U + (\alpha + j\beta)^2 U \quad Hz = 0$$

$$E_2 = \frac{(\alpha + j\beta) H_3}{j \frac{\omega}{c} \varepsilon} \quad E_3 = - \frac{(\alpha + j\beta) H_2}{j \frac{\omega}{c} \varepsilon} \quad (22)$$

Par définition, l'impédance d'onde est donnée par la relation :

$$Z = - \frac{E_3}{H_2} = \frac{E_2}{H_3} \quad (25)$$

On en conclut que, pour les ondes électriques :

$$Z = \frac{\alpha + j\beta}{j \frac{\omega}{c} \varepsilon} \quad (26)$$

En particulier :

lorsqu'il y a propagation sans affaiblissement : $\alpha = 0$, on a donc pour les ondes électriques :

$$Z = \frac{\beta}{\frac{\omega}{c} \varepsilon} \quad (28)$$

or

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

λ_g étant la longueur d'onde dans le guide rempli d'une substance de constantes ε et μ .

$$\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda \sqrt{\varepsilon \mu}}$$

d'après (2'), λ étant la longueur d'onde correspondant à la pulsation ω dans un espace indéfini de constantes ε , μ .

Donc :

$$Z = \frac{\lambda}{\lambda_g} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (29)$$

relation bien connue (1).

Revenons maintenant aux ondes du type magnétique.

Tenant compte des relations (6) (6') (6'') dans (21) on trouve :

(1) voir par exemple Lamont Wave Guides p. 61.

$$\begin{aligned}
 E_z &= 0 & H_z &= -K^2 U - (\alpha + j\beta)^2 U \\
 E_2 &= \frac{j \frac{\omega}{c} \mu}{h_2} \frac{\partial U}{\partial u_2} & H_2 &= \frac{1}{h_2} (\alpha + j\beta) \frac{\partial U}{\partial u_2} \\
 E_3 &= -\frac{j \frac{\omega}{c} \mu}{h_3} \frac{\partial U}{\partial u_3} & H_3 &= \frac{1}{h_3} (\alpha + j\beta) \frac{\partial U}{\partial u_3}
 \end{aligned} \quad (29)$$

ou encore en combinant les 4 dernières équations :

$$\begin{aligned}
 E_z &= 0 & H_z &= -K^2 U - (\alpha + j\beta)^2 U \\
 E_2 &= \frac{j \frac{\omega}{c} \mu}{\alpha + j\beta} H_2 \\
 E_3 &= -\frac{j \frac{\omega}{c} \mu}{\alpha + j\beta} H_3
 \end{aligned} \quad (30)$$

l'impédance d'onde, pour les ondes magnétiques est donc donnée par :

$$Z = \frac{E_2}{H_2} = \frac{j \frac{\omega}{c} \mu}{\alpha + j\beta} \quad (31)$$

En particulier, lorsqu'il y a propagation sans affaiblissement :

$\alpha = a$, on a donc pour les ondes magnétiques :

$$Z = \frac{\frac{\omega}{c} \mu}{\beta} \quad (32)$$

or $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$

λ_g étant la longueur d'onde dans le guide rempli d'une substance de constantes ϵ, μ .

$$\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda \sqrt{\epsilon \mu}}$$

d'après (2') λ étant la longueur d'onde correspondant à la pulsation ω dans un espace indéfini de constantes ϵ, μ .

donc $Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda}$ (33)

formule bien connue (1).

Cas des atténuateurs à piston.

Dans le cas des atténuateurs à piston, il y a affaiblissement sans rotation de phase :

$$\beta = 0 \quad \alpha \neq 0$$

(1) voir Lamont loc — Cit P. 61.

et les formules générales (26) et (31) donnent :

$$Z = \frac{\alpha}{j \frac{\omega}{c} \epsilon} \quad (33)$$

pour les modes électriques

$$Z = \frac{j \frac{\omega}{c} \mu}{\alpha} \quad (34)$$

pour les modes magnétiques, telles sont les relations cherchées.

α étant la constante d'atténuation, par conséquent une quantité réelle on voit que l'impédance d'entrée d'un atténuateur à piston est imaginaire pure quel que soit le mode considéré. Elle est capacitive dans le cas des modes électriques et selfique dans le cas des modes magnétiques.

Unités employées

Nous allons préciser tout d'abord les unités employées pour effectuer l'application numérique. Les formules (33) et (34) sont valables dans le système de Gauss, le seul que nous ayons employé jusqu'ici.

Dans le système de Gauss, toutes les grandeurs électriques sont exprimées en U. E. S., toutes les grandeurs magnétiques en U. E. M. Donc une impédance est définie comme le rapport d'un champ électrique exprimé en U. E. S. à un champ magnétique exprimé en U. E. M.

Les équations de dimension montrent par ailleurs que :

$$| H_{UES} | = c \quad | H_{UEM} |$$

donc :

$$\left| \frac{E_{UES}}{H_{UEM}} \right| = c \left| \frac{E_{UES}}{H_{UES}} \right| = c \left| Z_{UES} \right|$$

= Impédance donnée par l'une des formules (33) ou (34) = Z formule

Comme $1 \text{ ohm} = \frac{1}{9 \times 10^{11}} \text{ UES}$

$$Z \text{ ohms} = Z_{UES} \times 9 \times 10^{11}$$

Enfin $Z \text{ formule} = c Z_{UES} = \frac{c Z \text{ ohms}}{9 \times 10^{11}}$

ou $Z \text{ ohms} = \frac{9 \times 10^{11}}{3 \times 10^{10}} Z \text{ formule} = 30 Z \text{ formule}$ (35)

On a donc les formules pratiques suivantes :

Pour les modes électriques

$$Z_{\text{ohms}} = -\frac{j 30 \alpha}{\frac{\omega}{c} \epsilon} \quad (36)$$

α étant exprimé en Nepers et c en cm/sec
 ε est exprimé dans le système de Gauss. ($\varepsilon = 1$
dans le vide)

Pour les modes magnétiques

$$Z_{ohms} = j \frac{30 \frac{\omega}{c} \mu}{\alpha} \quad (37)$$

α étant exprimé en Nepers et c en cm/sec, μ est
exprimé dans le système de Gauss ($\mu = 1$ dans le
vide).

REMARQUE. Cherchons l'équation aux dimensions
correspondant à la formule (33).

α est homogène à l'inverse d'une longueur, puis-
qu'il exprime l'affaiblissement par unité de longueur.

la pulsation $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ est homogène à T^{-1} , donc :

$$|Z| = \left| \frac{\frac{1}{L}}{\frac{T^{-1}}{c} \varepsilon} \right| = \left| \frac{c}{LT^{-1} \varepsilon} \right| = \left| \frac{1}{\varepsilon} \right|$$

C'est donc une quantité sans dimensions.

On trouve de même ; comme équation de dimen-
sions correspondant à la formule (34) = $Z = \mu$
quantité également sans dimensions.

Ce résultat est d'ailleurs évident si l'on se souvient
que :

$$\begin{aligned} |H_{UEM}| &= M^{1/2} L^{1/2} T^{-2} \\ |E_{UES}| &= M^{1/2} L^{1/2} T^{-2} \end{aligned}$$

Conclusion : Dans les formules (33) et (34) Z
s'exprime dans le système de Gauss par un nombre
sans dimensions.

APPLICATION NUMÉRIQUE.

1) Atténuateur à piston cylindrique utilisant une
onde du type E_0

Considérons le cas d'un atténuateur de 8 mm de
diamètre. Pour une longueur d'onde d'excitation
de 3,2 cm, l'affaiblissement est de 49,37 db/cm —

or, $1 \text{ db} = \frac{1}{8,686} \text{ Néper}$.

L'affaiblissement est donc de :

$$\frac{49,37}{8,686} = 5,69 \text{ Néper/cm}$$

et l'impédance d'entrée de l'atténuateur pour cette
longueur d'onde et pour une longueur d'atténuation
de 1 cm, est :

$$Z = -j \frac{5,69 \times 3,2}{2\pi} = -j 2,9$$

c'est une impédance capacitive.

Calculons cette impédance en ohms ; nous avons :

$$Z = \frac{E_{UES}}{H_{UEM}} = c \frac{E_{UES}}{H_{UES}} = c Z_{UES}$$

donc, $Z \text{ ohms} = 30 Z \text{ formule} = -j 87 \text{ ohms}$

Cherchons la valeur de la capacité équivalente C :

On peut écrire :

$$\frac{1}{C \omega} = 87 \text{ ohms} \quad \text{d'où } C = 0,183 \mu\mu F$$

II) Atténuateur à piston cylindrique utilisant une
onde du type H_1

Nous utiliserons la formule (34)

Considérons le cas d'un atténuateur de 9 mm de
diamètre, l'affaiblissement par cm, pour $\lambda = 3,2 \text{ cm}$
est de :

$$\begin{aligned} \alpha \text{ Népers} &= \frac{3,682}{0,9} \sqrt{1 - \left(\frac{1,705 \times 0,9}{3,2}\right)^2} \\ &= 4,1 \times 0,72 = 2,95 \text{ Népers} \end{aligned}$$

et l'impédance d'entrée de l'atténuateur pour cette
longueur d'onde et pour une longueur d'atténuation
de 1 cm. est :

$$Z = \frac{j 2\pi}{2,95 \times 3,2} = j \times 0,67$$

soit en ohms $Z \text{ ohms} = j \times 0,67 \times 30 = 20,1 \text{ ohms}$

C'est une impédance selfique

La self équivalente L est telle que $L\omega = 20,1$

On trouve $L = 320 \text{ micromicrohenrys}$.

9. — Conclusion : Adaptation de l'atténuateur au
guide ou au coaxial d'excitation dans une bande
de fréquence déterminée.

Puisque l'impédance d'entrée d'un atténuateur
à piston est une réactance pure, il est toujours indis-
pensable, pour l'adapter à un guide ou à un coaxial
d'excitation, d'introduire un élément dissipatif
quelque part en amont de l'atténuateur à piston.

Plusieurs procédés ont été décrits dans la litté-
rature (1).

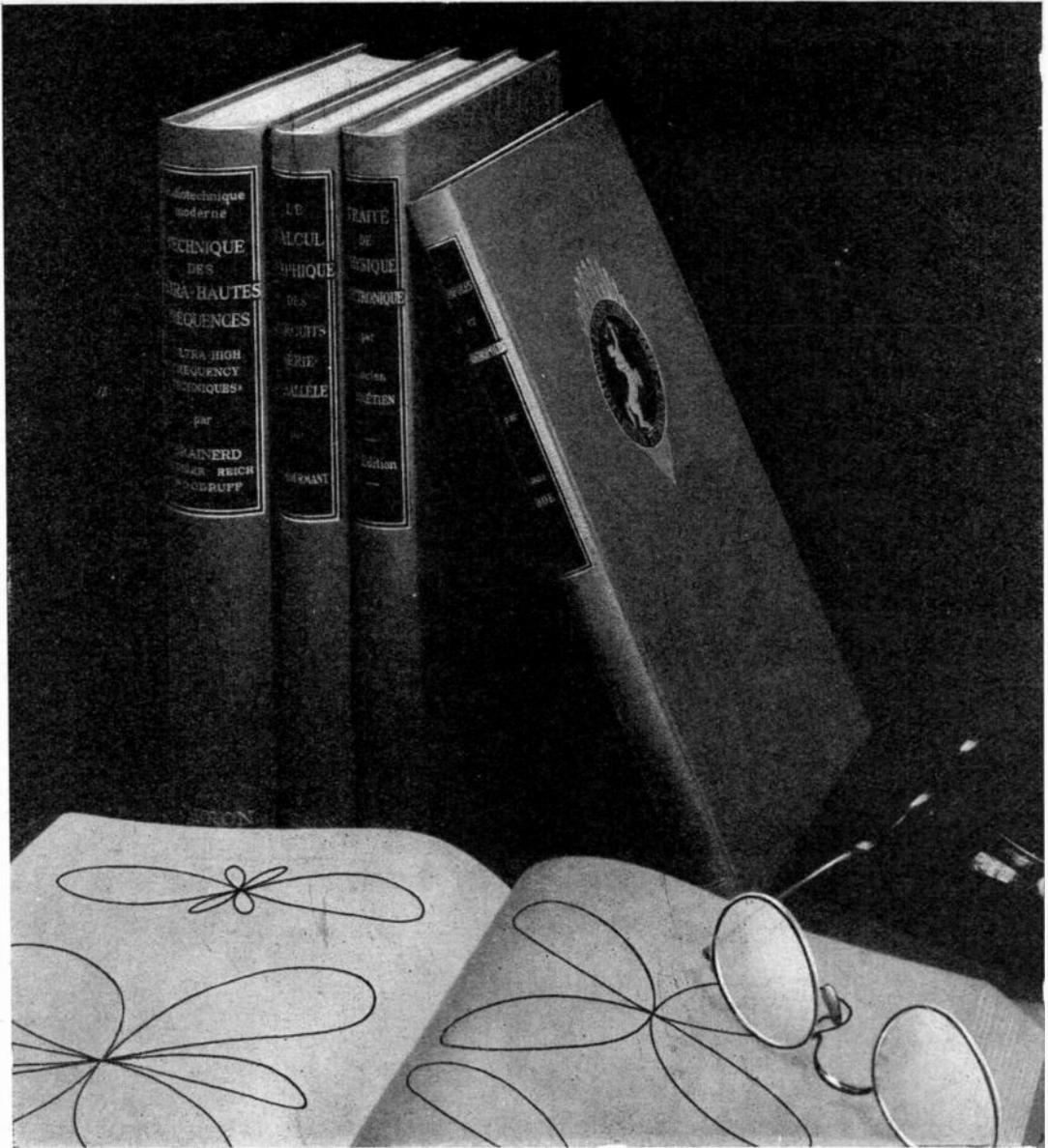
Du point de vue mathématique, nous avons vu
qu'un atténuateur à piston se comportait comme un
guide ayant un affaiblissement de α nepers par unité
de longueur ; en fait, il n'y a pas dissipation d'énergie
dans le guide lui-même mais réflexion d'une partie
de la puissance incidente et c'est la raison profonde
pour laquelle il est nécessaire d'introduire un élé-
ment dissipatif en amont de l'atténuateur.

(1) Voir par exemple : R. J. CLAYTON, J. E. HOULDIN, H. R. LAMONT
et W. E. WILLSHAW.

Onde électrique N° 238 janvier 1947 : Mesures radio dans les bandes
d'ondes décimétriques et centimétriques.

J. I. E. E. part. III march 1946.

Radio measurements in the decimetre and centimetre wave bands



COLLECTION DE HAUTE TECHNIQUE DES ÉDITIONS CHIRON

TECHNIQUE DES ULTRA-HAUTES FRÉQUENCES, par BRAINERD

Un volume de 614 pages. — Relié : 2.000 fr.

LE CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS SÉRIE-PARALLÈLE, par MOURMANT

Un volume de 404 pages. — Relié : 1.500 fr.

TRAITÉ DE PHYSIQUE ÉLECTRONIQUE, par Lucien CHRÉTIEN

Un volume de 400 pages. — Broché : 980 fr. — Relié : 1.100 fr.

DIPÔLES ET QUADRIPOLES par Louis BOË

Un volume de 148 pages. — Broché : 1.050 fr. — Relié : 1.160 fr.

Reliures grenat, décor bronze et noir, pleine toile. Format. 15,5 × 24,5 cm

• • • • • *Ajouter à ces prix 15 % pour couvrir les frais d'envoi* • • • • •

EDITIONS ETIENNE CHIRON, 40, r. de Seine, PARIS-6^e — C. C. P. PARIS 53-35

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul 31.0473 — Dépôt légal : 1^{er} trimestre 1950 — I. n° 25 — E. n° 20 — La Gérante : M^{me} Chiron

CE NUMÉRO SPÉCIAL

DU

CONGRÈS DE L'ÉLECTRONIQUE

est sorti des presses de l'imprimerie

MARCEL BON, A VESOUL

La Publicité a été réunie et les
annonces ont été créées par l'

AGENCE PUBLÉDITEC DOMENACH

Les photographies publicitaires sont de

JEAN ALBERT

Les clichés texte et publicité de la

PHOTOGRAVURE C. HAIK

et de ses spécialistes sous la direction de

M. PARIS

LISTE ALPHABÉTIQUE DES ANNONCEURS

	page		page
A. C. R. M.	54	PHILIPS MINIWATT	49
ARENA	43	PHILIPS INDUSTRIE	50
AROLA	58	PORTENSEIGNE	54
ARTEX	47	PRÉCISION ÉLECTRIQUE	58
		PRESALE (Ets de)	23
BAUGATZ	57		
CABLES de LYON	44	RADIO AIR	56
CENTRAD	27	RADIO ÉQUIPEMENTS	52
COMPAGNIE des COMPTEURS	13	RADIOHM	33
COMPAGNIE GÉNÉRALE de T. S. F.	2 et 3	RADIO INDUSTRIE	25
		RADIOPHON	17
DERVEAUX (Laboratoires)	15	RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE	22
DYNA	56	RADIOTECHNIQUE	28
		RIBET & DESJARDINS	20
FERISOL	18	ROHDE et SCHWARTZ	52
FERRIX	52		
		S. A. C. M.	24
GALLUS	30	SADIR CARPENTIER	6 et 7
GAILLARD	44	SAFCO TREVOUX	34
FOTOS (Compagnie des Lampes)	30	SAREG	42
GUERPILLON	36	S. E. A.	60
		SECURIT	38
INDUSTRIELLE des TÉLÉPHONES	46	S. E. M.	48
		S. E. R. F.	56
LAGANNE	54	SEXTA	41
L. C. T.	4-5 et 12	S. F. M. E.	57
LELAND-RADIO	53	S. F. R.	8 et 9
L. I. E.	55	S. I. C.	26
LIPA	57	SIGOGNE	54
L. M. T.	28 et 40	SOFIN	32
L. T. T.	22	SOPAREL	17
		STEL	24
MARTIN V.	52	SUPERSONIC	37
MELODIUM	31		
M. C. B.	26	TELEC	29
M. F. A. R.	16	TÉLÉVISION INDUSTRIELLE	56
METOX	21	THOMSON-HOUSTON	10
METRIX (Compagnie Générale de Métrologie)	45	TRÉFILIERIES du HAVRE	11
OMEGA	14	VEDOVELLI	56
OPELEM	58	VERRERIE SCIENTIFIQUE	26
		VISODION	59
		VISSEAUX	39
		WESTINGHOUSE	35

Mieux
qu'un
rhéostat

Plus
qu'un
survolteur
dévolteur

Pour toutes applications
exigeant une tension
précise...

L'ALTERNOSTAT "FERRIX"

permet un réglage de 0 à 136%
de la tension du réseau.

Modèle monophasé
Modèle triphasé

S. A. F. A. R. E.

"FERRIX"

98, Avenue Saint-Lambert — NICE
Téléphone 849-29
Agence de Paris :
172, rue Legendre - 17^e Tél. Mar. 99-21

Documentation sur demande

AUTRES FABRICATIONS:
Survolteurs-dévolteurs
(modèles radio et industriels)

R. L. Dupuy



INCOMPARABLE EN
QUALITÉ ET PRÉCISION

La Maison
— DES SPÉCIALISTES —

ROHDE & SCHWARZ

APPAREILS DE MESURE

POUR BASSES ET HAUTES FRÉQUENCES
ainsi que pour la technique décimétrique

Enregistreur de courbes de
réponse pour BF et fré-
quences porteuses ;
Horloges à quartz ;
Générateurs BF à battements ;
Générateurs RC ;
Générateurs de mesures
(800 Mcy) ;
Générateurs avec modulation
d'amplitude et de fré-
quence ;
Générateurs HF de puissance ;
Voltmètres à lampe avec
sonde ;
Voltmètres à sonde UHF ;
Voltmètres électroniques p.
HT ;
Amplificateurs de mesures ;
Mesureurs de Champs
(500 Mcy) ;
Récepteurs de mesure
(800 Mcy) ;

Mesureurs de champs de
perturbation ;
Fréquencecètre
(... 3000 Mc, $\pm 2.10^{-5}$) ;
Mesureur du taux de Swing ;
Analyseur de fréquence ;
Mesureurs de niveau ;
Microphones étalonnés ;
Haut-parleurs étalonnés ;
Décades de résistances, de
capacité et de selfs ;
Microcapacimètre ;
Mesureurs de conductances ;
Mesureurs de facteur de perte ;
Distorsiomètres ;
Q-mètre à lecture directe ;
Mesureurs d'isolement ;
Mesureur de bruit ;
Mégohmmètre HT ;
Chercheur de câble ;
etc...

Prix de fabrication et tous autres renseignements sur demande

AGENCE KIRCHNER & KLEIN
10, Parkstrasse — SARBRÜCK 3 — TÉL. : 45.68

LIQUIDATION de stocks des

SURPLUS AMÉRICAINS

de matériel de guerre allemand et italien
Lampes américaines d'origine



Grand choix de

MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE

Standard, combinés, annonceurs, jacks
et toutes pièces détachées



MATÉRIEL D'ÉMISSION

Récepteurs, émetteurs à revoir
pièces détachées



En stock

10.000 RELAIS DIVERS

montés et en pièces détachées

V. MARTIN

16, rue Berbier-du-Mets
PARIS — 13^e
TÉL. : GOB. 73-34 - C.C.P. 2168 81 PARIS
Métro : GOBELINS

Pub. S. ROBILLARD

PLAN MARSHALL
POUR TOUS VOS PROBLÈMES
DE RECHERCHE ET DE CONSTRUCTION



APPAREILS DE
MESURES - MATÉRIEL
ELECTRONIQUE
EMISSION - RÉCEPTION
TUBES - ETC

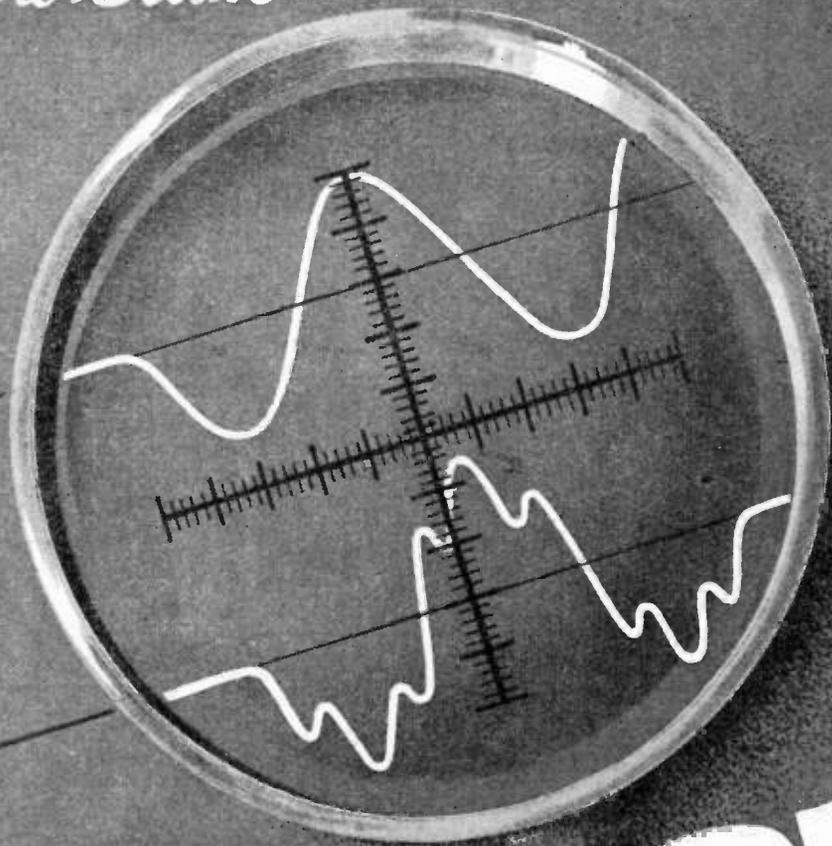
*vous propose
une solution*

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

RADIO-ÉQUIPEMENTS

65, rue de Richelieu - PARIS 2^e - RIC. 49.88

Le Double Beam



COSSOR

SUPPRIME LE COMMUTEUR ELECTRONIQUE ET PERMET DE
MESURER INSTANTANEMENT LES TENSIONS ET LES TEMPS

MODÈLE 1035 (Radio)

- ECRAN PLAT
- AMPLI VERTICAL : 20 Cs. A 7 Mc.
- BALAYAGE 6 A 60.000 Cs.
- BASE DE TEMPS DECLANCHEE (TRIGGER)

MODÈLE 1049 (Industriel)

- ECRAN PLAT
- AMPLI VERTICAL : DU CONTINU A 100 Ke.
- BALAYAGE 150 ms A 1.5 s.
- BASE DE TEMPS DECLANCHEE (TRIGGER)
- ET CAMERAS, ETC...

LELAND-RADIO — M. BAUDET — 6, RUE MARBEUF — PARIS-8^e — TÉL. ELY. 11-26

M. PORTENSEIGNE

80, BOULEVARD SÉRURIER, PARIS (19^e)
BOTZARIS 71-74

présente

SES ANTENNES — RÉPUTÉES —

" M. P. "

DOUBLET SIMPLE ———— DEMI-FOLDED
DOUBLET-RÉFLECTEUR

SALON INTERNATIONAL
DE LA PIÈCE DÉTACHÉE
— ALLÉE A — STAND 23 —

TÉLÉVISION ★ RÉCEPTION
— ÉMISSION —

*12 années de pratique
et d'expérience technique*

TOUTES ÉTUDES ET DEVIS SUR DEMANDE

J.-A. NUNÈS — 45B



ETABLISSEMENTS

Laganne ET C^{IE}

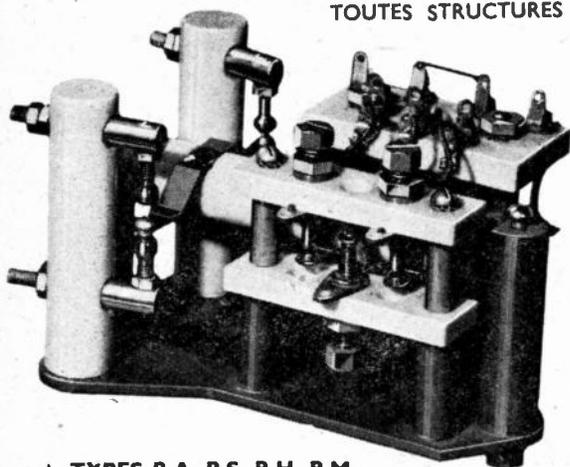
PARIS XI^e

ROQ 33-95-96

12, RUE DE LA FOLIE • REGNAULT

RELAIS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

TOUTES STRUCTURES



- ★ TYPES R.A. R.S.-R.H. R.M.
pour SIGNALISATION — TÉLÉCOMMANDE
— TÉLÉPHONIE — COMMUTATION
— PROTECTION — DÉMARRAGE
- ★ MOTEURS pas à pas M. P. P. (STEPPING RELAY) pour compteurs d'impulsions, signalisation à temps, commutation à distance.
- ★ CONDENSATEURS VARIABLES et AJUSTABLES à AIR sur stéatite.
- ★ CONDENSATEURS « BUTTERFLY »

A.C.R.M. 18, RUE DE SAISSET
MONTROUGE (SEINE) — TÉL. ALE 00.76

APPAREILS DE MESURES *électriques*



SIGOGNE ET C^{IE}

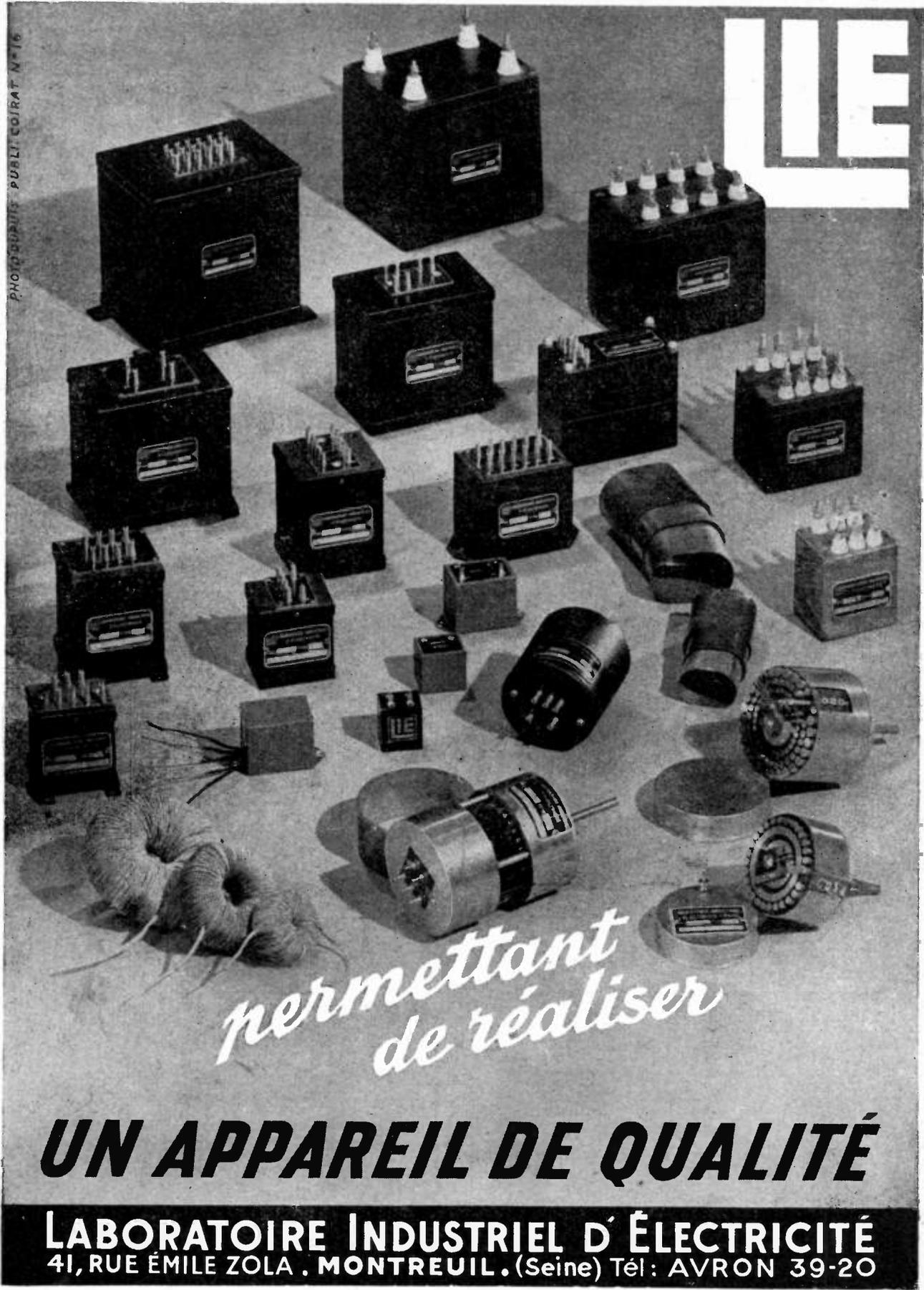
4 - 6 - 8, RUE DU BORRÉGO - PARIS-XX^e

— TEL. : MÉNIL 93-40 et 41 —

AG. PUBLEDTEC DOVLENACH

PIÈCES DÉTACHÉES B.F.

PHOTOGRAPHIE PUBLI-COIRAT N°16



*permettant
de réaliser*

UN APPAREIL DE QUALITÉ

LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ
41, RUE ÉMILE ZOLA . MONTREUIL . (Seine) Tél : AVRON 39-20

RADIO AIR
FOURNISSEUR DES DÉPARTEMENTS
MINISTÉRIELS



FICHES
BOUTONS
CONDENSATEURS
●
MATÉRIEL
PROFESSIONNEL

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES
S.A. CAPITAL 5.000.000 Frs
2, Avenue de la MARNE-ASNIÈRES (Seine) Tél: GRÉ. 12-06
Usines à NEUILLY-²/₂-Seine et BRIONNE (Eure)

DYNA

*Le spécialiste
de la pièce spéciale*

**MATÉRIEL
ONDES ULTRA COURTES
OUTILLAGE
TOUS MODÈLES
DE CONTACTEURS
MANIPULATEURS
BUZZERS
POUR LECTURE AU SON**

Catalogue technique
Arm. CHABOT
36, AV^{UE} GAMBETTA - PARIS

Condensateurs au Mica
SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF
Procédés « Micargent »

Condensateur
"MINIATURE"
au mica
(jusqu'à 1.000 pf,
1.500 v.)



Grandeur nature

SSM RADIO

André SERF
127, Faubourg du Temple
PARIS (10^e) Nor 10-17

PUBL RAPHY

TOUS LES TRANSFORMATEURS

TRANSFOS D'ALIMENTATION
Entièrement conformes aux règles
de l'U.T.E.

SELS INDUCTANCE
Modèles spéciaux tropicalisés
SURVOLTEURS - DÉVOLTEURS

— Branche Professionnelle —
TOUS LES TRANSFOS, SELS ET B.F.
Pour : Émission, Réception
Télévision, Sonorisation

TRANSFOS HTE ET BSE TENSION
Toutes applications industrielles
LES PLUS HAUTES RÉFÉRENCES

ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C^{IE}
5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

RADIO ET INDUSTRIE

**APPLICATIONS INDUSTRIELLES
DE LA
TÉLÉVISION**

- ★ CAMERAS étanches
- ★ EQUIPEMENTS spéciaux pour prises de vues toutes définitions
- ★ OSCILLOSCOPE de contrôle
- ★ MIRE ÉLECTRONIQUE de Laboratoire et simplifiée de dépannage
-
- ★ COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE
-



Tous Renseignements à la

TÉLÉVISION INDUSTRIELLE
2, Rue Vincent - PARIS 19^e — TÉL. MOR 80-42

GEAD

Noyaux Magnétiques

H.F. B.F.

Supports de bobinage en matière plastique

Matériel professionnel

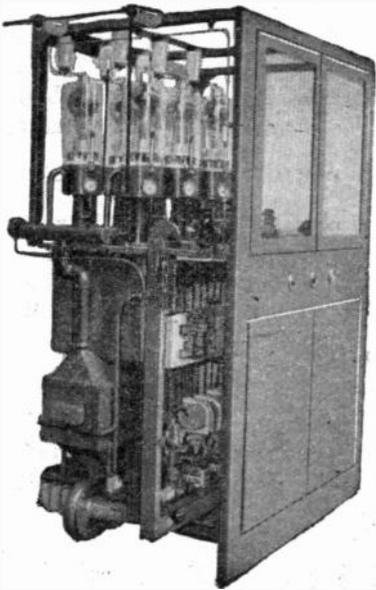


LABORATOIRE INDUSTRIEL de PHYSIQUE APPLIQUÉE
 67, Rue Marie-Anne Colombier - BAGNOLET (Seine)
 Tel. : AVR. 38-87

S. F. M. E.

Société Française de Matériel Electrique

62, Rue Denis-Papin, PANTIN (Seine) - Téléphone : NORD 47-62



Redresseur — 15.000 volts — 5 ampères

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés.
- Transformateurs spéciaux.
- Réglage de la Tension.
- Tableaux et pupitres de commande.

Nombreuses Références dans les Stations d'Emission

PANTIN

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES POUR L'AVIATION



LB

LUDWIG BAUGATZ

SARREBRUCK - BREBACH / SARRE

AGENCE DE PARIS: STEAFIX - PARIS 18^e - 17, RUE FRANCOEUR - MON 02-93

KEMPE



PHASEMÈTRE électronique

- ★ GÉNÉRATEURS H. F.
à tension de sortie étalonnée
- ★ Q MÈTRES
- ★ FRÉQUENCEMÈTRES H. F.
- ★ CONDENSATEURS VARIABLES

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, RUE CROCÉ-SPINELLI, 10 — PARIS (XIV^e)

TÉL. SÉG. 73-44

l'œil électrique

Résoud vos problèmes

de **SÉCURITÉ**
de **CONTROLE**
de **COMMANDE**
AUTOMATIQUE
A DISTANCE

par variation électrique ou magnétique
par interception ou variation d'un rayon
lumineux
ou par sélection de couleurs

Etude de tous les besoins particuliers

Notice des appareils standard
sur demande



AROLA

16, RUE CAIL - PARIS 10^e Bot. 78-69

APPAREILS

D'ENREGISTREMENT SUR BANDE MAGNÉTIQUE

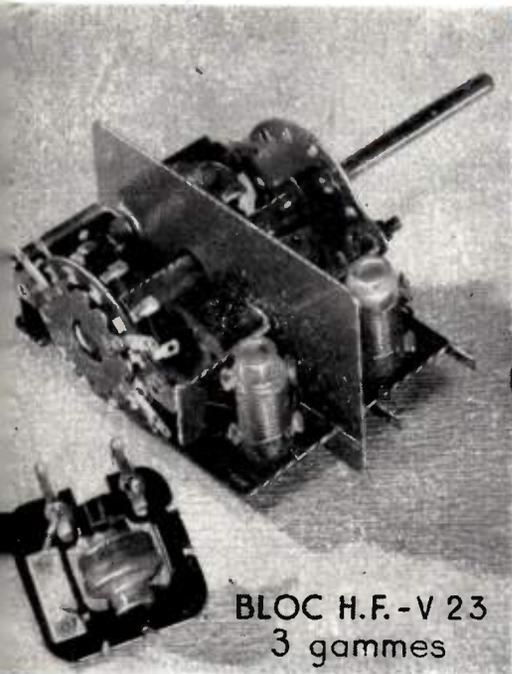
- ★
- ★ POUR LA MUSIQUE
Professionnels et Amateurs
- ★ POUR LES REPORTAGES
- ★ POUR LES CINÉASTES
AMATEURS
- ★ POUR LE BUREAU
- ★
- ★ Tous RENSEIGNEMENTS
et DOCUMENTATION

Société O P E L E M

92, Avenue des Champs-Élysées — PARIS-8^e

TÉLÉPHONE : ÉLYSÉE 63-14

Ateliers de Construction : BOULOGNE-BILLANCOURT



BLOC H.F.-V 23
3 gammes

Bobinages VISODION

UNE TECHNIQUE **SURE** A L'AVANT-GARDE DU PROGRÈS.

VISOMATIC

Original,
Rationel,
Esthétique,

LE VISOMATIC

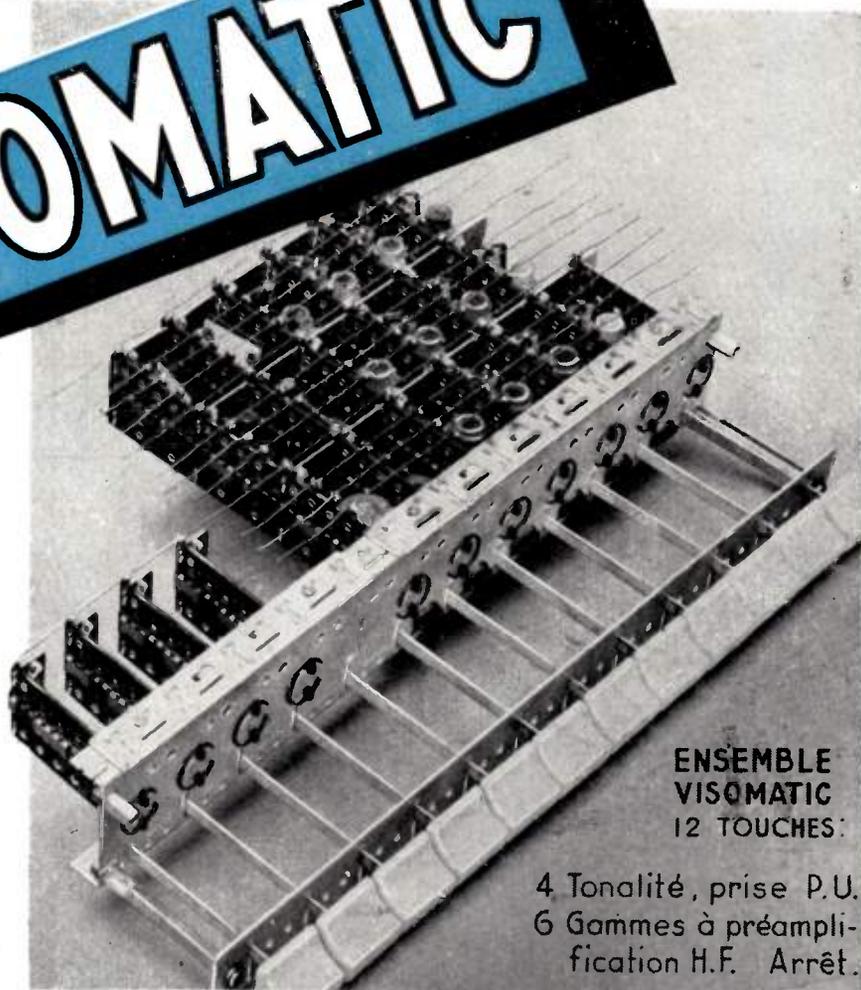
autorise un nombre quelconque

- ★ de gammes de fréquences ;
- ★ de circuits accordés ;
- ★ de bandes étalées ;

Son clavier peut
aussi commuter :

- ★ un cadre éventuel ;
- ★ plusieurs sélectivités ;
- ★ plusieurs tonalités ;
- ★ divers haut-parleurs ;
- ★ tous circuits spéciaux.

Ce sera votre bloc !



ENSEMBLE
VISOMATIC
12 TOUCHES :

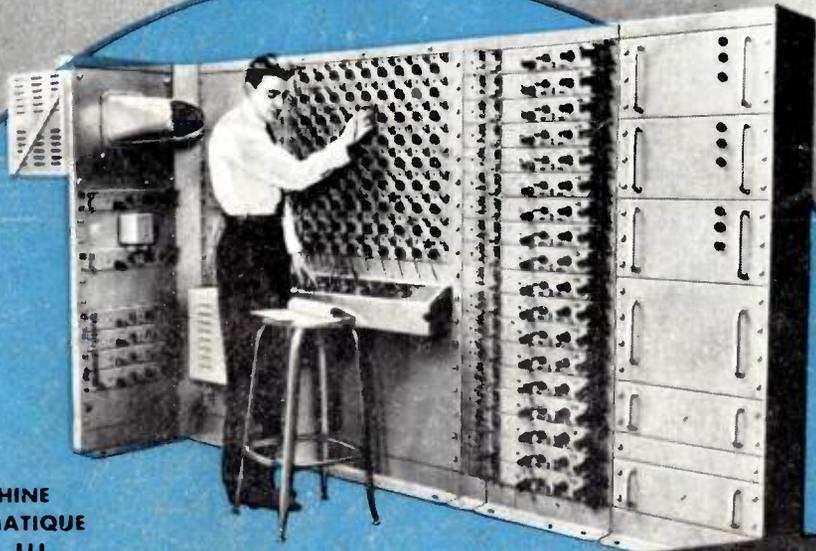
4 Tonalité, prise P.U.
6 Gammes à préamplification H.F. Arrêt.

S^{té} VISODION 11, Quai National - PUTEAUX (Seine) LON.02-04

"Time is money"

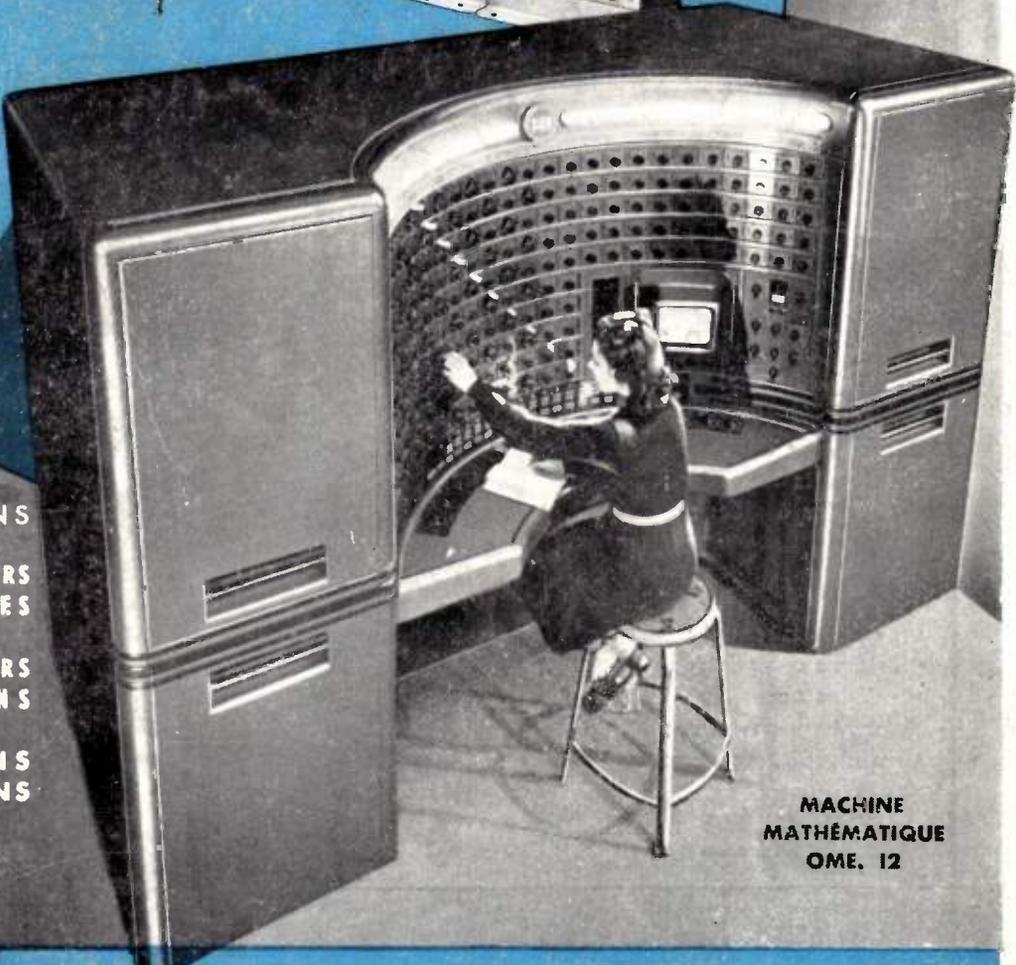
ÉCONOMISEZ DES *millions*
AVEC
LES MACHINES A CALCULER

Électroniques



MACHINE
MATHÉMATIQUE
OME. III

•
RÉSOLVANT DES ÉQUATIONS
ALGÈBRIQUES DIFFÉRENTIEL-
LES, LINÉAIRES OU NON
CALCULS des TRANSFORMÉES
DE LAPLACE, FOURIER, ETC.



MACHINE
MATHÉMATIQUE
OME. 12

AUTRES
FABRICATIONS
•
TOUS CALCULATEURS
ÉLECTRONIQUES
•
TOUS COMPTEURS
D'IMPULSIONS
•
TACHYTRONS
DUPLICATRONS



SOCIÉTÉ d'ÉLECTRONIQUE et d'AUTOMATISME

S. A. R. L. AU CAPITAL DE 10.200.000 DE FRANCS

138, BOUL. DE VERDUN - COURBEVOIE (SEINE) - TÉL. : DÉF. 02-55

AGENCE PUBLICITEE DOMINACH