

L'ONDE ÉLECTRIQUE

34^e ANNÉE. N° 325

AVRIL 1954

PRIX : 250 FRANCS

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



NOTRE COUVERTURE

Le "carcinotron" C.O. 127 de
la C.S.F., oscillateur hyperfréquence
sur 3.000 Mc/s à large bande de fré-
quence par simple variation de la haute
tension d'alimentation.

LIRE DANS CE NUMERO

TUBES

A ONDES PROGRESSIVES

IMPULSIONS ET TELE-
COMMUNICATIONS

CONGRÈS DE L'EN-
REGISTREMENT
SONORE etc...

RADIO ET TÉLÉVISION

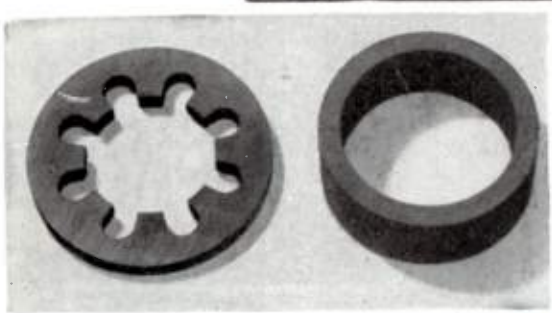
FERRITES MAGNÉTIQUES

FERROXCUBE

(Fxc)



Une presse à "filer". La fabrication des antennes-cadres



Bagues FERROXCUBE pour bobines de flexion Télévision

★ **Fabrication en grande série** = diminution des prix et régularité de qualité

★ **Pièces nouvelles** = meilleures performances des circuits.

Bagues crénelées pour bobines de déflexion télévision (bagues Y-74/39/6-3C2). Bâtonnets de grandes longueurs pour antennes-cadres. Bâtonnets filetés pour inductances réglables. Qualité Fxc 4 pour inductances utilisées jusqu'à 100 Mc/s.

■ **FERROXDURE (Fxd)** = Nouvelle céramique magnétique pour aimants permanents à champ coercitif élevé jusqu'à 2200 oersteds et à haute résistivité électrique supérieure à $10^6 \Omega \text{ cm}$. Bagues de concentration télévision - Aimants de haut-parleurs

90

S.A. LA RADIOTECHNIQUE. Division Tubes Electroniques - 130, Av. Ledru-Rollin, PARIS-XI^e - VOL. 23-09

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

FRANCE 2500 F
ETRANGER 2800 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6°)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du
Numéro :
250 francs

Vol. XXXIV

AVRIL 1954

Numéro 325

SOMMAIRE

	Pages
Phénomènes fondamentaux dans les tubes à ondes progressives	R. WARNECKE. P. GUENARD. O. DÖHLER. 323
Evolution de la technique des impulsions appliquée aux télécommunications	E.M. DELORAINE. 339
Les applications des impulsions dans les systèmes d'interconnexion téléphonique	G. LEHMANN. 342
Utilisation de systèmes à impulsions pour la transmission simultanée des signaux de téléphonie, de télégraphie et de radiodiffusion	G.X. POTIER. 347
Les multiplex à impulsions de la S.F.R.	P. RIVÈRE. 356
Le multiplex à 15 voies à modulation codée de la C.F.T.H.	J. BOISVIEUX. 363
Modulation conjuguée d'une démodulation linéaire	J.A. VILLE. 372
Représentation et mesure de l'argument et du module d'une impédance à l'oscilloscope cathodique	V. POPOVIC. 376
Ondes de courant sans tension et de tension sans courant sur deux lignes parallèles .	M. COTTE. 381
Isolement phonique de structures légères	J. PUJOLLE. R. LAMORAL. 384
Vie de la Société (Compte-rendu du Congrès sur les procédés d'enregistrement) ...	387

Sur la couverture :

Notre couverture représente au 1^{er} plan le tube « carcinotron » C.O. 127 de la C.S.F. ; ce tube auto-oscilla-
teur est accordable dans la bande 2 000 Mc/s — 4 000 Mc/s par simple variation de la haute tension, en
fournissant une puissance maximum de l'ordre de 1 000 mW.

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.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

- MM.
- 1922 M. de 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 E. 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. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
- 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité
- 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur es-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, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion -- Télévision Française.
- 1952 J. de MARE, Ingénieur Conseil.
- 1953 P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1954)

MM. G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».

Président désigné pour 1955 :

M.H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Vice-Présidents :

MM. R. AUBERT, Directeur Général adjoint de la S.F.R.
E. FROMY, Directeur de la Division Radioélectricité du L.C.I.E.
A. ANGOT, Ingénieur militaire en Chef, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

Secrétaire Général :

M.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Trésorier :

M.R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT	M. LAPOSTOLLE.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. ADAM
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT
4	Télévision.	M. MALLEIN	M. ANGEL
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE	M. GUÉNARD
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.

GRUPE DE GRENOBLE

Président. — M.-J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GRUPE D'ALGER

Président. — M. A. BLANC-LAPIERRE, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger.

Secrétaire. — M. J. SAVORNIN, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger.

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).

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

- MM. A. BLANC-LAPIERRE, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger.
L. CAHEN, ancien Ingénieur en Chef des Télécommunications.
A. CAZALAS, Ingénieur aux Laboratoires de Télévision et Radar de la Cie pour la fabrication des Compteurs.
P. CHAVASSE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
A. DANZIN, Directeur de la Société « Le Condensateur Céramique »
A. DAUPHIN, Ingénieur Militaire Principal des Télécommunications.
J. DOCKES, Ingénieur des Télécommunications, Service des Recherches et du Contrôle Technique des P.T.T.
C. MERCIER, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
J. BOULIN, Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques.
F. CARRENAY, Ingénieur en Chef au Laboratoire National de Radio-électricité.
G. CHEDEVILLE, Ingénieur Général des Télécommunications.
R. FREYMAN, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
J. MARIQUE, Secrétaire Général du C.C.R.M. à Bruxelles.
F.H. RAYMOND, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme.

MM. J.L. STEINBERG, Maître de Recherches au C.N.R.S.

L. DE VALROGER, Directeur du Département Radar-Hyperfréquences de la Cie Française Thomson-Houston.

J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.

J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.

N'GUYEN THIEN CHU, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.

G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique ».

P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.

M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.

H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.

A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »

RÉSUMÉS DES ARTICLES

PHÉNOMÈNES FONDAMENTAUX DANS LES TUBES À ONDE PROGRESSIVE, par R. WARNECKE, P. GUENARD et O. O. DOEHLER, Département Electronique du Centre de Recherches de la Compagnie Générale de T.S.F. Onde Electrique d'avril 1954 (pages 323 à 338).

Dans cet article, les auteurs rappellent dans l'introduction l'origine des divers types de tubes à onde progressive : amplificateur à onde progressive « ordinaire » et « magnétron » et oscillateurs « carcinotron » correspondants. Ils esquissent ensuite la théorie de ces divers types de tube en s'efforçant de mettre en évidence les éléments communs et les différences qui existent entre les tubes des divers types, tant en ce qui concerne le mécanisme de leur fonctionnement que leurs caractéristiques.

ÉVOLUTION DE LA TECHNIQUE DES IMPULSIONS APPLIQUÉE AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS, par E.M. DELORAINE, Président du Laboratoire Central de Télécommunications. Onde Electrique d'avril 1954 (pages 339 à 341).

L'auteur expose comment les transmissions à voies multiples sur fil, câble ou onde porteuse unique, après avoir utilisé presque exclusivement des systèmes de modulation continue par division de fréquence, se sont dirigées vers des systèmes de modulation discontinue basés sur les techniques des impulsions (division dans le temps).

Il discute rapidement les principaux systèmes de modulation par impulsions, indique l'ampleur des réalisations actuelles et termine en faisant allusion à l'emploi possible de ces techniques en commutation téléphonique automatique.

LES APPLICATIONS DES IMPULSIONS DANS LES SYSTÈMES D'INTERCONNEXION TÉLÉPHONIQUE, par G. LEHMANN, Directeur Scientifique du Laboratoire Central de Télécommunications. Onde Electrique d'avril 1954 (pages 342 à 346).

Après avoir rappelé les principes fondamentaux qui sont à la base de la commutation téléphonique automatique, et précisé les caractéristiques respectives des circuits de conversation et des circuits auxiliaires, l'auteur expose comment peuvent être utilisés les éléments de circuits électroniques, dont la rapidité de fonctionnement est susceptible de conduire à des progrès techniques et économiques.

Il donne de rapides aperçus sur deux réalisations récentes qui sont toutes deux basées sur la technique des impulsions et termine en prévoyant l'introduction progressive de l'électronique dans l'industrie du téléphone.

UTILISATION DES SYSTÈMES À IMPULSIONS POUR LA TRANSMISSION SIMULTANÉE DES SIGNAUX DE TÉLÉPHONIE, DE TÉLÉGRAPHIE ET DE RADIO-DIFFUSION, par G. X. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique ». Onde Electrique d'avril 1954 (pages 347 à 355).

Lorsque l'on effectue une liaison par impulsions, la fréquence de répétition de celles-ci doit être fonction de la fréquence maximum du signal à transmettre.

Les conditions d'exploitation conduisent cependant à envisager la transmission, à l'aide d'un même équipement, de signaux ayant des spectres de fréquence très différents.

On montre comment ceci peut être obtenu même dans le cas où l'on utilise un équipement qui n'avait pas été primitivement prévu pour un tel usage.

Supposant un équipement étudié pour assurer des liaisons téléphoniques, on montre tout d'abord comment il est possible de l'utiliser pour transmettre des programmes de radiodiffusion. De nombreux détails concernant l'utilisation de ce même équipement pour les transmissions télégraphiques sont ensuite donnés.

LES MULTIPLEX À IMPULSIONS DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE, par P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la S.F.R., Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité. Onde Electrique d'avril 1954 (pages 356 à 362).

Les qualités dominantes d'un équipement radioélectrique multiplex sont :

- la simplification des organes;
- la facilité d'exploitation;
- la sécurité du fonctionnement.

L'auteur retrace l'histoire abrégée des matériels à impulsions étudiés à la Société Française Radioélectrique et montre comment ces trois qualités ont été progressivement obtenues, grâce à une évolution régulière du matériel.

L'obtention de ces trois qualités s'est traduite d'ailleurs par une amélioration continue des performances et concernant notamment : le bruit des équipements et les taux d'affaiblissement de diaphonie.

Une caractéristique essentielle que le constructeur s'est imposée dans la réalisation de ses équipements est la création de deux types de coffrets ou bâtis : un bâti ou coffret radio, un bâti ou coffret impulsion, avec lesquels il est possible de réaliser des liaisons à 6, 12, 24 voies avec ou sans stations relais par simple groupement convenable de bâtis ou coffrets.

Les multiplex à impulsions offrent des solutions économiques et permettent d'organiser des liaisons très mobiles.

Leur changement d'onde en hyperfréquence est facile et s'effectue en monocommande sur de grandes gammes de fréquence.

Les propriétés des multiplex à impulsions les rend très intéressants pour des applications militaires en raison de leur faible poids et de leur grande facilité d'exploitation sur des fréquences très variées.

Les multiplex à impulsions développés par la S.F.R. sont les suivants :

- deux types 3 voies très mobiles dans les bandes métrique et décimétrique;
- un type 6 voies transportable dans la bande décimétrique;
- un type 12 et 24 voies semi fixes dans la bande 1 700 — 2 300 MCS.

PAPERS SUMMARIES

PULSE MULTIPLEX OF SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIO-ÉLECTRIQUE, by P. RIVÈRE, *Chef de Service « Multiplex » de la S.F.R., Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.* Onde Electrique april 1954 (pages 356 to 362).

The essential requirements of a multiplex radio system are :

Simplicity of component parts;

Ease of operation;

Reliability.

The author recounts a short history of pulse apparatus as studied by Société Française Radioélectrique and how the above three requirements have been progressively realised, thanks to the continued development of components. This progress has resulted in a continuous improvement in performance particularly as regards noise and crosstalk attenuation.

The equipment must essentially consist of two types of units, a radio unit and a pulse unit, so that it is possible to realise 6, 12 or 24 channel systems, with or without repeaters by a simple grouping of the units.

Pulse modulation provides an economical solution and is particularly suitable for mobile equipments.

Wave changes at ultra-high- frequencies are easy and can be carried out by a single operation for the whole of the broad band.

The characteristics of pulse multiplex equipment makes them attractive for military use, because of their light weight and ability to work with widely different frequencies.

The following pulse multiplex equipment have been developed by S.F.R.

— two types of mobile 3 channel equipments in the metre and decimetre bands.

— one type of 6 channel transportable equipment in the decimetre band.

— one type of 12 or 24 channel semi-fixed equipment in the 1700-2300 Mc/s.

FUNDAMENTAL PROPERTIES OF TRAVELLING WAVES TUBES by R. WARNECKE, P. GUENARD and O. DOEHLER, *Département Electronique du Centre de Recherches de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique april 1954 (pages 323 to 338).

In the introduction to this paper the authors recall the origin of the travelling wave tube; the ordinary and the magnetron type of travelling wave amplifier, and the corresponding "carcinotron" oscillator. They then give a short account of the theory of several types of tubes, and aim to bring out the similarities and dissimilarities of these types, both from the point of view of the way they function and their characteristics.

DEVELOPMENT OF PULSE TECHNIQUE FOR TELECOMMUNICATIONS, by E. M. DELORAINE, *Président du Laboratoire Central de Télécommunications.* Onde Electrique, april 1954 (pages 339 to 341).

The author discusses multi-channel working on wires, cable or single carrier wave. At first this system nearly always used frequency division and the trend is now towards discontinuous modulation systems based on pulse technique (time division).

The principal systems of pulse modulation are briefly discussed, and the scope of existing systems are indicated and finally possible applications to automatic telephone switching problems are examined.

APPLICATION OF PULSE TECHNIQUE TO TELEPHONE SWITCHING SYSTEMS, by M. G. LEHMANN, *Directeur Scientifique du Laboratoire Central de Télécommunications.* Onde Electrique, april 1954 (pages 342 to 346).

After recapitulating fundamental principles which form the basis of automatic telephone switching and having defined the characteristics of the speech and auxiliary circuits, the author discusses electronic circuit devices for this purpose. The speed with which these work offer technical and economic advantages.

Two examples of this pulse technique are briefly described, and finally the progressive introduction of the electronic art into telephone industry is fore seen.

USE OF PULSE SYSTEMS FOR THE SIMULTANEOUS TRANSMISSION OF TELEPHONE, TELEGRAPH AND BROADCASTING SIGNALS by G. X. POTIER, *Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique ».* Onde Electrique april 1954 (pages 347 to 355).

When a pulse system is used the pulse repetition rate is a function of the maximum signal frequency to be transmitted.

Working conditions lead to the consideration of a transmission system, using the same equipment, but with a signal having a very different frequency spectrum.

It can be shown that this applies equally to the case where equipment is used which was not originally designed for the intended purpose.

Supposing an equipment is intended for the transmission of telephony, it can be shown that this can be used for broadcast transmissions. Details of the use of this equipment for telegraph transmissions are then given.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

LE MULTIPLIX A 16 VOIES A MODULATION CODÉE DE LA C.F.T.H., par J. BOISVIEUX, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique d'Avril 1954* (pages 363 à 371).

Après un rappel des avantages de la modulation codée, on expose les principales caractéristiques du système et les raisons de leur choix :

- Fréquence d'analyse : 8 kc/s ;
- Seize voies réparties en deux groupes de huit et extension possible ;
- Codage linéaire à six moments plus compresseur-expandeur. On décrit ensuite l'équipement C.F.T.H. à la stabilité et la facilité de maintenance duquel un soin spécial a été apporté. On insiste surtout sur les points particuliers ou originaux du matériel, tels que :
 - le compresseur et l'expandeur associé, tous deux stabilisés ;
 - le codeur, dont on décrit de façon détaillée les différents organes (générateur d'échelon de référence, comparateur, additionneur) ainsi que le décodeur ;
 - la synchronisation comportant la reconstitution de la fréquence des impulsions et la mise en phase par repérage d'une impulsion particulière ;
 - la régénération du code à l'arrivée et éventuellement dans les relais.

Les très satisfaisantes performances de l'ensemble permettent de conclure à l'avenir de ce type de matériel.

MODULATION PAR IMPULSIONS CONJUGUÉE DUNE DÉTECTION LINÉAIRE, par M. VILLE, *Ingénieur à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques*. *Onde Electrique d'avril 1954* (pages 372 à 375).

L'étude porte sur les systèmes de transmission par impulsions équidistantes modulées par tout ou rien. On suppose que la détection de la suite des impulsions reçues se fait, après régénération, par simple filtrage. On se propose, à partir des caractéristiques du filtre de détection supposées connues, de déterminer la loi de codage optimum réglant la formation des impulsions au départ.

REPRÉSENTATION ET MESURE DE L'ARGUMENT ET DU MODULE D'UNE IMPÉDANCE A L'OSCILLOSCOPE CATHODIQUE, par VOJIN POPOVIC, *Ingénieur N.S.T. Université de Belgrade*. *Onde Electrique d'avril 1954* (pages 376 à 380).

Après un aperçu succinct et une critique des procédés, donnant plus directement l'argument, l'auteur expose une méthode, qui permet, à l'aide d'un circuit simple, d'obtenir sur l'écran d'un tube cathodique les deux grandeurs caractéristiques de l'impédance mesurée. L'argument de l'impédance (valeur et signe) est indiqué par une droite lumineuse ; le module est proportionnel à la longueur de cette droite. Le réseau des coordonnées polaires tracé sur l'écran du tube, permet la lecture directe et facile des valeurs de l'argument et du module de l'impédance inconnue. La connaissance précise des éléments (le condensateur d'accord, la résistance de réglage et la tension de la source électrique) qui servent au cours de la mesure n'est pas nécessaire. La méthode et le circuit de mesure sont applicables dans une large bande de fréquence.

A la fin de l'article on trouve les résultats expérimentaux qui ont servi à contrôler les valeurs calculées.

La précision de l'ordre d'un pour cent est atteinte aussi bien pour l'argument que pour le module de l'impédance.

ONDES DE COURANT SANS TENSION ET DE TENSION SANS COURANT SUR DEUX LIGNES PARALLÈLES, par M. COTTE, *Professeur à la Faculté des Sciences de Poitiers*. *Onde Electrique d'avril 1954* (pages 381 à 383).

L'étude de la propagation d'ondes sur deux lignes parallèles couplées électromagnétiquement, dans le cas où les pertes sont négligeables, montre qu'avec des conditions d'excitation convenables, on obtient sur la ligne induite une onde de courant sans tension, ou une onde de tension sans courant. Ce résultat ne suppose en aucune façon une symétrie ou un couplage faible des deux lignes.

Dans le cas de la symétrie et d'une résistance finie des conducteurs des lignes, toutes les ondes se propageant dans un sens peuvent être regardées comme la superposition de deux ondes (homopolaire et hétéropolaire) intéressant à la fois les deux lignes, et se propageant de façon tout à fait indépendante en se déformant. En particulier, les ondes de courant sans tension et de tension sans courant sont remplacées par des ondes où les valeurs instantanées de la tension et du courant ne sont plus identiquement nulles, mais seulement leurs intégrales dans le temps prises en un point quelconque de la ligne induite.

ISOLEMENT PHONIQUE DE STRUCTURES LÉGÈRES par J. PUJOLLE et R. LAMORAL, *Ingénieurs à la Radiodiffusion-Télévision Française*. *Onde Electrique d'Avril 1954* (pages 384 à 386).

Les auteurs ont étudié les isolements de quelques types de structures légères en se limitant au poids de 15 kg par m². Il a été trouvé pour des parois simples des isolements différant sensiblement de la loi de masse avec des minima correspondant aux fréquences critiques. Pour des structures complexes on a obtenu d'importantes améliorations pour des éléments à base de dural, bois aggloméré et matériaux absorbants. Un nouveau mode de fixation utilisant un plastique multicellulaire a donné une excellente étanchéité et amorti les vibrations aux basses fréquences.

PAPERS SUMMARIES (Continued)

WAVES OF CURRENT WITHOUT VOLTAGE AND VOLTAGE WITHOUT CURRENT IN TWO PARALLEL LINES, by M. COTTE, *Professor at the Faculty of Science, Poitiers*. *Onde Electrique*, april 1954 (pages 381 to 383).

A study of the propagation of waves on two parallel lines which are magnetically coupled, shows that if the losses are negligible, suitable conditions of excitation will produce a wave of current without voltage and of voltage without current in the disturbed line. This result in no way assumes symmetry or weak coupling between the lines.

In the symmetrical case, and with conductors of finite resistance, all the waves being propagated in a given sense can be considered as the superposition of two waves (polarised and non-polarised) affecting the two lines simultaneously, and being propagated entirely independently, whilst suffering deformation. In particular, the waves of current without voltage and voltage without current, are replaced by waves where the instantaneous values of voltage and current are no longer exactly zero, but only their time-integrals taken at any point on the disturbed line.

SOUND INSULATION OF LIGHT STRUCTURES, by J. PUJOLLE et R. LAMORAL, *Ingénieur à la Radiodiffusion et Télévision Française*. *Onde Electrique* April 1954 (pages 384 to 386).

The authors have studied the sound insulating properties of several types of light structure, having weight of not more than 15 kg per square metre. For simple walls, values of insulation have been found which differ appreciably from those given by the mass law, with minima at the critical frequencies. For complex structures, important improvements were obtained with elements based on duralumin, reconstituted wood, and absorbent materials. A new method of fixing, using a multi-cellular plastic, gave excellent sound insulation, and damped-out low frequency vibrations.

C.F.T.H. 16 CHANNEL MULTIPLEX CODE MODULATION SYSTEM by J. BOISVIEUX, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique* april 1954 (pages 363 to 371).

After a recapitulation of the advantages of code modulation, the principal characteristics and the reasons for their choice are discussed.

- Sampling frequency : 8 kc/s ;
 - 16 channels, divided into two groups of eight capable of extension ;
 - Linear coding of six intervals plus compressor expander.
- A description of the C.F.T.H. equipment follows, in which stability of operation and ease of maintenance are special features. Special attention is drawn to the following novel and particular points :

- Both compressor and expander are stabilized ;
- The coder, the details of component are described (reference step generator, comparator, adder) as well as the decoder.
- The synchronising arrangement controlling the reconstitution of the pulse frequency and re-phasing by re-forming a particular pulse ;
- Regeneration of code at receiving end and eventually in the repeaters.

The very satisfactory performance promises a good future for this apparatus.

CONJUGATE PULSE MODULATION WITH A LINEAR DETECTOR, by M. VILLE, *Ingénieur à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques*. *Onde Electrique*, april 1954 (pages 372 to 375).

This study deals with a transmission system in which the pulses are equally spaced and worked on a full or no modulation routine. It is assumed that the received pulse trains, after regeneration, are detected by means of simple filtering. A knowledge of the characteristics of the detection filter determines the law of optimum coding, governing the form of the transmitted pulse.

DISPLAY AND MEASUREMENT OF THE ARGUMENT AND MODULUS OF AN IMPEDANCE BY A CATHODE RAY OSCILLOSCOPE, by VOJIN POPOVIC, *Ingénieur E.N.S.T. Université de Belgrade*. *Onde Electrique*, april 1954 (pages 376 to 380).

After a short discussion on methods which give the argument more directly, the author suggests a method which gives by simple circuitry the two component magnitudes, of an impedance on the screen of a cathode ray tube.

The argument of the impedance (value and sign) is indicated by a luminous vector, whose magnitude defines the modulus. The system of polar coordinates traced on the tube gives a direct and simple reading of both the argument and the modulus of the impedance. It is unnecessary to have a precise knowledge of the measuring conditions, such as associated capacity, regulating resistance and supply voltage. The method applies over a wide frequency band.

At the end of the paper experimental results are given to check the calculated values.

An accuracy of about 1 % for both argument and modulus can be achieved.

PHÉNOMÈNES FONDAMENTAUX DANS LES TUBES A ONDE PROGRESSIVE

PAR

R. WARNECKE, P. GUENARD et O. DÖHLER

*Département Electronique du Centre de Recherches
de la Compagnie Générale de T.S.F.*

I. INTRODUCTION

Le but du présent article est de rassembler un certain nombre des résultats obtenus en ce qui concerne la théorie et la physique des tubes pour hyperfréquences dits « tubes à onde progressive »⁽¹⁾.

Apparus dans la technique des radiocommunications comme amplificateurs, ils existent maintenant sous diverses formes, correspondant les uns à des tubes amplificateurs, les autres à des tubes oscillateurs. Sous ces diverses formes, on retrouve le principe commun d'une interaction *prolongée* entre un faisceau électronique et le champ électrique d'une onde de vitesse de phase voisine de celle des électrons du faisceau.

L'idée d'utiliser ce principe, pour créer des tubes desquels seraient éliminées les difficultés résultant, aux fréquences élevées, de l'inertie électronique, est vieille de plus de vingt ans : on en trouve, en effet, l'indication dans deux brevets déposés par HAEFF en 1933 [3, 4]⁽²⁾. Dans ces brevets, HAEFF avait prévu l'utilisation d'une onde progressive au même titre que celle d'une onde stationnaire. Dans un brevet déposé en 1940 [5], LINDENBLAD décrit un amplificateur à large bande passante pour ondes ultra-courtes dans lequel le prélèvement d'énergie était prévu au sein d'un faisceau modulé, par exemple sous l'action d'une grille, comme résultat d'une interaction « cumulative » avec une onde retardée dont il était spécifié qu'elle devait être « progressive » ; l'élimination de toute onde stationnaire sur l'hélice constituant le circuit à retard était prévue par l'introduction à l'entrée de ce circuit d'une résistance destinée à absorber l'« onde de retour ».

En contrôlant le courant électronique par modulation de vitesse, il avait été possible d'éliminer certains des effets nuisibles du temps de transit fini des électrons dans les espaces interélectrodes des lampes à grille de commande et d'obtenir, en hyperfréquences, des gains et des rendements élevés, mais l'emploi de résonateurs pour moduler le faisceau ou en extraire l'énergie s'oppose à ce que l'on obtien-

ne simultanément une large bande passante. En effet, par exemple dans la cavité collectrice d'un klystron, l'échange d'énergie entre les électrons et le champ de l'onde stationnaire se fait dans un espace très localisé et, pour que cet échange soit aussi complet que possible, il faut que le champ électrique *H.F.* soit intense ; cela conduit, d'une façon générale, à donner à la cavité une haute surtension, c'est-à-dire une bande étroite. Cet inconvénient est d'ailleurs indépendant du procédé de contrôle du courant et on le trouve pour la même raison, dans les tubes à grille de densité, comme par exemple l'« inductive output tube ». [6].

Pour supprimer les circuits à haute surtension, il était logique de chercher à effectuer une suite de faibles prélèvements d'énergie dans des régions où ne règneraient que des champs relativement peu élevés, ou bien un prélèvement continu dans une portion étendue de l'espace. Pour éviter la réapparition des difficultés de temps de transit que fait disparaître le contrôle par modulation de vitesse, il fallait alors prévoir un dispositif tel que l'interaction s'y produise entre une onde et des électrons cheminant approximativement avec la même vitesse. Le respect de cette condition est justement prévu dans les brevets cités ci-dessus : on la trouve également dans la description d'un oscillateur à onde stationnaire proposé par CLAVIER et ROSTAS [7] : là, comme dans le tube à hélice de HAEFF, la commande du courant est liée directement au prélèvement d'énergie du

⁽²⁾ Dans le second de ces textes, on lit :

(Page 9-19° *revendication*) : « In an electrical discharge device, means for producing a stream of electrons, a helical conductor adjacent said stream and in coupling relation thereto, a source of high frequency current coupled to one end of said helical conductor for producing an electromagnetic wave on said conductor, the pitch and diameter of said helical conductor having such values that the velocity component of the electromagnetic wave parallel to said stream is substantially the same as the velocity of the electrons in said stream, whereby the wave on said helical conductor produces cumulative effects on the electrons in said stream ».

(Page 9-22° *revendication*) : « In an electrical discharge device, means at one end of said device for producing a concentrated stream of charged particles which travel substantially the length of said device, a helical conductor adjacent said stream and in coupling relation thereto, the axis of said helical conductor being parallel to or coinciding with the axis of said stream, a target electrode near the other end of said device upon which said particles impinge, an input circuit comprising a source of high frequency waves coupled to that end of said helical conductor nearest said means, and an output circuit coupled to the other end of said helical conductor ».

(1) On retrouve ainsi dans cet article certaines des données fournies au cours de récentes communications [A, B, C, D]. L'aspect technique des « tubes à ondes progressives » a été envisagé dans deux autres articles [1, 2].

fait même que le faisceau n'est pas, comme dans le système imaginé par LINDENBLAD, modulé en densité, par exemple par une grille, préalablement à son arrivée dans le circuit de retard.

Ainsi donc, par les textes de HAEFF et de LINDENBLAD et par la combinaison des moyens qu'ils prévoient, se trouvent décrits, aussi bien par leurs fonctions que par leurs formes et leurs dispositions, les principaux éléments que l'on trouve dans les actuels « amplificateurs à onde progressive » ordinaires. On trouve également dans d'autres conceptions antérieures [8, 9, 10] des organes ayant un rôle ou une structure plus ou moins analogue à ceux de ces tubes. C'est seulement en 1942 — 1943 que KOMPFFNER réalisa le premier amplificateur à onde progressive ordinaire fonctionnant efficacement en ondes centimétriques [11]. Par suite des circonstances, ce fait ne fut publié qu'en 1946 [12, 13], à peu près au moment où PIERCE et ses collègues [14], décrivant un tube analogue, mirent en évidence les avantages résultant du principe fondamental pour l'obtention, en hyperfréquences, de gains élevés et de bandes passantes larges.

D'après ce qui précède, il peut sembler que la conception des tubes à onde progressive résulte essentiellement des tentatives faites pour surmonter les difficultés rencontrées dans les tubes à grille de contrôle et dans les tubes à modulation de vitesse : en fait, l'idée du mécanisme fondamental avait été également comprise, avant les publications de KOMPFFNER et de PIERCE, à la suite des études faites sur le comportement du magnétron oscillateur à anode fendue. En 1935, POSTHUMUS [15] avait indiqué que certaines oscillations du magnétron pouvaient résulter d'une interaction des électrons avec la composante tangentielle d'une onde progressive dont la vitesse est approximativement égale à la vitesse moyenne des électrons. En 1937, le rôle de la composante radiale du champ électrique tournant — qui est de mettre les électrons dans la bonne phase — fut indiqué par HERRIGER et HUIJSTER [16]. Ces phénomènes furent précisés par les nombreuses études effectuées pendant la dernière guerre mondiale et, à la fin de celle-ci, il était devenu parfaitement clair que, dans le magnétron multicavité, le champ en interaction avec le flux électronique pouvait être considéré comme la superposition des champs de deux ondes progressives tournant en sens inverse autour de la cathode, la vitesse du nuage électronique dans son mouvement de rotation étant approximativement celle de l'une de ces ondes à laquelle les électrons sont en quelque sorte accrochés.

Suivant une telle explication, l'onde en interaction apparaît comme guidée et retardée à la vitesse des électrons par la ligne constituée par les cavités couplées. En ouvrant cette ligne qui, dans le magnétron, est fermée sur elle-même, et en faisant en sorte que les trajectoires électroniques ne reviennent pas à

l'entrée, la réaction qui provoque l'auto-excitation des oscillations disparaît. En opérant de cette façon, on pouvait donc espérer créer un amplificateur dont la bande passante serait large du fait de l'interaction cumulative le long d'un circuit que l'on semblait pouvoir rendre aussi étendu qu'il serait nécessaire.

Basées sur l'étude systématique de tous les résultats connus et stimulées par une communication théorique de GABOR en 1944 [17] à propos du bilan d'échange d'énergie idéal que pouvait avoir un dispositif hypothétique à onde progressive retardée, des recherches furent entreprises dans les laboratoires C.S.F. peu après la libération de la France. Comme l'avaient démontré de nombreux essais infructueux effectués par ailleurs, la transformation de l'oscillateur magnétron en amplificateur était beaucoup moins immédiate que ne le laisse prévoir l'explication précédente. Des précautions spéciales et une structure particulière étaient indispensables pour obtenir un fonctionnement stable et efficace : la spécification en fut faite à partir des idées émises en 1946 par LERBS et il en est résulté l'« amplificateur à onde progressive type magnétron » [18] ⁽¹⁾.

C'est sur la base de l'ensemble des données qui viennent d'être résumées que prirent appui les études dont les résultats, indiqués dans ce qui suit, concernent :

a) *L'amplificateur à onde progressive « ordinaire »* que l'on nomme quelquefois de « KOMPFFNER-PIERCE » pour rappeler que ce sont ces physiciens qui en réalisèrent les premiers modèles sous une forme technique adaptée au but poursuivi.

b) *L'amplificateur à onde progressive « magnétron »* type *C S F* qui combine, grâce à une disposition particulière, les principes et les avantages de l'amplificateur à onde progressive ordinaire et du magnétron [20].

c) *Les oscillateurs « Carcinotron »* ⁽²⁾ dont le fonctionnement repose, suivant une idée de B. EPSZTEIN [21], sur l'interaction systématique entre les électrons et une onde « inverse » — c'est-à-dire de vitesse de phase de sens opposé à celui du flux d'énergie dans la ligne à retard — et dont, grâce à un arrangement spécial, la bande d'accord électronique peut être rendue considérablement plus grande que celle de tous les oscillateurs antérieurement connus. Résultat de l'analyse de certaines instabilités des amplificateurs à onde progressive magnétron, l'existence des tubes Carcinotron ne fut révélée par EPSZTEIN à Ottawa en Juin 1952 que lorsque KOMPFFNER mentionna la possibilité d'utiliser une « backward wave » pour transformer l'amplificateur à onde progressive ordinaire en oscillateur susceptible de fonctionner dans une large bande de fréquences ⁽³⁾. Quelques jours plus tard le principe en fut publié [22].

⁽²⁾ Marque déposée par la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.

⁽³⁾ A cette occasion (*Tenth Annual Conference on Electron Tube Research*) le 17 Juin 1952, EPSZTEIN put mentionner qu'un tube Carcinotron français avait déjà fourni, dans la bande S, une puissance de plusieurs centaines de watts en régime permanent avec une bande d'accord électronique à 3 db de plus de 30 %.

⁽¹⁾ C'est à ce tube que l'un des auteurs faisait allusion dans sa communication du 26 Novembre 1946, au cours de laquelle, il attira l'attention des techniciens français sur les possibilités des tubes à onde progressive [9].

II. — LES DIFFÉRENTS TYPES DE TUBES A ONDE PROGRESSIVE

II.1. — Propriétés des circuits utilisés dans les tubes à onde progressive.

a) vitesse de phase.

L'emploi de lignes à structure périodique qui peuvent revêtir des formes diverses (hélice, ligne interdigitale, lignes à vannes...) constitue un élément commun aux divers types de tubes à ondes

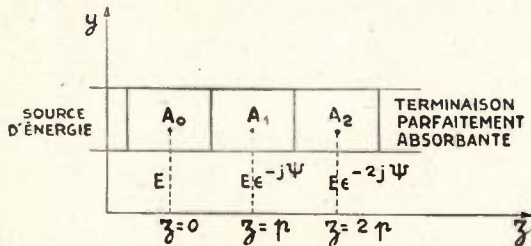


FIG. 1. — Champs en z des points homologues des cellules successives d'une ligne à structure périodique.

progressives. Le comportement de ces lignes est, pour une fréquence et un mode de propagation donnés, caractérisé par la distribution des champs dans une cellule et le déphasage ψ entre deux cellules successives dont les points homologues sont séparés par le pas p , lorsqu'on excite la ligne à une de ses extrémités, l'autre extrémité étant munie d'une terminaison sans réflexion (figure 1). Les champs le long de la ligne satisfont donc à la condition

$$E(x, y, z + n p) = E(x, y, z) e^{-jn\psi} \quad (1)$$

ψ étant réel dans la bande passante d'une ligne sans pertes.

L'équation (1) permet d'écrire l'expression des champs sous la forme :

$$E(x, y, z) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} E_k(x, y) e^{-j(\psi + 2k\pi) \frac{z}{p}} \quad (2)$$

avec

$$E_k(x, y) = \frac{1}{p} \int_0^p E(x, y, z) e^{j(\psi + 2k\pi) \frac{z}{p}} dz \quad (3)$$

Sous cette forme, la distribution des champs le long de la ligne à retard apparaît comme la superposition d'une infinité d'ondes progressives de vitesses de phase :

$$v_k = \frac{\omega p}{\psi + 2k\pi}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4)$$

Ces ondes, appelées parfois « harmoniques d'espace » et qui n'ont pas d'existence individuelle, ont la même vitesse de groupe :

$$v_g = p \frac{d\omega}{d\psi} = p \frac{P}{W_p} \quad (5)$$

qui coïncide avec la vitesse de propagation de l'énergie le long de la ligne, P représentant la puissance qui circule dans la ligne et W_p l'énergie contenue dans une cellule.

Les vitesses de phase v_k peuvent être positives ou négatives suivant la valeur de k . En choisissant

pour ψ la détermination $-\pi < \psi < \pi$, les vitesses de phase sont positives, c'est-à-dire dans le même sens que la vitesse de groupe pour $k > 0$ (ondes « directes »), négatives, c'est-à-dire en sens inverse de la vitesse de groupe pour $k < 0$ (ondes « inverses »). L'onde « fondamentale » ($k = 0$), qui possède la plus grande des vitesses de phase, est directe ou inverse suivant le signe de ψ .

Les variations de ψ avec la fréquence F , qui caractérisent complètement la dispersion de la ligne à retard se traduisent par des variations des vitesses de phase v_k avec la fréquence. Il est commode de représenter la variations du « taux de retard »,

$$\left| \frac{c}{v_k} \right| = \frac{|\psi + 2k\pi|}{2\pi p} \lambda \quad (6)$$

en fonction de la longueur d'onde $\lambda = c/F$ (figure 2) [23].

Les courbes des diverses ondes se déduisent de l'une d'entre elles par une construction simple ($ab = bc = de \dots$). En dérivant l'équation (6), on voit que la tangente en un point d'une courbe de dispersion coupe l'axe en un point d'ordonnée c/v_g pour une onde directe ($\psi + 2k\pi > 0$) et en un point d'ordonnée $-c/v_g$ pour une onde inverse ($\psi + 2k\pi < 0$). Si l'on caractérise la dispersion par la variation de $|c/v_k|$ avec λ ou de $|v_k|$ avec F , cette propriété montre immédiatement que la dispersion qui peut être négative, nulle et, dans certaines limites, positive pour une onde directe, est nécessairement positive pour une onde inverse et supérieure à un certain minimum. Comme c/v_g est supérieur à l'unité, on

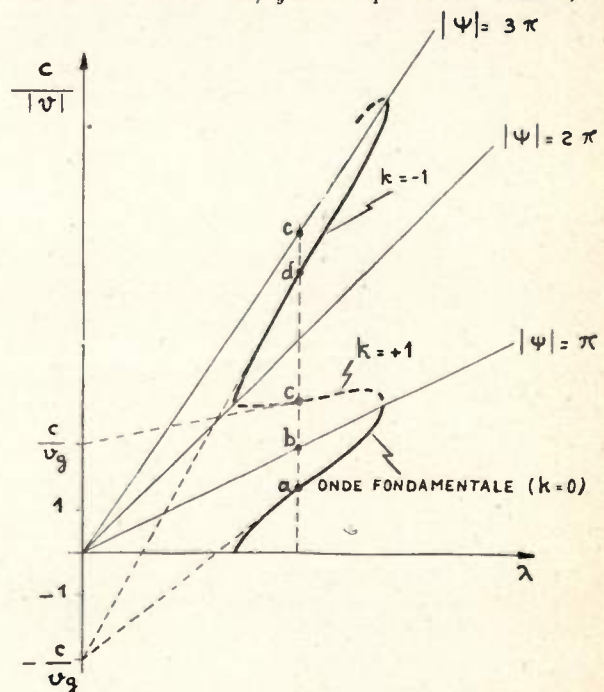


FIG. 2. — Diagramme $c/v - \lambda$ d'une ligne à onde fondamentale inverse

doit en effet avoir, pour les taux de retard correspondant à deux longueurs d'onde λ_1 et λ_2 :

$$\left| \frac{c}{v} \right|_{\lambda_1} - \left| \frac{c}{v} \right|_{\lambda_2} \geq 1 \quad (7)$$

ce qui entraîne, F_1 et F_2 désignant les fréquences correspondantes ($F_2 > F_1$)

$$\frac{|v|_2}{|v|_1} > \frac{F_2}{F_1} \quad (8)$$

Les taux de retard peuvent se mesurer par l'étude du système d'ondes stationnaires qu'il crée une réflexion à l'extrémité de la ligne [24]. La figure 3

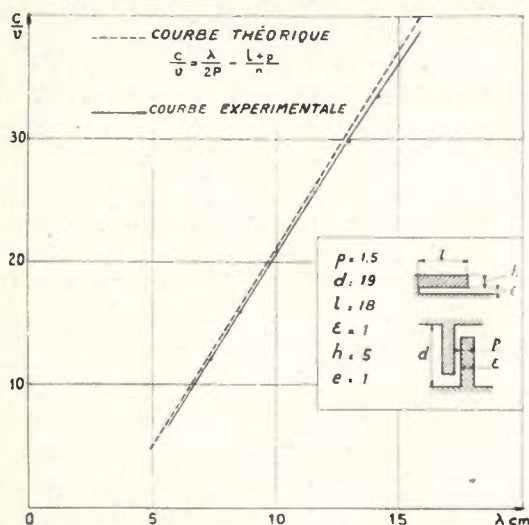


FIG. 3. — Courbes expérimentale et théorique donnant la dispersion d'une ligne interdigitale.

représente, pour l'onde fondamentale, la caractéristique de dispersion mesurée sur une ligne interdigitale et la courbe théorique obtenue en considérant la ligne interdigitale comme une ligne bifilaire repliée en grecque :

$$\left| \frac{c}{v_0} \right| = \frac{\lambda}{2p} - \left(\frac{l}{p} + 1 \right) \quad (9)$$

b) Résistance de couplage.

Les vitesses de phase, qui définiront les vitesses possibles d'un faisceau électronique en interaction avec le champ de la ligne, et la dispersion constituent une première caractéristique importante des lignes à retard destinées à être employées dans les tubes à ondes progressives. Une deuxième caractéristique importante est la « résistance de couplage ». Cette grandeur est définie par :

$$R_c = \frac{E_f E_f^*}{2 \Gamma_0^2 P} \quad (10)$$

où E_f représente la composante longitudinale, au niveau du faisceau, du champ électrique de l'onde de vitesse voisine de celle des électrons, $\Gamma_0 = \omega/v$ la constante de propagation de cette onde et P la puissance circulant dans la ligne.

Le champ H.F. décroît lorsqu'on s'éloigne de la ligne à retard selon un facteur $e^{-\Gamma_0 y}$; le champ, et donc la résistance de couplage, deviennent faibles pour les ondes d'ordre élevé qui correspondent à une valeur élevée de Γ_0 . Pour obtenir une grande résistance de couplage, il est nécessaire d'utiliser une onde d'ordre aussi faible que possible, c'est-à-dire,

lorsque les dimensions géométriques du circuit le permettent, l'onde fondamentale.

La résistance de couplage d'une ligne peut être déterminée expérimentalement à partir des données de fonctionnement d'un tube muni de cette ligne. Il est également possible d'en faire une mesure « à froid » à partir de la modification apportée à la courbe de dispersion par l'introduction d'un diélectrique au niveau où l'on mesure la résistance de couplage, ou par l'atténuation apportée par une couche absorbante placée au même niveau [25].

c) Lignes convenant aux tubes à large bande.

La réalisation de tubes à large bande (amplificateur à large bande passante, oscillateur à grande bande d'accord électronique) nécessite l'emploi de circuits à faible dispersion. Pour les circuits dont on utilise une onde directe, le minimum de dispersion correspond à une vitesse de groupe égale à la vitesse de phase ; dans le cas d'une onde inverse, la dispersion minimum correspond à une vitesse de groupe égale à c . Une augmentation de la vitesse de groupe se traduit, toutes choses égales d'ailleurs, par une augmentation de la puissance et donc par une réduction de la résistance de couplage. Pour garder aux circuits à large bande une résistance de couplage convenable, il faut donc réduire autant que possible l'énergie emmagasinée, c'est-à-dire en particulier le volume occupé par le champ électromagnétique à l'extérieur du faisceau. L'hélice répond à ce besoin dans le cas de l'utilisation d'une onde directe. Des circuits possédant des avantages analogues peuvent être dérivés des

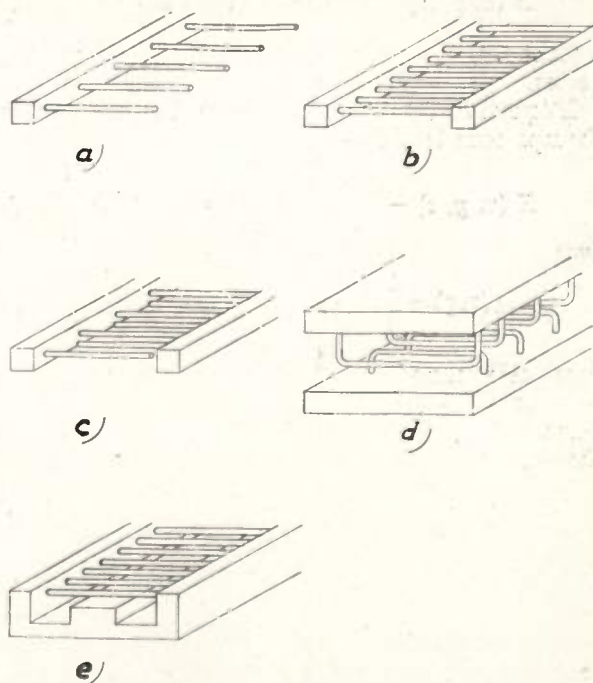


FIG. 4. — Lignes à barreaux : a) peigne, b) échelle, c) ligne interdigitale, d) échelle à fondamentale inverse, e), échelle à fondamentale directe.

lignes en peigne ou en échelle. Ces lignes à barreaux dont la ligne interdigitale de la figure 3 représente un exemple peuvent être réalisées avec une onde fondamentale directe ou inverse suivant la structure

particulière qui leur est donnée (figure 4). Elles peuvent être étudiées théoriquement de façon assez complète à partir de la théorie des lignes multifilaires [26].

II. 2. — Amplificateurs et oscillateurs à ondes progressives.

a) Interaction d'un faisceau électronique et du champ d'une ligne à retard.

Lorsqu'un faisceau électronique passe le long d'une ligne à retard, les électrons subissent l'action du champ des cellules de la ligne qu'ils rencontrent successivement. Cette action n'est notable que si ces actions successives sont en phase, c'est-à-dire si la vitesse du faisceau est égale en grandeur et en direction à la vitesse de phase de l'une des ondes guidées par la ligne à retard. Lorsque cette condition de « synchronisme » est satisfaite, le champ de la ligne provoque l'apparition d'une modulation de densité croissante dans le faisceau. Réciproquement, si un faisceau modulé en densité passe le long de la ligne, l'excitation des cellules successives ne donne d'effet notable que si la condition de « synchronisme » est satisfaite. L'excitation de la ligne par le faisceau se traduit alors par un flux d'énergie le long de la ligne tel que l'une des ondes qui lui sont associées a une vite se de ph se de même grandeur et de même direction que la vitesse du faisceau.

Le résultat de cette interaction est différent suivant que le faisceau est en synchronisme avec une onde directe ou une onde inverse. Dans le premier cas, la condition de synchronisme correspond à un flux d'énergie dans le même sens que le faisceau. Si l'extrémité de la ligne voisine de la source d'électrons est alimentée par une source convenable, il apparaît dans le faisceau une modulation d'intensité croissante qui, à son tour, induit dans la ligne un flux d'énergie lequel s'ajoute à celui fourni par la source (figure 5).

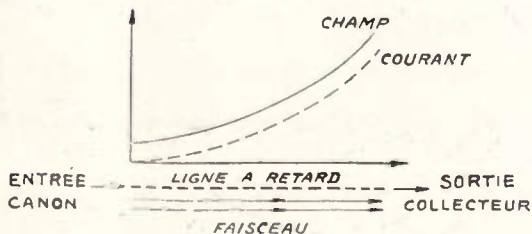


FIG. 5. — Distribution du champ et du courant le long d'un amplificateur à onde progressive.

Ce processus répété tout le long du tube en fait un amplificateur.

Lorsque le synchronisme a lieu sur une onde inverse, une modulation en intensité du faisceau donne naissance à un flux d'énergie dans la ligne vers son extrémité voisine de la source d'électrons et donc susceptible de moduler le faisceau à son entrée dans l'espace d'interaction. *Le synchronisme sur une onde inverse amène donc l'existence d'une réaction interne.* Lorsque la modulation d'intensité produite par un flux d'énergie donne naissance elle-même à un flux d'énergie au moins égal à celui qui l'a produit, c'est-à-dire lorsque le courant du faisceau est suffisamment élevé, cette réaction interne engendre des oscillations

dont la fréquence est déterminée, au moins approximativement, par la condition de synchronisme, la modulation d'intensité initiale qui déclenche ce mécanisme d'oscillation existant toujours dans les fluctuations d'un faisceau. *Le synchronisme sur une onde inverse conduit donc naturellement à un oscillateur.* Le flux d'énergie croît vers la source d'électrons alors que la modulation d'intensité du faisceau croît en sens inverse (figure 6).

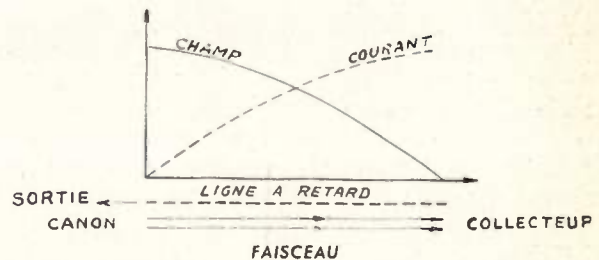


FIG. 6. — Distribution du champ et du courant le long d'un oscillateur Carcinotron.

b) tubes « O » et tubes « M ».

Les interactions avec une onde directe ou une onde inverse fournissent deux possibilités conduisant normalement, la première, à un amplificateur et la deuxième à un oscillateur. Le mécanisme d'interaction n'a pas été précisé. Ce mécanisme peut être analogue à celui du klystron ou à celui du magnétron et cela donne naissance à deux catégories de tubes qui seront désignées respectivement par « O » et par « M ».

Dans les tubes « O », le faisceau électronique accéléré par une source de tension V_0 , pénètre dans l'espace d'interaction où n'est appliqué aucun champ continu, à l'exception éventuellement d'un champ magnétique longitudinal destiné à maintenir le faisceau parallèle. Aux effets de charge d'espace près, les électrons, en l'absence de champ H.F., parcourent l'espace d'interaction avec la vitesse :

$$v_e = \sqrt{\frac{2e}{m} V_0} \quad (11)$$

Dans ces tubes, le champ H.F. agit essentiellement par sa composante longitudinale, qui après avoir provoqué une modulation de vitesse dans le faisceau, freine les paquets d'électrons qui se forment sous l'action de cette modulation de vitesse.

Dans les tubes « M », le faisceau se déplace entre deux électrodes parallèles, de distance d entre lesquelles est appliquée une tension V_{tot} . Il est donc soumis à un champ électrique $E_0 = V_{tot}/d$ qui l'entraîne vers l'électrode positive constituée par la ligne à retard. Un champ magnétique est appliqué perpendiculairement au champ électrique. Dans ces conditions, un flux électronique peut se déplacer perpendiculairement au champ électrique et au champ magnétique. En négligeant les effets de charge d'espace, le mouvement des électrons soumis à ces champs croisés et composé d'un mouvement d'entraînement, mouvement rectiligne et uniforme de vitesse :

$$v_e = \frac{E_{tot}}{B} \quad (12)$$

et d'un mouvement de rotation de vitesse angulaire

$$\omega_B = \frac{eB}{m} \quad (13)$$

L'amplitude de ce dernier dépend de la façon dont l'électron est lancé dans le champ. Comme le montre la figure 7, qui représente schématiquement un canon dit « à optique courte » [27], ceci est possible en utilisant un canon électronique où règne un champ moitié de celui de l'espace d'interaction. Les éléments de ce canon sont disposés de façon qu'après avoir décrit un demi-arche de cycloïde, l'électron se trouve à l'entrée de l'espace d'interaction, possédant ainsi les conditions initiales nécessitées par un mouvement rectiligne. La figure 8 représente une solution différente, optique « longue » ou « hyperbolique » [28, 29], dans laquelle le champ croît progressivement

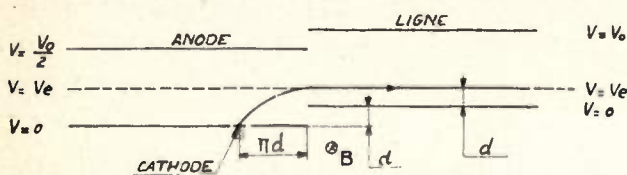


FIG. 7. — Schéma d'une optique courte

et lentement depuis la cathode jusqu'à l'entrée de l'espace d'interaction. Une telle optique donne dans l'espace d'interaction des trajectoires très légèrement ondulées. Dans les tubes « M », comme dans le magnétron, les deux composantes du champ H.F. interviennent dans le mécanisme d'interaction. La vitesse moyenne des électrons y étant perpendiculaire au champ électrique, la composante longitudinale

du champ H.F. déplace l'électron vers la ligne, lorsqu'elle est dans un sens tel qu'elle le freine. La composante transversale accélère ou réduit, suivant

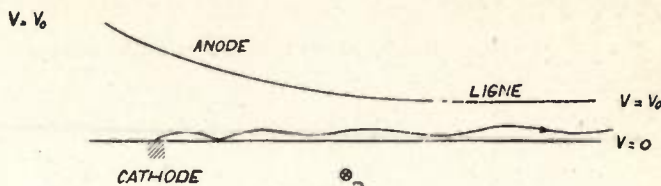


FIG. 8. — Schéma d'une optique longue

son sens, la vitesse des électrons parallèlement à la ligne, et les amène dans une position telle qu'ils soient freinés par la composante longitudinale. C'est ce que montre la figure 9, qui représente, par rapport à des axes entraînés avec une vitesse égale à v_e , la distribution du champ H.F. de l'onde en synchronisme avec les électrons et les trajectoires de ces derniers, trajectoires représentées d'une façon simplifiée comme orthogonales aux lignes de force du champ électrique.

c) Amplificateurs à ondes progressives et tubes « Carcinotron ».

Ces deux mécanismes d'interaction appliqués, soit à une onde directe, soit à une onde inverse, conduisent à quatre types de tubes dont la structure est représentée schématiquement sur la figure 10.

Les amplificateurs à onde progressive désignés par les abréviations T.P.O. et T.P.O.M., comportent généralement une atténuation localisée ou répartie située vers le milieu de la ligne à retard. Lorsqu'elle

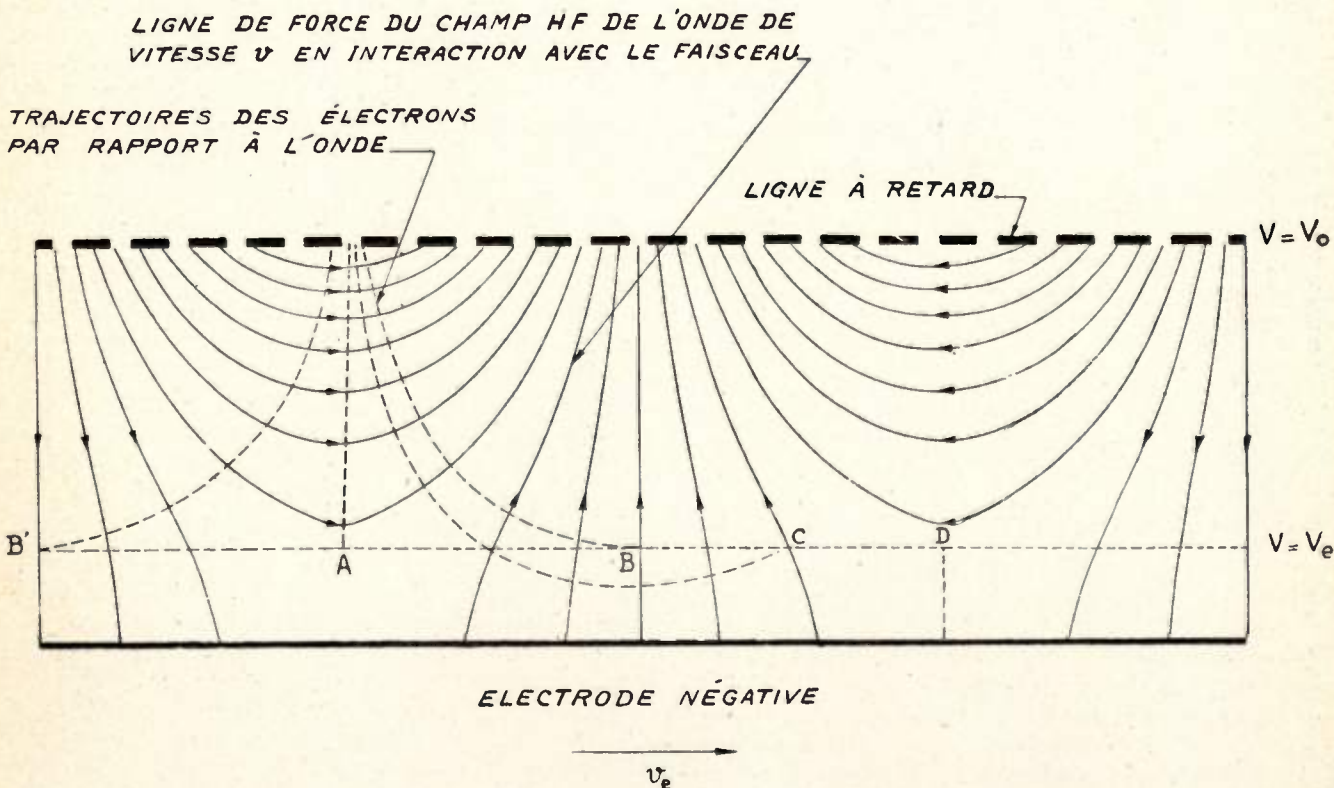


FIG. 9. — Trajectoire des électrons par rapport à l'onde en synchronisme avec eux (tube M).

est localisée, l'atténuation peut être infiniment grande. Le tube comporte alors deux circuits séparés, qui sont en fait couplés par le faisceau électronique. Le rôle de cette atténuation est d'une part d'assurer un découplage entre la sortie et l'entrée, d'autre part d'éviter les autooscillations provoquées par des réflexions successives sur l'entrée et la sortie, ré-

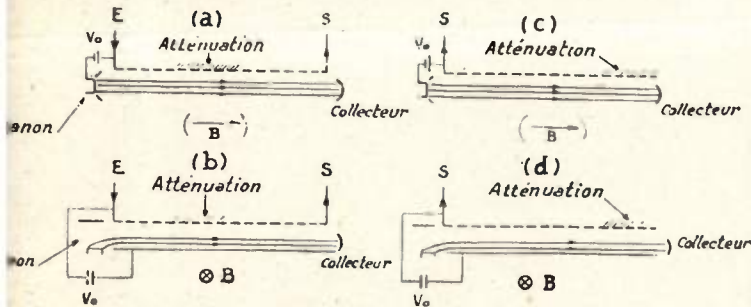


FIG. 10. — Structure schématique des tubes à ondes progressives :

- a) Amplificateur à ondes progressives type O (T.P.O.)
- b) " " " " type M (T.P.O.M.) ;
- c) Oscillateur Carcinotron type O (C.O.) ;
- d) " " " " type M (C.M.).

flexions dues à une adaptation imparfaite entre la ligne à retard et les lignes d'entrée et de sortie. Ces autooscillations peuvent apparaître dans toute la bande de fréquences où le tube possède, pour les conditions de fonctionnement données, un gain notable. Lorsque, par l'emploi d'une ligne dispersive, cette bande de fréquence est restreinte, il est possible d'adapter, dans cette bande étroite, les transformateurs d'entrée et de sortie pour éviter, en l'absence de toute atténuation, que le tube n'autooscille. La

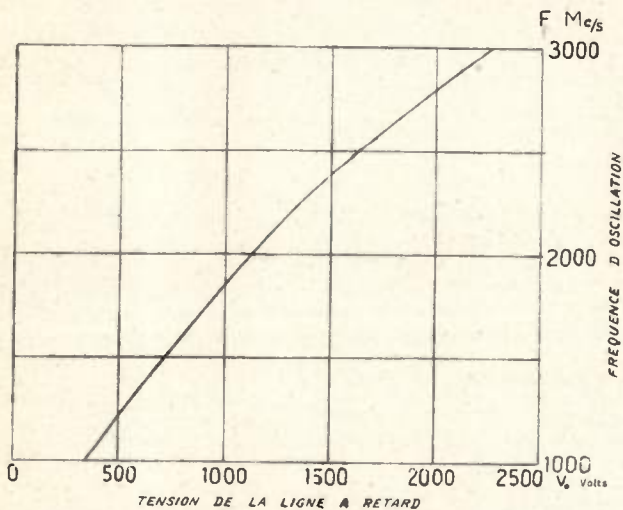


FIG. 11. — Courbe d'accord électronique d'un tube Carcinotron type M.

grande dispersion donne en outre l'avantage d'une grande résistance de couplage et ainsi d'un gain et d'un rendement élevés. Cependant, il peut rester nécessaire, en l'absence de toute possibilité d'oscillation, d'introduire une atténuation dans le tube pour en découpler l'entrée et la sortie.

Les tubes « Carcinotron », désignés par les abréviations C.O. et C.M. sont caractérisés par le fait que l'énergie est prélevée à l'extrémité de la ligne voisine du canon et que l'extrémité opposée est terminée

sur un absorbeur qui ferme la ligne sur son impédance caractéristique. Cet absorbeur évite que, quelle que soit la charge, le circuit ne présente de fréquences de résonance. L'énergie réfléchie par la charge ne satisfaisant pas à la condition de synchronisme, n'agit en effet pratiquement pas sur le faisceau et si elle est complètement absorbée, le fonctionnement interne du tube n'est pas affecté : la fréquence d'oscillation et la puissance cédée par le faisceau sont indépendantes de la charge. Naturellement la puissance effectivement fournie par le tube se trouve réduite de la fraction réfléchie à la sortie, mais l'insensibilité de la fréquence à la charge constitue en elle-même un avantage important. Elle évite, en particulier, l'influence des effets de longue ligne dans les dispositifs à fréquence accordable [30].

Cet absorbeur permet ainsi d'obtenir une variation continue de la fréquence d'oscillation avec la vitesse électrons, variation qui suit la courbe de dispersion de la ligne utilisée. Dans le C.O., la vitesse ne dépend que de la tension V_0 ; dans le C.M., la vitesse dépend de la différence de potentiel V_{tot} et du champ

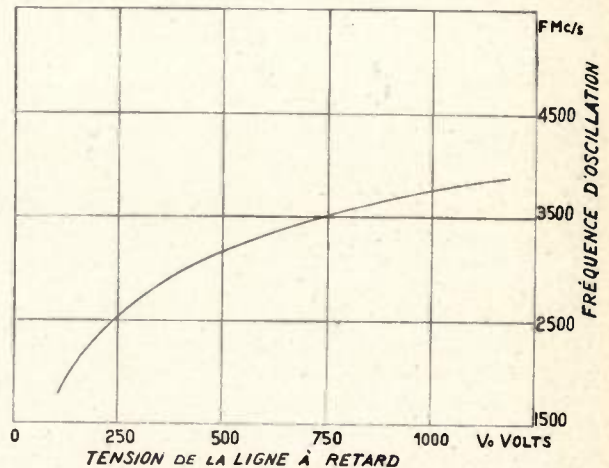


FIG. 12. — Courbe d'accord électronique d'un tube Carcinotron type O.

magnétique B . Usuellement, la variation de fréquence sera faite par action sur la tension V_{tot} . Il apparaît alors une différence importante entre le C.O. et le C.M., liée au fait que la vitesse des électrons, proportionnelle à la racine carrée de la tension dans le premier cas, est directement proportionnelle à la tension dans le deuxième cas. Il en résulte, comme le montrent les courbes expérimentales des figures 11 et 12, relatives à des tubes O et M munis du même type de ligne, que le tube M conduit à une caractéristique plus linéaire et demande, pour couvrir la même bande de fréquence, une variation relative de tension plus faible.

d) Amplificateur à onde inverse et oscillateur à onde directe.

Il est possible d'utiliser l'interaction avec une onde inverse pour la réalisation d'un amplificateur dans lequel le signal à amplifier est injecté à l'extrémité de la ligne opposée au canon et le signal amplifié recueilli à l'extrémité voisine du canon. Le courant transporté par le faisceau doit être maintenu à une valeur inférieure à celle pour laquelle le

mécanisme de réaction interne, caractéristique de l'emploi d'une onde inverse, provoque l'accrochage des oscillations. La dispersion du circuit et le mécanisme de réaction interne font de ce tube un amplificateur à bande étroite, bande qui peut être déplacée en agissant sur la vitesse des électrons. Il faut noter que dans ce tube, il est impossible de couper le circuit par une atténuation, le faisceau électronique n'assurant pas de couplage entre le tronçon d'entrée et le tronçon de sortie du circuit.

L'amplificateur à onde directe peut être transformé en oscillateur en ramenant, au moyen d'un circuit extérieur, une partie de l'énergie de sortie, vers l'entrée. Ce circuit peut être constitué par la ligne à retard elle-même ; on utilise alors les autooscillations que l'on évite dans l'amplificateur par l'introduction d'une atténuation sur la ligne ; Enfin la réaction peut être obtenue en réfléchissant le faisceau de l'extrémité de la ligne vers la cathode au moyen d'une électrode portée à un potentiel négatif. Ces divers types d'oscillateurs à onde directe [31, 32] peuvent donner des bandes d'accord électronique de quelques pourcents, nettement inférieures à ce que permettent d'obtenir les tubes « Carcinotron »

III. — THÉORIE LINÉAIRE DES TUBES A ONDE PROGRESSIVE

III.1. — Interaction du circuit à ondes progressives et du faisceau électronique.

La propagation dans le circuit est modifiée par l'énergie active ou réactive que lui cède le faisceau. L'état du faisceau dans sa propagation le long du circuit est modifié par l'action du champ H.F. de la ligne. C'est cette interaction que doit traduire l'étude théorique des tubes à onde progressive. Cette étude est compliquée par la non linéarité des équations qui décrivent le mouvement des électrons et la conservation de la charge électrique. En supposant cependant que les perturbations apportées au faisceau soient assez faibles pour que le produit de deux perturbations reste négligeable, le système d'équations devient linéaire et la solution en est constituée par un certain nombre d'ondes progressives comportant z par l'intermédiaire d'un facteur $e^{-j\Gamma z}$ et qui, combinées avec des amplitudes et des phases convenables, satisfont aux conditions aux limites. On se propose, dans ce paragraphe, d'établir les équations donnant les valeurs des constantes de propagation Γ des ondes progressives susceptibles de se propager dans l'ensemble du circuit et du faisceau.

a) action du faisceau sur le circuit.

La présence d'un faisceau transportant un courant alternatif de densité $\vec{J}$ modifie le déphasage ψ aux bornes d'une cellule d'une quantité $d\psi$:

$$d\psi = -j \frac{\int \vec{v} \cdot \vec{J} \cdot \vec{E}^* dV}{4P} \quad (14)$$

V étant le volume occupé par le faisceau dans la cellule considérée ;

$\vec{E}$ le champ électrique dans cette cellule et P la puissance qui traverse la cellule.

Si le champ $\vec{E}$ est constant dans le volume du faisceau, on peut écrire :

$$d\psi = p \frac{I \cdot E^*}{4P} \quad (15)$$

ou, en introduisant la résistance de couplage :

$$d\psi = p \frac{I}{2E} \frac{\Gamma_0^2}{R_c} \quad (16)$$

La constante de propagation en l'absence de faisceau Γ_0 vaut, en supposant que l'onde considérée se propage dans le sens positif,

$$\Gamma_0 = \frac{\psi + 2k\pi}{p} \quad \text{pour une onde directe } (\psi + 2k\pi > 0)$$

$$\Gamma_0 = -\frac{\psi + 2k\pi}{p} \quad \text{pour une onde inverse } (\psi + 2k\pi < 0)$$

La variation $\Gamma - \Gamma_0$ de la constante de propagation, due à l'action du faisceau sur le circuit, s'écrit donc :

$$\Gamma - \Gamma_0 = \mp j \frac{\Gamma_0^2 R_c I}{2E} \quad (17)$$

ou

$$(\Gamma - \Gamma_0) \frac{E}{V_0} \pm j \frac{\Gamma_0^2 R_c I}{2R_0 I_0} = 0 \quad (18)$$

le signe supérieur étant valable pour une onde directe, le signe inférieur pour une onde inverse. $R_0 = V_0/I_0$ désigne l'impédance du faisceau non modulé.

b) action du circuit sur le faisceau : « tubes O ».

Une perturbation sinusoïdale se propage dans le faisceau en l'absence du champ du circuit en ondes de charge d'espace. Il y a une infinité de ces ondes, cette infinité étant nécessaire pour décrire la distribution de la perturbation dans la section du faisceau. On peut, d'une façon approchée, ne garder que deux de ces ondes dont les constantes de propagation valent :

$$\Gamma_e \pm \Gamma_m = -\frac{\omega}{v_e} \pm \frac{\Omega_0 f}{v_e}$$

où v_e est la vitesse des électrons, Ω_0 la pulsation propre du plasma de densité égale à celle du faisceau :

$\Omega_0^2 = \frac{e}{m} \frac{\rho_0}{\epsilon_0}$ et f un facteur inférieur à l'unité

et qui tient compte des dimensions finies du faisceau et de l'action des conducteurs qui l'entourent [33]. Avec la même approximation, l'état du faisceau en une section est défini par la modulation d'intensité I et la modulation de vitesse u . En passant d'une

section z à une section $z + dz$, la modification de I , qui doit être égale à $-j \Gamma I dz$, est due d'une part au temps de transit des électrons le long de dz , c'est-à-dire $-j \Gamma_e I dz$, d'autre part à la modulation de vitesse : $j \frac{u}{v_e} \Gamma_e I_0 dz$, ce qui donne la première condition.

$$(\Gamma - \Gamma_e) \frac{I}{I_0} + \frac{u}{v_e} \Gamma_e = 0 \quad (19)$$

La modulation de vitesse elle-même est modifiée par l'action des champs $H.F.$, champ du circuit et champ de charge d'espace. La modulation de vitesse due au champ $H.F.$ vaut $\frac{E dz}{2 V_0}$, celle due au champ de charge d'espace $j \frac{\Gamma_m^2 \rho}{\Gamma \rho_0} dz$. La modulation de vitesse enfin varie de $-j \Gamma_e \frac{u}{v_e} dz$ à cause du temps de transit. L'ensemble doit être égal à $-j \Gamma \frac{u}{v_e} dz$, ce qui donne :

$$(\Gamma - \Gamma_e) \frac{u}{v_e} + \frac{\Gamma_m^2 \rho}{\Gamma \rho_0} - j \frac{E}{2 V_0} = 0 \quad (20)$$

Il reste à relier la modulation d'intensité I à la modulation de densité ρ et la modulation de vitesse u :

$$\frac{I}{I_0} = \frac{\rho}{\rho_0} + \frac{u}{v_e} \quad (21)$$

ce qui donne

$$\left(\Gamma - \Gamma_e - \frac{\Gamma_m^2}{\Gamma} \right) \frac{u}{v_e} + \frac{\Gamma_m^2}{\Gamma} \frac{I}{I_0} - j \frac{E}{2 V_0} = 0 \quad (22)$$

Les équations (18) (19) et (22) donnent finalement

$$(\Gamma - \Gamma_0) [(\Gamma - \Gamma_e)^2 - \Gamma_m^2] = \mp \Gamma_e \Gamma_0^2 \frac{R_c}{4 R_0} = \mp \gamma_0^3 \quad (23)$$

Cette équation détermine trois ondes qui dépendent des paramètres suivants : $\Gamma_0 - \Gamma_e$, écart de la vitesse du faisceau et de la vitesse de l'onde libre et atténuation de la ligne, charge d'espace Γ_m^2 et couplage de la ligne au faisceau γ_0 .

A ces trois ondes, il y lieu d'ajouter l'onde de constante $-\Gamma_0$ qui se propage en sens inverse du faisceau et qui n'est pratiquement pas modifiée.

c) action du faisceau sur le circuit : « tube M ».

Cette action, relativement plus compliquée que dans le cas du tube « O », peut être mise sous une forme simple au prix d'hypothèses assez restrictives : action de la charge d'espace négligeable, mouvement linéaire en l'absence de champ $H.F.$ et d'une façon plus générale, mouvement réduit au mouvement d'entraînement et dont la vitesse est perpendiculaire au champ électrique et égale au rapport de ce dernier à l'induction magnétique. Le champ continu, dirigé

suivant Oy vaut $E_0 = V_{tot}/d$ et, en l'absence de champ $H.F.$, les électrons se déplacent sur l'équipotentielle V_e avec la vitesse $v_e = E_0/B$. Le champ $H.F.$ a pour composantes

$$\begin{aligned} E_y &= A \sinh \Gamma y e^{-j \Gamma z} \\ E_z &= j A \cosh \Gamma y e^{-j \Gamma z} \end{aligned} \quad (24)$$

La variation entre z et $z + dz$ du courant alternatif I transporté par le faisceau est due au temps de transit : $-j \Gamma_e dz$, au groupement dû à la modulation de vitesse longitudinale u_z :

$$-j \Gamma_e \frac{u_z}{v_e} I_0 = A I_0 \frac{\Gamma_e}{v_e} \cosh \Gamma y_0 \quad (25)$$

Cette variation doit être égale à $-j \Gamma I dz$, ce qui donne la condition

$$j (\Gamma - \Gamma_e) \frac{I}{I_0} + \frac{\Gamma_e}{v_e} \frac{A}{B} \cosh \Gamma y_0 = 0 \quad (26)$$

L'action du faisceau sur le circuit est donnée par l'équation (18) où il convient de remplacer E , composante longitudinale du champ par son expression (24). En éliminant A et I/I_0 entre l'équation (18) ainsi écrite et l'équation (26), on obtient pour déterminer Γ la condition

$$(\Gamma - \Gamma_0)(\Gamma - \Gamma_e) = \pm R_c \frac{\Gamma_0^2 \Gamma_e}{E_0} I_0 \cotgh(\Gamma y_0) = \mp \gamma_M^2 \quad (27)$$

Cette équation détermine deux ondes auxquelles il convient naturellement d'ajouter l'onde de constante $-\Gamma_0$ non modifiée.

III.2 — Théorie linéaire des amplificateurs à onde progressive.

Ces théories ont fait l'objet de nombreuses publications ⁽¹⁾ ; on se propose ici seulement de comparer, dans le cas des tubes M , l'amplificateur à onde directe ou $T.P.O.M.$ et l'amplificateur à onde inverse. On suppose pour simplifier l'atténuation nulle (Γ_0 réel), une adaptation parfaite aux deux extrémités de la ligne, et on pose $\Gamma - \Gamma_0 = \gamma_M X$, $\Gamma_0 - \Gamma_e = 2 \gamma_M \delta$. L'équation (27) qui détermine Γ s'écrit ainsi :

$$X(X + 2\delta) \pm 1 = 0 \quad (28)$$

Ses racines sont :

$$\begin{aligned} X_1 &= -\delta + \sqrt{\mp 1 + \delta^2} \\ X_2 &= -\delta - \sqrt{\mp 1 + \delta^2} \end{aligned} \quad (29)$$

Si A_1 et A_2 sont les amplitudes des deux ondes en $z = 0$, les conditions aux limites imposent dans le $T.P.O.M.$ que $A_1 + A_2$ soit égal au champ créé à l'entrée par la source extérieure, ce que l'on peut écrire :

$$A_1 + A_2 = 1 \quad (30)$$

⁽¹⁾ Voir par exemple la bibliographie figurant dans [34].

D'autre part le courant doit être nul en $z = 0$

$$\frac{A_1}{\Gamma_1 - \Gamma_e} + \frac{A_2}{\Gamma_2 - \Gamma_e} = 0 \quad (31)$$

Enfin le signal à la sortie, c'est-à-dire en $z = l$, vaut

$$G = A_1 e^{-j\Gamma_1 l} + A_2 e^{-j\Gamma_2 l} \quad (32)$$

et le module de cette expression représente le gain en amplitude du tube. On a ainsi

$$G = \frac{e^{-j(\Gamma_0 - \delta_{YM})l}}{2} \left[\left(1 - \frac{j\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \right) e^{\sqrt{1 - \delta^2} \Gamma_M l} + \left(1 + \frac{j\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \right) e^{-\sqrt{1 - \delta^2} \Gamma_M l} \right] \quad (33)$$

ou très sensiblement au voisinage du gain maximum, qui correspond à $\delta = 0$

$$|G| = \frac{1}{2} e^{\sqrt{1 - \delta^2} \Gamma_M l} \quad (34)$$

Dans le tube à onde inverse, les conditions aux limites sont : un courant nul en $z = 0$

$$\frac{A_1}{\Gamma_1 - \Gamma_e} + \frac{A_2}{\Gamma_2 - \Gamma_e} = 0 \quad (35)$$

et un champ donné en $z = l$

$$A_1 e^{-j\Gamma_1 l} + A_2 e^{-j\Gamma_2 l} = 1 \quad (36)$$

le champ à la sortie vaut :

$$G = A_1 + A_2 \quad (37)$$

dont le module représente le gain du tube. On obtient ainsi :

$$G = \frac{e^{j(\Gamma_0 - \delta_{YM})l}}{\cos(\sqrt{1 + \delta^2} \gamma_M l) - \frac{j\delta}{\sqrt{1 + \delta^2}} \sin(\sqrt{1 + \delta^2} \gamma_M l)} \quad (38)$$

Le gain est comme dans le cas du T.P.O.M., maximum pour $\delta = 0$, c'est-à-dire lorsque le synchronisme est exactement réalisé entre le faisceau et l'onde guidée par la ligne en l'absence du faisceau. Ce gain maximum vaut :

$$|G|_{max} = \frac{1}{\cos \gamma_M l} \quad (39)$$

Le courant doit donc être réglé à une valeur inférieure à celle pour laquelle $\gamma_M l = \frac{\pi}{2}$, le tube fonctionnant alors en autooscillateur. Le fait que le gain devienne infini montre que la bande passante devient de plus en plus étroite à mesure qu'on se rapproche de cette valeur critique du courant.

III.3 — Théorie linéaire des tubes « Carcinotron ».

La théorie linéaire, se trouvant limitée aux oscillations de faible amplitude, ne permet dans un tube oscillateur de déterminer que les conditions d'accrochage des oscillations. Elle s'effectue en écrivant que la superposition des diverses ondes possibles avec des amplitudes et des phases convenables satisfait aux conditions aux limites. Ces conditions expriment que, à l'extrémité de la ligne voisine du canon ($z = 0$), le faisceau n'a aucune composante alternative et que aux deux extrémités de la ligne, les ondes sont réfléchies avec des coefficients de réflexion a_0 (en $z = 0$) et a_l (en $z = l$).

a) Dans le tube M, avec les approximations faites 3 ondes existent seulement, avec des amplitudes complexes A_1 , A_2 et A_3 correspondant aux constantes de propagation Γ_1 , Γ_2 , solutions de (27) et $-\Gamma_0$.

D'après (26), la condition pour que le faisceau ne soit pas modulé en $z = 0$ s'écrit :

$$\frac{A_1}{\Gamma_1 - \Gamma_e} + \frac{A_2}{\Gamma_2 - \Gamma_e} = 0 \quad (40)$$

et l'existence des coefficients de réflexion a_0 et a_l en $z = 0$ et $z = l$ donne

$$a_0 (A_1 + A_2) = A_3 \quad (41)$$

$$A_1 e^{-j\Gamma_1 l} + A_2 e^{-j\Gamma_2 l} = a_l A_3 e^{j\Gamma_0 l} \quad (42)$$

La condition de comptabilité des équations (40), (41) et (42), condition d'accrochage des oscillations s'exprime donc ainsi :

$$(\Gamma_2 - \Gamma_e) (a_0 a_l e^{j\Gamma_0 l} - e^{-j\Gamma_2 l}) = (\Gamma_1 - \Gamma_e) (a_0 a_l e^{j\Gamma_0 l} e^{-j\Gamma_1 l}) \quad (43)$$

En posant $\rho = a_0 a_l e^{j3\frac{\Gamma_0 - \Gamma_e}{2}l}$, $\frac{\Gamma_0 - \Gamma_e}{2} = \delta \gamma_M$ cette condition s'écrit :

$$\sqrt{1 + \delta^2} \cos \sqrt{1 + \delta^2} \gamma_M l - j\delta \sin(\sqrt{1 + \delta^2} \gamma_M l) = \rho \sqrt{1 + \delta^2} \quad (44)$$

Pour $\rho = 0$ et une ligne d'atténuation nulle (δ réel), cette condition impose :

a) $\delta = 0$, c'est-à-dire synchronisme entre le faisceau et l'onde libre de fréquence égale à la fréquence d'oscillation,

b) $\cos \gamma_M l = 0$, c'est-à-dire :

$$\gamma_M l = \frac{\pi}{2}$$

ou, pour le courant d'accrochage [22].

$$I_{acc} = \frac{\pi^2}{4} \frac{E_0}{\Gamma_0^2 \Gamma_e l^2 R_c \cotgt \Gamma y_0} \quad (45)$$

L'expérience donne des valeurs de courant d'ac-

crochage assez nettement inférieures à celles qu'indique cette formule. Cette différence doit être attribuée aux effets de charge d'espace qui, par le mécanisme d'amplification qu'ils introduisent, tendent à réduire le courant d'accrochage. En tenant compte de ces effets de charge d'espace dans le courant d'accrochage, on trouve en effet des valeurs plus voisines des valeurs expérimentales.

Si l'atténuation n'est pas nulle, l'équation (44) donne pour $\rho = 0$, la condition

$$\gamma_M l \cos \psi = \frac{\pi}{2} + \psi \quad \text{avec} \quad \sin \psi = -j\delta \quad (46)$$

qui permet de calculer le courant d'accrochage pour une atténuation donnée de la ligne.

Enfin si ρ n'est pas nul, c'est-à-dire si la ligne n'a pas l'une au moins de ses extrémités terminée sans réflexion, la condition d'accrochage peut se mettre sous la forme.

$$\cos(\gamma_M l \cos \psi - \psi) = \rho \cos \psi \quad (47)$$

A cause du facteur $e^{j \frac{3 \Gamma_0 + \Gamma_e}{2} l}$ qu'il contient, la phase du terme ρ varie avec la fréquence. Pour les fréquences pour lesquelles ρ est réel et positif, le courant

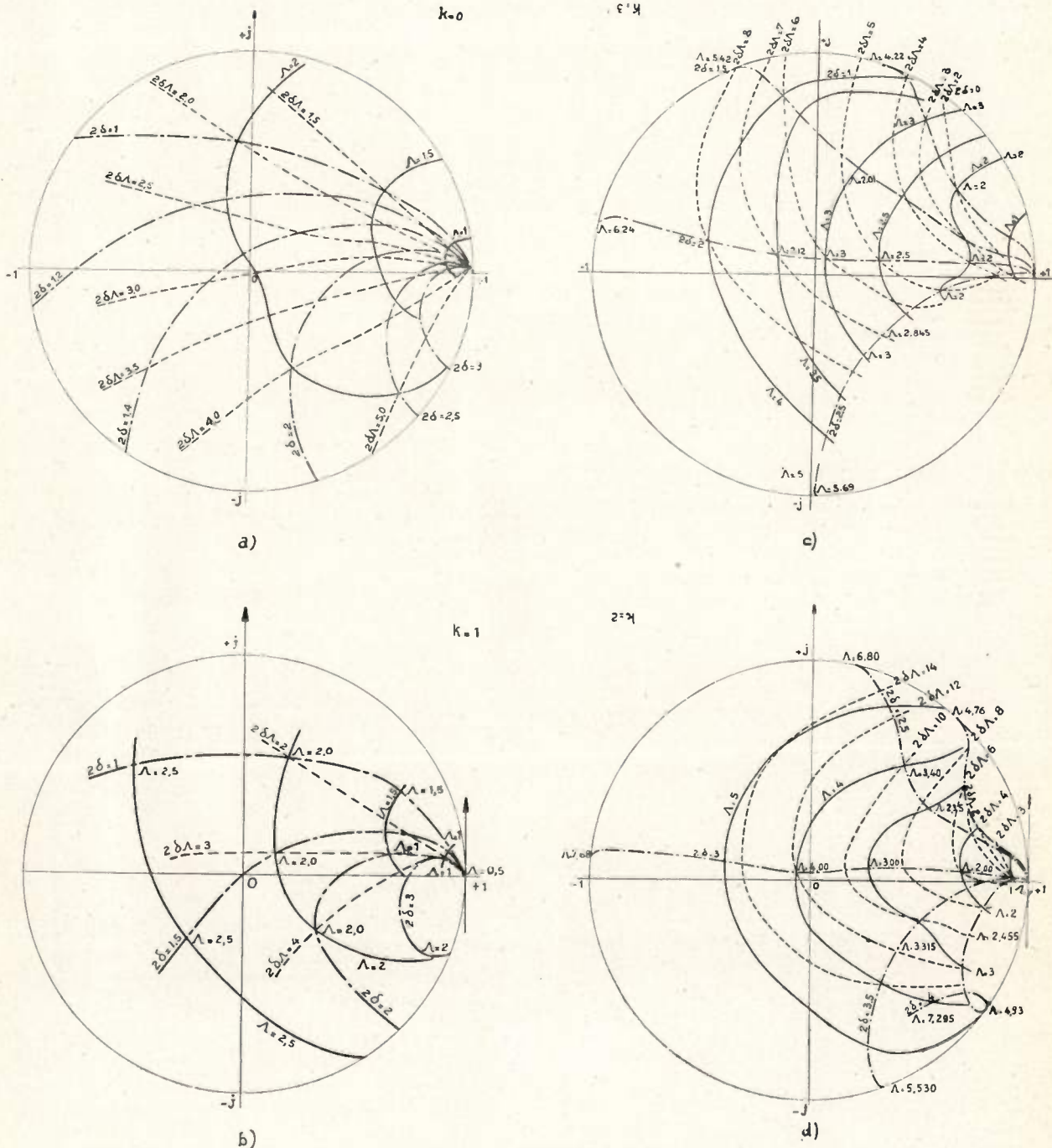


FIG. 13. — Diagrammes représentant dans le plan complexe de ρ les lignes d'égale valeur de 2δ , Λ et $2\delta\Lambda$ pour des charges d'espace croissantes : a) $k = 0$, b) $k = 1$, c) $k = 2$, d) $k = 3$.

d'accrochage est plus faible que celui qui correspond à l'absence de réflexions ; il est plus élevé pour les fréquences pour lesquelles ρ est négatif. Lorsque ρ est imaginaire, ψ prend une valeur complexe et la fréquence d'oscillation s'écarte de la fréquence correspondant au synchronisme de l'onde libre et du faisceau ; la fréquence varie ainsi plus rapidement au voisinage des points pour lesquels le courant d'accrochage est plus élevé. Lorsque ρ augmente en module, il apparaît des discontinuités de fréquence ; la discussion de l'équation (44) montre que, pour une atténuation nulle de la ligne, ces discontinuités apparaissent lorsque

$$|\rho| > \frac{2}{\pi} \left| \frac{v_e + v_g}{3 v_e - v_g} \right| \quad (48)$$

où v_g est la vitesse de groupe de la ligne à retard.

b) dans les tubes O, quatre ondes doivent être considérées, et les conditions aux limites imposent :

— en $z = 0$, une modulation de vitesse et une modulation d'intensité nulles, et sur le circuit, un coefficient de réflexion a_0 ;

— en $z = l$, un coefficient de réflexion a_l .

Ces conditions conduisent pour l'accrochage à l'équation suivante :

$$(e^{-jx_1\Lambda} - \rho) \frac{x_2 - x_3}{x_1} + (e^{-jx_2\Lambda} - \rho) \frac{x_3 - x_1}{x_2} - (e^{-jx_3\Lambda} - \rho) \frac{x_1 - x_2}{x_3} = 0 \quad (49)$$

où x_1 , x_2 et x_3 sont les racines de l'équation

$$x[(x + 2\delta)^2 - k^2] = 1$$

avec :

$$x = \frac{\Gamma - \Gamma_0}{\gamma_0}, \quad 2\delta = \frac{\Gamma_0 - \Gamma_e}{\gamma_0},$$

$$\frac{\Gamma_m^2}{\gamma_0^2} = k^2, \quad \Lambda = x_0 l, \quad \rho = a_0 a_l e^{2j\gamma_0 l}$$

La figure 13 représente, pour différentes valeurs de k , la fonction $\rho(\psi, \Lambda)$ obtenue par résolution numérique de l'équation (49).

Pour $k = 0$ (charge d'espace négligeable) et une atténuation nulle (δ réel), on a très sensiblement

$$2\delta = 2^{2/3} \quad \Lambda = \frac{\pi}{2^{2/3}} \quad (50)$$

c'est-à-dire que l'oscillation a lieu sur une fréquence plus élevée que celle qui correspond au synchronisme entre onde libre et faisceau, l'écart étant défini par

$$2\delta\Lambda = (\Gamma_0 - \Gamma_e)l = \pi \quad (51)$$

Le courant d'accrochage vaut [22] :

$$I_{acc} = \frac{\pi^2}{\Gamma_e \Gamma_0^2 l^3} \frac{V_0}{R_e} \quad (52)$$

Ce courant d'accrochage croît lorsque les effets de charge d'espace augmentent. Les résultats correspondant à $\rho = 0$ sur les figures 13 redonnent les résultats publiés par WALCKER [35]. Dès que $k^2 > 4$, on peut admettre

$$2\delta = k \quad \Lambda = \frac{\pi}{2} \sqrt{2k} \quad (53)$$

c'est-à-dire

$$2\delta\Lambda = (\Gamma_0 - \Gamma_e)l = \frac{\pi}{\sqrt{2}} k^{3/2} \quad (54)$$

et

$$I_{acc} = \frac{\pi^3 \sqrt{2}}{\Gamma_e \Gamma_0^2 l^3} \frac{V_0 k^{3/2}}{R_e} \quad (55)$$

k^2 étant, toutes choses égales d'ailleurs, proportionnel au courant, cette dernière formule prévoit entre le courant d'accrochage et la longueur du tube une relation de la forme $I_{acc} l^{1/2} = C'e$ lorsque la charge d'espace est importante ; pour une charge d'espace négligeable on a $I_0 l^3 = C'e$.

Lorsque ρ n'est pas nul, une discussion analogue à celle faite ci-dessus pour le tube M est valable. Les discontinuités dans la courbe fréquence-tension apparaissent quand

$$|\rho| > \frac{v_g + v_e}{4 v_e} \quad (56)$$

IV. PUISSANCE ET RENDEMENT DES TUBES A ONDES PROGRESSIVES

IV.1 — Tubes à ondes progressives du type « O ».

Il n'existe à notre connaissance aucune évaluation théorique satisfaisante du rendement de ce type de tube. La question a été abordée par plusieurs voies.

a) évaluation de la quantité maximum d'énergie que peuvent céder les électrons, évaluation faite à partir des écarts entre la vitesse de l'onde et celle des électrons, telle que la donne la théorie linéaire [36, 37].

b) résolution des équations non linéaires par des développements en série [38, 39, 40].

c) résolution numérique du système d'équations non linéaires [41].

Dans le premier de ces procédés, on essaie d'estimer la vitesse finale v'_e des électrons qui pénètrent dans l'espace d'interaction avec la vitesse v_e ; le rendement est alors, en admettant le circuit sans pertes :

$$\eta = \frac{v_e^2 - v_e'^2}{v_e^2} \quad (57)$$

Avec une charge d'espace négligeable, si l'on admet que la vitesse finale des électrons est égale à celle de l'onde, on a, en posant :

$$Z = \Gamma - \Gamma_e = X + j Y$$

$$\eta = 2 \frac{\gamma_0}{\Gamma_e} X \frac{1 + \frac{\gamma_0}{2 \Gamma_e} X}{\left(1 + \frac{\gamma_0}{\Gamma_e} X\right)^2} \quad (58)$$

X est, pour une charge d'espace nulle, la partie réelle de la solution correspondant à l'onde amplifiée de l'équation.

$$(Z - 2 \delta) Z^2 = -1 \quad (59)$$

On obtient le maximum de η en donnant à 2δ la valeur pour laquelle le gain de l'onde amplifiée est juste nul : $2\delta = 3.2^{-2/3}$, on a ainsi pour le rendement l'expression précédente avec $X = 2^{1/3} \sim 1.25$.

Si l'on admet, avec SLATER [36] qu'à la sortie du tube l'amplitude est suffisante pour que les électrons restent dans un même creux de l'onde, ils peuvent alors avoir une vitesse finale v'_e telle que la moyenne de v_e et de v'_e soit égale à la vitesse de l'onde. Avec cette hypothèse le rendement devient :

$$\eta = 4 \frac{\gamma_0}{\Gamma_e} X \frac{1}{\left(1 + \frac{\gamma_0}{\Gamma_e} X\right)^2} \quad (60)$$

Enfin, NORDSIECK [41], par une intégration numérique des équations non linéaires, avec l'hypothèse $\frac{\gamma_0}{\Gamma_e} \ll 1$ donne des valeurs du rendement qui satisfont très sensiblement à

$$\eta = \kappa \frac{\gamma_0}{\Gamma_e} X \quad (61)$$

avec $\kappa = 5.5$.

Ces différentes évaluations conduisent ainsi, pour $\frac{\gamma_0}{\Gamma_e} \ll 1$ à des formules du même type mais avec des coefficients κ qui vont de 2 à 5.5.

Le calcul de NORDSIECK indique la faiblesse des raisonnements basés sur un écart entre la vitesse des électrons et la vitesse de l'onde. Il montre en effet que la phase du courant et donc la vitesse de phase de l'onde varient lorsque l'on sort de la région linéaire, ce qui explique d'ailleurs qu'il conduise à un coefficient κ plus grand. Il met également en évidence la valeur douteuse des développements en série pour la détermination du rendement ; l'intérêt de ce développement reste de montrer sous quelle forme apparaissent les non linéarités [38, 39, 40].

L'intégration faite par NORDSIECK ne tient malheureusement pas compte des effets de la charge d'espace. On peut essayer dans ce cas de reprendre les raisonnements basés sur les valeurs des vitesses don-

nées par la théorie linéaire. Lorsque la charge d'espace est suffisamment grande ($k > 1$), il existe des ondes amplifiées pour des valeurs de X comprises entre $k - \frac{1}{\sqrt{2k}}$ et $k + \frac{1}{\sqrt{2k}}$. En supposant que, partant de la plus grande valeur de X on arrive à $X = 0$, on obtient l'expression (59) où X a été remplacé par $k + \frac{1}{\sqrt{2k}}$. Si l'on fait l'hypothèse de SLATER, on obtient :

$$\eta = \frac{4 \frac{\Omega_0}{\omega} f}{\left(1 + \frac{\Omega_0}{\omega} f\right)^2} \quad (62)$$

et le rendement apparaît comme proportionnel à Ω_0 , c'est-à-dire à la racine carrée du courant, et indépendant de la résistance de couplage. Si l'on admet que, partant de la plus grande valeur de X , la vitesse des électrons diminue jusqu'à la plus faible valeur de X pour laquelle le gain redevient nul, on obtient :

$$\eta = \frac{2\sqrt{2}\gamma_0}{\Gamma_e} \frac{1}{\sqrt{k}} \quad (63)$$

et le rendement apparaît comme proportionnel à $I_0^{\frac{1}{2}}$.

Il est difficile de comparer ces diverses évaluations théoriques aux valeurs expérimentales. Les évaluations théoriques ne tiennent en effet pas compte de l'influence de l'atténuation, de la distribution du champ au sein du faisceau, du creux de vitesse causé par la charge d'espace... etc... En admettant pour le rendement une formule telle que (61), les expériences conduisent à des valeurs de κ comprises en général en 1 et 3. Par exemple pour un tube de puissance, qui a été décrit par ailleurs [2], et qui donne une puissance de 4 kW avec un rendement de 25 %, on obtient une valeur de ce coefficient de 2,2. La charge d'espace n'est pas négligeable dans ce tube ($k \sim 1$). L'application de la formule (62) donne un rendement théorique de 42 %, ce qui n'est pas en trop mauvais accord avec l'expérience. La formule (53) donne 34 %, en bon accord avec l'expérience. Cette dernière formule, qui a l'avantage de faire intervenir, comme l'indique l'expérience, la résistance de couplage, conduit par contre à une variation du rendement avec le courant plus lente que celle que donne l'expérience.

Les rendements mesurés sur les C.O. sont du même ordre de grandeur que ceux des T.P.O. fonctionnant dans des conditions analogues. Il y a cependant entre ces deux types de tube une différence assez profonde qui vient de ce que l'interaction se fait dans un champ croissant pour le T.P.O. et dans un champ décroissant pour le C.O.

Les formules précédentes font prévoir une variation du rendement avec la vitesse du faisceau, telle que la puissance maximum n'est pas obtenue dans les mêmes conditions que le maximum de gain. Ceci se traduit dans l'amplificateur à ondes progressives par une augmentation avec le niveau d'entrée de la tension optimum de fonctionnement. Dans le tube

Carcinotron *O*, la même raison conduit à une variation de la fréquence lorsqu'on augmente le niveau de sortie par action sur le courant du faisceau.

ce de H.F., l'électron atteint une équipotentielle V_M , le rendement devient :

$$\eta = 1 - \frac{V_M}{V_0} \tag{65}$$

IV.2. — TUBES A ONDE PROGRESSIVE DU TYPE M

a) Rendement en l'absence des effets de la charge d'espace.

Dans les hypothèses qui conduisent aux trajectoires de la figure 9, les électrons atteignent la ligne avec une vitesse résultant de la composition de la vitesse d'entraînement v_e et d'une vitesse orthogonale à la première et égale à E_{HF}/B . Comme le champ H.F. reste pratiquement petit devant le champ continu, la vitesse d'impact des électrons est pratiquement égale à v_e . Si V_0 est le potentiel de la ligne par rapport à la cathode, chaque électron qui atteint la ligne a reçu de la source continue une énergie eV_0 et il dissipe sur la ligne sous forme de chaleur une énergie eV_e . Si tous les électrons atteignaient la ligne, le rendement électronique, c'est-à-dire compte non tenu des pertes dans la ligne, vaudrait :

$$\eta = 1 - \frac{V_e}{V_0} \tag{64}$$

Cette expression indique la possibilité d'obtenir un rendement élevé en donnant à V_0 une valeur nettement supérieure à celle de V_e . Ceci suppose des trajectoires rectilignes en l'absence de H.F. Si les trajectoires ont des ondulations telles que, en l'absen-

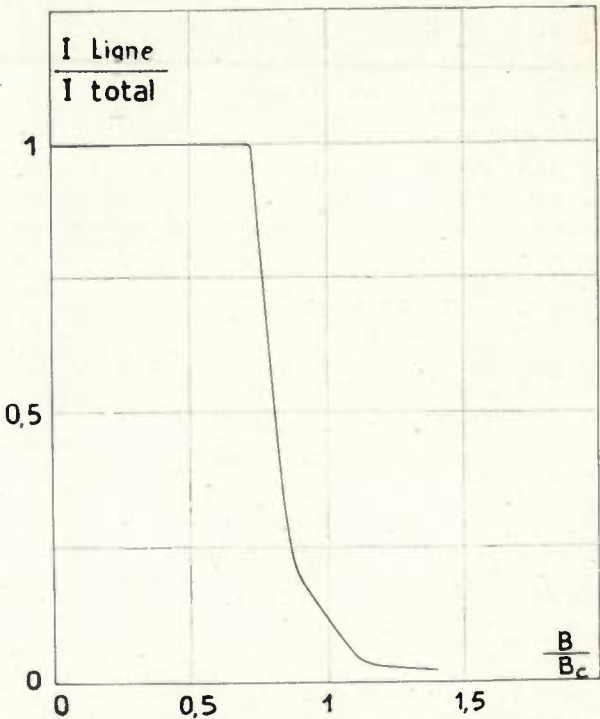


Fig. 14. — Caractéristique statique d'une optique donnant des trajectoires sensiblement rectilignes : fraction du courant atteignant la ligne en fonction du rapport B/B_c .

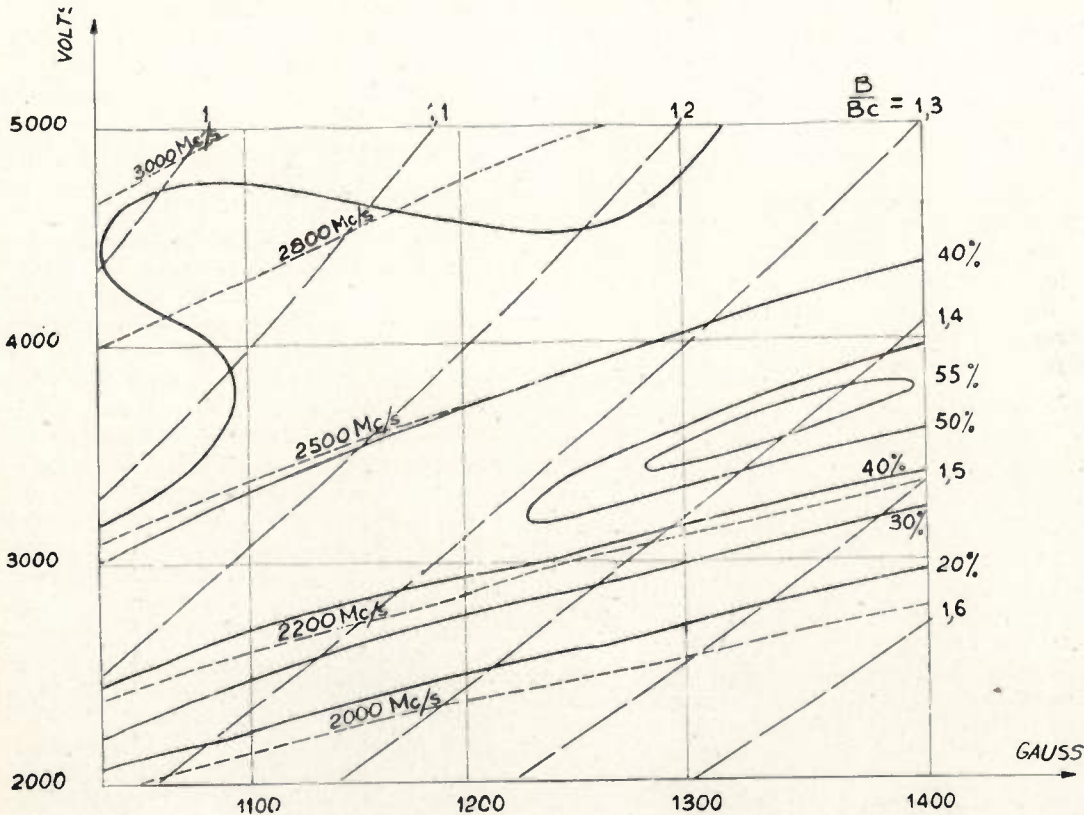


Fig. 15 — Lignes d'égale valeur du rendement, de la fréquence et du rapport B/B_c en fonction de la tension et du champ magnétique pour un tube Carcinotron M.

On a, par exemple, pour des trajectoires cycloïdales, $V_M = 4 V_e$. Les ondulations des trajectoires ont donc pour effet de réduire le rendement qui pour $V_0 = 5 V_e$ passe de 80 % à 20 % lorsque l'on passe de trajectoires rectilignes à des trajectoires cycloïdales. Ceci met en évidence l'importance des optiques donnant des trajectoires sensiblement rectilignes, optiques dont deux exemples ont été donnés plus haut (figures 7 et 8). Ces optiques conduisent à des caractéristiques statiques nettement différentes de celles du magnétron, le blocage apparaissant pour des champs magnétiques inférieurs au champ magnétique critique tel qu'on le définit dans le magnétron (figure 14). En fonction de ce champ magnétique critique, le rendement peut s'écrire :

$$\eta = 1 - K \left(\frac{B_c}{B} \right)^2 \quad (66)$$

où K vaut $\frac{1}{4}$ dans le cas de trajectoires rectilignes

et 1 pour des trajectoires cycloïdales. La figure 15 qui montre pour un tube « Carcinotron » M le rendement en fonction du champ magnétique et de la tension met en évidence un accroissement du rendement vers les valeurs élevées de B/B_c . Ces variations du rendement sont en fait définies par les variations simultanées de K et B/B_c , les trajectoires ne restant pas rectilignes pour toutes les valeurs de V et B .

Lorsque, dans le calcul du rendement, l'on tient compte des pertes dans les circuits, de la forme des trajectoires, du fait que tous les électrons n'atteignent pas l'anode, la valeur trouvée reste supérieure à celle que l'on mesure. Dans un cas particulier, par exemple, où le rendement mesuré était 48 %, le calcul donnait 62 %. Il semble que cet écart soit du aux effets de la charge d'espace.

b) Effets de la charge d'espace.

Ces effets ont été étudiés en détail dans d'autres articles [2, 29, 42]. Comme il a déjà été noté plus haut ils se traduisent dans les tubes du type M par un mécanisme d'amplification au sein du faisceau électronique, mécanisme lié à la variation de la vitesse des électrons entre les deux limites du faisceau. L'expérience indique pour un tube donné un gain proportionnel à la pénétrance magnétron :

$$\mathcal{G}_M = \frac{I_0}{V_0^{3/2}} \frac{B}{B_c}$$

Au cours des mêmes études, il a été possible de montrer expérimentalement que ce mécanisme d'amplification entraîne une augmentation de la « température » du faisceau qui se manifeste en particulier par l'arrivée d'électrons sur l'électrode négative qui limite l'espace d'interaction. Ce mécanisme d'amplification que l'expérience et la théorie montrent n'avoir pas d'effet sensible sur le gain du $T.P.O.M.$, réduit le courant d'accrochage du $C.M.$. Par l'intermédiaire de l'augmentation de la température du faisceau électronique, il agit d'une façon assez importante sur le rendement. En effet, à une température

élevée du faisceau correspond une grande dispersion des énergies des électrons. Les électrons qui ont perdu de l'énergie se sont rapprochés de la ligne et participent de façon réduite à l'échange d'énergie, l'énergie qu'ils peuvent céder au champ $H.F.$ se trouvant diminuée de celle qu'ils ont cédée par effet de charge d'espace à d'autres électrons. Ces derniers, qui pourraient compenser cette diminution du rendement en cédant au champ $H.F.$ l'énergie qu'ils ont captée sur les premiers, sont, pour les plus rapides d'entre eux, captés par l'électrode négative. Les autres se déplacent dans des champs $H.F.$ relativement faibles et n'atteignent pas la ligne. Cette réduction du rendement par effet de charge d'espace est d'autant plus sensible que, toutes choses égales d'ailleurs, le tube est plus long. Cela impose le choix d'une part d'un canon électronique court et d'autre part d'une ligne présentant une résistance de couplage élevée. L'expérience confirme qu'en augmentant la résistance de couplage sans toucher sensiblement aux autres caractéristiques du tube on augmente le rendement.

Le $T.P.O.M.$ et le $C.M.$ subissent, à des degrés différents, l'effet de la charge d'espace. Cette différence est due au fait que dans le $C.M.$ le faisceau électronique pénètre dans un champ intense alors que dans le $T.P.O.M.$, il séjourne d'abord dans un champ faible. Dans le $C.M.$, une partie de l'énergie est ainsi cédée par le faisceau avant que les effets de la charge d'espace se soient fait sentir. L'expérience montre en effet que dans des conditions analogues, le $C.M.$ a un rendement sensiblement supérieur à celui du $T.P.O.M.$

CONCLUSION

L'étude qui précède est incomplète. Elle a été volontairement limitée aux principes communs et aux différences essentielles des divers types de tubes à onde progressive, oscillateurs ou amplificateurs. Les propriétés des circuits à structure périodique, qui par l'existence de vitesses de phase négative ont conduit à la conception des tubes oscillateurs, constituent un élément important du domaine commun à ces divers types de tube. Par leurs caractéristiques électriques et mécaniques, ces circuits fixent en grande partie les possibilités des tubes. Du côté du mécanisme électronique, la charge d'espace joue un rôle particulièrement important dans les tubes du type « M », où se trouvent en quelque sorte superposés les mécanismes d'un tube à onde progressive et d'un tube à onde électronique.

Les tubes à onde progressive ont été définis par l'interaction prolongée d'un flux électronique et du champ d'une ligne à retard. Bien qu'elles n'y soient pas complètement étrangères, les considérations précédentes laissent de côté des tubes comme les tubes à onde électronique, les amplificateurs à paroi résistante ou les klystrons à onde progressive qui présentent quelques analogies avec les tubes à onde progressive, sans en posséder tous les caractères. Ces tubes de types divers n'ont d'ailleurs pas jusqu'à ce jour pris dans la technique des hyperfréquences la place qu'y occupent maintenant les tubes à onde progressive.

BIBLIOGRAPHIE

- [A] R. WARNECKE et P. GUENARD « Recent work in France on new types of valves for the highest frequencies ». Conférence présentée à Londres le 13 Mai 1953 devant les membres de la « Radio Section of the Institute of Electrical Engineers », sous la présidence de Mr. L. MEGAW.
- [B] P. GUENARD, R. WARNECKE, O. DÖHLER et B. EPSZTEIN « A new wide electronic tuning high efficiency microwave oscillator, the M. Carcinotum ». Communication présentée à Stanford (U.S.A.) le 19 Juin 1953 à « The Eleventh Annual Conference on Electron Tube Research » sous la présidence de R. KOMPFFNER.
- [C] R. WARNECKE, « Sur quelques récents développements dans le domaine des tubes électroniques pour U.H.F. » Conférence présentée à Paris le 17 Octobre 1953 devant les membres de la Société des Radioélectriciens et de la Société Française de Physique sous la présidence de M. P. DAVID.
- [D] R. WARNECKE « Realizaciones recientes en tubos electrónicos para frecuencias ultralevadas ». Conférence présentée à Madrid, le 10 Novembre 1953, sous les auspices de l'Instituto Nacional de Electronica sous la présidence de Mr. M. ESPINOSA.
- [1] R. WARNECKE et P. GUENARD, « Some recent work in France on new types of valves for the highest radiofrequencies. *Proc. I.E.E.* (Radio Section) Novembre 1953, page 317.
- [2] R. WARNECKE « Sur quelques résultats récemment obtenus dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences. *Annales de Radioélectricité* (Avril 1954).
- [3] A.V. HAEFF, U.S.P. N° 2 064 469 déposé le 23 Octobre 1933 et accordé le 15 Décembre 1936.
- [4] A.V. HAEFF, U.S.P. N° 2 233 126, déposé le 23 Octobre 1933 et accordé le 25 Février 1941.
- [5] N.E. LINDENBLAD, U.S.P. N° 2 300 052, déposé le 4 mai 1940 et accordé le 27 Octobre 1952.
- [6] A.V. HAEFF, An ultra high frequency power amplifier of nove design. *Electronics*, Février 1939, p. 30.
- [7] A.G. CLAVIER et G. ROSTAS, U.S.P. N° 2 232 050 correspondant au brevet français N° 832 947, déposé le 7 mai 1937.
- [8] F.B. LEWELLYN, U.S.P. N° 2 367 295, déposé le 17 Mai 1940 et accordé le 16 Janvier 1945.
- [9] W. VAN ROBERTS, U.S.P. N° 2 169 782.
- [10] F.B. LEWELLYN, U.S.P. N° 2 096 460, déposé le 23 Janvier 1936 et accordé le 19 Octobre 1937.
- [11] R. KOMPFFNER, U.S.P. N° 2 653 270 accordé le 22 Septembre 1953 avec priorité anglaise du 8 Juin 1944.
- [12] R. KOMPFFNER, The travelling wave tube. *Wireless World*, Novembre 1948, p. 369.
- [13] R. KOMPFFNER, The traveling wave tube as amplifier at micro-waves. *Proc. I.R.E.*, Février 1947, p. 124.
- [14] J.R. PIERCE et L.M. FIELD, « Traveling wave tube ». *Proc. I.R.E.*, Février 1947, p. 108.
- [15] K. POSTHUMUS, « Oscillations in a split anode magnetron. *Wireless Engineer*, Mars 1935, p. 126.
- [16] F. HERRIGER et F. HULSTER, « Die Schwingungen des Magnetfeldröhre und ihre Erklärungen. *Zeits. f. Hochfrequenz*. 1937, p. 123.
- [17] D. GABOR, Energy conversion in electronic devices. Communication devant la Radio Section de l'I.E.E., le 5 avril 1944.
- [18] W. KLEEN, O. DÖHLER et H. HUBER, U.S.P. N° 2 511 407 avec priorité du brevet français N° 940 063 déposé le 9 Janvier 1947 au nom de C.S.F.
- [19] R. WARNECKE « Aperçu sur quelques réalisations modernes et sur quelques conceptions récentes de tubes électroniques pour la réception et l'émission d'ondes électromagnétiques ultra-courtes. *Bulletin de la Société Française des Electriciens*, Février 1947, p. 81.
- [20] R.R. WARNECKE, W. KLEEN, A. LERBS, O. DÖHLER et H. HUBER, « The Magnetron type traveling wave amplifier ». *P.I.R.E.* Mai 1950, p. 406.
- [21] B. EPSZTEIN, British Patent N° 699 893 avec priorité du brevet français N° 1 035 379, déposé le 13 Avril 1951.
- [22] P. GUENARD, O. DÖHLER, B. EPSZTEIN et R. WARNECKE, Nouveaux tubes oscillateurs à large bande d'accord électronique pour hyperfréquences. *C.R. Acad. Sci.* t. 235 p. 236, Juillet 1952.
- [23] P. GUENARD, O. DÖHLER et R. WARNECKE, Sur les propriétés des lignes à structure périodique. *C.R. Acad. Sci.* t. 235, p. 32, Juillet 1952.
- [24] B. EPSZTEIN et G. MOURIER, Définition et mesure des vitesses de phase dans les lignes à structure périodique. Conférence devant la 5^e section de la Société des Radioélectriciens, le 6 Mai 1953.
- [25] B. EPSZTEIN et G. MOURIER, Mesure de l'impédance de couplage des lignes à retard, Conférence devant la 5^e section de la Société des Radioélectriciens le 15 Janvier 1954.
- [26] A. LEBLOND et G. MOURIER, Etude des lignes à barreaux à structure périodique pour tubes électroniques U.H.F. *Annales de Radioélectricité*, sous presse.
- [27] D. CHARLES, Brevet français N° 986 811 demandé le 21 mars 1949 au nom de C.S.F.
- [28] O. DÖHLER et A. LERBS, Brevet français N° 994 545 déposé le 7 Juillet 1949 au nom de C.S.F.
- [29] P. GUENARD et H. HUBER : Etude expérimentale de l'interaction par ondes de charge d'espace au sein d'un faisceau électronique se déplaçant dans des champs électrique et magnétique croisés. *Annales de Radioélectricité* Octobre 1952, p. 252.
- [30] J.F. HULL, G. NOVICK et R. CORDRAM, How long line effect impairs tunable radar. *Electronics*, Février 1954, p. 168.
- [31] O. DÖHLER, W. KLEEN et P. PALLUEL : Les tubes à propagation d'ondes comme oscillateurs à large bande d'accord électronique. *Annales de Radioélectricité*, Janvier 1949, p. 66.
- [32] M. DENIS, Généralités sur les T.P.O. oscillateurs à réaction. Théorie du T.P.O. reflex. *Annales de Radioélectricité*, Juillet 1952, p. 169.
- [33] R. WARNECKE et P. GUENARD, Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. GAUTHIER VILLARS, Paris 1951. Ch. XXIII, p. 549.
- [34] R. KOMPFFNER, Travelling wave tubes. Reports on progress in physics. Vol. XV, p. 275, 1952.
- [35] I.R. WALKER, Starting currents in the backward wave oscillator. *Journal of Applied Physics*. Juillet 1953, p. 854.
- [36] J.C. SLATER, Microwave Electronics, Van Nostrand, New-York 1950.
- [37] J.R. PIERCE, Traveling wave tubes. Van Nostrand, New-York 1950.
- [38] O. DÖHLER et W. KLEEN, Phénomènes non linéaires dans les tubes à propagation d'onde. *Ann. Radioélectricité*, Avril 1948, p. 124.
- [39] O. DÖHLER et W. KLEEN, Sur le rendement du tube à propagation d'onde. *Ann. Radioélectricité*, Juillet 1949, p. 216.
- [40] R. BERTEROITTIÈRE et G. CONVERT, Sur certains effets de la charge d'espace dans les tubes à propagation d'onde. *Ann. Radioélectricité* Juillet 1950, p. 168.
- [41] A. NORDSIECK, Theory of large signal behavior of traveling wave amplifiers. *Proc. I.R.E.*, Mai 1953, p. 630.
- [42] R. WARNECKE, H. HUBER, P. GUENARD et O. DÖHLER, Amplification par ondes de charge d'espace dans un faisceau électronique α se déplaçant dans des champs électrique et magnétique croisés. *C.R. Acad. Sci.* t. 235, 1952, p. 470-472.

ÉVOLUTION DE LA TECHNIQUE DES IMPULSIONS APPLIQUÉE AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

E. M. DELORAINE
*Président du Laboratoire Central
de Télécommunications*

Les progrès techniques dans le domaine des systèmes de communication téléphonique pendant les 25 années dernières, ont permis la réalisation d'économies importantes par un emploi de plus en plus généralisé des systèmes à canaux multiples sur conducteur unique ou sur onde porteuse radio unique. On a vu successivement naître des systèmes à courants porteurs à 3, à 12, à 60 canaux téléphoniques sur paires ou quarts de câbles, puis les systèmes à 400 et 800 canaux téléphoniques par élément de câble coaxial. Le multiplexage des communications a été appliqué aussi aux liaisons hertziennes hyperfréquences.

A l'origine, toute cette technique a reposé sur le principe du multiplexage par division de fréquence, les voies téléphoniques individuelles étant caractérisées, après translation vers les fréquences plus élevées, par leurs positions dans la bande de fréquences transmises. Une translation inverse est effectuée à l'extrémité réceptrice.

L'application de ce principe, qui a conduit à des réalisations dont le succès a été complet, nécessite que le circuit multiplex à bande large réponde à de nombreuses conditions, parmi lesquelles il faut que la caractéristique d'amplitude du système soit linéaire pour éviter un mélange des voies par interférence.

Le Laboratoire Central de Télécommunications avait poursuivi, dès 1931, des travaux importants dans le domaine des liaisons hyperfréquences, et réalisé une liaison à travers la Manche sur la fréquence de 1 700 Mc/s.

Des essais ultérieurs de multiplexage sur ce genre de liaison ont rapidement montré la difficulté considérable d'obtenir une caractéristique d'amplitude suffisamment linéaire pour éviter la diaphonie.

C'est alors que le principe du multiplexage des canaux téléphoniques par division dans le temps fut considéré. Ce principe était déjà connu par son application courante au télégraphe, le système Baudot de télégraphie multiplex utilisait en effet,

dès 1874, pour les communications à voies multiples des signaux télégraphiques individuels imbriqués dans le temps. Beaucoup plus tard, en 1924, HEISING avait décrit (1) un système téléphonique capable d'une seule conversation, utilisant des impulsions modulées en largeur. L'idée maîtresse était une augmentation de rendement d'une émission radio.

R. D. KELL, dix ans plus tard (2), avait proposé un système à impulsions d'amplitude et de durée constantes ; l'intelligence était transmise par le nombre d'impulsions émises par seconde. On trouve dans la description de KELL l'idée d'amélioration du rapport signal-bruit par l'utilisation d'impulsions courtes, c'est-à-dire en tirant avantage d'un élargissement de la bande transmise. Ni HEISING, ni KELL n'ont envisagé la possibilité d'imbriquer les impulsions pour réaliser des communications multiplex.

On peut dire dans l'ensemble, que le principe de multiplexage des canaux téléphoniques par division dans le temps n'avait pas retenu sérieusement l'attention des téléphonistes jusqu'après 1930.

Suivant ce principe, on prélève à l'émission de courts échantillons successifs de l'amplitude des signaux à transmettre d'une voie téléphonique et on imbrique dans le temps les échantillons correspondant aux diverses voies. La caractéristique des voies individuelles est leur position dans le temps. Une opération inverse a lieu à l'extrémité réceptrice.

Cette méthode présente l'avantage que les caractéristiques du système de transmission n'ont plus à remplir la condition de stricte linéarité, car une seule voie est transmise à un instant donné et les défauts de linéarité n'affectent que le canal individuel. Ils peuvent atteindre, pour la téléphonie, des valeurs assez élevées sans inconvénient.

On a l'avantage aussi de pouvoir améliorer le rapport signal-bruit par l'utilisation d'impulsions à front raide.

Les impulsions individuelles peuvent être modulées par la voix de plusieurs façons ; la plus simple, au

premier abord, est de transmettre des impulsions d'amplitude variable correspondant aux amplitudes instantanées des voies à transmettre à l'instant correspondant (PAM).

On peut imaginer aussi, comme l'avait fait HEISING, de moduler la largeur des impulsions à amplitude constante ; ou encore de varier la distance des impulsions dans le temps comme KELL. On peut encore changer la position des impulsions dans le temps en maintenant constantes leur forme et leur nombre. Cela fut proposé par REEVES ainsi qu'on le verra plus tard. On peut enfin imaginer l'envoi d'une porteuse modulée en fréquence par les impulsions, l'écart de fréquence étant proportionnel à l'amplitude instantanée des voies à transmettre.

Des essais furent faits à partir de 1932, au Laboratoire Central de Télécommunications, sur un système à 8 canaux, utilisant par seconde 10.000 impulsions de 6 microsecondes pour chaque voie, soit au total 80.000 impulsions par seconde. Les impulsions étaient alors modulées en amplitude. On appliqua ce système à une onde porteuse de 75 Mc/s. Les résultats furent considérés comme encourageants et ce système fit l'objet de publications (3).

Toutefois, les expérimentateurs s'aperçurent très vite que les systèmes à impulsions à amplitude variable avaient plusieurs inconvénients dont celui de se prêter mal au contrôle automatique des niveaux. Dans la même année, nous trouvons des publications reprenant l'idée de Heising décrivant des systèmes à amplitude constante et à durée d'impulsions variables, la durée des impulsions constituant la traduction des amplitudes variables à transmettre.

REEVES devait concevoir rapidement que l'élément du signal transmettant l'information était en fait le début et la fin de l'impulsion dont le corps même ne représentait qu'une perte d'énergie. En fait, il suffit de transmettre l'un des deux éléments, début ou fin, leurs déplacements étant symétriques par rapport à la position amplitude zéro. C'est alors que fut décrit par lui et l'auteur en 1938 un système devenu classique (4) dans lequel on utilise des impulsions d'amplitude et de largeur constantes, déplacées dans le temps, par rapport à une origine, d'une quantité correspondant à l'amplitude des signaux du canal transmis (PTM). On a utilisé, dès ce moment, la possibilité d'améliorer le rapport signal-bruit au prix d'un élargissement de la bande transmise, par l'utilisation d'impulsions à front d'onde très raide.

Un point important continuait néanmoins à attirer l'attention des chercheurs, à savoir que, en commun avec les systèmes plus anciens et malgré tous les avantages prévisibles, le bruit des différentes sections d'un système à impulsions modulées dans le temps avec répéteurs intermédiaires devait être cumulatif, c'est-à-dire, que les conditions à imposer à une section devaient être d'autant plus sévères que la liaison était plus longue et comprenait davantage de répéteurs.

Une invention nouvelle et particulièrement audacieuse allait résulter de cette remarque. En octobre 1938, REEVES (5) propose le système de modulation à impulsions codées (PCM). Il s'est alors rendu compte

que si les impulsions étaient de forme constante et occupaient des positions également espacées dans le temps, ou même des positions connues d'avance, on pouvait utiliser des répéteurs régénérant la forme et la position des impulsions et les retransmettre avec une distorsion nulle, jusqu'à un point critique où le système devient rapidement inopérant. Pour cela il fallait que l'intelligence contenue dans la parole soit transformée en impulsions également espacées et toutes identiques de forme, le seul changement étant la présence ou l'absence de ces impulsions.

Pour arriver à ce résultat on effectue trois opérations : la première consiste à prélever des échantillons successifs d'amplitude d'une voie téléphonique, la seconde à « quantiser » ces amplitudes, prenant seulement des valeurs entières s'approchant le plus des valeurs réelles, et la troisième à coder ces nombres entiers. On obtient ainsi un système qui présente des avantages certains pour les liaisons très longues, où l'effet cumulatif du bruit peut devenir important.

Signalons encore qu'en 1946, MM. Van MIERLO, DERJAVITCH et l'auteur ont décrit et expérimenté une simplification possible de l'appareillage utilisé pour réaliser une modulation codée. Dans ce nouveau système, après avoir prélevé des échantillons successifs d'amplitude, on transmet une impulsion pour chaque changement dans la valeur de ces échantillons dépassant une valeur constante ou « quantum d'amplitude », ces impulsions sont envoyées à des intervalles prédéterminés. Ce système, présenté alors comme un système de modulation différentielle par impulsions (PDM) (6), a été ultérieurement décrit sous le nom de modulation « delta ». Il présente un intérêt pour certaines applications, mais fait usage de largeurs de bande plus grandes que le système à impulsions codées de 1938.

Le succès pratique de l'ensemble de ces travaux a dépassé toutes les espérances. Les premières réalisations mises en service, autant que le sache l'auteur, ont été celles de l'Armée Britannique avec son équipement radio N° 10, utilisé au cours des opérations en France en 1944. Les systèmes de communication multiplex par impulsions sont aujourd'hui utilisés sur une très grande échelle, presque toujours dans les liaisons radio hyperfréquences. Ils ont permis d'établir des réseaux nombreux dont certains, déjà en service, ont des longueurs comparables à celles des grandes liaisons téléphoniques internationales, soit 1 500 à 2 000 km.

Le système PTM 23 voies, étudié et construit par les laboratoires et usines du groupe ITT, a rencontré un succès tout particulier, et a largement dépassé le stade expérimental ; il y a aujourd'hui 125 terminaux et 235 répéteurs de ce système en service ou en installation. La sécurité de fonctionnement de ces liaisons, dès maintenant établie sur une base exceptionnellement large, se compare favorablement à celle des lignes métalliques.

Les techniques variées développées à propos des systèmes précédents paraissent devoir trouver des applications importantes dans un tout autre domaine des télécommunications : celui de la commutation

automatique téléphonique. Ces techniques rendent possible en principe la réalisation d'équipements de commutation entièrement statiques dans lesquels les contacts matériels électromécaniquement commandés sont remplacés par des portes électroniques contrôlées en temps opportun par l'application d'impulsions appropriées. Dans ces systèmes, il peut en outre être fait usage, pour réduire le nombre de ces portes, du multiplexage dans le temps pour la transmission des conversations à travers l'équipement de commutation. Les principes de la « commutation électronique » utilisant des circuits de liaison multiplex à impulsions ont été indiqués dès 1947 par l'auteur (7), et des essais de laboratoire sont en cours dans ce domaine.

Ce résumé de l'évolution des techniques à impulsions dans les domaines précités n'a été conçu que comme introduction aux communications de MM. LEHMANN et POTIER dans lesquelles seront présentées certaines études ou réalisations des

Sociétés « *Le Laboratoire Central de Télécommunications* » et « *Le Matériel Téléphonique* ».

BIBLIOGRAPHIE

[1] Brevet Américain N° 1.655.543, déposé le 18 avril 1924 au nom de R. A. HEISING.

[2] Brevet Américain N° 2.166.688, déposé le 18 décembre 1937 au nom de R. D. KELL.

[3] Brevet Français N° 833.929, déposé le 18 juin 1937, et Première Addition N° 49.159, déposée le 5 juillet 1937, au nom de « *Le Matériel Téléphonique* » (Inventeur : A. H. REEVES).

[4] Brevet Français N° 846.849, déposé le 18 novembre 1938, au nom de « *Le Matériel Téléphonique* » (Inventeurs : E. M. DELORAINE et A. H. REEVES).

[5] Brevet Français N° 852.183, déposé le 3 octobre 1938, au nom de « *Le Matériel Téléphonique* » (Inventeur : A. H. REEVES).

[6] Brevet Français N° 932.140, déposé le 10 août 1946, au nom de « *Le Matériel Téléphonique* » (Inventeurs : E. M. DELORAINE, S. VAN MIERLO et B. DERJAVITCH).

[7] Brevet Français N° 930.641, déposé le 13 juillet 1946, au nom de « *International Standard Electric Corporation* » (Inventeur : E. M. DELORAINE).

LES APPLICATIONS DES IMPULSIONS DANS LES SYSTÈMES D'INTERCONNEXION TÉLÉPHONIQUE

PAR

Gérard LEHMANN

Directeur Scientifique du Laboratoire Central de Télécommunications

INTRODUCTION.

Depuis la mise en service des premiers dispositifs de téléphonie automatique (des appareils de téléphonie automatique étaient présentés à l'Exposition d'Electricité de Paris, en 1881), la quasi totalité des fonctions nécessaires pour connecter entre eux deux abonnés ont jusqu'à aujourd'hui été remplies par des organes comprenant simultanément des électro-aimants et des contacts ; ceux-ci constituent les relais et les commutateurs électromécaniques.

Le vaste développement des techniques électroniques au cours des dernières années a naturellement conduit les téléphonistes à examiner les services que ce nouveau type d'instruments pourrait être en mesure de rendre dans les centraux téléphoniques, le but poursuivi étant une amélioration technique du service, en présence de l'extension des réseaux de communications, ou une amélioration des conditions économiques de construction et d'exploitation des installations, ou les deux.

Les travaux d'étude actuellement en cours dans cette voie ont naturellement fait appel aux techniques d'impulsions, par ailleurs courantes dans le téléphone automatique depuis son origine, et le but de cet article est d'illustrer par quelques exemples les recherches effectuées dans ce domaine. Tout d'abord, nous pensons utile de rappeler aux électroniciens quelques notions de base sur le fonctionnement d'un central téléphonique.

I. — RAPPEL DE LA FONCTION ESSENTIELLE D'UN CENTRAL DE COMMUTATION TÉLÉPHONIQUE.

a) Circuits de ligne, circuits de jonction, commutateurs.

La constatation initiale est que, même aux heures de pointe de trafic, le nombre de conversations simultanées est inférieur au nombre des abonnés.

D'où l'idée d'affecter un nombre limité de circuits de jonction à l'interconnexion entre un abonné demandeur N et un abonné demandé N' .

L'on peut ainsi porter à une valeur élevée la densité de trafic sur les circuits de jonction, et limiter fortement le nombre de ces derniers et l'importance

de tout l'appareillage correspondant. Le schéma de principe est donné par la figure 1.

La nécessité, lors d'un appel par l'abonné N , de pouvoir choisir une jonction libre, parmi les circuits de jonction existants, conduit à connecter chaque ligne d'abonné en parallèle sur plusieurs sélecteurs de ligne ; il en est de même, naturellement, pour les

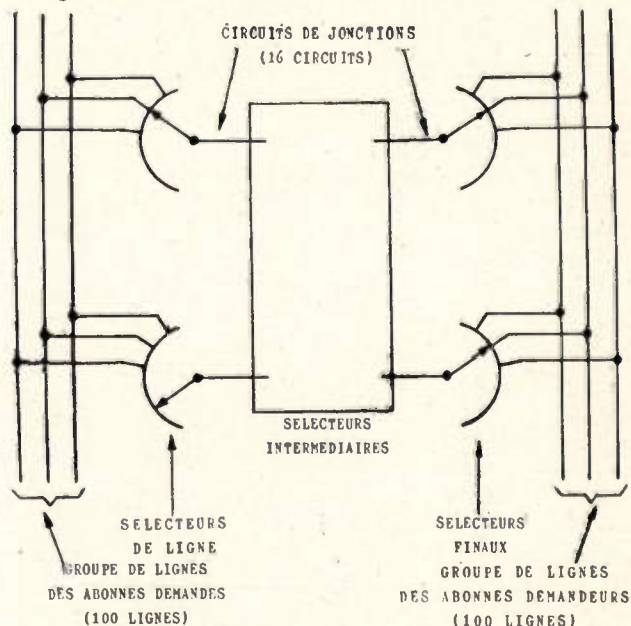


Fig. 1. — Schéma de principe des circuits de parole d'un central téléphonique.

sélecteurs finaux connectant l'autre extrémité de la jonction à l'abonné demandé N' . Cette mise en parallèle de plusieurs sélecteurs sur chaque ligne d'abonné s'appelle le multiplage.

Naturellement, des techniques analogues sont utilisées entre les deux extrémités, par les sélecteurs intermédiaires, en nombre variable suivant le système, l'importance du central, et la densité du trafic maximum. Ainsi se trouve constitué l'ensemble des circuits de parole (fig. 1).

b) Cadran d'appel, circuits de contrôle.

Chacun connaît le cadran d'appel qui, pour chaque chiffre formé, envoie une série d'impulsions élec-

En voici quelques-uns :

1° D'importants efforts doivent être consacrés au problème de la sécurité de fonctionnement, compte tenu du fait qu'un central de 10 000 lignes contiendrait environ 3 millions d'éléments électroniques (actifs ou passifs).

Sous l'impulsion de ces efforts, la sécurité de certains éléments du matériel électronique classique (Radio, Radar) peut faire des progrès spectaculaires.

2° Les diodes au germanium à pointe disponibles aujourd'hui ne constituent pas une solution satisfaisante au problème de la commutation téléphonique rapide. Leurs défauts sont les suivants :

- a) puissance insuffisante ;
- b) atténuation trop grande et irrégulière ;
- c) fragilité trop grande aux chocs électriques accidentels pouvant survenir dans un réseau téléphonique.

Les recherches en cours peuvent d'ailleurs modifier ultérieurement ces remarques.

CONCLUSIONS.

Nous avons pensé intéresser les radioélectriciens en décrivant deux réalisations dans lesquelles les téléphonistes ont fait un large appel aux techniques familières aux électroniciens.

Si le dispositif entièrement électronique réalisé au Laboratoire Central de Télécommunications ne constitue pas nécessairement le prototype d'un système destiné à l'exploitation, son étude, sa mise au point, et l'observation de ses conditions de fonctionnement, ont été d'un grand bénéfice aux deux groupes de téléphonistes et d'électroniciens qui ont collaboré à sa construction. Cette collaboration, maintenant largement amorcée, ira certainement en s'amplifiant dans le proche avenir, et deux conséquences d'importance apparaissent clairement aujourd'hui : le volume du matériel électronique employé dans les centraux téléphoniques ira en s'accroissant rapidement ; le rôle joué par les électroniciens dans la vaste industrie du téléphone ira en s'accroissant parallèlement ; peut-être le jour n'est-il pas loin où ce rôle sera prépondérant.

En terminant je désire adresser mes remerciements à M. Camille WEILL, Chef de Département au Laboratoire Central de Télécommunications, et à ses collaborateurs, à nos collègues MM. KRUTHOF, Den HERTOEG et VAN MIERLO et à leurs collaborateurs de la Bell Telephone Mfg. Co. d'Anvers, et plus particulièrement à M. E.M. DELORAINE, à qui sont dus tant d'idées de base et d'encouragements essentiels dans l'exécution de ces travaux.

triques, en nombre égal au chiffre (de 1 à 10) ; la cadence de ces impulsions est de 10 par seconde, et les suites d'impulsions ainsi envoyées constituent un codage décimal du numéro désiré.

Les impulsions agissent sur les électro-aimants des relais et commutateurs du central, dont les contacts permettent alors la constitution des *circuits de contrôle*.

Les courants parcourant les circuits de contrôle agissent à leur tour sur les commutateurs des circuits de parole.

En principe les circuits de contrôle agissent pendant la durée d'établissement de la connexion entre abonnés, et les circuits de parole conservent un état permanent pendant toute la durée de la conversation. Dans les centraux téléphoniques actuels, toutes les opérations sont effectuées par ouverture ou fermeture de contacts métalliques, déplacés par des mécanismes commandés par des électro-aimants.

II. — EMPLOI D'ÉLÉMENTS ET DE CIRCUITS ÉLECTRONIQUES.

L'emploi de circuits électroniques permet un changement d'échelle des vitesses avec lesquelles des connexions peuvent être établies ou coupées.

Parmi les éléments électroniques actuellement utilisés pour effectuer des opérations de commutation, mentionnons, par ordre de rapidité croissante :

Les diodes au sélénium agissant en	100 μ s environ
Les tubes à gaz à cathode froide.	100 μ s environ
Diodes et transistors au germanium	
à jonction.....	100 μ s environ
Transistors à pointes.....	1 μ s environ
Diodes à pointes.....	0,1 μ s
Tubes à vide.....	< 0,1 μ s

(Toutes ces valeurs données à titre d'ordre de grandeur, peuvent se modifier rapidement sous l'effet des recherches en cours).

A titre de comparaison, rappelons que le temps de fonctionnement d'un relai est de l'ordre de quelques millisecondes.

On constate donc que les vitesses de commutation autorisées par l'emploi d'éléments électroniques sont multipliées, par rapport aux relais, par un facteur d'au moins 10 et pouvant dépasser 1 000.

Des efforts importants ont été réalisés et se poursuivent pour tirer parti de ces propriétés des éléments électroniques.

Or, actuellement, les centraux automatiques existent (depuis plus de 50 ans) et fonctionnent d'une façon satisfaisante.

Les efforts ont donc pour but d'obtenir l'un ou plusieurs des résultats suivants ;

- d'une part :
 - 1° baisse du prix de premier établissement ;
 - 2° diminution du volume, d'où réduction du prix des bâtiments ;
 - 3° baisse des dépenses d'entretien.
- d'autre part :

Rapidité accrue des opérations de commutation, rendue nécessaire par la création de réseaux automa-

tiques à grandes distances (réseaux nationaux, et bientôt, internationaux).

Nous allons donner maintenant deux exemples de travaux d'études effectués dans les directions indiquées ci-dessus, auxquels a participé le Laboratoire Central de Télécommunications.

III. — APERÇU SUR LE SYSTÈME M.E.

Le Système M.E. est le premier type de central téléphonique automatique faisant usage sur une grande échelle de circuits électroniques.

Il a été conçu par la « Bell Telephone Manufacturing Company » d'Anvers, et le Laboratoire Central de Télécommunications a collaboré dans plusieurs phases des études.

Un central M.E. entrera en service d'exploitation réelle au début de 1954 sur le réseau téléphonique national norvégien.

La conception de ce système est fondée sur les remarques suivantes :

a) Les contacts mécaniques demeurent les contacts de choix à l'heure actuelle pour les circuits de parole.

Ils introduisent un affaiblissement négligeable et bien stable. Ils se prêtent à la circulation de l'énergie dans les deux sens sans précaution. Par ailleurs, la durée moyenne d'une conversation étant de 2 minutes, aucun intérêt décisif n'apparaît en usant un élément à haute rapidité de service dans un circuit de parole normal.

b) Au contraire, rien ne limite la rapidité du fonctionnement des circuits de contrôle.

Ceux-ci ne sont pas parcourus par des courants de conversations ; en accélérant leur vitesse de fonctionnement il est possible de réduire le nombre des organes travaillant en parallèle, donc d'obtenir les résultats économiques recherchés.

Dans le système M.E. :

1° Les commutateurs de parole sont électromécaniques ;

2° Tous les circuits de contrôle sont électroniques.

Les éléments utilisés sont :

- les diodes au sélénium ;
- les tubes relais à gaz ;
- un petit nombre de tubes à vide.

Toutes les opérations de contrôle d'un central téléphonique sont effectuées électroniquement, par circulation d'impulsions dont l'amplitude est de 25 volts et dont les plus brèves ont une durée de 25 μ s, et une fréquence maximum de 5.000 par seconde.

Toutes les opérations aboutissant à l'établissement d'une communication, à partir du moment où l'abonné demandeur a décroché, sont effectuées électroniquement par comparaison des instants d'apparition de deux ou plusieurs impulsions.

Ces opérations s'effectuent par superposition d'impulsions, suivant une technique utilisée notamment dans les indicateurs de RADAR.

1° Il circule dans les circuits de contrôle des séries régulières d'impulsions émanant d'un générateur central ;

2° Chaque opération (décrochage du récepteur, sélection des commutateurs de parole, etc.) déclenche l'apparition d'impulsions particulières, empruntées aux séries du générateur central ;

3° Les impulsions de commande sont identifiées par superposition et comparaison dans le temps, à l'aide de réseaux de redresseurs au sélénium ;

4° Les impulsions résultantes allument des tubes relais à gaz, qui, entre autres opérations, agissent sur les relais des commutateurs de parole.

Les rapidités de fonctionnement ne sont pas extrêmes, mais permettent l'usage d'éléments électroniques très robustes et sûrs, tels que redresseurs au sélénium et tubes à gaz à cathode froide.

IV. — INVESTIGATIONS FAITES PAR LE LABORATOIRE CENTRAL DE TÉLÉCOMMUNICATIONS SUR UN SYSTÈME DE COMMUTATION ENTIÈREMENT ÉLECTRONIQUE.

Dans le système M.E., seuls sont utilisés les éléments électroniques de commutation moyennement rapides : redresseurs au sélénium et relais à gaz.

Une autre étude a été entreprise, en vue d'évaluer les possibilités d'emploi des éléments les plus rapides, notamment les tubes à vide et les diodes au germanium à pointe, qui, à l'heure actuelle, permettent des durées de commutation de l'ordre de 0,1 microseconde. En outre, cette seconde étude avait pour objet l'examen de systèmes entièrement électroniques, à l'exclusion de contacts mécaniques, même dans le circuit de parole.

Le principe général adopté dans le système dont nous parlerons maintenant est né du rapprochement entre le schéma général de la figure 1, et les grandes largeurs de bande tolérées dans les signaux traités à l'aide d'éléments à grande rapidité de réponse.

La figure 1 montre que, pour chaque groupe de 100 abonnés, un certain nombre de communications (16 au maximum, par exemple) sont acheminées simultanément par les jonctions, constituant autant de voies simples à fréquence vocale.

L'idée de base du système consiste à transporter sous forme multiplex les 16 conversations simultanées sur un fil de jonction constituant un circuit métallique unique.

Il en résulte, pour chaque groupe de 100 abonnés, la suppression du multiplage.

Le dispositif de transmission multiplex utilisé est la distribution dans le temps d'impulsions modulées en amplitude. Ce choix conduit à une réalisation très simple des modulateurs et démodulateurs, qui constituent en même temps les commutateurs de parole.

Le circuit de jonction unique est parcouru par un cycle périodique d'impulsions, répété à la cadence de 10 000 cycles par seconde, permettant d'acheminer la bande normale des fréquences vocales. Ce cycle comporte :

16 impulsions pour 16 voies, sens Est-Ouest, suivies de 16 impulsions pour 16 voies, sens Ouest-Est.

Un fil métallique unique, muni d'un amplificateur d'impulsions unique, assure la transmission multi-

plex des 16 voies, dans les deux sens de conversation, pour un groupe de 100 lignes.

La durée de chaque impulsion élémentaire est de 1 microseconde, avec 2 microsecondes de garde entre impulsions successives.

Le modèle réalisé à L.C.T. peut permettre l'interconnexion entre elles de 100 lignes, avec 16 con-

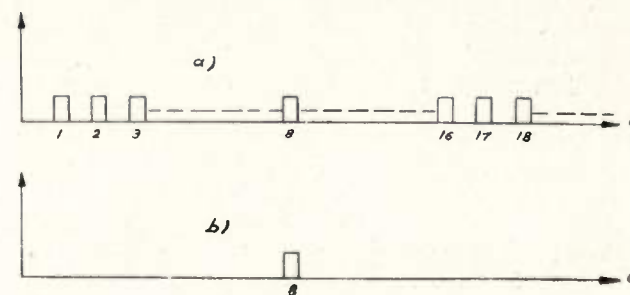


FIG. 2. — a) Suite des impulsions de la jonction multiplex ; b) Connexion de l'abonné N° 24 à la jonction commune, à la position de temps N° 8.

versations simultanées, chacune portée par l'un des 16 circuits de jonction fictifs de multiplex à impulsions.

Examinons alors le système « Commutateur-Modulateur ». Supposons que l'on désire connecter la ligne 24 à la jonction 8. Celle-ci correspond à la position de temps N° 8 de la série Est-Ouest (fig. 2).

Pendant le temps de 1 microseconde affecté au cours de chaque cycle successif à l'impulsion N° 8, mettons en contact électrique la ligne 24 avec le circuit commun de jonction (fig. 2).

Sur ce fil, nous trouverons alors, 10 000 fois par seconde, un échantillon de 1 μ s de durée, de l'amplitude de la tension à fréquence vocale existant sur la ligne 24.

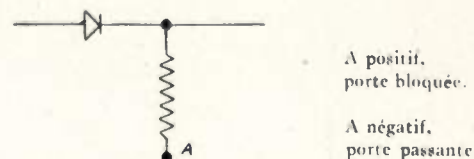


FIG. 3. — Élément fondamental d'une porte à diodes au germanium.

Nous avons ainsi, à l'aide d'un interrupteur unique rapide,

— affecté la position jonction 8 à la ligne 24,

— obtenu la série d'impulsions modulées en amplitude, ayant la durée et la position requises dans le système multiplex.

Il suffit de même, à l'extrémité réceptrice, de connecter le fil commun à la ligne demandée, pendant chaque impulsion 8, pour obtenir, après un filtre passe-bas, le courant vocal dans la ligne réceptrice.

Chacune de ces opérations est effectuée par une « Porte » équipée de 5 diodes au germanium (fig. 3).

Il existe pour chaque ligne d'abonné, une porte entrante. Les 100 portes entrantes, entre les 100 lignes et le fil multiplex, constituent le sélecteur de lignes.

Les 100 portes sortantes constituent le sélecteur final.

Chaque porte peut être rendue conductrice, 10 000 fois par seconde, à l'une des positions de temps 1 à 16 (sens Est-Ouest), ou 17 à 32 (sens Ouest-Est). Un inverseur change le sens de transmission 2 fois par cycle.

Ainsi, l'ensemble des sélecteurs et jonctions est matérialisé par 200 portes, soit 1 000 diodes au germanium.

Naturellement ces portes doivent être ouvertes et fermées par des circuits de contrôle qui, eux, sont nécessairement assez compliqués.

Ces circuits de contrôle doivent obéir aux caractéristiques minima suivantes :

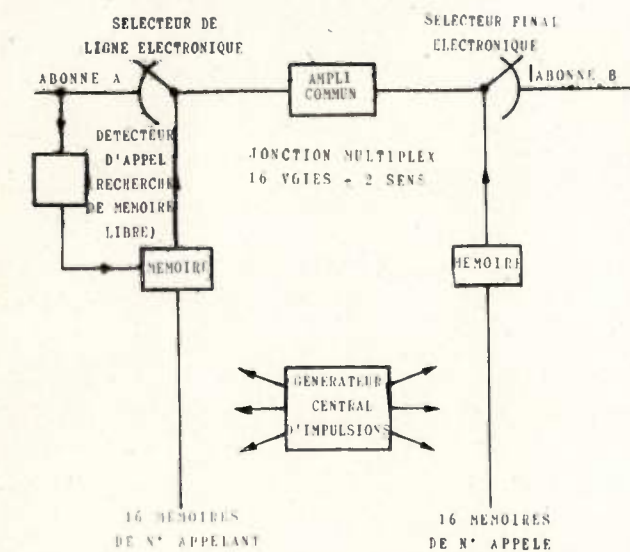


FIG. 4. — Schéma de jonction simplifié du commutateur électronique.

1° Pendant toute la durée d'une conversation, les portes correspondantes (1 en tout) doivent recevoir, 10 000 fois par seconde, les impulsions d'ouverture nécessaire.

A l'inverse des relais qui, grâce au contact de réalimentation, sont doués de mémoire, les portes multiplex à diode sont *sans mémoire*.

Des « circuits mémoires » spéciaux doivent enregistrer les numéros demandeur et demandé, et appliquer aux portes de ces abonnés les impulsions correspondant au circuit de jonction choisi. Il doit exister 32 circuits mémoires, capables de provoquer la connexion des 16 jonctions (2 extrémités) à l'une quelconque des 100 lignes (fig. 4).

2° On voit que, si l'usage d'une jonction multiplex a permis de réduire le nombre de points de contact du sélecteur de ligne de 1600 (16×100) à 100, et de même pour le sélecteur final, il faut bien que dans les circuits mémoires il existe 3 200 configurations distinctes possibles correspondant à l'usage d'une jonction quelconque par 2 abonnés quelconques.

La complication a, en quelque sorte, été déplacée du circuit de parole au circuit de contrôle.

L'importance technique et économique de ce déplacement peut être considérable ; en effet, la parole ne traversant pas les circuits de contrôle, ceux-ci peuvent être plus simples et plus rustiques.

Par ailleurs, une grande liberté est donc donnée au génieur étudiant le système, quant au choix du thème de codage permettant de différencier les configurations du réseau de contrôle, et leur de liaison avec les portes de parole.

Le double intérêt du dispositif décrit est bien que nous venons de mettre en évidence :

— simplification des commutateurs de parole

— liberté plus grande dans la réalisation des circuits de contrôle et le choix du dispositif de notation.

Une maquette de laboratoire complète a été construite, et a subi des essais prolongés, y compris des essais d'endurance au cours desquels 200 000 appels ont été envoyés (fig. 5).

Le but essentiel poursuivi était l'examen approfondi d'une solution à portes électroniques rapides en vue d'apprécier les avantages et de difficilement chiffrer les prix, évaluer les défauts.



FIG. 5. — Maquette de commutateur électronique.

Rien, à l'heure présente, ne permet d'affirmer qu'un tel système sera construit sous la forme actuelle en vue de l'exploitation, mais des enseignements de grande valeur ont été tirés de ce travail qui se poursuit depuis 4 années.

UTILISATION DE SYSTÈMES A IMPULSIONS POUR LA TRANSMISSION SIMULTANÉE DES SIGNAUX DE TÉLÉPHONIE, DE TÉLÉGRAPHIE ET RADIODIFFUSION

PAR

G. X. POTIER

Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »

1. — INTRODUCTION.

Les progrès de la technique des impulsions ont permis la mise au point de nouveaux procédés de transmission présentant, pour certaines applications particulières, des avantages économiques notoires par rapport aux procédés utilisés jusqu'alors :

- réduction du coût des équipements terminaux ;
- simplification des équipements radio
- facilité de dérivation et d'insertion de voies.

Ces avantages n'auraient cependant pu être pris en considération si les possibilités d'exploitation téléphoniques avaient été réduites, en particulier si le nouveau système n'avait pas permis la transmission de tous les types de signaux rencontrés habituellement dans les liaisons par fil.

Ces signaux peuvent être de nature très différente. C'est ainsi qu'en exploitation téléphonique automatique il est nécessaire d'indiquer la présence ou l'absence d'une tension continue pour signaler l'occupation de la ligne puis de transmettre les variations de tension produites par le cadran d'appel à une cadence d'environ 10 c/s, et enfin d'assurer les transmissions des signaux vocaux dans une bande de fréquences comprise entre 300 et 3 400 c/s. La transmission de voies de radiodiffusion exige une bande de fréquences s'étendant au moins de 50 à 6 400 c/s. (circuits de type ancien) ou de 30 à 15 000 c/s (circuits de haute qualité), tandis que la télégraphie à 50 bauds se contente d'une bande de 120 à 150 c/s.

Le problème de la transmission à longue distance de signaux de types aussi différents a été résolu sur fil par la technique des équipements à courants porteurs qui permettent de grouper un certain nombre de voies téléphoniques sur une seule ligne, de prévoir la place de la signalisation, de remplacer un certain nombre de voies téléphoniques par un nombre différent de voies de radiodiffusion ou de télégraphie, etc... Ces solutions ont été étendues sans difficulté aux faisceaux hertziens à modulation de fréquence où le signal complexe sortant de l'équipement à

courants porteurs est directement transmis par modulation en fréquence d'un porteur radio.

Dans les systèmes multiples à impulsion où le groupement des voies s'effectue par échelonnement dans le temps et non plus par transposition en fréquence, le problème était à revoir entièrement.

L'objet de cette communication est d'examiner les solutions proposées, de décrire un équipement radiomultiplex à impulsions correspondant, permettant la transmission d'un grand nombre de types de signaux différents.

On sait que le principe des transmissions par impulsions consiste à transmettre l'information contenue dans un signal de voie en modulant, le plus souvent en position, les impulsions affectées à cette voie. La fréquence de répétition des impulsions utilisées est fonction du signal à transmettre et égale ou supérieure au double de la fréquence maximum de celui-ci.

Le multiplexage s'effectue en utilisant, pour les différentes voies, des impulsions décalées dans le temps les unes par rapport aux autres. Ces impulsions, modulées par le signal à transmettre, sont groupées en un seul train empruntant un milieu de transmission unique. Il faut évidemment, pour effectuer ce mélange, que les impulsions utilisées pour les différentes voies aient une fréquence de répétition identique ou que les différentes fréquences de répétition utilisées soient multiples les unes des autres.

De cette façon des communications présentant des caractéristiques identiques peuvent être groupées d'abord entre elles puis avec d'autres communications de caractéristiques différentes.

Les équipements multiplex à impulsions actuellement en service sont utilisés pour assurer des liaisons téléphoniques. Nous ne nous étendrons donc pas sur les problèmes posés par les transmissions téléphoniques qui sont en général résolus de façon satisfaisante pour l'utilisateur. Par contre nous montrerons comment il est possible, avec de tels équipements de transmettre également des signaux de radiodiffusion et de télégraphie.

2. — TRANSMISSION DES SIGNAUX DE RADIODIFFUSION.

Ainsi que nous l'avons vu précédemment la fréquence de répétition des impulsions doit être plus élevée pour la transmission de la radiodiffusion que pour celle de la téléphonie.

Dans le cas où le même équipement transmet à la fois des signaux de téléphonie et de radiodiffusion, cette condition ne peut être satisfaite qu'en utilisant pour la radiodiffusion, une fréquence de répétition multiple de celle utilisée en téléphonie.

Pratiquement, ceci conduit à utiliser, entre deux impulsions de synchronisation consécutives, plusieurs impulsions régulièrement espacées pour transmettre un même signal de radiodiffusion. Cette façon de procéder exige que la durée d'un train d'impulsions ait été divisée en espaces élémentaires de durées identiques et que le nombre de ceux-ci soit divisible par 2, 3 ou 4 suivant que l'on désire multiplier la fréquence de répétition par 2, 3 ou 4.

Si le générateur d'un équipement prévu pour la téléphonie fournit des impulsions dont la fréquence de répétition est 8 kc/s (chiffre couramment utilisé) et que nous désirons passer une bande 50-6 400 c/s, ce qui nécessite une fréquence de répétition de 16 kc/s deux méthodes peuvent être envisagées pour atteindre ce résultat. Elles se différencient par le fait que les deux impulsions modulées par un même signal de radiodiffusion peuvent être mélangées avant ou après la modulation.

Dans le premier cas, on applique simultanément le signal à deux modulateurs, ce qui évite de prévoir des organes spéciaux. A la réception, on utilise également deux démodulateurs mais ceux-ci sont mis en parallèle et alimentent un filtre de démodulation unique.

Dans le second, on utilise des châssis spéciaux qui, recevant séparément deux séries d'impulsions de 8 kc/s dont l'une est décalée de 62,5 μ s. par rapport à l'autre, fournissent à un modulateur ou démodulateur unique, une seule série d'impulsions dont la période est de 62,5 μ s.

Si les impulsions ne sont rigoureusement équidistantes, c'est-à-dire si le temps séparant deux impulsions consécutives prend alternativement les valeurs t_1 et t_2 , il y aura, quelle que soit la façon de procéder, apparition d'une composante à 8 kc/s, accompagnée de bandes latérales dues à la présence de la modulation. Un tel défaut étant pratiquement inévitable, lorsque la position des impulsions est définie uniquement par une ligne de retard, il est intéressant de calculer la valeur des composantes indésirables. Lorsque l'erreur de mise en place des impulsions est de l'ordre de 1 % de la période, des formules simplifiées peuvent être utilisées. Le rapport de la composante à 8 kc/s au signal basse fréquence est alors

$2\pi \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2}$. Le rapport de la 1^{re} bande latérale inférieure au même signal basse fréquence est deux fois plus faible. Cette dernière n'existant qu'en présence de modulation peut être assimilée à une distorsion, nous trouvons que celle-ci est proportionnelle à $t_1 - t_2$,

et égale à 0,25 % par 1/10 de μ s. de décalage pour une fréquence de répétition $Fr = \frac{1}{t_1 + t_2} = 8 \text{ kc/s}$.

Il est facile de maintenir cette distorsion à une valeur de l'ordre de 0,5 %.

Lorsque l'on utilise deux modulateurs distincts, un défaut supplémentaire apparaît. En effet, si ceux-ci n'ont pas rigoureusement la même sensibilité, on aura ici encore production d'une composante à 8 kc/s accompagnée de bandes latérales. Les valeurs de ces fréquences indésirables sont, en première approximation, égales à :

$$\left(\frac{S_1 - S_2}{S_2} \right) \pi \frac{L}{t_1 + t_2} \text{ pour la composante à } 8 \text{ kc/s}$$

et $\frac{S_1 - S_2}{2 S_2}$ pour la première bande latérale inférieure

en appelant S_1 et S_2 les sensibilités des modulateurs, et L le déplacement maximum des impulsions sous l'influence de la modulation. Pratiquement on ne peut espérer que les sensibilités, rendues semblables lors de la mise au point du matériel, se maintiendront identiques. Il est raisonnable d'admettre qu'au cours du temps, elles différeront d'au moins 1 db ; ceci correspond au taux de distorsion inacceptable de 6 % par la première bande latérale.

En conclusion, bien que le premier procédé puisse paraître séduisant, seul le second est pratiquement utilisable et permet d'obtenir un taux de distorsion acceptable.

La suppression de deux canaux téléphoniques et l'adjonction d'un canal de radiodiffusion peut, dans certains équipements, s'effectuer très facilement. C'est ainsi que les éléments amovibles de voie de l'équipement L.M.T., représentés figure 3, ayant des dimensions identiques sont interchangeables. Deux modulateurs téléphoniques semblables à celui figurant à gauche peuvent être retirés et remplacés par un modulateur de radiodiffusion (au centre de la figure) et un châssis de mélange.

3. — TRANSMISSION DE LA TÉLÉGRAPHIE.

Les transmissions de télégraphie multiplex s'effectuent dans les liaisons par fils sous la forme de modulation de fréquences vocales. L'utilisation de fréquences distinctes pour chaque communication permet de transmettre jusqu'à 24 communications par canal téléphonique. Lorsque la liaison multiplex ne constitue qu'un tronçon incorporé dans une liaison filaire, elle assurera, sans difficultés, le transit des liaisons télégraphiques ainsi transmises.

Si les équipements à impulsions se trouvent aux points terminaux, il peut être plus avantageux d'effectuer le multiplexage des voies télégraphiques dans le temps. Cette façon de procéder rend l'ensemble des équipements plus homogène et permet de bénéficier au maximum des avantages procurés par la technique des impulsions.

Lorsque le même équipement doit transmettre simultanément des signaux téléphoniques et télé-

graphiques la fréquence de répétition utilisée dans ce dernier cas doit être sous-multiple de celle utilisée en téléphonie. Ceci revient à dire qu'une impulsion occupant une position déterminée par rapport à l'impulsion de synchronisation téléphonique, sera modulée successivement par les n signaux télégraphiques différents que l'on désire transmettre sur la voie téléphonique affectée à l'impulsion considérée.

Afin d'assurer la reconstitution et l'aiguillage de ceux-ci il est nécessaire qu'une impulsion spéciale de synchronisation télégraphique définisse le début de chaque cycle d'analyse des différents signaux télégraphiques.

On voit que les divers organes d'un équipement multiplex télégraphique assureront des fonctions comparables à celles habituellement prévues dans les équipements multiplex téléphoniques. Les modes de réalisation seront cependant, en général, assez différents, et ceci pour les raisons suivantes : la définition de la fréquence de répétition utilisée doit

caractéristique spéciale de l'impulsion de synchronisation télégraphique doit permettre l'utilisation de n'importe quel type d'impulsion de synchronisation téléphonique et de n'importe quel espacement entre les impulsions de voie. Enfin les caractéristiques des signaux à transmettre suggère inévitablement des procédés de modulation et de démodulation sensiblement différents de ceux utilisés en téléphonie.

Les équipements de télégraphie multiplex à impulsions n'ayant pas, à notre connaissance, fait l'objet de publications, nous pensons que l'examen des problèmes essentiels posés par la transmission télégraphique, ainsi que la description de dispositifs spécialement conçus pour cet usage, sont susceptibles de présenter quelque intérêt.

3.1. — Distorsion télégraphique, nombre de voies maximum.

Si l'on applique un signal télégraphique, dont l'instant d'arrivée peut être absolument quelconque,

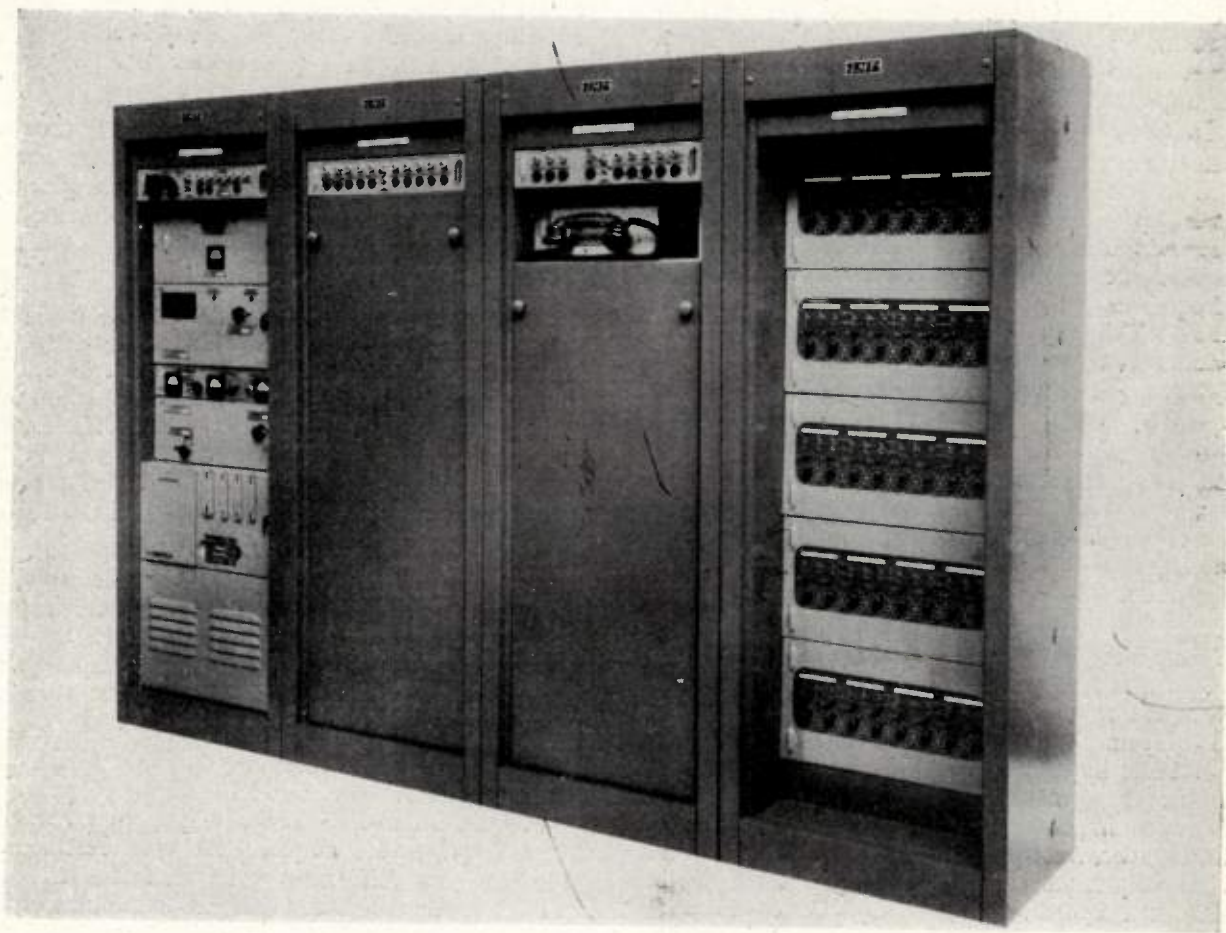


FIG. 1. — Equipements terminaux d'une liaison multiplex à 23 voies L.M.T. du type semi-fixe.

Les quatre baies contiennent, de gauche à droite : les équipements radio, l'équipement d'arrivée et ses 23 démodulateurs, l'équipement de départ, ses 23 modulateurs et la voie de service, l'ensemble des dispositifs de liaison au réseau téléphonique.

obligatoirement être obtenue par un démultiplicateur recevant des impulsions de l'équipement téléphonique ; la valeur de la fréquence de répétition interdit pratiquement l'utilisation de lignes à retard pour définir la position des voies télégraphiques ; la carac-

à un modulateur d'impulsions, celui-ci n'agira que sur les impulsions se présentant après l'arrivée du front avant du signal télégraphique. Un même raisonnement s'appliquant au front arrière, on voit que la transmission d'un signal asynchrone, à l'aide

d'un équipement transmettant des signaux périodiques s'accompagnera de distorsion.

La figure 4 montre les cas extrêmes pouvant se présenter en pratique. On voit que, dans tous les cas, la distorsion se présente sous la forme d'un retard à la transmission, soit du front avant, soit du front arrière, ou enfin des deux fronts à la fois. Le retard maximum est égal au temps séparant deux impulsions consécutives; la durée du signal télégraphique peut être augmentée ou diminuée, mais la variation de durée est au maximum égale au temps séparant deux impulsions.

Dans une transmission par télétype, les impulsions correspondant à chaque lettre sont précédées par un signal de synchronisation. Si celui-ci, qui définit une origine des temps, a subi un retard à la transmission, tandis que la position des signaux de lettre n'est pas affectée par la transmission, tout se passera comme si ces derniers arrivaient trop tôt. Le temps séparant le front avant du signal de synchronisation du front avant d'un signal de lettre pourra donc être augmenté ou diminué du temps séparant deux impulsions consécutives. Si l'on admet que la variation totale ne doit pas être supérieure à 20 % de la durée d'un signal télégraphique, le temps séparant deux impulsions consécutives ne doit pas être supérieur à 10 % de cette durée, soit 2 millisecondes.

Afin d'accroître la sécurité de fonctionnement de la liaison et tolérer des distorsions plus importantes dans les appareils télétypes et les lignes de transmissions, nous admettons que le temps séparant deux impulsions ne sera pas supérieur à 1,25 milliseconde. La fréquence de répétition des impulsions d'un équipement téléphonique étant habituellement de 8 kc/s, les impulsions nécessaires à la transmission télégraphique peuvent être obtenues en divisant par dix la fréquence de celles existant dans cet équipement.

Le nombre maximum de voies télégraphiques pouvant être transmis par un canal téléphonique n'est cependant limité à ce chiffre que dans le cas où le signal télégraphique à transmettre est du type asynchrone.

Supposons en effet que nous envisagions une remise en forme du signal télégraphique reçu, rien ne s'oppose à ce que le signal reconstitué ait une fréquence de répétition sous-multiple de celle des impulsions de l'équipement téléphonique. A ce moment il suffit d'une seule impulsion pour indiquer la présence ou l'absence du signal télégraphique, la période de répétition des impulsions télégraphiques étant de 20 millisecondes, il est possible de transmettre 160 voies télégraphiques par canal téléphonique. Cette possibilité ne sera cependant pas envisagée car elle nécessite un dispositif de remise en forme par voie télégraphique, qui complique sensiblement l'équipement multiplex.

3.2. — Mise en place et sélection des voies télégraphiques.

Le temps réservé à un canal téléphonique utilisé pour la transmission télégraphique est défini par l'équipement téléphonique et transmis au multiplex

télégraphique sous la forme d'impulsions de quelques microsecondes. La période de ces impulsions est ordinairement de 125 μ s.

Le temps réservé à chaque canal télégraphique est défini par ces mêmes impulsions mais n'utilise qu'une impulsion sur dix, dans le cas envisagé précédemment. Les impulsions réservées aux diverses voies télégraphiques ont donc une période de 1,25 milliseconde et sont espacées les unes des autres de 125 microsecondes. Pour effectuer le tri entre les 10 impulsions successives correspondant aux 10 voies télégraphiques, il est nécessaire d'utiliser un organe démultiplicateur de rapport dix et un dispositif fournissant dix impulsions décalées de 125 μ s.

Cette dernière fonction ne peut, comme dans les équipements téléphoniques, être assurée par une ligne à retard dont le temps de parcours devrait être de 1,25 milliseconde et dont l'encombrement serait de ce fait absolument excessif. Le compteur électronique constitue une solution élégante. Une décade de compteur, bouclée sur elle-même, constitue un démultiplicateur de rapport dix. Elle est susceptible de fournir dix séries de signaux dont la durée est égale au temps séparant les impulsions qui lui sont appliquées et décalées dans le temps les unes par rapport aux autres de la même durée.

Chaque série d'impulsions donnée par le compteur est donc susceptible d'isoler une impulsion sur dix parmi celles provenant de l'équipement téléphonique et, par conséquent, de définir le temps réservé à une voie télégraphique.

Le compteur fournissant des impulsions pratiquement rectangulaires d'une durée de 125 μ s permet d'isoler les impulsions définissant le temps réservé à n'importe quelle voie téléphonique. Cette particularité est intéressante lorsque l'on doit transmettre plus de dix voies télégraphiques. Il suffit en effet d'un seul compteur alimentant par exemple deux séries de dispositifs de coïncidence pour définir le temps réservé à 20 voies télégraphiques transmises à la place de deux voies téléphoniques.

Un mode de réalisation particulièrement indiqué consisterait à utiliser un tube unique à faisceau lamellaire tournant intercepté par 10 cibles. En attendant qu'un tel tube soit normalement fabriqué par les constructeurs de lampes, on peut se contenter d'utiliser des séries de basculeurs.

A la réception le sélecteur du canal téléphonique utilisé pour les transmissions télégraphiques isole toutes les impulsions télégraphiques et les transmet vers l'équipement auquel elles sont destinées. La sélection des différentes voies s'effectue ici encore à l'aide d'impulsions fournies par un démultiplicateur qui sera de préférence du même type que celui utilisé à l'émission. L'aiguillage des différentes impulsions de voie vers leurs démodulateurs respectifs nécessite la définition d'une origine des temps au début de chaque cycle de distribution des impulsions vers les différents démodulateurs; ceci est obtenu en réservant une des voies sous-multiplexée à la transmission d'une impulsion spéciale de synchronisation télégraphique, assurant la remise au zéro du compteur électronique d'arrivée.

3.3. — Modulation.

La transmission d'un signal télégraphique sur lignes métalliques s'effectue soit en provoquant l'apparition et la disparition d'une tension continue soit en modifiant la polarité de cette tension. De façon similaire la transmission à l'aide d'un équipement à impulsions peut s'effectuer soit par apparition et disparition d'impulsions, soit par la modification de la position d'impulsions existant en permanence. Cette dernière façon de procéder est préférable car elle rend plus aisée la vérification des circuits qui, sauf en cas de panne caractérisée, doivent toujours recevoir des impulsions, et, d'autre part, évite la transmission

brèves en absence de signal télégraphique et celles des piédestaux lorsque celui-ci est présent ; aucune impulsion de valeur intermédiaire ne peut être produite. Cette modulation de durée par déplacement du front arrière est aisément transformée en modulation de position par simple différentiation et l'on obtient en définitive les impulsions représentées fig. 5 c.

La sécurité procurée par ce procédé est fonction de la précision et de la constance avec lesquelles les durées d'impulsions sont définies. Mais on sait que l'utilisation de lignes à retard permet d'obtenir des impulsions de durée parfaitement définie et remarquablement stable dans le temps.

Le seul défaut présenté par cette méthode de modu-

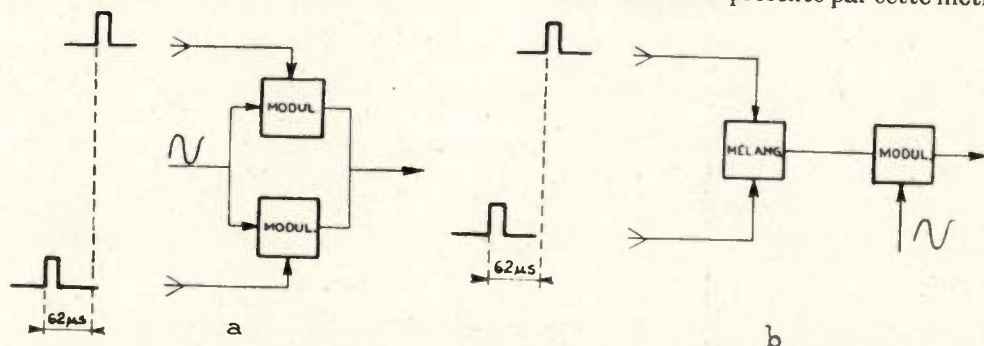


FIG. 2. — Principe de la transmission d'une voie de radiodiffusion à l'aide d'un équipement téléphonique.

a) Utilisation de deux modulateurs identiques.

b) Utilisation d'un mélangeur d'impulsions non modulées et d'un modulateur unique.

de trains d'impulsions présentant une composante continue variable ce qui constitue une cause de diaphonie.

Le signal télégraphique ne pouvant se présenter que sous deux formes distinctes, sa retransmission n'exige pas la modification progressive d'une caractéristique des impulsions, deux valeurs fixes prédéterminées sont suffisantes pour cet usage. Cette particularité permet d'envisager l'utilisation de modulateurs procurant une grande sécurité de fonctionnement. Il est en effet facile d'imaginer un dispositif ne pouvant transmettre que des impulsions occupant l'une ou l'autre de deux positions parfaitement définies à l'exclusion de toute autre. Il est ainsi possible d'éviter tout risque de mauvais réglage de la position moyenne ou de la variation de position provoquée par le signal télégraphique. D'autre part les variations de comportement en fonction du temps peuvent également être éliminées.

Afin d'illustrer ce qui précède, supposons que nous appliquions aux modulateurs des impulsions brèves superposées à des impulsions plus larges servant de piédestal et de même amplitude qu'elles. Les fronts avant des impulsions coïncidant dans le temps, on obtient des impulsions combinées ayant la forme indiquée figure 5 a. Lorsque ces dernières sont superposées à un signal télégraphique, on obtient le signal complexe représenté figure 5 c. où la ligne horizontale en pointillé représente le seuil de fonctionnement du modulateur qui transmet uniquement la fraction du signal qui se trouve au voisinage de cette ligne.

Les impulsions fournies par le modulateur sont représentées fig. 5 d. Elles ont la durée des impulsions

lation tient à la complexité relative des organes permettant de fabriquer des impulsions de forme désirée. Cet argument perd cependant toute valeur lorsque

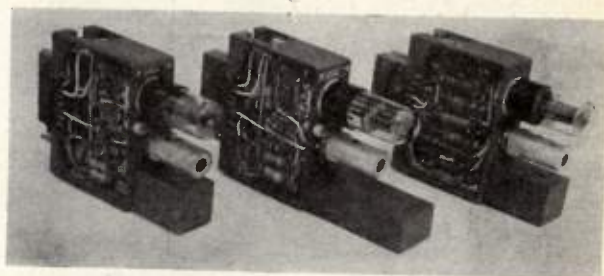


FIG. 3. — Organes amovibles de voie pour téléphonie et radiodiffusion. De gauche à droite : modulateur pour téléphonie, modulateur pour radiodiffusion, mélangeur pour radiodiffusion.

impulsions sont utilisées, non plus pour une voie, mais pour tout un groupe de voies télégraphiques.

Ceci est possible en transmettant les signaux télégraphiques, non plus à un modulateur de position,

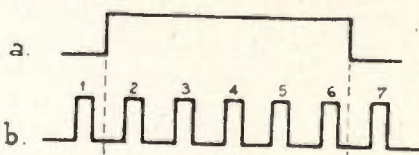


FIG. 4. — Distorsion télégraphique dans une transmission par impulsions. La présence du signal télégraphique « a » ne peut être indiquée que par l'impulsion 2 et sa disparition par l'impulsion 7. Le retard à la transmission est au maximum égal à la période de répétition des impulsions.

mais à une porte électronique commandée par les impulsions de $125 \mu s$ provenant du compteur électronique. Les diverses portes électroniques n'étant jamais simultanément conductrices peuvent débiter sur une impédance de charge unique à laquelle sera réunie l'entrée d'un seul modulateur de position. La transmission de dix voies télégraphiques ne nécessite donc que dix portes électroniques et un seul modulateur.

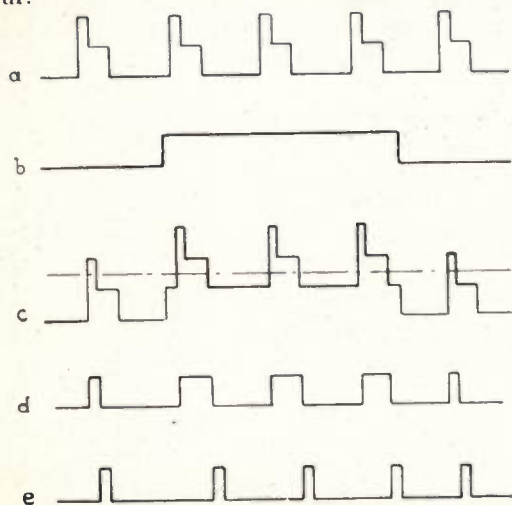


FIG. 5. — Principe d'une modulation de position en télégraphie :

- a) Signaux auxiliaires appliqués au modulateur ;
- b) Signal télégraphique ;
- c) Signal complexe, obtenu par superposition de a et b, et appliqué à l'entrée du modulateur.
- d) Impulsions modulées en durée obtenues en isolant la fraction du signal « c » située au voisinage de la ligne horizontale.
- e) Impulsions modulées en position obtenues après différentiation des impulsions « d ».

Nous n'avons pas encore indiqué comment l'impulsion de synchronisation pouvait se différencier des impulsions de voies. Le procédé utilisé doit laisser une liberté totale dans le choix du mode de synchronisation téléphonique et de l'espacement entre voies. Il semble que la solution la plus simple consiste à donner à l'impulsion télégraphique une position que ne pourront jamais occuper les impulsions de voies. Ici encore le procédé de modulation précédent permet d'avoir l'assurance que cette condition pourra toujours être satisfaite.

3.4. — Démodulation.

Les démodulateurs utilisés habituellement en téléphonie pourraient également être utilisés ici. Ils fourniraient une tension proportionnelle au temps séparant les impulsions reçues d'impulsions créées localement à partir des impulsions de synchronisation. On obtiendrait ainsi une tension dont la forme serait semblable à celle du signal télégraphique et qui, après amplification pourrait commander un relais de restitution.

Cette façon de procéder présente cependant un inconvénient. La composante continue des signaux restitués est modifiée par les variations de la position moyenne des impulsions. L'amplificateur à courant continu commandant le relais étant sensible à ces variations, un réglage du seuil de fonctionnement

sera nécessaire et malgré cela la transmission risque de ne pas offrir une sécurité suffisante.

Une méthode plus adaptée à la transmission télégraphique consiste à utiliser des sélecteurs de position qui permettent d'orienter les impulsions reçues vers

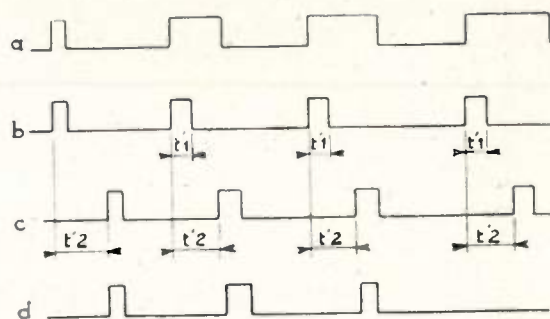


FIG. 6. — Principe de la sélection d'impulsions de durée inférieures à $t'_1 + t'_2$.

- a) Impulsions appliquées à l'entrée du sélecteur.
- b) Impulsions obtenues en limitant la durée des impulsions « a » à une valeur t'_1 .
- c) Impulsions « b » retardées de t'_2 .
- d) Impulsions obtenues en appliquant les impulsions « a » et « c » aux deux entrées d'un dispositif à anticoincidence.

des circuits d'utilisation différents suivant qu'elles occupent l'une ou l'autre des positions prévues. Les impulsions sont ensuite remises en forme dans ces circuits et, aussi longtemps que la sélection peut s'effectuer normalement, la forme des impulsions utilisées reste indépendante des variations de la position moyenne des impulsions reçues. Les signaux provenant de l'un des circuits d'utilisation permettent de faire occuper au relais de restitution une position déterminée tandis que ceux provenant de l'autre circuit lui font occuper l'autre position.

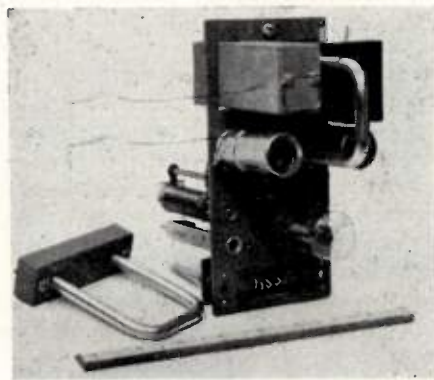


FIG. 7. — Châssis amovible comprenant l'ensemble des organes de voie télégraphique.

Sur ce châssis unique sont groupés le modulateur, le démodulateur, le relais de restitution, les organes permettant la mesure et le réglage du courant en ligne.

Il est de pratique courante dans les équipements des multiplex téléphoniques de transformer les impulsions modulées en position en impulsions modulées en durée. Ce sont celles-ci qui seront alors transmises à l'équipement télégraphique. Ces impulsions prendront trois durées distinctes suivant qu'elles correspondront à l'impulsion de synchronisation télégraphique ou aux positions repos et travail du relais

UTILISATION DE SYSTÈMES A IMPULSIONS POUR LA TRANSMISSION SIMULTANÉE DES SIGNAUX DE TÉLÉPHONIE, DE TÉLÉGRAPHIE ET RADIODIFFUSION

PAR

G. X. POTIER

Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »

1. — INTRODUCTION.

Les progrès de la technique des impulsions ont permis la mise au point de nouveaux procédés de transmission présentant, pour certaines applications particulières, des avantages économiques notoires par rapport aux procédés utilisés jusqu'alors :

- réduction du coût des équipements terminaux ;
- simplification des équipements radio
- facilité de dérivation et d'insertion de voies.

Ces avantages n'auraient cependant pu être pris en considération si les possibilités d'exploitation téléphoniques avaient été réduites, en particulier si le nouveau système n'avait pas permis la transmission de tous les types de signaux rencontrés habituellement dans les liaisons par fil.

Ces signaux peuvent être de nature très différente. C'est ainsi qu'en exploitation téléphonique automatique il est nécessaire d'indiquer la présence ou l'absence d'une tension continue pour signaler l'occupation de la ligne puis de transmettre les variations de tension produites par le cadran d'appel à une cadence d'environ 10 c/s, et enfin d'assurer les transmissions des signaux vocaux dans une bande de fréquences comprise entre 300 et 3 400 c/s. La transmission de voies de radiodiffusion exige une bande de fréquences s'étendant au moins de 50 à 6 400 c/s (circuits de type ancien) ou de 30 à 15 000 c/s (circuits de haute qualité), tandis que la télégraphie à 50 bauds se contente d'une bande de 120 à 150 c/s.

Le problème de la transmission à longue distance de signaux de types aussi différents a été résolu sur fil par la technique des équipements à courants porteurs qui permettent de grouper un certain nombre de voies téléphoniques sur une seule ligne, de prévoir la place de la signalisation, de remplacer un certain nombre de voies téléphoniques par un nombre différent de voies de radiodiffusion ou de télégraphie, etc... Ces solutions ont été étendues sans difficulté aux faisceaux hertziens à modulation de fréquence où le signal complexe sortant de l'équipement à

courants porteurs est directement transmis par modulation en fréquence d'un porteur radio.

Dans les systèmes multiples à impulsion où le groupement des voies s'effectue par échelonnement dans le temps et non plus par transposition en fréquence, le problème était à revoir entièrement.

L'objet de cette communication est d'examiner les solutions proposées, de décrire un équipement radiomultiplex à impulsions correspondant, permettant la transmission d'un grand nombre de types de signaux différents.

On sait que le principe des transmissions par impulsions consiste à transmettre l'information contenue dans un signal de voie en modulant, le plus souvent en position, les impulsions affectées à cette voie. La fréquence de répétition des impulsions utilisées est fonction du signal à transmettre et égale ou supérieure au double de la fréquence maximum de celui-ci.

Le multiplexage s'effectue en utilisant, pour les différentes voies, des impulsions décalées dans le temps les unes par rapport aux autres. Ces impulsions, modulées par le signal à transmettre, sont groupées en un seul train empruntant un milieu de transmission unique. Il faut évidemment, pour effectuer ce mélange, que les impulsions utilisées pour les différentes voies aient une fréquence de répétition identique ou que les différentes fréquences de répétition utilisées soient multiples les unes des autres.

De cette façon des communications présentant des caractéristiques identiques peuvent être groupées d'abord entre elles puis avec d'autres communications de caractéristiques différentes.

Les équipements multiplex à impulsions actuellement en service sont utilisés pour assurer des liaisons téléphoniques. Nous ne nous étendrons donc pas sur les problèmes posés par les transmissions téléphoniques qui sont en général résolus de façon satisfaisante pour l'utilisateur. Par contre nous montrerons comment il est possible, avec de tels équipements de transmettre également des signaux de radiodiffusion et de télégraphie.

2. — TRANSMISSION DES SIGNAUX DE RADIODIFFUSION.

Ainsi que nous l'avons vu précédemment la fréquence de répétition des impulsions doit être plus élevée pour la transmission de la radiodiffusion que pour celle de la téléphonie.

Dans le cas où le même équipement transmet à la fois des signaux de téléphonie et de radiodiffusion, cette condition ne peut être satisfaite qu'en utilisant pour la radiodiffusion, une fréquence de répétition multiple de celle utilisée en téléphonie.

Pratiquement, ceci conduit à utiliser, entre deux impulsions de synchronisation consécutives, plusieurs impulsions régulièrement espacées pour transmettre un même signal de radiodiffusion. Cette façon de procéder exige que la durée d'un train d'impulsions ait été divisée en espaces élémentaires de durées identiques et que le nombre de ceux-ci soit divisible par 2, 3 ou 4 suivant que l'on désire multiplier la fréquence de répétition par 2, 3 ou 4.

Si le générateur d'un équipement prévu pour la téléphonie fournit des impulsions dont la fréquence de répétition est 8 kc/s (chiffre couramment utilisé) et que nous désirons passer une bande 50-6 400 c/s, ce qui nécessite une fréquence de répétition de 16 kc/s, deux méthodes peuvent être envisagées pour atteindre ce résultat. Elles se différencient par le fait que les deux impulsions modulées par un même signal de radiodiffusion peuvent être mélangées avant ou après la modulation.

Dans le premier cas, on applique simultanément le signal à deux modulateurs, ce qui évite de prévoir des organes spéciaux. A la réception, on utilise également deux démodulateurs mais ceux-ci sont mis en parallèle et alimentent un filtre de démodulation unique.

Dans le second, on utilise des châssis spéciaux qui, recevant séparément deux séries d'impulsions de 8 kc/s dont l'une est décalée de 62,5 μ s. par rapport à l'autre, fournissent à un modulateur ou démodulateur unique, une seule série d'impulsions dont la période est de 62,5 μ s.

Si les impulsions ne sont rigoureusement équidistantes, c'est-à-dire si le temps séparant deux impulsions consécutives prend alternativement les valeurs t_1 et t_2 , il y aura, quelle que soit la façon de procéder, apparition d'une composante à 8 kc/s, accompagnée de bandes latérales dues à la présence de la modulation. Un tel défaut étant pratiquement inévitable, lorsque la position des impulsions est définie uniquement par une ligne de retard, il est intéressant de calculer la valeur des composantes indésirables. Lorsque l'erreur de mise en place des impulsions est de l'ordre de 1 % de la période, des formules simplifiées peuvent être utilisées. Le rapport de la composante à 8 kc/s au signal basse fréquence est alors

$$2\pi \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2}.$$

Le rapport de la 1^{re} bande latérale inférieure au même signal basse fréquence est deux fois plus faible. Cette dernière n'existant qu'en présence de modulation peut être assimilée à une distorsion, nous trouvons que celle-ci est proportionnelle à $t_1 - t_2$,

et égale à 0,25 % par 1/10 de μ s. de décalage pour une fréquence de répétition $Fr = \frac{1}{t_1 + t_2} = 8 \text{ kc/s}$.

Il est facile de maintenir cette distorsion à une valeur de l'ordre de 0,5 %.

Lorsque l'on utilise deux modulateurs distincts, un défaut supplémentaire apparaît. En effet, si ceux-ci n'ont pas rigoureusement la même sensibilité, on aura ici encore production d'une composante à 8 kc/s accompagnée de bandes latérales. Les valeurs de ces fréquences indésirables sont, en première approximation, égales à :

$$\left(\frac{S_1 - S_2}{S_2} \right) \pi \frac{L}{t_1 + t_2} \text{ pour la composante à } 8 \text{ kc/s}$$

$$\text{et } \frac{S_1 - S_2}{2 S_2} \text{ pour la première bande latérale inférieure}$$

en appelant S_1 et S_2 les sensibilités des modulateurs, et L le déplacement maximum des impulsions sous l'influence de la modulation. Pratiquement on ne peut espérer que les sensibilités, rendues semblables lors de la mise au point du matériel, se maintiendront identiques. Il est raisonnable d'admettre qu'au cours du temps, elles différeront d'au moins 1 db ; ceci correspond au taux de distorsion inacceptable de 6 % par la première bande latérale.

En conclusion, bien que le premier procédé puisse paraître séduisant, seul le second est pratiquement utilisable et permet d'obtenir un taux de distorsion acceptable.

La suppression de deux canaux téléphoniques et l'adjonction d'un canal de radiodiffusion peut, dans certains équipements, s'effectuer très facilement. C'est ainsi que les éléments amovibles de voie de l'équipement L.M.T., représentés figure 3, ayant des dimensions identiques sont interchangeables. Deux modulateurs téléphoniques semblables à celui figurant à gauche peuvent être retirés et remplacés par un modulateur de radiodiffusion (au centre de la figure) et un châssis de mélange.

3. — TRANSMISSION DE LA TÉLÉGRAPHIE.

Les transmissions de télégraphie multiplex s'effectuent dans les liaisons par fils sous la forme de modulation de fréquences vocales. L'utilisation de fréquences distinctes pour chaque communication permet de transmettre jusqu'à 24 communications par canal téléphonique. Lorsque la liaison multiplex ne constitue qu'un tronçon incorporé dans une liaison filaire, elle assurera, sans difficultés, le transit des liaisons télégraphiques ainsi transmises.

Si les équipements à impulsions se trouvent aux points terminaux, il peut être plus avantageux d'effectuer le multiplexage des voies télégraphiques dans le temps. Cette façon de procéder rend l'ensemble des équipements plus homogène et permet de bénéficier au maximum des avantages procurés par la technique des impulsions.

Lorsque le même équipement doit transmettre simultanément des signaux téléphoniques et télé-

graphiques la fréquence de répétition utilisée dans ce dernier cas doit être sous-multiple de celle utilisée en téléphonie. Ceci revient à dire qu'une impulsion occupant une position déterminée par rapport à l'impulsion de synchronisation téléphonique, sera modulée successivement par les n signaux télégraphiques différents que l'on désire transmettre sur la voie téléphonique affectée à l'impulsion considérée.

Afin d'assurer la reconstitution et l'aiguillage de ceux-ci il est nécessaire qu'une impulsion spéciale de synchronisation télégraphique définisse le début de chaque cycle d'analyse des différents signaux télégraphiques.

On voit que les divers organes d'un équipement multiplex télégraphique assureront des fonctions comparables à celles habituellement prévues dans les équipements multiplex téléphoniques. Les modes de réalisation seront cependant, en général, assez différents, et ceci pour les raisons suivantes : la définition de la fréquence de répétition utilisée doit

caractéristique spéciale de l'impulsion de synchronisation télégraphique doit permettre l'utilisation de n'importe quel type d'impulsion de synchronisation téléphonique et de n'importe quel espacement entre les impulsions de voie. Enfin les caractéristiques des signaux à transmettre suggère inévitablement des procédés de modulation et de démodulation sensiblement différents de ceux utilisés en téléphonie.

Les équipements de télégraphie multiplex à impulsions n'ayant pas, à notre connaissance, fait l'objet de publications, nous pensons que l'examen des problèmes essentiels posés par la transmission télégraphique, ainsi que la description de dispositifs spécialement conçus pour cet usage, sont susceptibles de présenter quelque intérêt.

3.1. — Distorsion télégraphique, nombre de voies maximum.

Si l'on applique un signal télégraphique, dont l'instant d'arrivée peut être absolument quelconque,

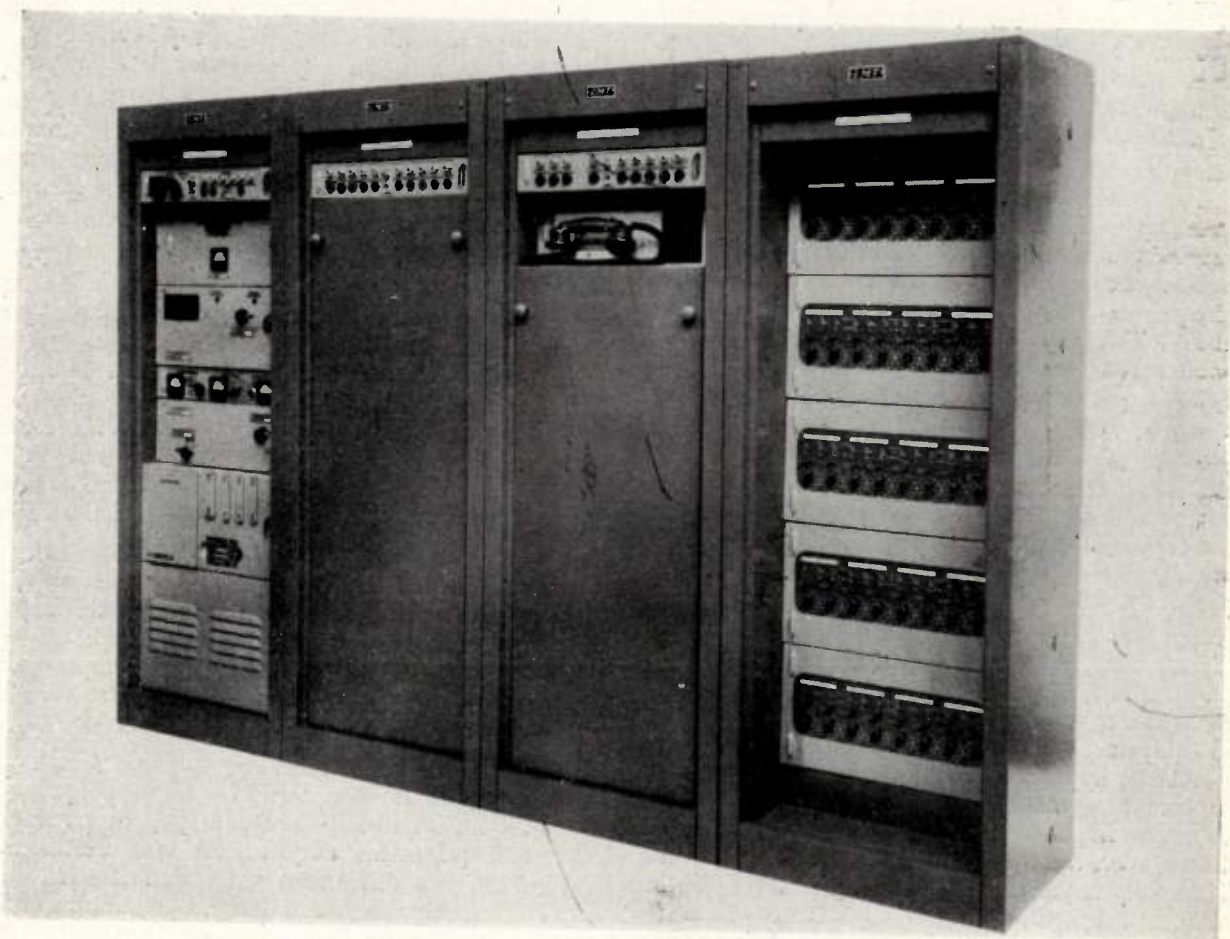


FIG. 1. — Equipements terminaux d'une liaison multiplex à 23 voies L.M.T. du type semi-fixe. Les quatre baies contiennent, de gauche à droite : les équipements radio, l'équipement d'arrivée et ses 23 démodulateurs, l'équipement de départ, ses 23 modulateurs et la voie de service, l'ensemble des dispositifs de liaison au réseau téléphonique.

obligatoirement être obtenue par un démultiplicateur recevant des impulsions de l'équipement téléphonique ; la valeur de la fréquence de répétition interdit pratiquement l'utilisation de lignes à retard pour définir la position des voies télégraphiques ; la caracté-

à un modulateur d'impulsions, celui-ci n'agira que sur les impulsions se présentant après l'arrivée du front avant du signal télégraphique. Un même raisonnement s'appliquant au front arrière, on voit que la transmission d'un signal asynchrone, à l'aide

d'un équipement transmettant des signaux périodiques s'accompagnera de distorsion.

La figure 4 montre les cas extrêmes pouvant se présenter en pratique. On voit que, dans tous les cas, la distorsion se présente sous la forme d'un retard à la transmission, soit du front avant, soit du front arrière, ou enfin des deux fronts à la fois. Le retard maximum est égal au temps séparant deux impulsions consécutives; la durée du signal télégraphique peut être augmentée ou diminuée, mais la variation de durée est au maximum égale au temps séparant deux impulsions.

Dans une transmission par télétype, les impulsions correspondant à chaque lettre sont précédées par un signal de synchronisation. Si celui-ci, qui définit une origine des temps, a subi un retard à la transmission, tandis que la position des signaux de lettre n'est pas affectée par la transmission, tout se passera comme si ces derniers arrivaient trop tôt. Le temps séparant le front avant du signal de synchronisation du front avant d'un signal de lettre pourra donc être augmenté ou diminué du temps séparant deux impulsions consécutives. Si l'on admet que la variation totale ne doit pas être supérieure à 20 % de la durée d'un signal télégraphique, le temps séparant deux impulsions consécutives ne doit pas être supérieur à 10 % de cette durée, soit 2 millisecondes.

Afin d'accroître la sécurité de fonctionnement de la liaison et tolérer des distorsions plus importantes dans les appareils télétypes et les lignes de transmissions, nous admettons que le temps séparant deux impulsions ne sera pas supérieur à 1,25 milliseconde. La fréquence de répétition des impulsions d'un équipement téléphonique étant habituellement de 8 kc/s, les impulsions nécessaires à la transmission télégraphique peuvent être obtenues en divisant par dix la fréquence de celles existant dans cet équipement.

Le nombre maximum de voies télégraphiques pouvant être transmis par un canal téléphonique n'est cependant limité à ce chiffre que dans le cas où le signal télégraphique à transmettre est du type asynchrone.

Supposons en effet que nous envisagions une remise en forme du signal télégraphique reçu, rien ne s'oppose à ce que le signal reconstitué ait une fréquence de répétition sous-multiple de celle des impulsions de l'équipement téléphonique. A ce moment il suffit d'une seule impulsion pour indiquer la présence ou l'absence du signal télégraphique, la période de répétition des impulsions télégraphiques étant de 20 millisecondes, il est possible de transmettre 160 voies télégraphiques par canal téléphonique. Cette possibilité ne sera cependant pas envisagée car elle nécessite un dispositif de remise en forme par voie télégraphique, qui complique sensiblement l'équipement multiplex.

3.2. — Mise en place et sélection des voies télégraphiques.

Le temps réservé à un canal téléphonique utilisé pour la transmission télégraphique est défini par l'équipement téléphonique et transmis au multiplex

télégraphique sous la forme d'impulsions de quelques microsecondes. La période de ces impulsions est ordinairement de 125 μ s.

Le temps réservé à chaque canal télégraphique est défini par ces mêmes impulsions mais n'utilise qu'une impulsion sur dix, dans le cas envisagé précédemment. Les impulsions réservées aux diverses voies télégraphiques ont donc une période de 1,25 milliseconde et sont espacées les unes des autres de 125 microsecondes. Pour effectuer le tri entre les 10 impulsions successives correspondant aux 10 voies télégraphiques, il est nécessaire d'utiliser un organe démultiplicateur de rapport dix et un dispositif fournissant dix impulsions décalées de 125 μ s.

Cette dernière fonction ne peut, comme dans les équipements téléphoniques, être assurée par une ligne à retard dont le temps de parcours devrait être de 1,25 milliseconde et dont l'encombrement serait de ce fait absolument excessif. Le compteur électronique constitue une solution élégante. Une décade de compteur, bouclée sur elle-même, constitue un démultiplicateur de rapport dix. Elle est susceptible de fournir dix séries de signaux dont la durée est égale au temps séparant les impulsions qui lui sont appliquées et décalées dans le temps les unes par rapport aux autres de la même durée.

Chaque série d'impulsions donnée par le compteur est donc susceptible d'isoler une impulsion sur dix parmi celles provenant de l'équipement téléphonique et, par conséquent, de définir le temps réservé à une voie télégraphique.

Le compteur fournissant des impulsions pratiquement rectangulaires d'une durée de 125 μ s permet d'isoler les impulsions définissant le temps réservé à n'importe quelle voie téléphonique. Cette particularité est intéressante lorsque l'on doit transmettre plus de dix voies télégraphiques. Il suffit en effet d'un seul compteur alimentant par exemple deux séries de dispositifs de coïncidence pour définir le temps réservé à 20 voies télégraphiques transmises à la place de deux voies téléphoniques.

Un mode de réalisation particulièrement indiqué consisterait à utiliser un tube unique à faisceau lamellaire tournant intercepté par 10 cibles. En attendant qu'un tel tube soit normalement fabriqué par les constructeurs de lampes, on peut se contenter d'utiliser des séries de basculeurs.

A la réception le sélecteur du canal téléphonique utilisé pour les transmissions télégraphiques isole toutes les impulsions télégraphiques et les transmet vers l'équipement auquel elles sont destinées. La sélection des différentes voies s'effectue ici encore à l'aide d'impulsions fournies par un démultiplicateur qui sera de préférence du même type que celui utilisé à l'émission. L'aiguillage des différentes impulsions de voie vers leurs démodulateurs respectifs nécessite la définition d'une origine des temps au début de chaque cycle de distribution des impulsions vers les différents démodulateurs; ceci est obtenu en réservant une des voies sous-multiplexée à la transmission d'une impulsion spéciale de synchronisation télégraphique, assurant la remise au zéro du compteur électronique d'arrivée.

3.3. — Modulation.

La transmission d'un signal télégraphique sur lignes métalliques s'effectue soit en provoquant l'apparition et la disparition d'une tension continue soit en modifiant la polarité de cette tension. De façon similaire la transmission à l'aide d'un équipement à impulsions peut s'effectuer soit par apparition et disparition d'impulsions, soit par la modification de la position d'impulsions existant en permanence. Cette dernière façon de procéder est préférable car elle rend plus aisée la vérification des circuits qui, sauf en cas de panne caractérisée, doivent toujours recevoir des impulsions, et, d'autre part, évite la transmission

brèves en absence de signal télégraphique et celles des piédestaux lorsque celui-ci est présent ; aucune impulsion de valeur intermédiaire ne peut être produite. Cette modulation de durée par déplacement du front arrière est aisément transformée en modulation de position par simple différentiation et l'on obtient en définitive les impulsions représentées fig. 5 c.

La sécurité procurée par ce procédé est fonction de la précision et de la constance avec lesquelles les durées d'impulsions sont définies. Mais on sait que l'utilisation de lignes à retard permet d'obtenir des impulsions de durée parfaitement définie et remarquablement stable dans le temps.

Le seul défaut présenté par cette méthode de modu-

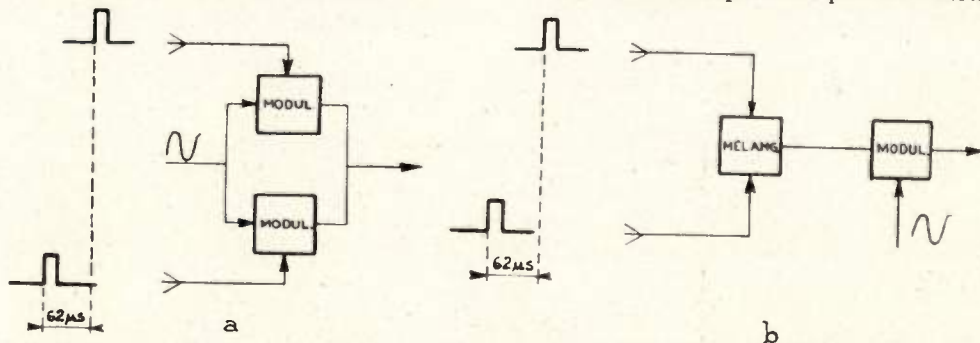


FIG. 2. — Principe de la transmission d'une voie de radiodiffusion à l'aide d'un équipement téléphonique.

- a) Utilisation de deux modulateurs identiques.
b) Utilisation d'un mélangeur d'impulsions non modulées et d'un modulateur unique.

de trains d'impulsions présentant une composante continue variable ce qui constitue une cause de diaphonie.

Le signal télégraphique ne pouvant se présenter que sous deux formes distinctes, sa retransmission n'exige pas la modification progressive d'une caractéristique des impulsions, deux valeurs fixes prédéterminées sont suffisantes pour cet usage. Cette particularité permet d'envisager l'utilisation de modulateurs procurant une grande sécurité de fonctionnement. Il est en effet facile d'imaginer un dispositif ne pouvant transmettre que des impulsions occupant l'une ou l'autre de deux positions parfaitement définies à l'exclusion de toute autre. Il est ainsi possible d'éviter tout risque de mauvais réglage de la position moyenne ou de la variation de position provoquée par le signal télégraphique. D'autre part les variations de comportement en fonction du temps peuvent également être éliminées.

Afin d'illustrer ce qui précède, supposons que nous appliquions aux modulateurs des impulsions brèves superposées à des impulsions plus larges servant de piédestal et de même amplitude qu'elles. Les fronts avant des impulsions coïncidant dans le temps, on obtient des impulsions combinées ayant la forme indiquée figure 5 a. Lorsque ces dernières sont superposées à un signal télégraphique, on obtient le signal complexe représenté figure 5 c. où la ligne horizontale en pointillé représente le seuil de fonctionnement du modulateur qui transmet uniquement la fraction du signal qui se trouve au voisinage de cette ligne.

Les impulsions fournies par le modulateur sont représentées fig. 5 d. Elles ont la durée des impulsions

lation tient à la complexité relative des organes permettant de fabriquer des impulsions de forme désirée. Cet argument perd cependant toute valeur lorsque

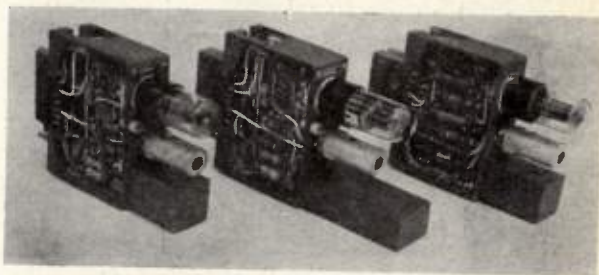


FIG. 3. — Organes amovibles de voie pour téléphonie et radiodiffusion. De gauche à droite : modulateur pour téléphonie, modulateur pour radiodiffusion, mélangeur pour radiodiffusion.

impulsions sont utilisées, non plus pour une voie, mais pour tout un groupe de voies télégraphiques.

Ceci est possible en transmettant les signaux télégraphiques, non plus à un modulateur de position,

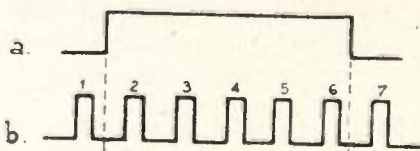


FIG. 4. — Distorsion télégraphique dans une transmission par impulsions. La présence du signal télégraphique « a » ne peut être indiquée que par l'impulsion 2 et sa disparition par l'impulsion 7. Le retard à la transmission est au maximum égal à la période de répétition des impulsions.

mais à une porte électronique commandée par les impulsions de 125 μ s provenant du compteur électronique. Les diverses portes électroniques n'étant jamais simultanément conductrices peuvent débiter sur une impédance de charge unique à laquelle sera réunie l'entrée d'un seul modulateur de position. La transmission de dix voies télégraphiques ne nécessite donc que dix portes électroniques et un seul modulateur.

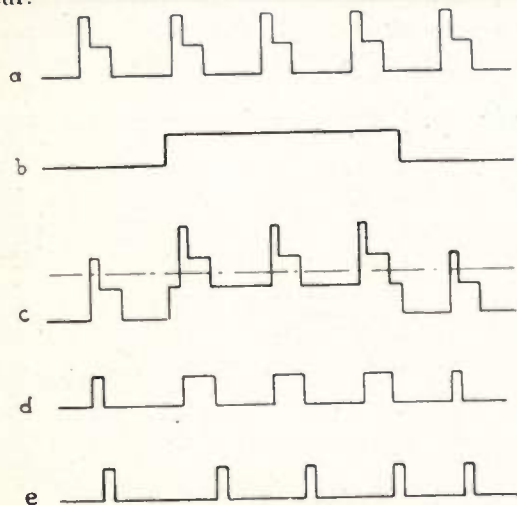


FIG. 5. — Principe d'une modulation de position en télégraphie :

- a) Signaux auxiliaires appliqués au modulateur ;
- b) Signal télégraphique ;
- c) Signal complexe, obtenu par superposition de a et b, et appliqué à l'entrée du modulateur.
- d) Impulsions modulées en durée obtenues en isolant la fraction du signal « c » située au voisinage de la ligne horizontale.
- e) Impulsions modulées en position obtenues après différentiation des impulsions « d ».

Nous n'avons pas encore indiqué comment l'impulsion de synchronisation pouvait se différencier des impulsions de voies. Le procédé utilisé doit laisser une liberté totale dans le choix du mode de synchronisation téléphonique et de l'espacement entre voies. Il semble que la solution la plus simple consiste à donner à l'impulsion télégraphique une position que ne pourront jamais occuper les impulsions de voies. Ici encore le procédé de modulation précédent permet d'avoir l'assurance que cette condition pourra toujours être satisfaite.

3.4. — Démodulation.

Les démodulateurs utilisés habituellement en téléphonie pourraient également être utilisés ici. Ils fourniraient une tension proportionnelle au temps séparant les impulsions reçues d'impulsions créées localement à partir des impulsions de synchronisation. On obtiendrait ainsi une tension dont la forme serait semblable à celle du signal télégraphique et qui, après amplification pourrait commander un relais de restitution.

Cette façon de procéder présente cependant un inconvénient. La composante continue des signaux restitués est modifiée par les variations de la position moyenne des impulsions. L'amplificateur à courant continu commandant le relais étant sensible à ces variations, un réglage du seuil de fonctionnement

sera nécessaire et malgré cela la transmission risque de ne pas offrir une sécurité suffisante.

Une méthode plus adaptée à la transmission télégraphique consiste à utiliser des sélecteurs de position qui permettent d'orienter les impulsions reçues vers

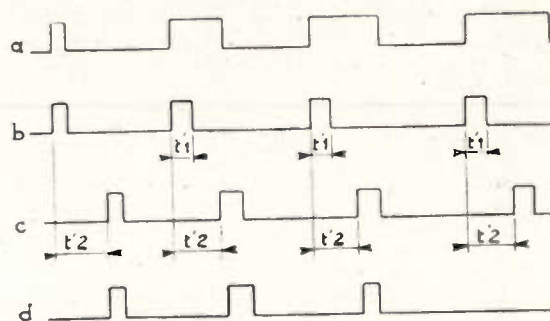


FIG. 6. — Principe de la sélection d'impulsions de durée inférieures à $t'_1 + t'_2$.

- a) Impulsions appliquées à l'entrée du sélecteur.
- b) Impulsions obtenues en limitant la durée des impulsions « a » à une valeur t'_1 .
- c) Impulsions « b » retardées de t'_2 .
- d) Impulsions obtenues en appliquant les impulsions « a » et « c » aux deux entrées d'un dispositif à anticoincidence.

des circuits d'utilisation différents suivant qu'elles occupent l'une ou l'autre des positions prévues. Les impulsions sont ensuite remises en forme dans ces circuits et, aussi longtemps que la sélection peut s'effectuer normalement, la forme des impulsions utilisées reste indépendante des variations de la position moyenne des impulsions reçues. Les signaux provenant de l'un des circuits d'utilisation permettent de faire occuper au relais de restitution une position déterminée tandis que ceux provenant de l'autre circuit lui font occuper l'autre position

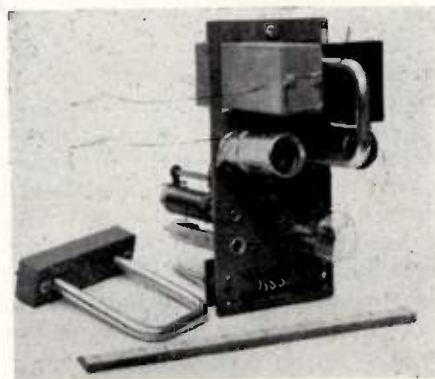


FIG. 7. — Châssis amovible comprenant l'ensemble des organes de voie télégraphique.

Sur ce châssis unique sont groupées le modulateur, le démodulateur, le relais de restitution, les organes permettant la mesure et le réglage du courant en ligne.

Il est de pratique courante dans les équipements des multiplex téléphoniques de transformer les impulsions modulées en position en impulsions modulées en durée. Ce sont celles-ci qui seront alors transmises à l'équipement télégraphique. Ces impulsions prendront trois durées distinctes suivant qu'elles correspondront à l'impulsion de synchronisation télégraphique ou aux positions repos et travail du relais

triques, en nombre égal au chiffre (de 1 à 10) ; la cadence de ces impulsions est de 10 par seconde, et les suites d'impulsions ainsi envoyées constituent un codage décimal du numéro désiré.

Les impulsions agissent sur les électro-aimants des relais et commutateurs du central, dont les contacts permettent alors la constitution des *circuits de contrôle*.

Les courants parcourant les circuits de contrôle agissent à leur tour sur les commutateurs des circuits de parole.

En principe les circuits de contrôle agissent pendant la durée d'établissement de la connexion entre abonnés, et les circuits de parole conservent un état permanent pendant toute la durée de la conversation. Dans les centraux téléphoniques actuels, toutes les opérations sont effectuées par ouverture ou fermeture de contacts métalliques, déplacés par des mécanismes commandés par des électro-aimants.

II. — EMPLOI D'ÉLÉMENTS ET DE CIRCUITS ÉLECTRONIQUES.

L'emploi de circuits électroniques permet un changement d'échelle des vitesses avec lesquelles des connexions peuvent être établies ou coupées.

Parmi les éléments électroniques actuellement utilisés pour effectuer des opérations de commutation, mentionnons, par ordre de rapidité croissante :

Les diodes au sélénium agissant en	100 μ s environ
Les tubes à gaz à cathode froide...	100 μ s environ
Diodes et transistors au germanium à jonction.....	100 μ s environ
Transistors à pointes.....	1 μ s environ
Diodes à pointes.....	0,1 μ s
Tubes à vide.....	< 0,1 μ s

(Toutes ces valeurs données à titre d'ordre de grandeur, peuvent se modifier rapidement sous l'effet des recherches en cours).

A titre de comparaison, rappelons que le temps de fonctionnement d'un relai est de l'ordre de quelques millisecondes.

On constate donc que les vitesses de commutation autorisées par l'emploi d'éléments électroniques sont multipliées, par rapport aux relais, par un facteur d'au moins 10 et pouvant dépasser 1 000.

Des efforts importants ont été réalisés et se poursuivent pour tirer parti de ces propriétés des éléments électroniques.

Or, actuellement, les centraux automatiques existent (depuis plus de 50 ans) et fonctionnent d'une façon satisfaisante.

Les efforts ont donc pour but d'obtenir l'un ou plusieurs des résultats suivants ;

d'une part :

1° baisse du prix de premier établissement ;

2° diminution du volume, d'où réduction du prix des bâtiments ;

3° baisse des dépenses d'entretien.

d'autre part :

Rapidité accrue des opérations de commutation, rendue nécessaire par la création de réseaux automa-

tiques à grandes distances (réseaux nationaux, et bientôt, internationaux).

Nous allons donner maintenant deux exemples de travaux d'études effectués dans les directions indiquées ci-dessus, auxquels a participé le Laboratoire Central de Télécommunications.

III. — APERÇU SUR LE SYSTÈME M.E.

Le Système M.E. est le premier type de central téléphonique automatique faisant usage sur une grande échelle de circuits électroniques.

Il a été conçu par la « Bell Telephone Manufacturing Company » d'Anvers, et le Laboratoire Central de Télécommunications a collaboré dans plusieurs phases des études.

Un central M.E. entrera en service d'exploitation réelle au début de 1954 sur le réseau téléphonique national norvégien.

La conception de ce système est fondée sur les remarques suivantes :

a) Les contacts mécaniques demeurent les contacts de choix à l'heure actuelle pour les circuits de parole.

Ils introduisent un affaiblissement négligeable et bien stable. Ils se prêtent à la circulation de l'énergie dans les deux sens sans précaution. Par ailleurs, la durée moyenne d'une conversation étant de 2 minutes, aucun intérêt décisif n'apparaît en usant un élément à haute rapidité de service dans un circuit de parole normal.

b) Au contraire, rien ne limite la rapidité du fonctionnement des circuits de contrôle.

Ceux-ci ne sont pas parcourus par des courants de conversations ; en accélérant leur vitesse de fonctionnement il est possible de réduire le nombre des organes travaillant en parallèle, donc d'obtenir les résultats économiques recherchés.

Dans le système M.E. :

1° Les commutateurs de parole sont électromécaniques ;

2° Tous les circuits de contrôle sont électroniques.

Les éléments utilisés sont :

— les diodes au sélénium ;

— les tubes relais à gaz ;

— un petit nombre de tubes à vide.

Toutes les opérations de contrôle d'un central téléphonique sont effectuées électroniquement, par circulation d'impulsions dont l'amplitude est de 25 volts et dont les plus brèves ont une durée de 25 μ s, et une fréquence maximum de 5.000 par seconde.

Toutes les opérations aboutissant à l'établissement d'une communication, à partir du moment où l'abonné demandeur a décroché, sont effectuées électroniquement par comparaison des instants d'apparition de deux ou plusieurs impulsions.

Ces opérations s'effectuent par superposition d'impulsions, suivant une technique utilisée notamment dans les indicateurs de RADAR.

1° Il circule dans les circuits de contrôle des séries régulières d'impulsions émanant d'un générateur central ;

2° Chaque opération (décrochage du récepteur, sélection des commutateurs de parole, etc.) déclenche l'apparition d'impulsions particulières, empruntées aux séries du générateur central ;

3° Les impulsions de commande sont identifiées par superposition et comparaison dans le temps, à l'aide de réseaux de redresseurs au sélénium ;

4° Les impulsions résultantes allument des tubes relais à gaz, qui, entre autres opérations, agissent sur les relais des commutateurs de parole.

Les rapidités de fonctionnement ne sont pas extrêmes, mais permettent l'usage d'éléments électroniques très robustes et sûrs, tels que redresseurs au sélénium et tubes à gaz à cathode froide.

IV. — INVESTIGATIONS FAITES PAR LE LABORATOIRE CENTRAL DE TÉLÉCOMMUNICATIONS SUR UN SYSTÈME DE COMMUTATION ENTièrement ÉLECTRONIQUE.

Dans le système M.E., seuls sont utilisés les éléments électroniques de commutation moyennement rapides : redresseurs au sélénium et relais à gaz.

Une autre étude a été entreprise, en vue d'évaluer les possibilités d'emploi des éléments les plus rapides, notamment les tubes à vide et les diodes au germanium à pointe, qui, à l'heure actuelle, permettent des durées de commutation de l'ordre de 0,1 microseconde. En outre, cette seconde étude avait pour objet l'examen de systèmes entièrement électroniques, à l'exclusion de contacts mécaniques, même dans le circuit de parole.

Le principe général adopté dans le système dont nous parlerons maintenant est né du rapprochement entre le schéma général de la figure 1, et les grandes largeurs de bande tolérées dans les signaux traités à l'aide d'éléments à grande rapidité de réponse.

La figure 1 montre que, pour chaque groupe de 100 abonnés, un certain nombre de communications (16 au maximum, par exemple) sont acheminées simultanément par les jonctions, constituant autant de voies simples à fréquence vocale.

L'idée de base du système consiste à transporter sous forme multiplex les 16 conversations simultanées sur un fil de jonction constituant un circuit métallique unique.

Il en résulte, pour chaque groupe de 100 abonnés, la suppression du multiplage.

Le dispositif de transmission multiplex utilisé est la distribution dans le temps d'impulsions modulées en amplitude. Ce choix conduit à une réalisation très simple des modulateurs et démodulateurs, qui constituent en même temps les commutateurs de parole.

Le circuit de jonction unique est parcouru par un cycle périodique d'impulsions, répété à la cadence de 10 000 cycles par seconde, permettant d'acheminer la bande normale des fréquences vocales. Ce cycle comporte :

16 impulsions pour 16 voies, sens Est-Ouest, suivies de 16 impulsions pour 16 voies, sens Ouest-Est.

Un fil métallique unique, muni d'un amplificateur d'impulsions unique, assure la transmission multi-

plex des 16 voies, dans les deux sens de conversation, pour un groupe de 100 lignes.

La durée de chaque impulsion élémentaire est de 1 microseconde, avec 2 microsecondes de garde entre impulsions successives.

Le modèle réalisé à L.C.T. peut permettre l'interconnexion entre elles de 100 lignes, avec 16 con-

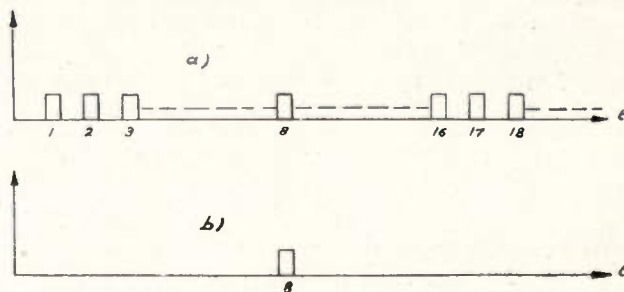


Fig. 2. — a) Suite des impulsions de la jonction multiplex ;

b) Connexion de l'abonné N° 24 à la jonction commune, à la position de temps N° 8.

versations simultanées, chacune portée par l'un des 16 circuits de jonction fictifs de multiplex à impulsions.

Examinons alors le système « Commutateur-Modulateur ». Supposons que l'on désire connecter la ligne 24 à la jonction 8. Celle-ci correspond à la position de temps N° 8 de la série Est-Ouest (fig. 2).

Pendant le temps de 1 microseconde affecté au cours de chaque cycle successif à l'impulsion N° 8, mettons en contact électrique la ligne 24 avec le circuit commun de jonction (fig. 2).

Sur ce fil, nous trouverons alors, 10 000 fois par seconde, un échantillon de 1 μ s de durée, de l'amplitude de la tension à fréquence vocale existant sur la ligne 24.

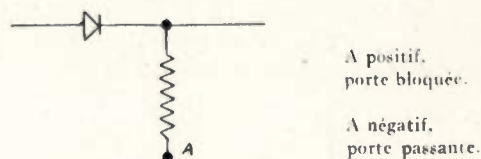


Fig. 3. — Élément fondamental d'une porte à diodes au germanium.

Nous avons ainsi, à l'aide d'un interrupteur unique rapide,

- affecté la position jonction 8 à la ligne 24,
- obtenu la série d'impulsions modulées en amplitude, ayant la durée et la position requises dans le système multiplex.

Il suffit de même, à l'extrémité réceptrice, de connecter le fil commun à la ligne demandée, pendant chaque impulsion 8, pour obtenir, après un filtre passe-bas, le courant vocal dans la ligne réceptrice.

Chacune de ces opérations est effectuée par une « Porte » équipée de 5 diodes au germanium (fig. 3).

Il existe pour chaque ligne d'abonné, une porte entrante. Les 100 portes entrantes, entre les 100 lignes et le fil multiplex, constituent le sélecteur de lignes.

Les 100 portes sortantes constituent le sélecteur final.

Chaque porte peut être rendue conductrice, 10 000 fois par seconde, à l'une des positions de temps 1 à 16 (sens Est-Ouest), ou 17 à 32 (sens Ouest-Est). Un inverseur change le sens de transmission 2 fois par cycle.

Ainsi, l'ensemble des sélecteurs et jonctions est matérialisé par 200 portes, soit 1 000 diodes au germanium.

Naturellement ces portes doivent être ouvertes et fermées par des circuits de contrôle qui, eux, sont nécessairement assez compliqués.

Ces circuits de contrôle doivent obéir aux caractéristiques minima suivantes :

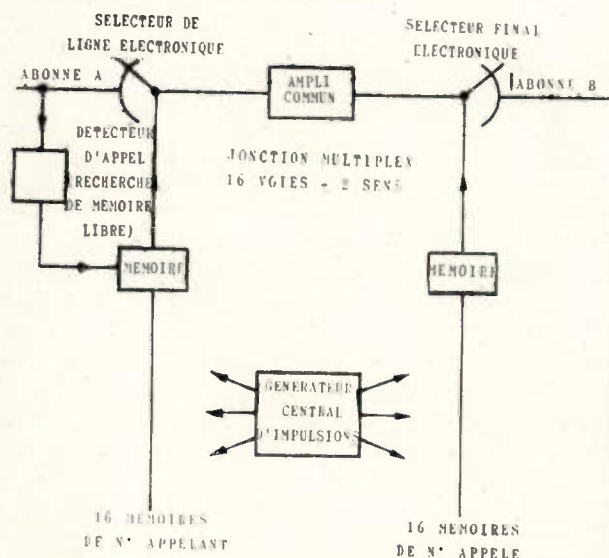


FIG. 4. — Schéma de jonction simplifié du commutateur électronique

1° Pendant toute la durée d'une conversation, les portes correspondantes (4 en tout) doivent recevoir, 10 000 fois par seconde, les impulsions d'ouverture nécessaire.

A l'inverse des relais qui, grâce au contact de réalimentation, sont doués de mémoire, les portes multiplex à diode sont *sans mémoire*.

Des « circuits mémoires » spéciaux doivent enregistrer les numéros demandeur et demandé, et appliquer aux portes de ces abonnés les impulsions correspondant au circuit de jonction choisi. Il doit exister 32 circuits mémoires, capables de provoquer la connexion des 16 jonctions (2 extrémités) à l'une quelconque des 100 lignes (fig. 4).

2° On voit que, si l'usage d'une jonction multiplex a permis de réduire le nombre de points de contact du sélecteur de ligne de 1600 (16×100) à 100, et de même pour le sélecteur final, il faut bien que dans les circuits mémoires il existe 3 200 configurations distinctes possibles correspondant à l'usage d'une jonction quelconque par 2 abonnés quelconques.

La complication a, en quelque sorte, été déplacée du circuit de parole au circuit de contrôle.

L'importance technique et économique de ce déplacement peut être considérable ; en effet, la parole ne traversant pas les circuits de contrôle, ceux-ci peuvent être plus simples et plus rustiques.

Par ailleurs, une grande liberté est donnée à l'ingénieur étudiant le système, quant au choix du système de codage permettant de différencier les 3 200 configurations du réseau de contrôle, et leurs modes de liaison avec les portes de parole.

Le double intérêt du dispositif décrit est bien celui que nous venons de mettre en évidence :

- simplification des commutateurs de parole ;
- liberté plus grande dans la réalisation des circuits de contrôle et le choix du dispositif de numération.

Une maquette de laboratoire complète a été construite, et a subi des essais prolongés, y compris des essais d'endurance au cours desquels 200 000 appels ont été envoyés (fig. 5).

Le but essentiel poursuivi était l'examen approfondi d'une solution à portes électroniques rapides en vue d'apprécier les avantages et difficultés, chiffrer les prix, évaluer les défauts.

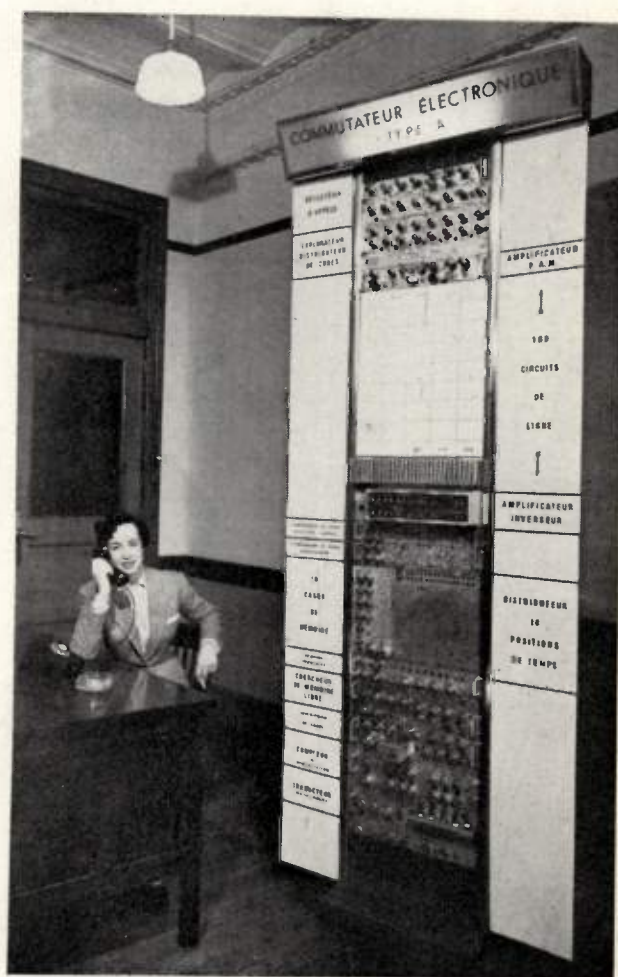


FIG. 5. — Maquette de commutateur électronique.

Rien, à l'heure présente, ne permet d'affirmer qu'un tel système sera construit sous la forme actuelle en vue de l'exploitation, mais des enseignements de grande valeur ont été tirés de ce travail qui se poursuit depuis 4 années.

En voici quelques-uns :

1° D'importants efforts doivent être consacrés au problème de la sécurité de fonctionnement, compte tenu du fait qu'un central de 10 000 lignes contiendrait environ 3 millions d'éléments électroniques (actifs ou passifs).

Sous l'impulsion de ces efforts, la sécurité de certains éléments du matériel électronique classique (Radio, Radar) peut faire des progrès spectaculaires.

2° Les diodes au germanium à pointe disponibles aujourd'hui ne constituent pas une solution satisfaisante au problème de la commutation téléphonique rapide. Leurs défauts sont les suivants :

- a) puissance insuffisante ;
- b) atténuation trop grande et irrégulière ;
- c) fragilité trop grande aux chocs électriques accidentels pouvant survenir dans un réseau téléphonique.

Les recherches en cours peuvent d'ailleurs modifier ultérieurement ces remarques.

CONCLUSIONS.

Nous avons pensé intéresser les radioélectriciens en décrivant deux réalisations dans lesquelles les téléphonistes ont fait un large appel aux techniques familières aux électroniciens.

Si le dispositif entièrement électronique réalisé au Laboratoire Central de Télécommunications ne constitue pas nécessairement le prototype d'un système destiné à l'exploitation, son étude, sa mise au point, et l'observation de ses conditions de fonctionnement, ont été d'un grand bénéfice aux deux groupes de téléphonistes et d'électroniciens qui ont collaboré à sa construction. Cette collaboration, maintenant largement amorcée, ira certainement en s'amplifiant dans le proche avenir, et deux conséquences d'importance apparaissent clairement aujourd'hui : le volume du matériel électronique employé dans les centraux téléphoniques ira en s'accroissant rapidement ; le rôle joué par les électroniciens dans la vaste industrie du téléphone ira en s'accroissant parallèlement ; peut-être le jour n'est-il pas loin où ce rôle sera prépondérant.

En terminant je désire adresser mes remerciements à M. Camille WEILL, Chef de Département au Laboratoire Central de Télécommunications, et à ses collaborateurs, à nos collègues MM. KRUTHOF, Den HERTOEG et VAN MIERLO et à leurs collaborateurs de la Bell Telephone Mfg. Co. d'Anvers, et plus particulièrement à M. E.M. DELORAINE, à qui sont dus tant d'idées de base et d'encouragements essentiels dans l'exécution de ces travaux.

télégraphique. Des sélecteurs de durée devront alors être utilisés qui seront capables de reconnaître si la durée des impulsions est inférieure à une certaine valeur t_1 , supérieure à une autre valeur t_2 ou enfin comprise entre t_1 et t_2 .

La sélection des impulsions dont la durée est supérieure à t_2 peut s'effectuer en les appliquant à l'entrée d'une ligne à retard dont l'extrémité est ouverte. Il se produit alors une réflexion totale sans changement de signe et l'on fait en sorte que seule la partie du signal réfléchi se superposant au signal direct soit transmise. Seules les impulsions dont la durée est supérieure au temps de parcours aller et retour de la ligne donnent naissance à un signal pouvant être transmis.

La sélection des impulsions dont la durée est inférieure à t_1 est légèrement plus complexe. Les impulsions reçues sont transmises à un dispositif d'anticoincidence, c'est-à-dire que, pendant tout le temps où elles seront présentes, elles interdiront la transmission des signaux appliqués à une seconde entrée de ce dispositif. Ces signaux sont fabriqués à partir des

Dans ce dernier cas le sélecteur de voie est constitué par deux portes électroniques commandées par les impulsions provenant du compteur électronique. Chaque porte peut, lorsqu'elle est ouverte, transmettre à un basculeur les impulsions provenant de l'un des sélecteurs de durée. Suivant la provenance des impulsions reçues le basculeur prend l'une ou l'autre de ses deux positions stables. La restitution du signal est effectuée à l'aide d'un relais télégraphique dont chaque enroulement est en série dans l'un des deux circuits plaque du basculeur.

3.5. — Principe d'un équipement multiplex télégraphique.

La figure 8 donne une représentation schématique d'un équipement combiné transmettant simultanément des communications téléphoniques et télégraphiques.

À l'émission la partie multiplex téléphonique transmet à la partie télégraphique les trois types de signaux suivants : impulsions de synchronisation

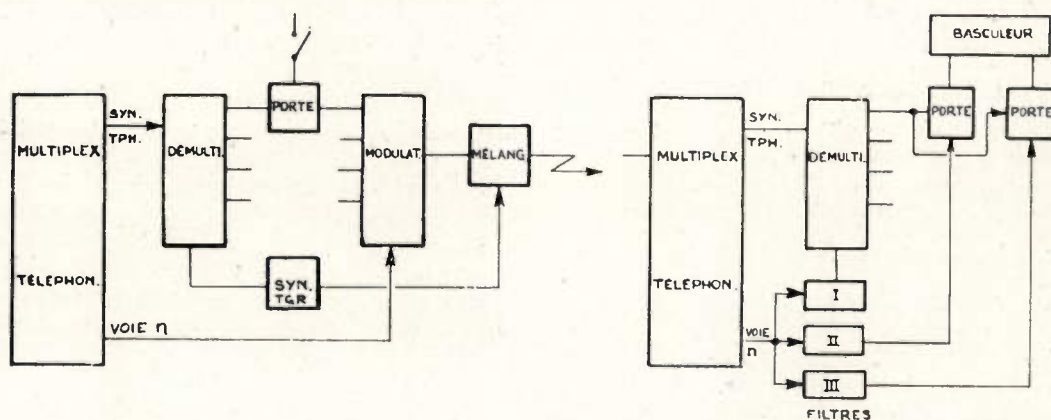


FIG. 8. — Principe de l'équipement télégraphique L.T.M.

impulsions reçues en limitant leur durée à une valeur t'_1 , en les retardant ensuite d'une quantité t'_2 et en faisant $t'_1 + t'_2 = t_1$. Leur front arrière ne pourra se présenter à l'entrée du dispositif d'anticoincidence plus de t_1 après le front avant des impulsions reçues ; si la durée de celles-ci est supérieure à t_1 ils ne pourront être transmis.

La sélection des impulsions dont la durée est comprise entre t_1 et t_2 s'effectue en montant en cascade deux sélecteurs dont l'un ne transmet que les impulsions dont la durée est supérieure à t_1 et fournit les impulsions d'entrée du second sélecteur qui ne transmet que celles dont la valeur est inférieure à t_2 .

Pour effectuer la reconstitution d'un signal transmis par un canal télégraphique on peut isoler les impulsions affectées à ce canal, à l'aide d'un sélecteur de voie, puis les transmettre à deux sélecteurs de durée qui commanderont le relais de restitution. Cette façon de procéder conduit à utiliser un sélecteur de voie et deux sélecteurs de durée par voie télégraphique. Etant donné la complexité relative des sélecteurs de durée, il est plus avantageux d'inverser l'ordre des opérations, c'est-à-dire appliquer l'ensemble des impulsions télégraphiques à deux sélecteurs de durée qui fourniront des impulsions à l'ensemble des sélecteurs de voie.

téléphonique, impulsions définissant le temps réservé au canal téléphonique utilisé pour la transmission télégraphique, ensemble des impulsions modulées par des communications téléphoniques.

Les impulsions de synchronisation téléphoniques sont appliquées à l'entrée du compteur électronique fonctionnant en démultiplicateur de rapport dix. Chacune des neuf premières sorties du compteur, commande une porte électronique qui est d'autre part réunie à une ligne télégraphique. Toutes les portes électroniques débitent sur une impédance de charge commune. Elles transmettent successivement à un modulateur unique, l'indication de l'état électrique des différentes voies télégraphiques.

Les impulsions correspondant au canal téléphonique utilisé sont appliquées à l'entrée du modulateur. Celui-ci provoque un déplacement de chaque impulsion ; ce déplacement est fonction de l'indication donnée par la porte électronique en service au moment où l'impulsion parvient au modulateur.

Les impulsions téléphoniques sont transmises à un mélangeur qui reçoit d'autre part les impulsions provenant du modulateur télégraphique. Enfin ce même mélangeur reçoit les impulsions de synchronisation issues d'un circuit de mise en forme recevant

les impulsions provenant de la dixième sortie du compteur électronique.

L'ensemble des impulsions ainsi mélangées est transmis par un équipement d'arrivée.

La partie multiplex téléphonique de cet équipement isole les différents types de signaux et assure la démodulation des impulsions téléphoniques. Elle transmet en outre à la partie télégraphique les impulsions de synchronisation téléphoniques et l'ensemble des impulsions télégraphiques.

Les impulsions télégraphiques parviennent sous

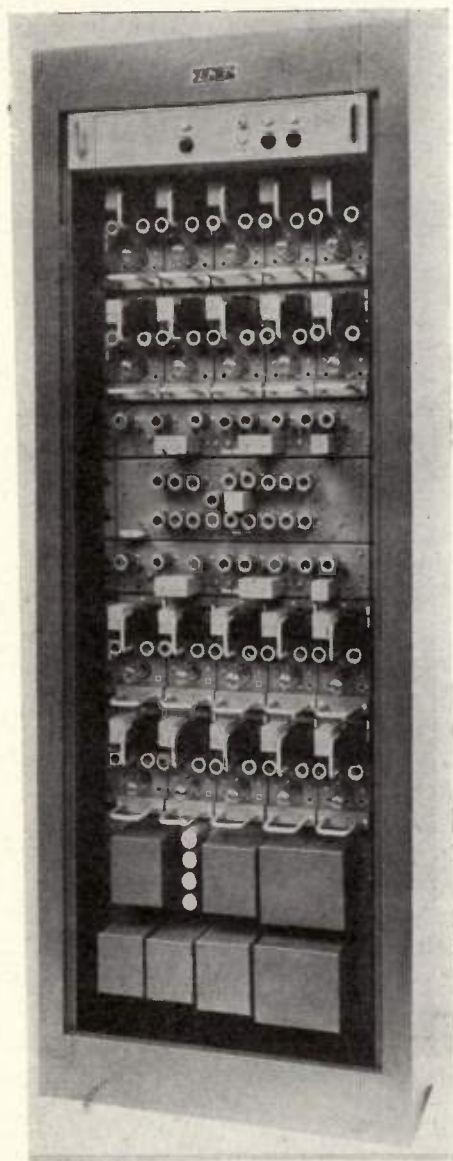


FIG. 9. — Equipement terminal multiplex télégraphique à 18 voies. L.M.T. Tous les organes nécessaires à la transmission de 18 voies télégraphiques sur 2 voies téléphoniques sont groupés dans cette baie qui alimente également les 18 téléimprimeurs pouvant lui être connectés.

la forme d'impulsions modulées en durée et sont appliquées à un ensemble de trois sélecteurs de durée. Deux d'entre eux fournissent des impulsions qui seront transmises, par l'intermédiaire de portes électroniques, à tous les démodulateurs. Le troisième sélecteur isole les impulsions de synchronisation télégraphiques et les transmet à un compteur électronique.

Les impulsions de synchronisation téléphoniques sont appliquées à un compteur électronique semblable à celui utilisé à l'émission mais dont la remise au zéro est assurée par les impulsions de synchronisation télégraphique. Cette opération permet de définir, à la réception ; le début du cycle d'analyse des différentes voies télégraphiques.

Le démodulateur habituel des équipements téléphoniques est remplacé ici par un basculeur bi-stable qui fonctionne de la façon suivante. Les impulsions télégraphiques préalablement isolées par les sélecteurs de durée lui sont transmises par l'une ou l'autre des deux portes électroniques commandées par les impulsions provenant du générateur.

Suivant que les impulsions lui parviennent de l'une ou de l'autre porte électronique le basculeur prend l'une ou l'autre de ses deux positions stables. La reconstitution du signal télégraphique est assurée par un relais qui est alimenté par le basculeur.

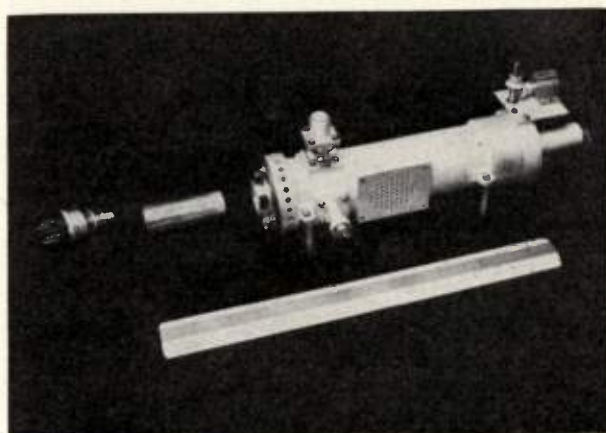


FIG. 10. — Tube 2 C 43 et cavité oscillatrice couvrant la gamme 1 700-2.300 Mc/s.

4. — EXEMPLE DE RÉALISATION.

Il semble intéressant d'illustrer ces considérations théoriques par un exemple précis. La Société LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE a réalisé et expérimenté des équipements téléphoniques multiplex à impulsions permettant la transmission simultanée de tous les types de signaux décrits ci-dessus. Le matériel de base est un équipement transmettant 23 voies téléphoniques 300-3 400 c/s. Il comprend essentiellement à une station terminale, une baie de départ, une baie d'arrivée, une baie de liaison réseau et une baie radio (voir figure 1). A une station relais l'équipement comporte 2 baies radio identiques à la baie utilisée au terminal. Diverses combinaisons effectuées sur les réglettes des châssis termineurs-siglaeurs de la baie de liaison au réseau, permettent d'utiliser un nombre quelconque de voies en signalisation manuelle — batterie centrale ou batterie locale — ou automatique côté central ou côté abonné. Des équipements annexes permettent

— soit de remplacer 2 voies normales par une voie de radiodiffusion en substituant à 2 châssis amovibles de voie téléphonique, un châssis coupleur et un châssis de voie de radiodiffusion (voir figure 2).

— soit de transmettre 9 voies télégraphiques dans

une voie téléphonique quelconque en remplaçant le châssis de voie téléphonique par un châssis adaptateur télégraphique et en adjoignant un équipement multiplex télégraphique. La figure 3 représente une baie multiplex télégraphique susceptible de transmettre 18 voies télégraphiques sur 2 voies téléphoniques quelconques, d'un équipement multiplex à impulsions pourvu de 2 châssis adaptateurs télégraphiques. La figure 4 représente un élément de voie modulateur-démodulateur télégraphique.

Les caractéristiques principales sont :

1° *Caractéristiques de transmission radio :*

Fréquence porteuse	1 700 à 2 300 Mc/s
Espacement des canaux ..	15 Mc/s
Puissance de sortie de l'émetteur	40 Watts
Facteur de bruit du récepteur	14 décibels
Gain d'aérien	
Réflecteur parabolique diamètre 2 m. Gain	27 décibels
Réflecteur parabolique diamètre 3 m. Gain	31 décibels

La figure 10 représente des éléments caractéristiques des équipements radio (circuit à tube 2 C 43 utilisé comme étage émission radio, oscillateur local réception).

2° *Caractéristique des signaux téléphoniques transmis :*

Nombre de canaux téléphoniques disponibles	23
Largeur de bande basse fréquences	300-3.400 c/s
Courbe de réponse basse fréquence comprise entre + 1 et - 2 db par rapport au niveau de référence.	
Niveau d'entrée et de sortie 2 fils :	Variable entre 0-20 db/m suivant l'utilisation.
Distorsion totale basse fréquence	Inférieure à 5 %
Rapport signal-bruit	Supérieur à 60 db
Diaphonie entre voies adjacentes	Supérieure à 50 db
Type d'appel	= Manuel à batterie locale ou centrale.
	= Automatique
	= Appel sélectif pour voie de service omnibus.

3° *Caractéristiques des signaux de radiodiffusion :*

Nombre de canaux disponibles maximum 10 en groupant 2 voies téléphoniques *n* et *n* + 12.
Largeur de bande basse fréquence 50 à 6 800 c/s.
Distorsion totale basse fréquence par le tableau ci-dessous.

Fréquences	Harmonique 2 en %	Harmonique 3 en %
60 à 200 c/s	0,5 à 0,8	≤ 0,3
200 à 2 000 c/s	≤ 0,5	≤ 0,3
2 000 à 3 500 c/s	0,5 à 0,8	≤ 0,3
3 500 à 6 800 c/s	négligeable	négligeable

Produits d'intermodulation :

Lors des essais, la bande latérale inférieure de la composante à 8 kc/s est toujours restée inférieure à 0,3 % quelle que soit la fréquence modulatrice. Diaphonie avec les voies adjacentes : supérieure à 60 db.

4° *Caractéristiques des signaux de télégraphie Multiplex :*

Nombre de canaux télégraphiques disponibles	18 par équipement télégraphique associé en utilisant 2 voies téléphoniques
Vitesse normale d'exploitation	50 bauds
Distorsion télégraphique à 50 bauds	Inférieure à 10 %
Type de ligne utilisée	2 fils
Mode d'exploitation	Double courant
Courant en ligne	20 mA.

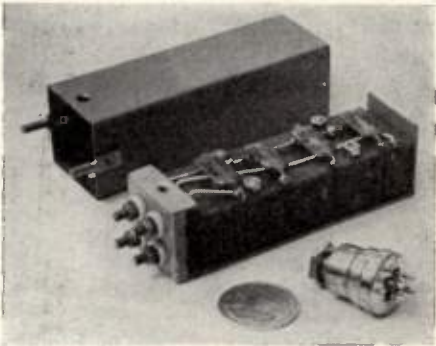


FIG. 11. — Ligne à retard à 4 sections et transformateur à impulsions

5° *Caractéristiques de transmission par impulsion.*

Fréquence de répétition pour signaux téléphoniques et signaux d'appel	8 000 c/s
Fréquence de répétition pour signaux de radiodiffusion ..	16 000 c/s
Fréquence de répétition pour signaux télégraphiques	800 c/s
Procédé de modulation	Par déplacement dans le temps
Déplacement des impulsions :	
pour signaux téléphoniques à 0 db/m :	± 1 μs
pour signaux d'appels :	— 1,5 μs
pour signaux de radiodiffusion à 0 db/m :	± 1 μs
pour signaux télégraphiques :	± 1,2 μs
Espacement des impulsions consécutives :	5,2 μs
Durée de l'impulsion normale :	0,5 μs
Impulsion de synchronisation téléphonique :	
2 impulsions normales de 0,5 μs séparées de 1,3 μs.	
La figure 11 représente des éléments caractéristiques d'équipements à impulsions (ligne à retard et transformateur d'impulsion).	

LES MULTIPLEX A IMPULSIONS DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE

PAR

P. RIVIERE

*Chef du Service Multiplex de la S.F.R.
Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité*

I. — INTRODUCTION

Les matériels qui vont être présentés dans cet article ne constituent pas en général des nouveautés techniques. Ils marquent plutôt l'aboutissement d'une évolution obtenue après quelques années d'expérience.

Depuis la création des premiers prototypes, l'effort principal de nos techniciens s'est concentré vers la simplification des organes, la facilité d'exploitation et la sécurité de fonctionnement.

Ces trois qualités l'emportent sur toutes les autres, et nous nous sommes bien rendu compte qu'elles prévalaient aux yeux des exploitants et des utilisateurs en regard de la grande qualité, et notamment des rapports signal sur bruit élevé.

Entre deux types de matériel, l'un au fonctionnement sûr et de qualité acceptable, l'autre jouissant de performances élevées mais nécessitant une surveillance de tous les instants, c'est le premier qui en définitive sera choisi par l'exploitant.

Les trois qualités énoncées plus haut ne sont réalisables qu'à partir de matériels dont les conceptions sont saines.

La simplification s'obtient en débarrassant le matériel d'organes non indispensables, en étudiant avec beaucoup de soin la conception technologique, en exigeant des différents organes des contraintes faciles à satisfaire, en éliminant les paramètres de réglage qui réagissent les uns sur les autres.

La facilité découle de la simplicité ; si les réglages sont aisés et en nombre réduit, si les contrôles sont presque évidents par la présentation du matériel, l'opérateur s'initiera très vite et exploitera correctement.

La sécurité est en grande partie la conséquence des deux autres, elle croît effectivement lorsque le matériel se simplifie et que ses réglages diminuent.

Elle s'obtient avec un minimum de surveillance si l'on n'exige pour chaque circuit que des fonctions simples et claires.

Tel est le sens de nos efforts sur les multiplex que nous avons étudiés et notamment sur les multiplex à impulsion.

Ces derniers offrent en effet les solutions les plus souples pour une exploitation facile ; il était donc naturel qu'ils soient l'objet de soins attentifs de la part de tous les techniciens qui ont un rôle à jouer dans la réalisation industrielle des équipements.

Quels sont les résultats obtenus ?

Il a été constaté d'une part et à notre grande satisfaction que les performances techniques s'amélioraient et se stabilisaient au fur et à mesure que le matériel devenait plus simple et plus facile à exploiter, d'autre part qu'il était possible :

1° d'obtenir sur les circuits hyperfréquences de grandes gammes couvertes avec une seule manœuvre fondamentale, et ce en conservant des performances régulières ;

2° d'éliminer complètement tout réglage dans les circuits à impulsion et notamment tout apairage de bâtis, si bien que à l'heure actuelle dans un matériel stocké en plus ou moins grand nombre dans un magasin, il a pu être créé, pour *chacun des systèmes conçus* et que nous allons présenter, des équipements ne comportant que *deux types de matériels* :

- les coffrets ou bâtis à impulsions ;
- les coffrets ou bâtis radio.

Avec ces deux types de matériels, on peut organiser des liaisons avec ou sans relais, chaque relais comportant la voie de service, exploitable dans chaque sens de liaison.

Les propriétés d'ensemble des équipements à impulsions que l'on peut grouper dans la formule : simplicité, facilité, sécurité, présentent un très grand intérêt militaire et facilitent l'exploitation dans les télécommunications civiles.

Les réglages rappellent en raison de leur simplicité, ceux des postes d'amateurs de radiodiffusion. Ceci est obtenu grâce à la lecture directe de l'onde et aux monocommandes de l'émetteur et du récepteur.

Une tradition militaire qui remonte à la dernière guerre nous a cependant contraints à réaliser certains circuits *HF* avec un dispositif de pilotage par quartz. Ceci ne permet évidemment pas de disposer de mono-

commande sans de très grandes complications, mais les circuits sont de réglage facile bien que disposant d'autant de manœuvres qu'il y a d'étages *HF* à l'émission et à la réception.

Les principales difficultés rencontrées dans la réalisation de ces matériels proviennent de l'incertitude qui a régné jusqu'ici sur le choix des fréquences. Il n'existe pas une seule étude de circuits radio qui soit restée sans suite, soit pour élever sa fréquence, soit même pour l'abaisser.

Il est résulté de ces modifications d'allocation de fréquence des inconvénients mais aussi quelques avantages.

Les inconvénients comportaient notamment l'alourdissement des frais d'étude et surtout des retards dans l'éclosion d'un prototype stable et vendable.

Par contre, la nécessité de remettre sur le métier le travail déjà fini, conduisait le technicien à méditer sur son circuit, non pas tellement pour élever sa fréquence, ce qui était relativement aisé, mais surtout pour lui donner chaque fois un peu plus de simplicité, de cette simplicité que nous avons évoquée tout à l'heure. Le tube prévu pour fonctionner sur une fréquence nettement supérieure, n'a jamais eu en principe à être changé au cours de ces différentes étapes.

Telle est, en résumé, l'histoire abrégée des multiplex étudiés à la Société Française Radioélectrique et l'explication de leur état actuel.

Les systèmes à impulsion conviennent particulièrement aux liaisons n'exigeant pas plus de 24 voies par faisceau hertzien. Ce nombre peut cependant être sensiblement augmenté par association dans les mêmes aériens de plusieurs faisceaux à 24 voies. Ils permettent :

- la création de systèmes très mobiles et très légers pour la mise en place rapide et provisoire d'une liaison.

- la réalisation de liaisons sur de larges gammes de fréquence, avec possibilité de modifier la fréquence de chacun des tronçons, suivant des plans établis à l'avance.

- l'emploi de miroirs passifs, aux fréquences suffisamment élevées qui, sans crainte de perturber la qualité de la liaison par diffusion du champ et échos parasites sont susceptibles d'obtenir à ces fréquences des liaisons de qualité jusqu'ici inégalées par tout autre système hertzien.

L'expérience démontre que les systèmes à impulsions ne sont pas délicats. Ils peuvent utiliser à peu près n'importe quel type de tube pourvu qu'il puisse fonctionner sur l'onde choisie.

L'adaptation des feeders peut, dans les équipements à impulsions, être assez grossière, et parallèlement, la propagation peut supporter sans risque de diaphonie, des échos plus importants qu'en modulation de fréquence.

Les propriétés des équipements multiplex à impulsions conduisent à d'intéressantes applications dans le domaine militaire et il a été créé des équipe-

ments particulièrement légers, très mobiles, d'emploi extrêmement facile, et à la portée d'utilisateurs non initiés.

II. — GÉNÉRALITÉS SUR LE FONCTIONNEMENT DES CIRCUITS A IMPULSIONS.

Les circuits à impulsions utilisés dans les multiplex S.F.R. font appel à des conceptions classiques, dont de nombreuses publications ont déjà décrit les principes. Nous nous bornerons simplement à résumer les grandes lignes des dispositions particulières adoptées dans les systèmes en fabrication.

Les circuits à impulsion comprennent, rappelons le :

- **des organes modulateurs** qui associent le spectre vocal de chacune des 3, 6, 12 ou 24 voies téléphoniques transmises, à autant d'impulsions individuelles. Celles-ci sont appliquées au modulateur de l'émetteur après avoir été mélangées à l'impulsion de synchronisation.

- **des organes de démodulation** qui recueillent le train d'impulsions délivré par le récepteur et reconstituent les voies téléphoniques en clair, par restitution du spectre vocal de chacune des impulsions modulées.

- **des systèmes termineurs signaleurs** destinés à relier les équipements aux divers réseaux téléphoniques et à transmettre les appels propres de chacun de ces réseaux.

Les idées directrices qui ont guidé le choix de la solution sont les suivantes :

1° *Distribution automatique* des impulsions de voies dans le temps. Cette distribution a essentiellement pour but d'éviter un réglage spécial en usine, et de rendre les équipements interchangeables en vue d'un stockage facile en magasin et un remplacement immédiat d'un équipement par un autre.

2° *Possibilité de jumeler deux systèmes 12 voies*, afin de réaliser un équipement 24 voies par simple bouclage des 2 bâtis entre eux, les 2 systèmes 12 voies étant identiques comme construction.

3° *Réduction au maximum de la garde entre impulsions des voies*, afin d'augmenter l'excursion au maximum pour obtenir le rapport signal sur bruit le plus élevé possible.

4° *Synchronisation souple entre l'émission et la réception*, afin d'éliminer le bruit transporté par l'impulsion de synchronisation après démodulation du récepteur.

5° *Insertion d'une treizième voie*, dite de service, cette voie devenant la 25^e dans le dispositif à 24 voies.

6° *Obtention des différents appels suivants :*

- *Appel par batterie locale* : par magnéto ou 50 p/s ;

— Appel par batterie centrale : appel simple analogue au précédent :

— Appel automatique urbain ;

— Appel automatique interurbain ;

— Liaisons 4 fils avec fil Tron et Ron pour adaptation au termineur universel créé par les P.T.T.

7° Création d'équipements complémentaires, permettant la transmission de 4 voies télégraphiques ou télétypes par voies téléphoniques.

Ces équipements sont conçus pour être économiques, ils augmentent sensiblement les possibilités d'exploitation du matériel.

La fréquence de répétition des impulsions est de 8 000 p/s. Cette fréquence a été adoptée par la majorité des constructeurs.

La largeur des impulsions est de l'ordre de 0,7 microsecondes, et la modulation est du type PPM. Leur déplacement au niveau zéro est le suivant :

— pour les systèmes à 3 voies : $\pm 3,5$ microsecondes ;

— pour les systèmes à 6 voies : ± 2 microsecondes ;

— pour les systèmes 12 et 24 voies : $\pm 0,75$ microsecondes.

La courbe amplitude fréquence est conforme aux conventions du CCIF, les niveaux sont réglables à l'entrée et à la sortie des équipements, et peuvent être ajustés de 2 Népers à l'émission et de 1,4 Népers à la réception.

III. — CLASSIFICATION DES ÉQUIPEMENTS

Les équipements peuvent se classer :

1° Du point de vue de l'utilisation :

En équipements fixes et semi fixe ;

En matériel mobile et portable.

2° Du point de vue fréquence :

En équipements métriques ;

En équipements décimétriques ;

En équipements centimétriques.

Bien que, en principe, les différentes combinaisons que peuvent suggérer ces 2 classifications soient réalisables et même, aient été réalisées au cours des années passées par notre Société, il n'a été retenu pour les productions industrielles que les créations suivantes :

1° En station fixes et semi fixes :

Équipements décimétriques à 12 et 24 voies, type MX620 ;

Équipements centimétriques à 12 et 24 voies avec possibilité ultérieure d'insérer dans les meubles des circuits métriques à la place des autres.

2° En stations mobile et portable :

Équipement 6 voies métriques type MX 630 ;

Équipement 3 voies métriques type MX 741.

IV. — QUELQUES PRÉCISIONS SUR DIFFÉRENTS MATÉRIELS

51) Les multiplex fixes et semi-fixes à ondes décimétriques type MX 620.

Les multiplex à ondes décimétriques utilisent des tubes à électrodes planes qui sont des tubes con-

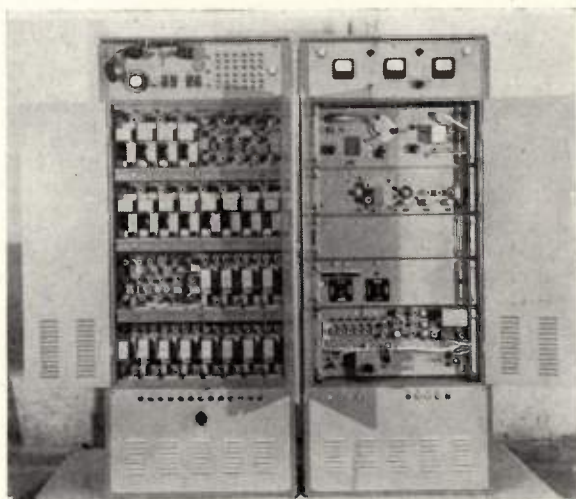


FIG. 1. — Bâti radio type MXH 620 ; bâti 12 voies impulsion type MXV 620 (portes ouvertes).

ventionnels et de prix modéré. Cet avantage important a favorisé l'éclosion et le développement de ces systèmes.



FIG. 2. — Bâti radio type MXH 620 ; bâti 12 voies impulsion type MXV 620 (portes fermées).

Les propriétés des circuits coaxiaux associés aux tubes ont conduit l'ingénieur à des réalisations

simples. Ces possibilités ont orienté les études vers des solutions entraînant une exploitation facile, de fonctionnement sûr, et pouvant être mis sous le contrôle d'opérateurs de formation technique limitée. Des expériences de longue durée ont montré effectivement que de tels matériels pouvaient être correctement exploités dans des formations militaires et ceci avec un coefficient de régularité remarquable.

Les figures 1 et 2 représentent :

- 1 bâti radio type MXH 620 ;
- 1 bâti 12 voies à impulsions type MXV 620.

Avec ces deux types de bâtis, il est possible d'organiser les différentes stations suivantes :

1° Une station terminale 12 voies :

en groupant un bâti de chaque espèce ;

2° Une station terminale 24 voies :

en groupant : 1 bâti radio et

2 bâtis 12 voies. L'association de ces deux bâtis n'exige que des opérations très simples, telles que des connections par feeder, des commutations opérées par inverseurs.

Les deux bâtis 12 voies sont absolument identiques comme construction.

3° Une station relais :

par association pure et simple de deux bâtis radio.

Les bâtis radio comportent la voie de service qui constitue ainsi la 13^e ou 25^e voie selon le cas.

A titre d'exemple de combinaisons possibles, si nous prenons 24 bâtis impulsion 12 voies, et 48 bâtis radio en magasin, il sera possible de réaliser au choix :

12 liaisons 12 voies avec 1 relais ;

6 liaisons 24 voies avec 3 relais ;

ou encore :

4 liaisons 12 voies avec 1 ou 2 ou 3 ou 4 relais ;
et respectivement :

4 liaisons 24 voies avec 3 ou 2 ou 1 ou 0 relais.

Cette faculté de jouer au mécano tient à la façon dont le matériel a été réparti dans les meubles, à leur autonomie propre puisqu'ils disposent chacun de leur propre alimentation et au principe adopté pour la création des impulsions et énoncé plus haut.

Les avantages que procure cette conception sont très importants :

— Du point de vue du stockage puisque l'on n'a qu'à prévoir deux types de bâtis seulement pour l'organisation des réseaux.

— Du point de vue de l'organisation d'un réseau et ses possibilités d'extension en nombre de voies.

— Du point de vue de l'exploitation en raison de la répétition des mêmes types d'appareils dans chaque station.

511) Les circuits hyperfréquences.

Les circuits hyperfréquence ont été étudiés avec pour premier objectif la simplicité des réglages.

En fait, une seule commande pour l'émetteur et le récepteur suffit pour changer la fréquence entre 1700 et 2300 Mc/s. Le calage de l'onde s'effectue grâce à un ondemètre à lecture directe sur lequel on accorde l'émetteur et l'hétérodyne de réception.

La technique du changement d'onde rappelle en définitive celle du réglage des récepteurs de radio-diffusion d'amateur.

Standing du matériel.

Le matériel décrit ci-dessus répond à des exigences essentiellement militaires. Il est associé à des paraboles de 1,50 m des mâts semi-fixes à montage et démontage très rapide (fig. 3).

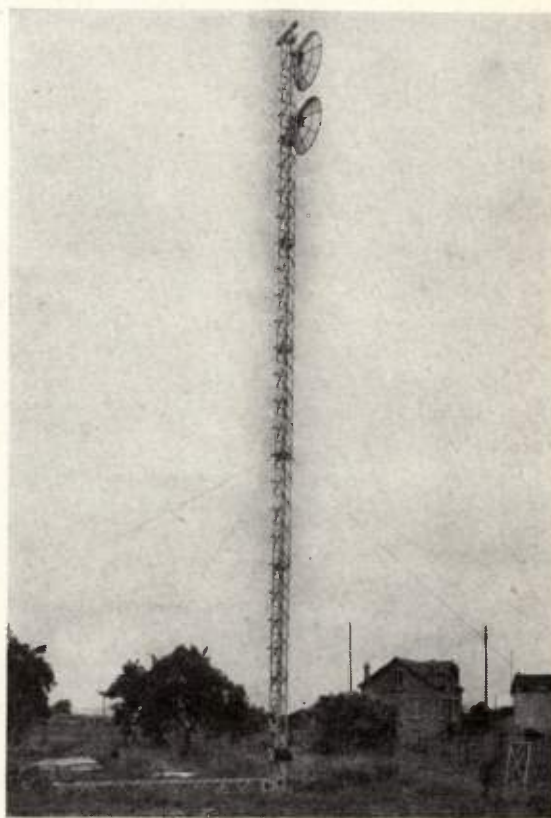


Fig. 3. — Aérien et pylône semi-fixe pour multiplex décimétrique MX 620.

Les feeders utilisés dans ce cas sont du type souple non armés avec diélectrique massif évitant l'écrasement.

Les communications qu'il permet sont excellentes. Le bruit propre des équipements rapporté à la voie téléphonique est inférieur à 7 Népers et l'affaiblissement de diaphonie supérieure à 6,3 Népers en utilisation mécano.

Le standing de ce matériel peut être sensiblement augmenté dans une seconde version également développée :

1° par l'adjonction d'un catalyseur pour porter l'affaiblissement du bruit des équipements à 8 Népers.

2° par des dispositions complémentaires prises en Usine pour porter l'affaiblissement de diaphonie à 8 Népers.

3° par l'utilisation d'aériens à grand gain de 10 m² de surface.

4° par l'utilisation au récepteur, d'une poursuite de fréquence qui permet d'organiser des liaisons avec dispositif de réserve, et supprimer les inconvénients d'un réglage défectueux ou un léger décalage lors du changement de bâti.

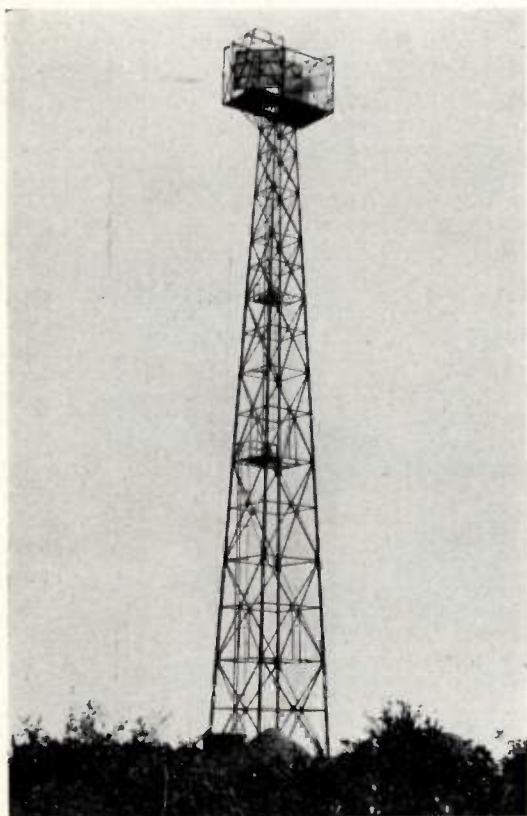


FIG. 4. — Liaison centimétrique 6 voies Ajouer Bin-El Ouidane ; Relais passif du Tazerkount.

Les systèmes d'appel prévus dans ces équipements ont été énumérés dans le chapitre II traitant des généralités sur les impulsions.

52) Les multiplex fixes et semi fixes centimétriques

Les dispositions de principe décrites pour les multiplex MX 620 sont entièrement valables dans le cas présent. La technique des circuits hyperfréquence est évidemment différente.

Pour ces circuits, il a été créé des magnétrons puissants (100 watts de crête minimum) avec un très faible bruit (inférieur à 7 Népers) et qui couvrent une bande de 100 Mc/s entre 3300 et 3600 Mc/s.

Les équipements à impulsions sont évidemment les mêmes que dans le cas précédent, l'appareillage dispose des mêmes facilités d'association, comporte le même nombre de bâtis ; il est prévu avec équipement de réserve et poursuite de fréquence.

Projecteurs.

La fréquence de transmission suffisamment élevée a permis l'utilisation de dispositifs originaux, tels que celui de la fig. 4 qui constitue un transmetteur passif en forme de périscope sur la liaison Marocaine AFOURER — BIN EL OUIDANE.

Cette liaison fonctionne régulièrement depuis 5 ans.

Dans les réalisations plus récentes, il a été adopté, comme dispositif de rayonnement des pylônes surmontés de miroirs à 8 facettes, tel que celui représenté par la fig. 5. Le faisceau rayonné par une parabole installée dans le bâtiment est réfléchi une première fois par un miroir auxiliaire fixé au sol, et une deuxième fois, par une facette du pylône.

L'orientation est réglée au sol par le miroir auxiliaire.

Un tel agencement autorise la concentration de nombreuses liaisons en un même point. Il évite la multiplication des aériens ; l'ensemble constitue un système de transmission à haut rendement.

Des liaisons de ce type permettent des rapports signal sur bruit très élevés, de l'ordre de 7,5 Népers pour une distance de 70 km.

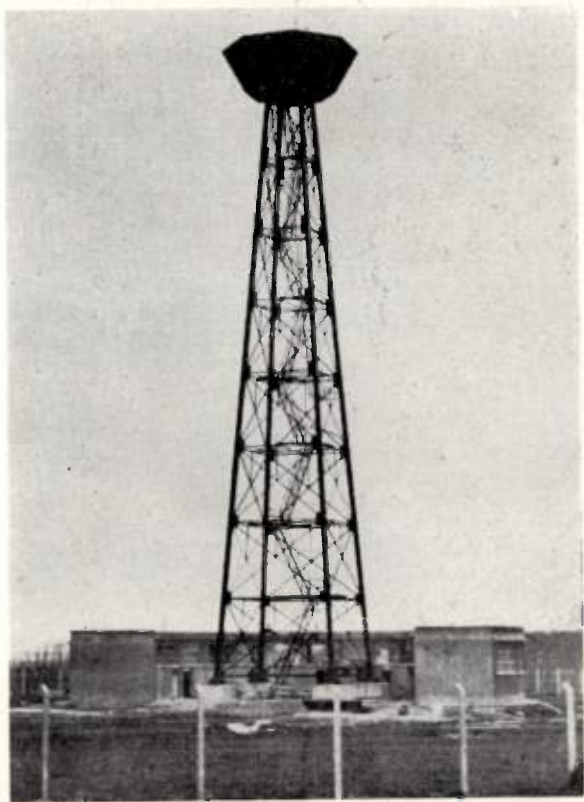


FIG. 5. — Pylône à réflexions réglables pour multiplex centimétrique comportant 6 liaisons simultanées.

53) Les multiplex portables, type MX 630.

Ces équipements sont maniables, faciles à déplacer en camionnette légère, à mettre en station avec transport à la main par deux hommes.

Afin de leur assurer cette maniabilité, le nombre de voies a été limité à 6, les circuits à impulsion sont

de même structure que les circuits des équipements précédents.

Le groupement des équipements est montré sur la fig. n° 6. Chaque caisson est autonome avec sa propre alimentation et comporte respectivement :

- l'émetteur radio ;
- le récepteur radio ;
- le bloc 6 voies d'émission ;
- le bloc 6 voies de réception.

Cette fragmentation plus poussée que dans les équipements semi-fixes pour des raisons de poids, offre les mêmes avantages que les premiers et permet, sans suppression d'organes, la constitution de liaisons à sens unique.

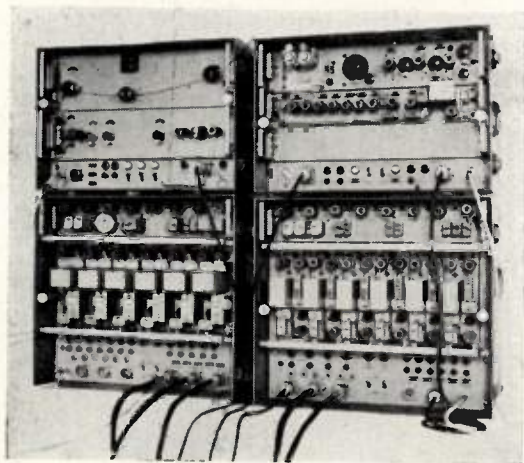


FIG. 6. — Multiplex portable 6 voies, type MX 630. Vue d'ensemble.

Les coffrets sont en contreplaqué armé et présentent une grande résistance mécanique et une étanchéité convenable à la pluie.

Le multiplex MX 630 est réalisé dans la bande 340-420 Mc/s, avec pilote à quartz et multiplicateur de fréquence.

Ces équipements sont spécialement conçus pour établir des liaisons civiles ou militaires de caractère provisoire, mais exigeant cependant au moment de l'exploitation un trafic important. Ils disposent de tous les systèmes d'appel énumérés dans le Chapitre II, concernant les généralités sur les circuits à impulsions.

On peut, à titre d'exemple d'emploi civil, citer des liaisons de caractère saisonnier entre des stations touristiques normalement mal desservies en période de morte saison, des liaisons en vue de manifestations sportives qui exigent pendant un temps très bref un trafic dense entre deux points bien définis.

Les systèmes d'appels sont les mêmes que dans le multiplex MX 620.

A titre militaire, ces équipements peuvent, en raison de leur mobilité, satisfaire à de nombreuses possibilités, et peuvent, en bien des cas, constituer aussi des liaisons de caractère fixe confiées à des exploitants assez peu initiés.

Ce matériel est contenu dans des coffrets de dimensions réduites et il peut être, soit monté à demeure dans une camionnette pour l'exploitation, soit être installé sous la tente ou dans un abri de fortune.

La faible puissance consommée permet de le brancher sur un circuit électrique sommaire.

Les aériens sont également de petites dimensions et offrent une faible prise au vent ce qui permet de les installer sur mât léger (fig. 7) faisant partie de l'équipement de la station ou, éventuellement, sur un poteau, sur un toit, sur une terrasse ou un arbre. La liaison aux coffrets s'effectue à l'aide d'un feeder très souple et très maniable avec raccordement par fiche coaxiale.

La mise en station s'effectue en une heure et demie.

Ce type de multiplex est la version améliorée d'un type étudié il y a déjà quelques années et dont plusieurs centaines d'exemplaires ont été construits, sous licence, à l'étranger.

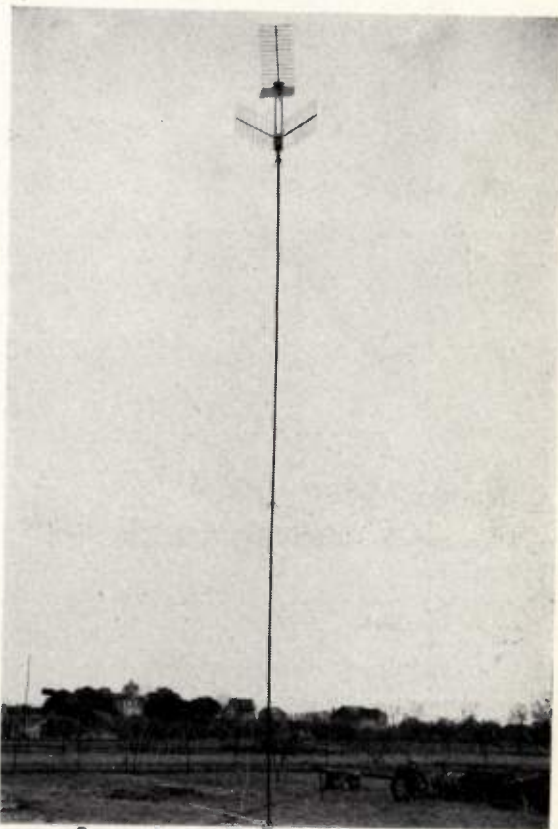


FIG. 7. — Aériens et mât démontable pour Multiplex MX 630

54) Les multiplex portables MX 741.

Le souci de réaliser un équipement très maniable, de mise en œuvre facile et de faible prix de revient, a conduit les techniciens à reprendre et à modifier un matériel monocanal portable déjà existant et éprouvé.

L'adjonction à ce matériel d'un système multiplex à impulsions 3 voies a permis de réaliser un ensemble très homogène. La modulation en fréquence de l'émetteur par les impulsions garantit aux liaisons une grande souplesse de fonctionnement dans les

conditions les plus variées et à l'équivalent basse fréquence une grande stabilité.

Il convient de noter que la présentation de l'ensemble permet de l'utiliser très facilement pour l'équipement de stations mobiles, montées sur véhicules. L'emploi d'ondes métriques permet dans certaines conditions des liaisons en non visibilité.

Les circuits radio ont été réglés dans deux gammes : 56 à 86 Mc/s, et 156 à 174 Mc/s.

Ces fréquences assez basses rendent possible des liaisons sans visibilité. Elles sont pilotées par quartz et obtenues avec des circuits multiplicateurs et amplificateurs.

Ces équipements disposent des différents systèmes d'appel rencontrés dans le MX 620 et le MX 630.

55) D'autres multiplex, d'un emploi particulièrement aisé, ont été réalisés pour les applications militaires. Nous nous excusons de ne pouvoir en donner ici la description.

Conclusion.

La gamme des multiplex à impulsion que nous venons de présenter, permet de satisfaire à des exigences très étendues dans le domaine des télécommunications.

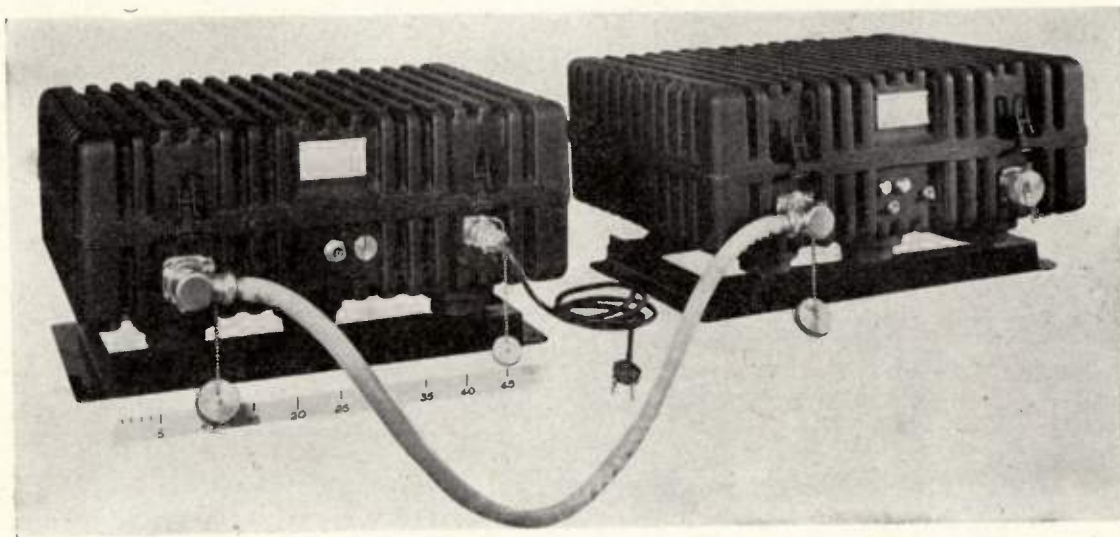


FIG. 8. — Multiplex 3 voies MX 741 couvercles mis.

L'ensemble comporte figure 8 :

- 1 caisson radio émission et réception ;
- 1 caisson impulsion.

Chacun dispose de son alimentation.

L'aérien est réalisé selon la liaison à effectuer et selon le gain à obtenir.

La consommation est extrêmement réduite, elle reste en effet inférieure à 230 watts ; le secteur peut au choix être alternatif monophasé 110 V, 50 p/s, ou continu 12 volts.

Les différents types qui composent cette gamme ont été en effet sélectionnés parmi de nombreux prototypes après une longue expérience, pour répondre aux besoins très variés exprimés par les techniciens exploitants.

Ils sont actuellement construits de façon industrielle par notre Usine de CHOLET qui en a assuré le développement, en liaison avec l'équipe d'Ingénieurs et de Techniciens de notre Usine de LEVALLOIS chargés de l'étude et de la mise au point des prototypes.

LE MULTIPLEX A 16 VOIES A MODULATION CODÉE DE LA C. F. T. H.

PAR

J. BOISVIEUX

Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston.

INTRODUCTION.

La modulation codée (P.C.M.) permet la transmission de la parole par une succession d'impulsions tout ou rien.

Une réception parfaite de ces impulsions exige seulement de reconnaître l'existence ou l'absence des impulsions aux instants caractéristiques. Ceci peut être réalisé en présence d'un niveau important de bruit ou d'interférences pouvant atteindre une fraction notable de l'amplitude de l'impulsion.

De plus, il est possible de régénérer le train d'impulsion dans les relais en remplaçant chaque impulsion reçue par une impulsion identique aux impulsions d'origine. Cette opération qui doit seulement être faite avant que le signal ait été détérioré de façon irréparable permet d'éliminer complètement les effets de la transmission. Par suite, il est possible de constituer des liaisons aussi longues que l'on veut en régénérant le signal en des points convenables ; les performances que l'on obtient en fin de compte ne dépendant pas de la longueur de la liaison radio.

La bande nécessaire est relativement faible. Comme d'autre part, on peut tolérer un taux d'interférence élevé, l'espacement entre canaux HF est très réduit.

Tous ces avantages séduisants ont pour contre partie une certaine complexité des équipements terminaux.

Il était intéressant de voir l'accroissement de complexité que pouvait entraîner un système P.C.M. comparé à d'autres systèmes de performances analogues. Il faut noter à ce propos qu'un accroissement de complexité des terminaux peut être compensé même au-delà, par une simplification des relais, un espacement plus grand de ceux-ci amenant à en réduire le nombre.

Un autre point à examiner serait le coût d'exploitation d'un matériel de ce type comparé à celui de matériels plus classiques. Ceci fait entrer en ligne de compte la facilité et la fréquence des opérations de maintenance, le taux d'interruption du trafic, etc...

Le matériel que la C.F.T.H. a réalisé a été conçu pour permettre un examen de tous ces problèmes. Il permet la transmission de 16 voies téléphoniques de qualité commerciale. La distorsion, la diaphonie, l'échelle de volumes admissibles sont égaux à ce que

l'on peut obtenir sur les meilleures liaisons utilisant d'autres systèmes.

PROBLÈMES DE DÉFINITION.

On peut considérer qu'il y a dans une liaison P.C.M. 4 groupes fonctionnels principaux.

1° Échantillonnage. — Multiplexage.

2° Codage.

3° Transmission.

4° Décodage.

Pour chacune de ces fonctions nous allons essayer de définir la solution que nous avons considérée comme optimum.

1. Multiplexage. — Échantillonnage.

L'échantillonnage fournit les échantillons d'amplitude du signal à coder. La fréquence d'échantillonnage doit être supérieure au double de la fréquence maximum à transmettre comme dans tout système à multiplexage par répartition dans le temps. Dans le cas qui nous occupe, la fréquence maximum à transmettre est de 3,4 Kc/s. La fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à 6,8 Kc/s ; en prenant 8 kc/s on conserve une marge raisonnable pour une réalisation facile des filtres de restitution de la basse fréquence tout en gardant une valeur assez faible pour ne pas accroître inutilement la bande passante nécessaire.

Les diverses voies sont réparties dans le temps. La période de récurrence étant fixée à 125 microsecondes par la plus haute fréquence à transmettre, le nombre d'impulsions de code par voie étant fixé à 6 (voir la partie codage), la fréquence des impulsions de code et la durée réservée à chacune est fixée par le nombre de voies. Avec 16 voies on a des valeurs raisonnables : 768 Kc/s par la fréquence des impulsions de code, 1,3 microsecondes pour une impulsion de code. Ces valeurs permettent une réalisation convenable du générateur de signaux. Pour éviter les temps morts, les 16 voies sont divisées en 2 groupes de 8 voies, chaque groupe actionnant un codeur qui est remis au zéro pendant que l'autre codeur fonctionne. Un codeur doit fonctionner en 7,5 microsecondes environ, ce qui est raisonnable pour le type de codeur utilisé.

Un seul générateur fournit les signaux nécessaires aux deux groupes de voies et aux deux codeurs.

Dans une extension éventuelle du matériel à un nombre de voies plus élevé, un seul générateur de signaux fournirait les signaux nécessaires aux divers groupes de 16 voies, tous identiques et qui seraient ensuite multiplexés après codage, soit par répartition dans le temps en plaçant plusieurs impulsions de code appartenant aux divers groupes de 16 voies dans les 1,3 microsecondes prévues pour l'impulsion de code d'un seul groupe, soit par répartition en fréquence, ce qui est particulièrement simple avec ce procédé de modulation.

2. Codage.

Le codage comprend les opérations de quantification et de mise en code.

Il faut d'abord quantifier les échantillons d'amplitude. Cette opération consiste à transformer la suite continue de valeurs d'amplitude que peut prendre le signal en une suite discrète ne comportant qu'un certain nombre de valeurs ; l'écart entre 2 valeurs successives est appelé quantum. La qualité de la transmission est d'autant meilleure que l'on a plus de valeurs dans la suite. La quantification peut être uniforme (quanta égaux) ou non uniforme. Dans le premier cas on introduit une erreur absolue constante, dans la seconde on peut par exemple

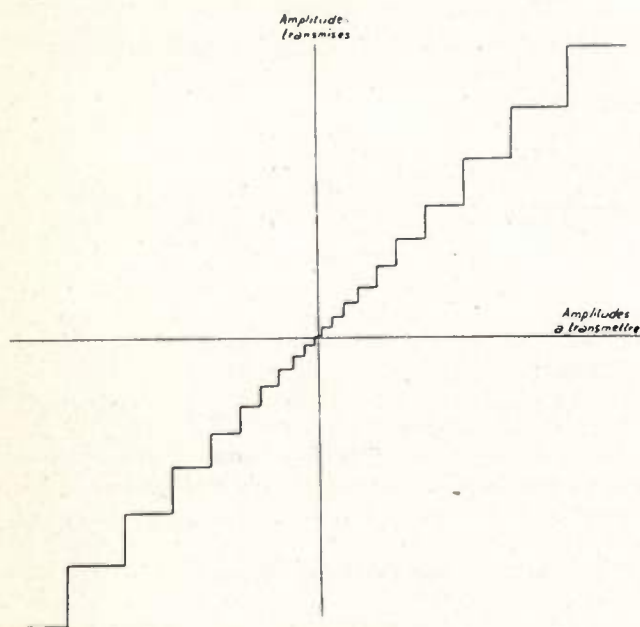


FIG. 1. — Loi de quantification non uniforme.

avoir une erreur relative constante (au moins à partir d'un certain niveau). Cette deuxième solution est la meilleure car l'oreille est surtout sensible aux écarts relatifs de niveau. Les figures 1 et 2 donnent la loi de quantification uniforme et non uniforme.

La loi de variation optimum du quantum avec le niveau a été déterminée expérimentalement par des mesures de téléphonométrie faites aux Laboratoires BELL (ref. 3).

Il n'est pas possible en effet dans un système quantifié comme le P.C.M. d'apprécier l'intelligibilité d'une transmission par les procédés habituels, distorsion d'amplitude, distorsion linéaire et bruit, surtout si la quantification n'est pas uniforme.

Le processus de quantification introduit une distorsion particulière qui est équivalente à un bruit mais qui ne se produit qu'en présence du signal. Avec une quantification non uniforme, le bruit de quantification est lié à l'amplitude instantanée du signal. Les essais faits par les Laboratoires BELL ont montré que le rapport signal/bruit instantané

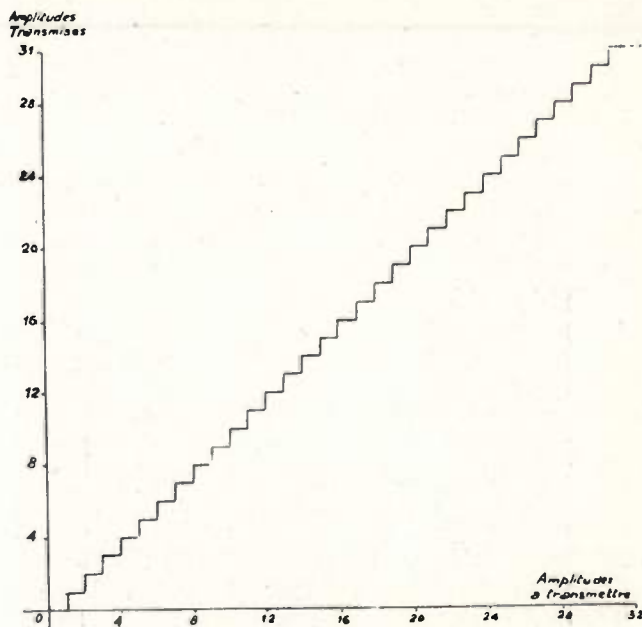


FIG. 2. — Loi de quantification uniforme.

devait être supérieur à 22 dB pour que l'on ait une qualité égale à celle d'une ligne ordinaire ayant un niveau de bruit d'amplitude égale à la moitié du plus petit quantum (celui qui correspond aux niveaux les plus faibles que l'on peut transmettre).

Cela signifie qu'il y a une loi de quantification optimum pour un nombre de niveaux donnés. Le matériel a été conçu pour donner des performances analogues aux meilleures lignes : soit le bruit à 55 dB en dessous du signal maximum. Cela impose un nombre de niveaux minimum égal à 64 (soit 6 impulsions de code).

La quantification non uniforme est obtenue en comprimant l'échantillon d'amplitude par passage dans un compresseur instantané puis en quantifiant linéairement. On reconstitue à la démodulation les amplitudes initiales en passant les échantillons d'amplitude quantifiée obtenus à la sortie du décodeur dans un expenseur instantané complémentaire du compresseur. A la quantification près la courbe de réponse globale compresseur expenseur est linéaire. La loi du quantum avec l'amplitude est fixée par la loi de compression (ref. 1 et 3).

La mise en code est l'opération qui permet la transformation de l'échantillon d'amplitude quantifié en groupe d'impulsion de code. Il y a plusieurs types de codeurs possibles. Le choix du type dépend du problème. Dans notre cas il est nécessaire de pouvoir obtenir une vitesse de codage telle qu'un codeur puisse coder un nombre suffisant de voies (8 voies). De plus il faut pouvoir obtenir une loi de quantification absolument constante pour l'ensemble codeur-décodeur pour que la linéarité de transmission du

signal reste bonne. Il faut pour cela qu'un échantillon d'amplitude comprimé à un taux donné soit représenté toujours par un code qui décodé redonne un échantillon d'amplitude expansé avec le même taux.

Le procédé de codage que nous avons choisi permet un codage suffisamment rapide pour permettre d'utiliser un seul codeur pour 8 voies ; d'autre part, il permet d'établir une relation définie entre l'échelle de quantification uniforme du codeur ou du décodeur et la loi de compression (ou d'expansion) du compresseur (ou de l'expansur).

3. Transmission.

Il y a une bande passante optimum pour la transmission des groupes codés. Cette bande optimum est celle à partir de laquelle le signal s'établit avec son amplitude maximum. Accroître la bande au-delà ne sert qu'à accroître le bruit sans bénéfice pour le signal. Pour réduire la bande, il faut émettre les signaux les plus larges possible. Pour cela, on évite au maximum les temps morts (d'où 2 codeurs) et on forme les impulsions de code de manière à leur faire occuper la durée maximum qui leur est réservée. C'est ainsi que plusieurs impulsions de code voisines n'en forment qu'une seule de durée égale à la somme. Il suffit à l'arrivée de pouvoir déceler à coup sûr la présence ou l'absence d'une impulsion à un instant donné. Pour cela, on opère de la façon suivante : on coupe une mince tranche du signal à la moitié de l'amplitude maximum et on regarde à un instant précis, juste au milieu du temps réservé à une impulsion de code s'il y a ou non un signal. En présence de bruit, on s'approche d'autant plus du seuil théorique de sensibilité que le niveau de tranchage où l'instant d'examen est défini de façon plus précise.

Si l'on examine les meilleures courbes de transmission, on trouve qu'il en existe deux possibles, la seconde exigeant une précision beaucoup plus grande sur l'instant d'examen (Ref. 2) mais permettant un espacement entre canaux H.F. plus faible. La première est une courbe de Gauss donnant une atténuation de 1 Neper pour un écart de fréquence de 768 Kc/s (dans notre cas). Elle fournit un espacement entre canaux H.F. de l'ordre de 1,9 Mc et une tolérance de l'ordre de 25 % sur la position de l'instant d'examen.

Une courbe pratiquement rectangulaire avec un spectre total de 768 Kc/s est possible; elle requiert une grande précision sur l'instant d'examen mais fournit un écart entre canaux H.F. voisins de l'ordre de 1 Mc/s seulement.

Nous avons choisi la première solution, notre souci essentiel dans cette réalisation étant de limiter au maximum les opérations de maintenance. Un écart entre canaux de 2 Mc/s permet quand même d'arriver à placer par répartition en fréquence 96 voies dans 12 Mc de bande H.F. totale.

4. Décodage.

C'est l'ensemble des opérations permettant la restitution de la basse fréquence de chaque voie.

A la sortie du récepteur, les signaux sont régénérés. L'opération consiste à les trancher en leur milieu et

à examiner au centre du temps réservé à chaque impulsion de code la présence ou l'absence de signal. Après régénération, on sépare les voies paires et impaires qui sont envoyées respectivement sur les décodeurs correspondants.

Chaque décodeur fournit des signaux modulés en amplitude qui sont distribués aux voies respectives où la basse fréquence en est extraite par filtrage.

Le générateur de signaux à l'arrivée doit être mis en phase avec celui du départ. Ceci est réalisé au moyen d'un signal de synchronisation. La méthode la plus commode consiste à utiliser une des impulsions de code caractérisées spécialement, par exemple par le fait qu'elle n'existe qu'une fois sur deux.

DESCRIPTION DE L'ÉQUIPEMENT.

Nous allons maintenant décrire l'équipement réalisé dans notre Usine.

Dans cette description nous éviterons volontairement d'insister sur toutes les parties classiques pour nous étendre plus longuement sur les circuits particuliers.

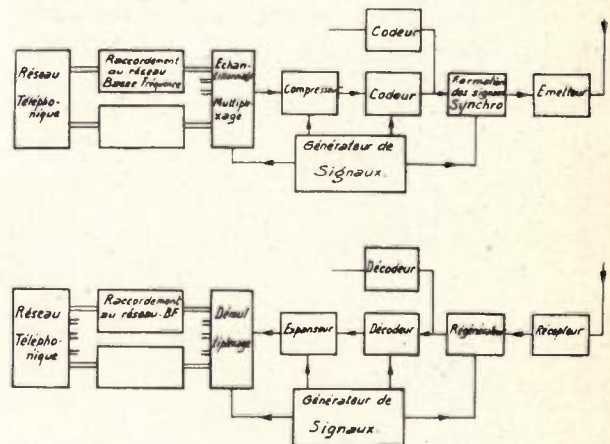


FIG. 3. — Diagramme de l'équipement.

L'ensemble a été étudié pour obtenir un fonctionnement stable et sûr, au dépend quelquefois de la simplicité apparente. Dans certains endroits nous avons volontairement augmenté le nombre des tubes strictement nécessaires pour supprimer un ajustage ou pour nous affranchir des variations des caractéristiques des tubes soit par changement, soit par vieillissement.

L'ensemble peut être décomposé conformément au diagramme suivant (fig. 3).

1. Échantillonnage. — Multiplexage.

Chaque voie téléphonique, après passage dans un filtre passe-bas, est échantillonnée par un circuit spécial actionné par des impulsions se produisant aux instants convenables. Étant donné que la quantification n'est pas uniforme, des précautions spéciales sont prises à l'échantillonnage. En effet la loi de compression est symétrique par rapport à la valeur moyenne du signal. Il faut donc que l'échantillonnage conserve la symétrie du signal avec une grande précision. Le circuit d'échantillonnage est un interrupteur électronique symétrique qui connecte la basse fréquence de la voie à une résistance de

charge commune aux 8 voies d'un groupe aux instants convenables. On obtient ainsi, moyennant quelques précautions, une modulation parfaitement symétrique qui est dirigée alors sur le compresseur instantané du groupe de 8 voies (fig. 4 et 5).



FIG. 4. — Sinusoïde échantillonnée (balayage lent).

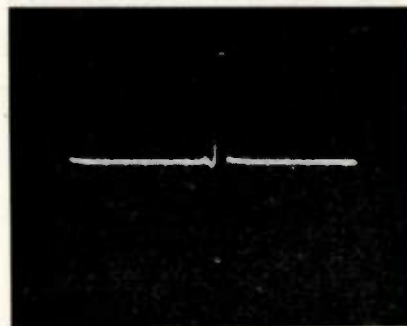
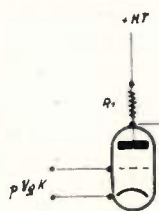
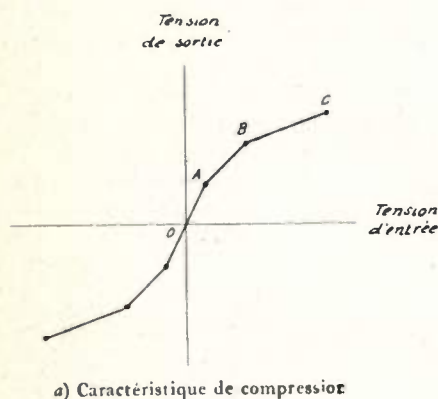


FIG. 5. — Sinusoïde échantillonnée (balayage rapide).

2. Compresseur. — Expanseur (fig. 6).

La courbe théorique est symétrique par rapport à l'origine.

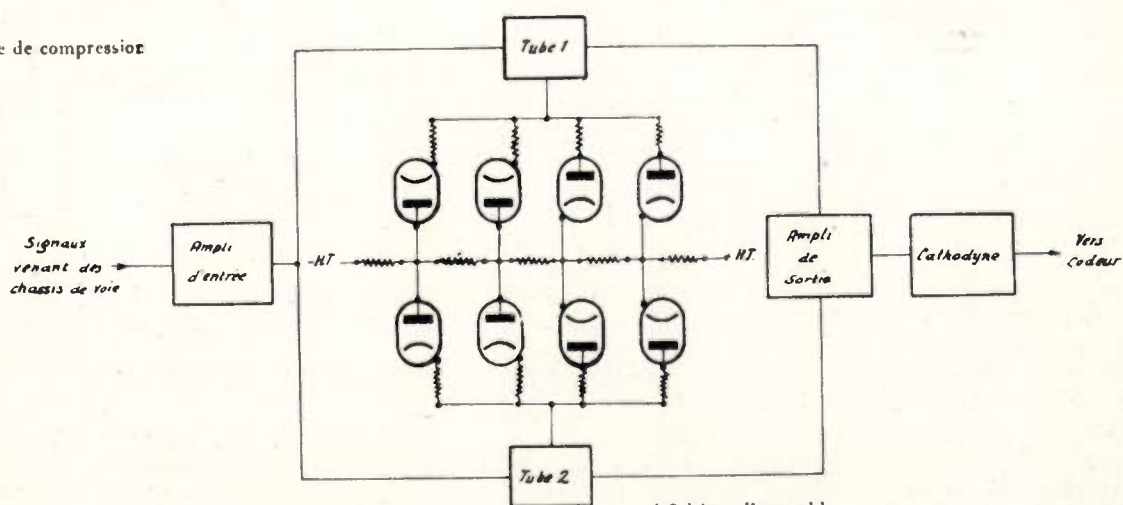
Chaque branche (positive ou négative) est constituée par un segment de droite raccordé à une expo-



b) Principe utilisé

$$R_1 > R_2 > R_3$$

$$V_1 < V_2 < V_0 < V_3 < V_4$$



c) Schéma d'ensemble

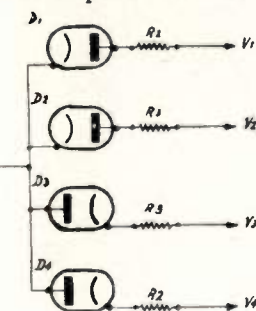
FIG. 6. — Compresseur.

nentielle au point où le rapport signal/bruit de quantification atteint 22 dB. L'exponentielle est telle que le rapport signal/bruit instantané est toujours de

22 dB. Nous avons approché cette courbe idéale par 3 segments de droite (fig. 7). Une approximation de la courbe par un nombre de segments plus grand ne fait pas gagner grand chose (3 à 4 dB au maximum sur le rapport signal/bruit équivalent) et complique

donc inutilement. Une telle courbe est réalisée simplement en modifiant la charge d'un amplificateur en fonction de son niveau de sortie par mise en parallèle de charges par des diodes polarisées.

L'amplificateur est symétrique et possède une



b) Principe utilisé

$$R_1 > R_2 > R_3$$

$$V_1 < V_2 < V_0 < V_3 < V_4$$

contre-réaction spéciale qui en assure la stabilité. Les tensions de fonctionnement des diodes sont fixées par un pont de résistances.

L'expandeur fonctionne suivant un principe analogue. Toutefois, le réseau de diodes de commutation agit dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur (fig. 8).

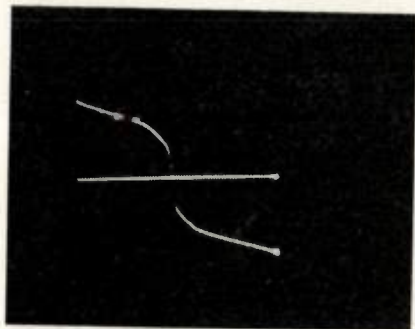


FIG. 7. — Caractéristique expérimentale du compresseur.

3. Codeur et Décodeur.

Les échantillons d'amplitude des 8 voies venant du compresseur sont appliqués au codeur dont le principe de fonctionnement est le suivant : l'échantillon de signal d'une voie, d'amplitude A, est comparé à l'amplitude étalon 32 (l'amplitude maximum pouvant être codée est 64, l'unité étant le quantum d'amplitude). Si A est supérieur à 32, la première impulsion de code est transmise et l'on retranche 32 de l'amplitude A. Si A est inférieur à 32, il ne se passe rien.

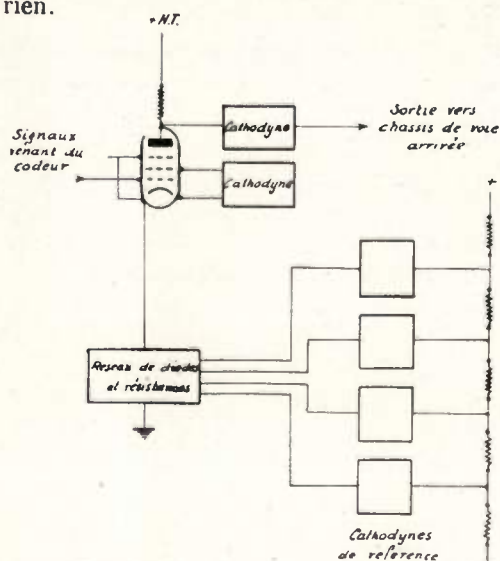


FIG. 8. — Expandeur.

La durée totale de toutes ces opérations est égale à une période de la fréquence 768 Kc/s, soit 1,3 microsecondes. Dans la période de 1,3 microsecondes suivante, on compare à l'amplitude 16 la nouvelle amplitude B de l'échantillon de signal qui est égale suivant le cas à A-32 ou A. Si B est supérieur à 16, la seconde impulsion de code est transmise et l'on retranche 16 de l'amplitude B. Si B est inférieur à 16, il ne se passe rien. Les mêmes opérations sont effectuées pour les 3^e, 4^e, 5^e et 6^e impulsions de code qui représentent respectivement les amplitudes 8, 4, 2 et 1.

Pendant la période de 7,8 microsecondes qui s'écoule entre la 6^e impulsion de code de la voie considérée

et la 1^{re} impulsion de code de la voie suivante, les organes du codeur sont remis au zéro.

Les moyens employés pour réaliser ce principe de fonctionnement sont les suivants (fig. 8 et 9). Chaque échantillon d'amplitude se présente sur la cathodyne de sortie du compresseur sous la forme d'une impulsion d'une durée de 7,8 microsecondes. Vers la fin de cette période de 7,8 microsecondes, un interrupteur électronique 1 est débloquent pendant une durée de l'ordre d'une microseconde et permet d'emmagasiner aux bornes d'un condensateur C,

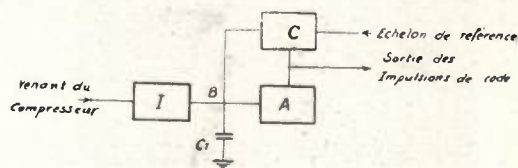


FIG. 9. — Principe de codage — Schéma.

l'échantillon d'amplitude. Le condensateur est connecté également au circuit A que nous appellerons additionneur et au circuit C que nous appellerons comparateur.

Le comparateur reçoit d'autre part, un signal en escalier comportant pendant des durées successives égales à 1,3 microsecondes les niveaux 32, 16, 8, 4, 2 et 1. Ce signal est dit échelle de référence.

Lorsque le niveau d'amplitude à coder est emmagasiné au point B, sur le condensateur, le comparateur est mis en marche et délivre une impulsion de code si le niveau à coder est supérieur au niveau 32 de l'échelle de référence. Cette impulsion de code, si elle existe est appliquée à l'additionneur et provoque une chute du potentiel en B égale à 32.

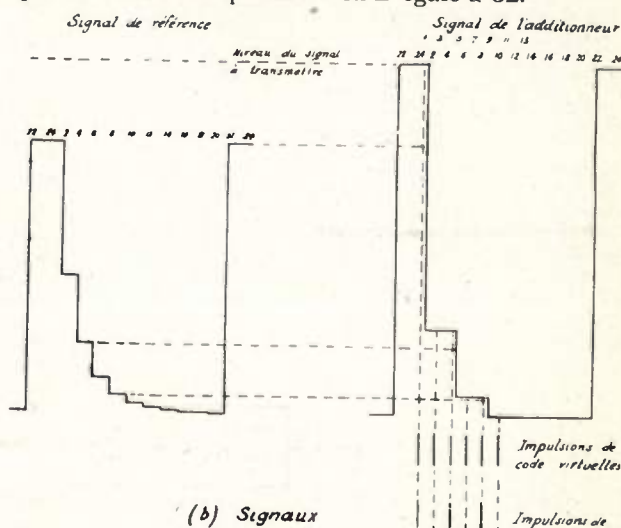


FIG. 10. — Principe de codage — Exemple.

Pendant la période suivante de 1,3 microsecondes, on effectue la comparaison du niveau restant aux bornes du condensateur avec le second palier de l'échelle de référence afin de produire ou non la seconde impulsion de code et ainsi de suite.

Après la sixième période de 1,3 microsecondes, on dispose d'un intervalle de temps de 7,8 microsecondes avant l'arrivée de l'échantillon d'amplitude du signal de la voie suivante.

La figure 10 représente, à titre d'exemple, les différents signaux intervenant dans le codage d'un signal d'amplitude égal à 42. On y voit à gauche l'échelle de référence et à droite, de haut en bas, le signal produit aux bornes du condensateur de l'ad-

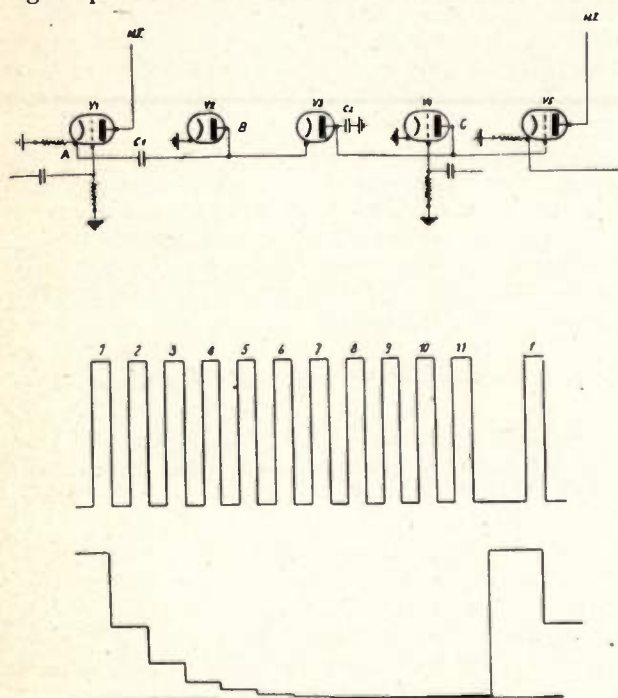


FIG. 11. — Générateur de l'échelle de référence.

ditionneur, les 6 impulsions de code virtuelles et les impulsions de code correspondant à l'amplitude 42. Les instants correspondant aux différentes demi-périodes de la fréquence 768 Kc/s sont numérotés.

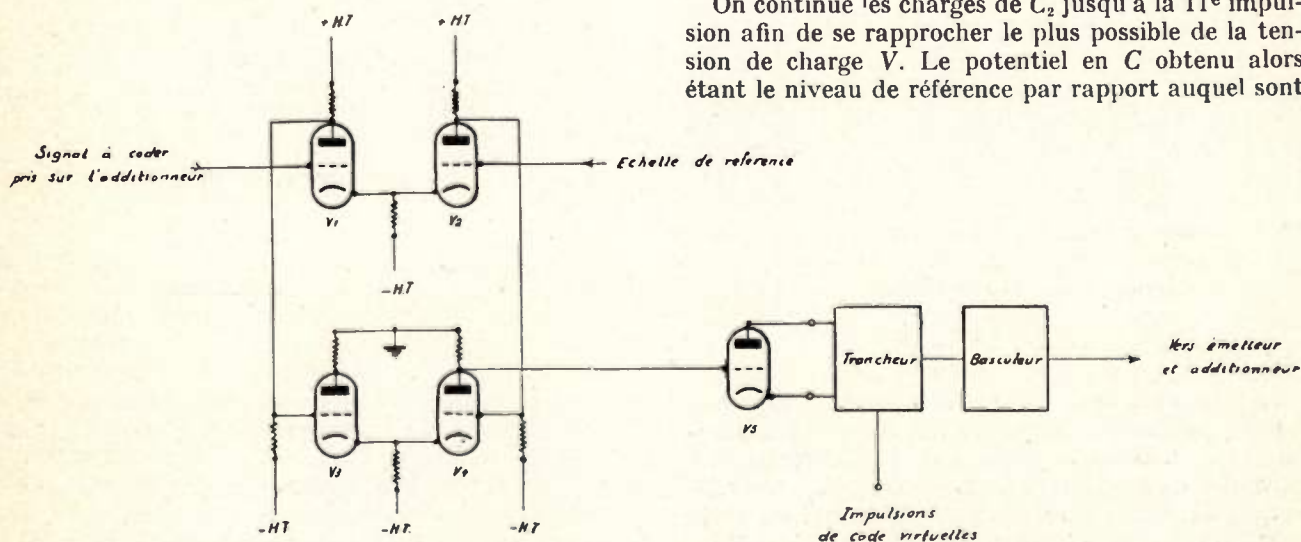


FIG. 12. — Comparateur.

a) Echelle de référence.

La figure 11a représente le schéma du montage utilisé pour obtenir l'échelle de référence. Les signaux aux différents points du montage sont représentés sur la figure 11b.

Le tube V_1 reçoit sur sa grille des signaux rectangulaires à 768 Kc/s venant du générateur de signaux principaux. Ce tube les applique au point A sous basse impédance et avec l'amplitude V . Une impulsion sur 12 a été préalablement supprimée au moyen d'un tube de coïncidence et d'un signal à 64 Kc/s. Pendant le temps réservé à cette impulsion, une impulsion positive fait débiter le tube V_4 qui décharge le condensateur C_2 .

A partir de cet instant, les points B et C sont au potentiel de la masse. La crête de l'impulsion 1 transmise en B à travers le condensateur C_1 s'aligne en particulier sur le potentiel de la masse. Le front arrière de l'impulsion 1 provoque en A une chute de tension égale à V . La diode U_3 débite, la diode U_2 est bloquée. Lorsque la chute de tension en A a atteint sa valeur finale V , les deux condensateurs C_1 et C_2 ayant des valeurs égales, la tension en B et C atteint la valeur $\frac{V}{2}$ par rapport à la masse et l'on

obtient le second palier de l'échelle de référence. Le front avant de l'impulsion 2 provoque le blocage de V_3 qui ne débite à nouveau qu'au moment du front arrière de l'impulsion 2 lorsque le potentiel en B a déjà atteint la valeur $\frac{V}{2}$. Pendant la seconde moitié de la chute de tension en A, on obtient en C une chute de tension supplémentaire égale à $\frac{V}{4}$. Le

potentiel ainsi atteint est celui du 3^e palier. En continuant l'opération, on obtient des chutes de tension égales successivement à $\frac{V}{8} - \dots - \frac{V}{2n}$.

Les six premiers paliers sont utilisés pour le codage.

On continue les charges de C_2 jusqu'à la 11^e impulsion afin de se rapprocher le plus possible de la tension de charge V . Le potentiel en C obtenu alors étant le niveau de référence par rapport auquel sont

mesurés les niveaux des différents paliers. L'impulsion 12 étant supprimée, C_2 est alors déchargé par le tube V_4 et l'opération recommence.

La durée totale du signal obtenu est de 15,6 microsecondes et les six premiers paliers utilisés pour le codage ont une durée totale de 7,8 microsecondes,

durée égale à celle d'un échantillon d'amplitude à coder.

L'échelle de référence est transmise au comparateur par l'intermédiaire de la cathodyne V_3 .

b) Comparateur.

Le comparateur (fig. 12) reçoit d'une part, l'échelle de référence et d'autre part, le signal à coder dont on a selon les moments du code, retranché une certaine amplitude. A l'instant où le résultat de la comparaison est examiné, il fournit une impulsion de code si l'amplitude du signal à coder est supérieure à celle du palier correspondant de l'échelle de référence. Il comprend le comparateur proprement dit (tubes V_1 et V_2) un amplificateur (V_3 et V_4) un trancheur qui analyse le résultat de la comparaison et un basculeur qui assure la quantification.

c) Additionneur.

Le circuit additionneur (fig. 13) a pour but, lorsqu'une impulsion de code a été obtenue, d'ajouter au signal à coder une impulsion négative égale en valeur absolue à l'amplitude représentée par l'impulsion de code transmise.

Il comporte un tube V_1 dont la cathode est chargée par le condensateur C_2 et dont l'alimentation de plaque est assurée uniquement par le condensateur C_1 .

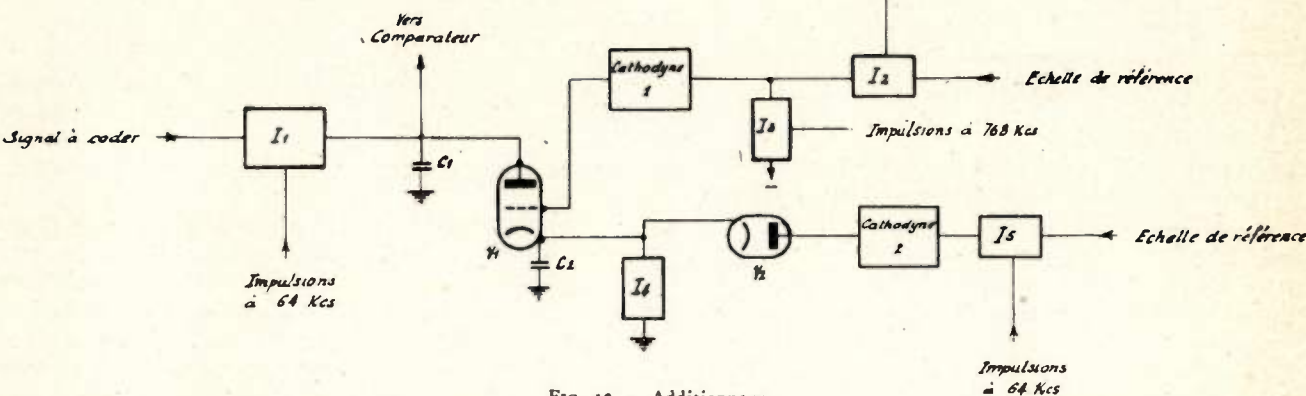


FIG. 13. — Additionneur.

de valeur égale à C_2 , qui est chargé au début de chaque cycle de codage par l'interrupteur symétrique I_1 à la tension du signal à transmettre. Les impulsions de code venant du comparateur sont retardées de quelque dixièmes de microseconde par une petite ligne à retard et viennent débloquent l'interrupteur simple I_2 qui porte la grille de la cathodyne 1 à la tension du palier de l'échelle de référence existant à l'instant considéré. La grille de V_1 est portée au même potentiel par l'intermédiaire de la cathodyne 1. V_1 débite alors et une partie de la charge de C_1 s'écoule dans C_2 .

Au bout de 0,3 microseconde, l'interrupteur simple I_3 , débloquent par une impulsion à 768 Kc/s, ramène la grille de la cathodyne et par suite, celle de V_1 à un potentiel suffisamment négatif pour que V_1 soit bloqué.

Au bout d'une nouvelle période de 0,3 microseconde, l'interrupteur simple I_4 décharge le condensateur C_2 . La chute de la tension de cathode de V_1 est arrêtée par la diode V_2 lorsque le potentiel de cathode de V_1 est égal à celui de la cathode de la

cathodyne 2. Ce dernier potentiel est celui du 10^e palier de l'échelle de référence, c'est-à-dire pratiquement le zéro par rapport auquel les amplitudes des six premiers paliers sont égales respectivement à 32, 16, 8, 4, 2 et 1. Il est obtenu en débloquent l'interrupteur I_5 au moyen d'une impulsion de 64 kc/s coïncidant dans le temps avec le 10^e palier de l'échelle de référence. Cet interrupteur branche la cathode de la cathodyne du générateur d'échelle de référence à un condensateur réuni à la grille de la cathodyne 2 ; cette dernière grille reste donc à un potentiel fixe que nous appellerons potentiel zéro de l'échelle de référence et qui est contrôlé toutes les 15,6 microsecondes.

Lorsqu'une impulsion de code est appliquée à l'additionneur, sa cathode est donc portée du potentiel zéro au potentiel d'un des paliers de l'échelle de référence et, les condensateurs C_1 et C_2 ayant la même valeur, la tension aux bornes de C_1 chute d'une valeur égale à la différence entre ces deux potentiels, ce qui est le but recherché.

L'ensemble des opérations décrites ci-dessus pour le circuit additionneur dure au total $\frac{7,8}{6} = 1,3$ micro-

secondes, durée de chaque palier de l'échelle de référence.

d) Décodeur.

Le décodeur comporte essentiellement un générateur d'échelle de référence et un circuit additionneur identiques à ceux du codeur. La tension emmagasinée aux bornes de C_1 au début de chaque cycle de décodage est alors une tension fixe et les impulsions qui débloquent l'interrupteur I_2 sont les impulsions de code venant du récepteur. A la fin du cycle, la tension restant aux bornes de C_1 mesurée par rapport à la tension initiale représente l'amplitude du signal décodé. Au lieu d'être connecté au comparateur, C_1 est connecté à l'interrupteur d'entrée de l'expansur.

L'amplitude correspondant à un code donné est fixée par l'amplitude du signal carré à 768 Kc/s qui produit l'échelle de référence. Il en est de même pour l'amplitude décodée. En asservissant l'amplitude du signal carré de 768 Kc/s aux amplitudes de déclenchement des diodes du compresseur ou de l'expansur,

on peut obtenir que les points caractéristiques (coudes) des courbes du compresseur et de l'expansor soient maintenus en coïncidence, donc que la linéarité globale soit maintenue.

4. — Générateur de signaux.

Le générateur de signaux de l'équipement de modulation doit fournir tous les signaux nécessaires au fonctionnement de l'ensemble de 16 voies (ou éventuellement de plusieurs ensembles de 16 voies).

Il utilise de nombreux circuits classiques. Toutefois certains d'entre eux ont été modifiés pour obtenir une plus grande stabilité et parvenir à la suppression des réglages et ajustements même après changement des tubes. Pratiquement les générateurs ne comprennent aucun réglage à l'exception de l'ajustage de la fréquence des quartz pilotes.

Ce générateur comprend : un oscillateur à quartz à 768 Kc/s, des circuits pour former les signaux nécessaires et des lignes à retard.

Un diviseur par 6 qui fournit des signaux à 128 Kc/s de fréquence de récurrence.

Un multivibrateur bistable qui fournit à partir de ces signaux des signaux à 64 Kc/s.

Un diviseur par 8 qui fournit les signaux à fréquence de récurrence 8 Kc/s.

Il faut y ajouter, bien entendu tous les circuits de formation, coïncidence et de couplage qui permettent une distribution commode de tous les signaux utiles aux divers organes utilisateurs.

Synchronisation.

On utilise pour assurer la synchronisation des équipements départ et arrivée, la 6^e impulsion de la voie 1.

La voie 1 n'a de ce fait que 5 moments utilisables. Pour cette raison, la voie n° 1 ne passe pas par le compresseur et est codée linéairement. En effet si on la quantifiait avec la même loi que les autres voies, le rapport signal/bruit de quantification instantané serait inférieur aux 22 dB requis et la qualité de transmission serait plus mauvaise qu'avec codage linéaire. La voie n° 1 est utilisée comme voie de service.

Remarquons qu'en cas d'extension du nombre de voies par multiplication des groupes de 16 voies, un seul signal de synchronisation serait utilisé pour l'ensemble et par suite une voie seulement aurait des performances limitées.

L'impulsion de synchronisation est caractérisée par le fait qu'elle existe systématiquement une fois sur deux.

A l'arrivée, on reconstitue un train de signaux à la fréquence des impulsions de code par filtrage du signal reçu au moyen de circuits comprenant un quartz. A partir de cette fréquence reconstituée on actionne des circuits pratiquement identiques à ceux du générateur départ. Toutefois, si les deux générateurs fournissent bien des signaux à la même fréquence, il faut en plus les mettre en phase. Cette mise en phase est obtenue en vérifiant que sur la position présumée de la 6^e impulsion de voie 1 se trouve une impulsion existant une fois sur deux.

Si tel est le cas, tout va bien et les deux générateurs ont les phases relatives convenables. Si non, on décale le générateur « arrivée » de la durée d'une impulsion de code et on réexamine la 6^e impulsion de la voie 1. Cet examen prend environ 1/500^e de seconde.

La durée maximum de mise en phase est donc de $1/500 \times 6 \times 16$ soit environ 1/5 de seconde.

5. Régénérateur des impulsions.

A leur sortie du récepteur, les signaux sont d'abord régénérés. Cette régénération est effectuée en tranchant le signal reçu à mi-amplitude et en faisant coïncider avec le signal tranché des petites impulsions fournies aux instants convenables par le générateur de signaux « arrivée ». Ce générateur « arrivée » est actionné par les impulsions de code tranchées, mais non régénérées. Dans un relais, quand on régénère les signaux, on opère de la même manière et avec les mêmes circuits, on limite toutefois le générateur de signaux aux circuits reconstituant la fréquence fondamentale (768 Kc/s) et produisant les impulsions de coïncidence. On y ajoute un circuit de formation des signaux identique à celui de l'équipement de modulation.

Par contre, pour la démodulation, on utilise les signaux obtenus après coïncidence.

Notons que la régénération des signaux n'est pas obligatoirement faite à chaque relais. On peut contenter dans certains relais d'une réformation de signaux par tranchage et filtrage.

Équipement de démodulation.

Les signaux régénérés sont séparés en deux groupes pair et impair. Chaque groupe est décodé dans un décodeur. Les signaux décodés sont ensuite expansés pour rétablir la linéarité globale de la modulation.

Les signaux expansés sont demultiplexés. Pour accroître l'énergie B.F. qu'ils contiennent on garde les échantillons d'amplitude sur une capacité pendant les 125 microsecondes de la période d'analyse. Le signal ainsi obtenu est envoyé dans un filtre passe-bas qui restitue la B.F. et dans un égaliseur qui rétablit la linéarité amplitude-fréquence modifiée par le dispositif de démodulation.

Raccordement au réseau signalisation.

Le matériel est prévu pour permettre tout type de raccordement au réseau téléphonique batterie locale, batterie centrale, etc.

L'appel est transmis par suppression des impulsions de code de la voie en appel. Cette suppression est faite après codage directement sur les impulsions de code pour ne pas modifier la symétrie des signaux à coder.

PERFORMANCES.

La conception du matériel dans son ensemble est telle que les réglages et opérations de maintenance sont réduits au minimum, la diaphonie entre voies est très réduite (plus de 60 dB). Le bruit de quanti-

fication est tel que l'on n'entend aucune différence entre une ligne donnant un rapport signal/bruit de 55 dB et une voie de l'équipement.

Les distorsions sont inférieures à celles des lignes téléphoniques normales.

Les quelques photographies suivantes permettent d'apprécier la linéarité et la régularité des opérations de codage et de décodage.

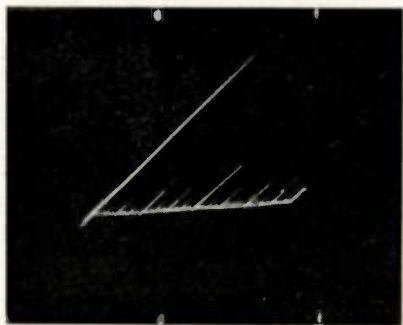


FIG. 14. — Echelle de mesure.

Echelle de mesure.

La photographie de la figure 14 donne l'image du signal sur la plaque de l'additionneur V_1 (fig. 13).

La dent de scie du balayage de l'oscillographe à basse fréquence est appliquée à l'entrée du codeur.

A chaque cycle de codage le signal observé à la forme indiquée à la figure 10 et vu la faible vitesse de balayage se traduit par plusieurs points brillants de même abscisse sur l'oscillogramme. Le point le plus bas correspond à la valeur finale de la tension plaque de l'additionneur après soustraction des quantités codées.

L'enveloppe inférieure de la courbe représente donc le signal d'erreur correspondant à la tension en dent de scie codée et sa régularité permet de garantir le bon fonctionnement du codeur pour chaque niveau à coder.



FIG. 15. — Echelle de mesure décodée (balayage rapide).

Echelle de mesure décodée.

Cette image est l'image de la tension sur la plaque de l'additionneur du décodeur, dans les mêmes conditions que pour la photographie précédente.

Figure 16 : Cette photographie représente le même signal que le précédent, mais en balayant à la fréquence de décodage de façon à superposer tous les signaux relatifs aux diverses tensions codées. Cette image permet d'apprécier la régularité du décodage.

CONCLUSION.

Les premiers essais effectués sur le matériel prototype sont prometteurs.

Il semble possible d'affirmer que les objectifs fixés ont été atteints.

La qualité de transmission est égale à celle des lignes téléphoniques les meilleures.

La stabilité de tous les éléments est très bonne.

Les générateurs de signaux ne comportant pas de réglage ne nécessitent que des vérifications périodiques de l'état des lampes. Il faut d'ailleurs remarquer que les circuits fonctionnent correctement avec des tubes dont les caractéristiques peuvent avoir été notablement altérées par le vieillissement.

Les circuits les plus précis — circuits de codage et de décodage, de compression ou d'expansion — ont une stabilité suffisante pour qu'il ne semble pas nécessaire d'en vérifier les réglages plus d'une ou deux fois par mois. En tout état de cause les opérations de maintenance qui pourraient s'avérer nécessaires consisteraient en ajustements minimes rapidement effectués.

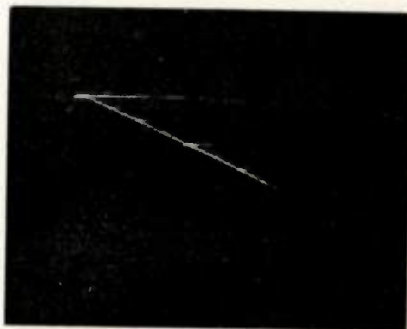


FIG. 16. — Echelle de mesure décodée (balayage lent).

Au stade actuel d'expérimentation le matériel P.C.M. de la Compagnie Française Thomson-Houston semble promettre une sécurité d'utilisation comparable à celle des meilleurs systèmes multiplex d'autres types.

Nous tenons à remercier le Service Technique de Télécommunications de l'Air pour les encouragements et l'appui qu'il nous a fournis dans la poursuite de cette étude.

RÉFÉRENCES

- [1] Instantaneous Companders. C O Malinchroft B.S.T.J., Juillet 1951.
- [2] Bandwidth and Transmission Performances. FELDMANN and BENNET, B.S.T.J., Juillet 1949, p. 559.
- [3] Telephony by P.C.M., W.M. GOOD All. B.S.T.J., n° 26, 1947.
- [4] An experimental Multichannel P.C.M., MEACHAM and PETERSON, B.S.T.J., n° 27, 1948.
- [5] Spectra of quantized Signals, W R. BENNET, B.S.T.J., 1948, Vol. 27, n° 3

MODULATION CONJUGUÉE D'UNE DÉMODULATION LINÉAIRE

PAR

M. J. A. VILLE

Ingénieur en chef à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques

L'étude qui est à l'origine de la présente communication est celle des systèmes de codage dits à un chiffre. D'une manière générale une transmission à modulation codée attache à tout signal $s(t)$, à transmettre, une suite d'impulsions bivalentes, telle qu'à partir de cette suite on puisse reconstituer le message original. Un système de codage à cinq moments, tel que ceux qui ont été décrits dans d'autres communications à ce même colloque, associe à un signal $s(t)$ une suite d'impulsions se présentant par groupes de cinq, telles que si on considère cinq impulsions d'un même groupe, il y ait correspondance univoque entre les $2^5 = 32$ formes que peut présenter ce groupe et la valeur, arrondie à la valeur la plus voisine dans une gamme à 32 niveaux différents, de la valeur instantanée du signal à transmettre, valeur prise à un instant que l'on peut, sans diminuer la généralité, supposer être l'instant d'émission de la première impulsion du groupe considéré.

On peut, du point de vue théorique, représenter les impulsions par une suite de nombres :

$$\dots, \varepsilon_{n-1}, \varepsilon_n, \varepsilon_{n+1}, \dots$$

égaux à ± 1 ; dans le système à cinq chiffres précédemment évoqué, la suite d'impulsions met en évidence des groupes de cinq, de sorte que si on l'écrit

$$\dots, \varepsilon_{5n}, \varepsilon_{5n+1}, \varepsilon_{5n+2}, \varepsilon_{5n+3}, \varepsilon_{5n+4}, \varepsilon_{5(n+1)}, \dots$$

les valeurs de $\varepsilon_{5n}, \varepsilon_{5n+1}, \dots, \varepsilon_{5n+4}$ sont cinq fonctions différentes de $s(t)$ pris à l'instant t_{5n} . Si donc on fait entrer ce système dans le cadre du codage le plus général, dans lequel ε_m est fonction des valeurs précédentes du signal :

$$\varepsilon_m = f_m(s_m, s_{m-1}, s_{m-2}, \dots)$$

nous voyons que les fonctions f_m qui interviennent sont au nombre de cinq, et qu'elles dépendent d'un seul argument.

Nous avons, explicitement :

$$(2) \quad f_{5n+\mu}(s_{5n+\mu}, s_{5n+\mu-1}, \dots) = \varphi_\mu(s_{5n}) \quad (\mu = 0, 1, 2, 3, 4)$$

Nous appellerons codage à m chiffres tout codage dans lequel la fonction qui exprime la polarité de l'impulsion en fonction des valeurs du signal peut prendre m formes différentes. Le codage à cinq moments que nous avons considéré est également à cinq chiffres, puisque φ_μ est susceptible de cinq formes différentes. Il est à cinq moments parce que pour chaque ordonnée transmise, on dispose de 2^5 niveaux différents.

Ceci étant rappelé, nous appellerons codage à un chiffre tout codage dans lequel la fonction exprimant la polarité d'une impulsion en fonction des valeurs précédentes du signal est unique, c'est-à-dire est la même pour chaque impulsion. Le codage à un chiffre est donc caractérisé par une équation de la forme :

$$(3) \quad \varepsilon_n = F(s_n, s_{n-1}, s_{n-2}, \dots)$$

Un exemple d'un tel codage est présenté par le dispositif connu sous le nom de modulation en Δ , dans lequel on a :

$$(4) \quad \varepsilon_n = \text{signe de } [s_n - \Delta \sum_{\mu=1}^{\infty} \varepsilon_{n-\mu}] \quad (\Delta = c^{te})$$

Comme la relation (4) est une relation de récurrence entre les ε , l'élimination de ces ε conduit bien à une formule de la forme (3), tenu compte du fait que pratiquement la relation (4) est en réalité de la forme :

$$\varepsilon_n = \text{signe de } [s_n - \Delta \sum_{n=1}^{\infty} k^n \varepsilon_{n-k}]$$

où k est voisin de 1, mais plus petit que 1. Ceci entraîne que dans la formule (3), la fonction F ne dépend pratiquement pas des valeurs s_{n-p} où p dépasse une certaine valeur suffisamment grande.

Le décodage de la suite d'impulsions fournie par le système de codage symbolisé par l'équation (4) est simple, puisqu'il suffit de sommer les impulsions reçues (après les avoir régénérées) et de faire passer le signal ainsi formé à travers un filtre ayant pour rôle d'éliminer, dans la mesure du possible, le bruit de quantification. Comme la suite d'opérations : sommation puis filtrage, est théoriquement équi-

valente à un filtrage unique, nous sommes là en présence d'un décodage que nous appellerons décodage par détection linéaire, dans lequel le décodeur est, en principe, réduit à un filtre.

On peut se proposer d'étudier les propriétés des systèmes de transmission codée dans lesquels le décodage est linéaire. Supposons donné le décodeur, c'est-à-dire la caractéristique du filtre qui le constitue ; parmi toutes les manières possibles de coder un message appartenant à une classe donnée, il en existe certainement une qui, si on envoie la suite des impulsions à travers le décodeur considéré, donne une reconstitution plus exacte que les autres. Cette manière optimum de coder sera appelée modulation conjuguée de la détection linéaire considérée. Il est sous-entendu que cette modulation n'est définie que par rapport à une classe de messages, pratiquement à la classe des messages ayant un spectre donné.

Lorsque l'on se pose le problème du codage sous cet aspect, il apparaît tout de suite que le codage symbolisé par (4) ne présente pas l'optimum. Soit en effet $\varphi(f)$ le spectre du signal à transmettre. Pour mettre dans les impulsions le plus d'information possible, il faudrait que ces impulsions soient indépendantes, c'est-à-dire qu'elles constituent avant décodage une espèce de bruit blanc. Ce bruit blanc, filtré de manière à reconstituer $s(t)$, doit passer à travers un filtrage de caractéristique $\varphi(f)$; or, le signal obtenu en sommant simplement les impulsions (avant élimination du bruit de quantification) doit déjà être voisin de $s(t)$, et le filtre d'élimination du bruit de quantification ne doit pas avoir pour caractéristique $\varphi(f)$, sinon nous obtiendrions à la sortie un signal dont le spectre est $\varphi^2(f)$. Il faut donc, ou que le signal subisse une distorsion, ou que les impulsions soient moins chargées d'information qu'elles le sont dans les systèmes à cinq moments classiques, ce qui de toute façon, à même cadence d'émission des impulsions entraîne une infériorité du système de modulation en Δ . Il faut signaler cependant une circonstance favorable au système en Δ , c'est que le spectre de la parole a une certaine ressemblance avec $1/f$, qui est le spectre d'une intégration, mais comme cette ressemblance ne s'étend pas jusqu'à la composante continue, il en résulte que le système « en Δ » favorise exagérément les basses fréquences.

I. Filtrage linéaire d'un signal.

Nous rappelons que si un filtre linéaire change l'impulsion de Dirac $\gamma''(t)$ en $I(t)$, ce même filtre change un signal $s(t)$ dans le signal :

$$(5) \quad S(t) = \int s(\theta) I(t - \theta) d\theta.$$

Dans la formule (5), $I(t)$ représente une fonction de t qui est nécessairement nulle pour $t < 0$.

II. Décomposition d'un signal en signaux élémentaires d'amplitudes égales.

Soit un signal $S(t)$, que nous chercherons à mettre sous la forme :

$$(6) \quad S(t) = \sum_n \varepsilon_n I(t - n\tau) \quad \varepsilon_n = \pm 1.$$

c'est-à-dire sous forme d'une suite d'impulsions toutes semblables (à la polarité près) et régulièrement échantonnées.

Si nous parvenons à calculer les ε_n , nous obtiendrons un système de transmission codée, puisqu'il nous suffira de transmettre les ε_n , ce qui peut de faire par une suite d'impulsions dont il suffit de savoir connaître, pour chacune d'elles, l'absence ou la présence sans avoir à se préoccuper de l'amplitude.

III. Principe du calcul des coefficients de la décomposition.

La formule (6) ne pourra être satisfaite qu'approximativement. Nous remarquerons de plus que le signal à la réception :

$$(7) \quad S(t) = \sum_n \varepsilon_n I(t - n\tau)$$

peut sans inconvénient être retardé par rapport à $s(t)$. Nous pourrions nous fixer un certain retard T , et chercher à rendre minimum l'intégrale :

$$(8) \quad \int [s(t) - \sum_n \varepsilon_n I(T + t - n\tau)]^2 dt.$$

Nous supposons que ε_n est déterminé à l'instant $n\tau$. Nous considérerons le signal codé $\varepsilon(t)$ obtenu par interpolation des signaux ε_n et poserons par conséquent :

$$(9) \quad \varepsilon_n = \varepsilon(n\tau).$$

Nous pouvons considérer la suite d'impulsions de Dirac :

$$(10) \quad \sum_n \varepsilon_n \gamma''(t - n\tau)$$

Si nous faisons passer cette suite d'impulsions dans un filtre parfait coupant toutes les fréquences égales ou supérieures à $1 : 2\tau$, nous obtenons un signal extrapolé $\varepsilon(t)$.

Si nous considérons un filtre de réponse impulsive $I(t)$, il transforme la suite (9) en :

$$(11) \quad \sum_n \varepsilon_n I(t - n\tau)$$

Nous pouvons supposer, étant donné que τ est petit, que le signal $I(t)$ n'a que des fréquences inférieures à $1 : 2\tau$. Si donc nous coupons dans (10) toutes les fréquences supérieures ou égales à $1 : 2\tau$, nous ne modifions pas ce signal. Il en résulte que (6) peut s'écrire également :

$$(12) \quad \int I(\theta) \varepsilon(t - \theta) d\theta$$

Le signal (12) est le signal $S(t)$ décodé. Nous pourrions écrire :

$$(13) \quad S(t) = \int I(\theta) \varepsilon(t - \theta) d\theta$$

Le problème est donc d'associer à $s(t)$ un signal $\varepsilon(t)$, occupant la bande $-\frac{1}{2\tau}, \frac{1}{2\tau}$, tel que :

$$(14) \quad \varepsilon(n\tau) = \pm 1$$

et tel que si on le décode par simple filtrage, ce qui correspond à l'équation (13), on obtienne au signal décodé $S(t)$ tel que d'après (9) le bruit :

$$(15) \quad B = \int [s(t) - S(t+T)]^2 dt$$

soit le plus petit possible.

IV. Conditions imposées à un coefficient isolé.

Fixons notre attention sur le coefficient ε_n . Écrivons pour cela $S(t)$ sous la forme :

$$(16) \quad S(t) = [S(t) - \varepsilon_n I(t - n\tau)] + \varepsilon_n I(t - n\tau).$$

Dans le premier crochet figurant au second membre de (15) interviennent tous les coefficients ε *sau* celui que nous avons particularisé. Il suffit pour le voir de se reporter à (7).

L'équation (16) s'écrit alors :

$$(17) \quad B = \int [s(t) - S(t+T) + \varepsilon_n I(t+T - n\tau)]^2 dt + \int I^2(t+T - n\tau) dt - 2\varepsilon_n \int I(t+T - n\tau) [s(t) - S(t+T) + \varepsilon_n I(t+T - n\tau)] dt.$$

Dans (17), ε_n n'intervient que comme coefficient de la dernière intégrale. Pour que B soit minimum, il faut que le troisième terme dans le second membre de (18) soit négatif, c'est-à-dire que

$$(18) \quad \varepsilon_n = \text{Signe de } \int I(t+T - n\tau) [s(t) - S(t+T) + \varepsilon_n I(t+T - n\tau)] dt.$$

Telle est l'équation à laquelle doit satisfaire chacun des ε_n . On voit que cette équation définit ε_n en fonction de :

$$\varepsilon_{n-1}, \varepsilon_{n-2}, \dots$$

et

$$\varepsilon_{n+1}, \varepsilon_{n+2}, \dots$$

Si nous revenons au signal codé continu $\varepsilon(t)$, l'équation (18) devient :

$$(19) \quad \varepsilon(n\tau) = \text{Signe de } \int I(t+T - n\tau) [s(t) - S(t+T) + \varepsilon(n\tau) I(t+T - n\tau)] dt,$$

ou, en changeant les notations pour faire apparaître $\varepsilon(t)$, ce qui revient à remplacer $n\tau$ par t et à appeler θ la variable muette t :

$$(20) \quad \varepsilon(t) = \text{Signe de } \int I(\theta + T - t) [s(\theta) - S(\theta + T) + \varepsilon(t) I(\theta + T - t)] d\theta.$$

Il faut noter que l'équation (20) n'a à être satisfaite que pour les valeurs de t multiples entiers de τ .

V. Intervention de la prévision.

Dans l'équation (20), séparons ce qui est relatif aux instants antérieurs à t et aux instants postérieurs;

$s(\theta)$ est une fonction connue pour $\theta < t$. Nous séparons donc le terme correspondant en deux intégrales :

$$(21) \quad \int_{-\infty}^t I(\theta + T - t) s(\theta) d\theta + \int_t^{\infty} I(\theta + T - t) s(\theta) d\theta.$$

$S(\theta + T)$ est de la forme

$$S(\theta + T) = \int I(u) \varepsilon(\theta + T - u) du;$$

ε est connu pour :

$$\theta + T - u < t,$$

c'est-à-dire pour :

$$u > \theta + T - t.$$

Nous décomposons donc $S(\theta + T)$ de la manière suivante :

$$(22) \quad S(\theta + T) = \int_{\theta+T-t}^{\infty} I(u) \varepsilon(\theta + T - u) du + \int_{-\infty}^{\theta+T-t} I(u) \varepsilon(\theta + T - u) du.$$

Nous obtenons alors :

$$(23) \quad \varepsilon(t) = \text{Signe de } \{ P(t) + F(t) + K \varepsilon(t) \},$$

avec :

$$(24) \quad P(t) = \int_{-\infty}^t I(\theta + T - t) s(\theta) d\theta - \int_{-\infty}^{\infty} I(\theta + T - t) d\theta \int_{\theta+T-t}^{\infty} I(u) \varepsilon(\theta + T - u) du;$$

$$(25) \quad F(t) = \int_t^{\infty} I(\theta + T - t) s(\theta) d\theta - \int_{-\infty}^{\infty} I(\theta + T - t) d\theta \int_{-\infty}^{\theta+T-t} I(u) \varepsilon(\theta + T - u) du;$$

$$(26) \quad K = \int_{-\infty}^{+\infty} I^2(\theta + T - t) d\theta = \int_{-\infty}^{+\infty} I^2(\theta) d\theta.$$

L'expression (24) pour $P(t)$ montre que $P(t)$ se détermine en faisant intervenir les instants antérieurs à t (P : passé). De même $F(t)$ fait intervenir les instants postérieurs à t (F : futur). K est une constante.

Examinons de plus près $P(t)$. Nous pouvons l'écrire :

$$(27) \quad P(t) = \int_0^{\infty} I(T - \theta) s(t - \theta) d\theta - \int_0^{\infty} J(\theta) \varepsilon(t - \theta) d\theta,$$

$$\text{avec : } J(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} I(u) I(u + \theta) du,$$

$P(t)$ se déduit donc par *filtrage linéaire* à partir de $s(t)$ et $\varepsilon(t)$. $s(t)$ doit être filtré par un filtre de réponse impulsionnelle :

$$J(t) = \begin{cases} I(T-t) & \text{pour } t > 0 \\ 0 & \text{pour } t < 0 \end{cases}$$

$\varepsilon(t)$ doit être filtré par un filtre de réponse impulsionnelle.

$$\check{J}(t) = \begin{cases} J(t) & \text{pour } t > 0 \\ 0 & \text{pour } t < 0 \end{cases}$$

On remarquera que $J(t)$ n'est autre que $I(t)$ inversé dans le temps, puis retardé de T , puis tronqué de manière à supprimer les amplitudes relatives aux temps négatifs. De même on voit que $\check{J}(t)$ n'est autre que la fonction de corrélation de $I(t)$, dont on ne conserve que la partie correspondant aux temps positifs.

En ce qui concerne $F(t)$, nous aurons d'abord un terme en :

$$(28) \quad \int_0^{\infty} I(\theta + T - t) s(\theta) d\theta$$

Si $I(t)$ est de durée finie, nous pouvons, en prenant T suffisamment grand, annuler ce terme. Nous avons ensuite un terme en :

$$(29) \quad \int_{-\infty}^{+\infty} I(T + \theta - t) d\theta \int_{-\infty}^{0+T-t} I(u) \varepsilon(\theta + T - u) du$$

$$= \int_0^{\infty} \check{J}(\theta) \varepsilon(t + \theta) d\theta.$$

Nous voyons intervenir la « prévision » dans l'expression (29), qui fait intervenir les valeurs futures de ε . Dans (28) au contraire, il peut ne pas y avoir prévision si nous nous accordons un retard assez grand. Nous constatons que le problème d'extrapolation dans le futur se pose *non pas pour le signal à transmettre* $s(t)$, mais pour le signal codé $\varepsilon(t)$. La formule (29) montre que cette extrapolation devrait s'étendre sur un intervalle de temps égal à l'intervalle sur lequel $\check{J}(t)$ garde des valeurs appréciables.

Nous voyons que les premiers points pour lesquels on peut faire porter l'étude d'un système codeur sont les suivants :

1° Choix de $I(t)$. Il semble indiqué de former $I(t)$ de manière qu'il ait même spectre que le signal $s(t)$;

2° Formation de $I(T-t)$. Si $I(t)$ est symétrique, on voit que le filtre à travers lequel il faut faire passer $s(t)$ pour obtenir le premier terme de $P(t)$ n'est autre que le filtre de décodage lui-même ;

3° Formation de $\check{J}(t)$. La formation d'un filtre ayant pour réponse $\check{J}(t)$ est beaucoup plus difficile, et demande une étude particulière.

A partir des points (1, 2, 3) on peut former un système sans prévision, dans lequel on pose, faute de mieux, $F(t) = 0$.

L'étude d'un système avec prévision peut se faire ensuite, en respectant les principes déjà établis.

REPRÉSENTATION ET MESURE DE L'ARGUMENT ET DU MODULE D'UNE IMPÉDANCE A L'OSCILLOSCOPE CATHODIQUE ⁽¹⁾

PAR

VOJIN POPOVIC

Ancien élève de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Paris)

Professeur à l'Université de Belgrade

Introduction.

L'oscilloscope cathodique est devenu un instrument habituel et très fréquemment employé dans de nombreuses mesures techniques et surtout électrotechniques. Ses qualités — consommation minime, absence d'inertie et observation directe — conservées même aux hautes fréquences y ont contribué.

Ainsi l'oscilloscope cathodique a-t-il trouvé son application à la mesure du déphasage entre deux tensions ou courants de même fréquence ou entre la tension et le courant dans un circuit électrique ou dans une impédance. Ces mesures d'angle de phase ou d'argument d'une impédance à l'aide de l'oscilloscope cathodique sont plus ou moins directes. En effet elles exigent certaines mesures sur l'écran même du tube cathodique et des calculs complémentaires comme dans la méthode des figures de Lissajous par exemple [1].

Afin d'obtenir les résultats d'une façon plus visuelle, certaines de ces méthodes utilisent des circuits de mesure compliqués munis de tubes électroniques. Citons par exemple la méthode qui consiste à faire apparaître sur l'écran du tube cathodique deux demi-cercles décalés. L'angle cherché étant l'angle déterminé par les deux rayons (non tracés) qui limitent ces deux demi-cercles. L'appareillage essentiel se compose d'une base de temps circulaire et d'un générateur de signaux rectangulaires dont la fréquence fondamentale est égale à la fréquence de la source de tension sinusoïdale [2].

Un autre procédé est celui proposé par CHARD [3], dans lequel l'oscillogramme est constitué par deux vecteurs lumineux faisant entre eux l'angle que l'on mesure. Ce procédé exige un vibreur synchronisé, un tube de blocage, un thyatron, et une paire de bobines magnétiques que l'on doit tourner, pendant la mesure, autour du col du tube cathodique.

Un troisième procédé suggéré par LUTZ [4] utilise un circuit plus simple constitué par un montage en pont comprenant dans chaque branche des éléments R et C . Les deux tensions dont le déphasage doit être mesuré, et dont les amplitudes ont été préalablement

réglées à la même valeur, sont appliquées aux deux diagonales du pont.

Comme la somme et la différence géométrique de ces deux vecteurs de même module font un angle droit, il est possible, par un déphasage supplémentaire de 45° dans le sens contraire d'obtenir deux autres vecteurs, en phase cette fois-ci, qui agissent sur les paires de plaques déviatrices de l'oscilloscope. On obtient sur l'écran du tube une droite oblique dont la pente indique la moitié de l'angle de phase mesuré. Ce résultat ne peut être obtenu qu'à la condition que les tensions comparées aient les mêmes amplitudes et ceci pour une fréquence fixe. Dans le cas contraire on obtient une ellipse.

Ruhrmann [5] a proposé certaines améliorations dudit procédé par la symétrisation du circuit par rapport à la masse à l'aide d'un pont double et plus compliqué, mais dont le fonctionnement correct reste lié à une seule fréquence fixée.

Le but des recherches, que l'auteur a entreprises et qui sont exposées dans cet article, était de réaliser un oscillogramme, dont l'aspect aurait donné le plus directement possible l'argument et le module d'une impédance inconnue. Ce résultat devant être obtenu à l'aide d'un circuit de mesure très simplifié et d'un oscilloscope cathodique habituel. La fréquence de la source électrique de tension sinusoïdale étant supposée variable dans des limites assez larges.

Mesure directe de la valeur exacte de l'angle de phase.

Le rapport de la composante réactive X et de la résistance R d'une impédance Z donne la tangente de son argument. Cet angle sera indiqué par l'axe horizontal et par une droite qu'on obtient sur l'écran du tube cathodique lorsque deux signaux de même fréquence et de même phase, ayant leurs amplitudes dans le rapport $X : R$, agissent à la fois sur les plaques déviatrices. Ces deux signaux peuvent être constitués par la tension U aux bornes de l'impédance et par le courant I dans cette impédance, qui est déphasé (en arrière ou en avant) de l'angle φ . Cependant, pour que les signaux dérivés de la tension et du courant correspondant donnent sur l'écran une ligne droite, il est nécessaire qu'ils aient la même phase. Ce cas ne se produit dans un circuit que

(1) Communication présentée le 12 juin 1953 à l'Institut « Nikola Tesla » de l'Académie des Sciences de Belgrade.

trouve en résonance avec la source d'alimentation. Par conséquent, nous allons ajouter en série avec l'impédance Z un élément réactif (par exemple un condensateur variable C si l'impédance Z est

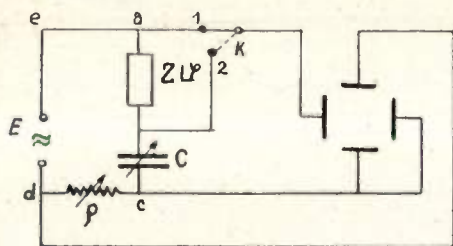


FIG. 1

du caractère inductif) dont la réactance, à une fréquence choisie f , sera réglée pour atteindre la même valeur que celle de la composante X . Ajoutant encore en série une résistance pure ρ , nous réalisons le circuit présenté par la figure 1.

Pour des valeurs quelconques des éléments C et ρ et sur la position 1 de la clé K , les différences de potentiel entre les points a et c / U_{ac} / et les points c et d / U_{cd} / donneront dans le cas général une ellipse. Si l'on suppose l'emploi d'un tube cathodique à deux



FIG. 2

faisceaux d'électrons, l'ellipse sera coupée en deux par une droite horizontale obtenue par l'application d'une f.é.m. sur la paire de plaque horizontale du second système déviateur du tube (voir les photographies de la figure 2).

En donnant au condensateur C une valeur de capacité telle que l'on ait : $\frac{1}{\omega C} = X$, l'ellipse se

transforme en une droite penchée faisant avec l'horizontale un angle qui est plus petit ou plus grand que celui mesuré c. à d. l'angle φ . La pente de la droite obtenue dépend de la valeur actuelle de la résistance ρ (fig. 3). Etant donné que dans le cas de la résonance du circuit de mesure on a :

$$U_{ac} = RI \text{ et } U_{cd} = \rho I,$$

la déviation verticale du faisceau électronique sera proportionnelle à ρ ($y = k\rho I_{max}$), tandis que la déviation horizontale correspondra à la composante R ($x = kRI_{max}$) (1). Ainsi, selon le diagramme de la figure 4, la pente de l'hypoténuse du triangle

ADC ou de la droite sur les oscillogrammes de la figure 3, sera :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{k\rho I_{max}}{kRI_{max}} = \frac{\rho}{R}.$$

Si nous mettons ensuite la clé K à la position 2, nous obtiendrons sur l'écran du tube une nouvelle



FIG. 3

ellipse dont le grand ou le petit axe coïncide avec horizontal (fig. 5). Une telle ellipse apparaît parce que les différences de potentiel U_{bc} et U_{cd} sont en quadrature à cause du caractère purement réactif

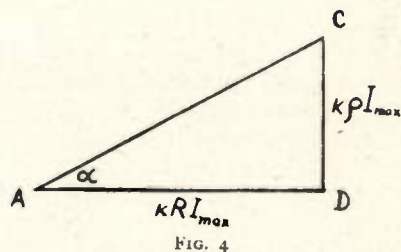


FIG. 4

du condensateur C . En réglant la résistance ρ à la même valeur que celle de la réactance $\frac{1}{\omega C}$ ou X ,

l'ellipse devient un cercle (fig. 6).

La clé K étant remise sur la position 1, on trouve l'angle φ dans sa valeur effective, car la droite

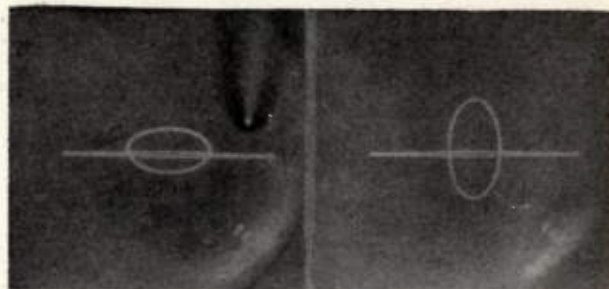


FIG. 5

oblique prend cette pente par rapport à l'axe horizontal à cause de la déviation verticale qui est maintenant proportionnelle à la grandeur $\frac{kI}{\omega C}$ ou kIX .

La tangente de l'angle φ est donnée par le rapport (fig. 7).

$$\frac{kIX}{kIR} = \frac{X}{R} = \operatorname{tg} \varphi$$

(1) Il est nécessaire ici que la sensibilité du tube cathodique soit identique dans le sens horizontal et dans le sens vertical pour le déplacement du spot lumineux sur l'écran. C'est le cas le plus usuel avec les tubes cathodiques contemporains.

On peut remarquer que tous les réglages cités dans le but de trouver l'angle φ n'impliquent pas la connaissance de la valeur exacte du condensateur variable ni celle de la résistance variable. Aussi n'est-il pas nécessaire de connaître la tension de la

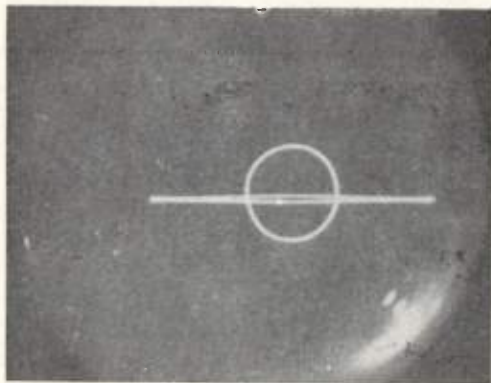


FIG. 6

source électrique. Il est donc possible, par la méthode décrite, de déterminer par exemple l'angle de phase d'une impédance d'entrée ou d'un dipôle en fonction de la fréquence du courant du générateur.

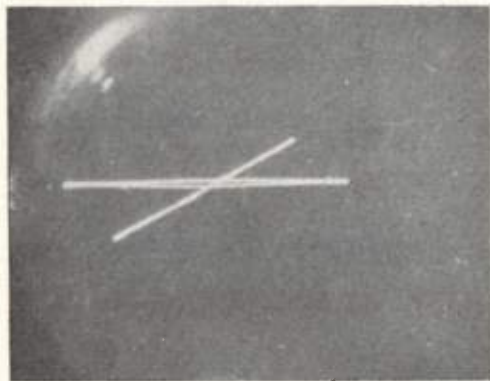


FIG. 7

Si l'impédance inconnue n'est constituée que par la résistance R , on le constate aisément lorsqu'on élimine par un court-circuit l'élément réactif se trouvant en série avec l'impédance. En effet dans ce cas il apparaîtra immédiatement sur l'écran une droite oblique. C'est pourquoi il est recommandé de commencer la mesure de l'angle de phase avec le condensateur en court-circuit et de l'introduire dans le circuit de mesure si le besoin s'en est fait sentir, c. à d. s'il apparaît une ellipse.

Détermination du module de l'impédance.

Comme dans les autres méthodes oscillographiques qui servent primordialement à la mesure de l'angle de phase mais qui permettent d'évaluer aussi la valeur du module de l'impédance en question, la méthode exposée ici rend possible la détermination facile et simple de cette grandeur. Pour atteindre ce but il est nécessaire, en plus des mesures habituelles de deux longueurs sur l'oscillogramme, de connaître la valeur exacte de la résistance ρ après son réglage.

L'hypoténuse du triangle de la figure 5 est égale à la tension E dans le même rapport que les carrés des résistances ρ et R , la valeur exacte de l'impédance Z . Par conséquent, le module de l'impédance Z se trouve, après avoir mesuré les longueurs AC de l'hypoténuse $|AC|$ et du côté vertical $|DC|$, de l'expression.

$$Z = \rho \frac{AC}{CD}$$

Cependant, la longueur DC ne peut être mesurée que d'une façon imprécise étant donné qu'elle ne se trouve pas tracée sur l'oscillogramme obtenu. En outre, il faut calculer le rapport de ces deux longueurs et le multiplier par la résistance ρ dont la valeur, étant variable, ne peut pas non plus être connue très exactement.

Le procédé qui va être exposé augmente la précision et simplifie l'évaluation du module parce qu'il ne demande que la multiplication de la longueur du trait lumineux par un coefficient constant. En fait il sera nécessaire de régler la tension du générateur E à une valeur telle que le trait horizontal lumineux de l'oscillogramme atteigne une longueur prescrite. Il n'est pas nécessaire de connaître la valeur exacte de la tension E .

Ainsi, la longueur du trait oblique lumineux indique la valeur du module tandis que la pente de cette droite montre l'argument de l'impédance.

La lecture de la valeur du module de l'impédance est réalisée par l'introduction, entre les points e et a du circuit de la fig. 1, d'une résistance pure r dont la valeur exacte est connue. La différence de potentiel entre ces deux points, $U_{ea} = r I$, est appliquée à la seconde paire horizontale de plaques déviatrices (ceci donne en même temps l'axe horizontal de l'oscillogramme).

Étant donné que le module de l'impédance mesurée est $Z = \frac{U_{ab}}{I} = r \frac{U_{ab}}{U_{ea}}$, nous pouvons nous

arranger pour que la longueur de la droite l_{ab} (qui correspond à la tension U_{ab} multipliée par la constante de sensibilité k de l'oscillographe) donne la mesure du module, si nous fixons la résistance r ainsi que la tension U_{ea} constantes. Il faut donc, par le réglage de la f.é.m. du générateur E ajuster la longueur $l_{ea} = k U_{ea}$ toujours à la même valeur qui serait (pour un appareil de mesure réalisé selon cette méthode) fixée par avance pour faire du quotient

$s = \frac{r}{l_{ea}}$ un nombre fixe et rationnel. De cette manière, le module sera donné par :

$$Z = \frac{U_{ab}}{U_{ea}} r = \frac{k l_{ab}}{k l_{ea}} r = \left(\frac{r}{l_{ea}} \right) l_{ab} = s l_{ab}$$

La valeur de la résistance r peut être choisie selon le besoin et la gamme des modules à mesurer, mais il vaut mieux qu'elle soit un multiple de 10 ohms. Aussi est-il possible de choisir, selon la valeur de la f.é.m. E disponible, la longueur appropriée de la droite horizontale l_{ea} .

En tout cas, il est du plus grand intérêt, tant pour la précision de la mesure que pour la rapidité

s'il se l... résultats, d'avoir sur l'écran du tation.

... système polaire dont le centre l'intersection de deux droites lumineuses.

... l'oscillogramme obtenu (voir la fig. 8). Les lignes ... les (en utilisant éventuellement l'interpolation si la droite lumineuse se trouve entre

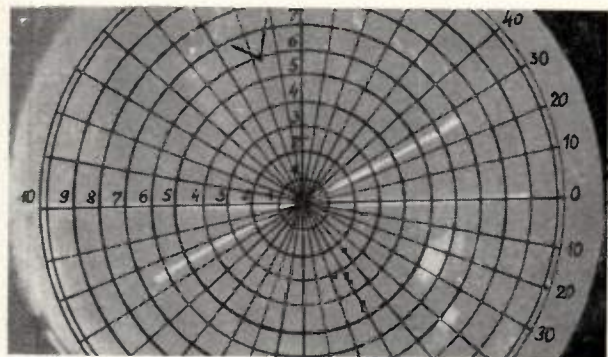


Fig. 8

deux rayons) faciliteront la lecture de l'angle de phase tandis que les cercles concentriques rendront

plus exacte la détermination du rapport $\frac{l_{ab}}{l_{ea}}$,

sans avoir besoin de mesurer ces deux longueurs. Il sera plus commode si la distance entre les cercles consécutifs est de 5 mm et si l'on fait la longueur de la droite horizontale égale au diamètre d'un de ces cercles. Si on constate, par la mesure de l'angle de phase, que l'impédance inconnue ne possède pas de composante réactive, son module ou plutôt sa résistance R sera également défini par la longueur de la droite lumineuse qui deviendra horizontale par la réduction de la résistance ρ à la valeur zéro.

Si l'impédance est purement réactive, on obtiendra, avec la réactance additionnelle en court-circuit, une ellipse de la forme présentée dans la figure 5. En réglant la résistance ρ , on transformera cette ellipse en un cercle et l'on mettra ensuite la clé K dans la position 2. Par cette manipulation, la droite lumineuse verticale (autre l'angle de phase de 90°) indique, par sa longueur, le module (ou plutôt la réactance X) de l'impédance mesurée.

Question du signe de l'angle de phase.

A la figure 1 il était supposé que l'impédance Z possède un caractère inductif ce qui nous a amené à mettre en série un condensateur variable sans pertes pour réaliser la résonance du circuit. Dans le cas d'une impédance de caractère capacitif, il serait théoriquement indiqué d'introduire à la place du condensateur un variomètre ou une bobine d'inductance variable. Cependant, il est impossible d'éviter en même temps l'introduction de certaines résistances fixes ou variables, dont la présence empêchera d'obtenir, à l'aide de la résistance ρ , le cercle nécessaire (montré sur la fig. 6). Dans ce cas-là, on aurait sur l'écran une ellipse qu'on devrait transformer, par le réglage de la résistance ρ , de telle façon qu'elle touche les côtés d'un carré circonscrit imaginé. Mais, ceci rendrait la mesure plus difficile

et, surtout, moins exacte. C'est pourquoi il sera nécessaire d'ajouter en série une bobine L' ayant une grande inductance fixe et dont la résistance est la plus petite possible, afin que sa réactance soit plus grande que la composante réactive de l'impédance mesurée. Aussi introduit-on en série avec cette bobine un condensateur variable sans pertes. C' qui aura servi à l'établissement de la résonance du circuit. Ainsi la réactance $X' = \omega L' - \frac{1}{\omega C'}$ peut compenser l'éventuelle composante capacitive de l'impédance mesurée (1).

La bobine L' le cas échéant, sera introduite dans le circuit de mesure à l'aide d'un commutateur. Si on intervertit les conducteurs qui relient par exemple la paire verticale des plaques déviatrices (points d et c), la droite lumineuse de l'oscillogramme se présentera dans les quadrants II et IV, c. à d. qu'elle indiquera des angles négatifs.

Sans ce petit changement, la droite oblique resterait dans le premier et le troisième quadrant, quel que soit le caractère de l'impédance Z . Par ce dispositif — on obtient automatiquement sur l'écran du tube, pendant la mesure, l'angle de phase en grandeur et en signe.

Dans le cas d'une impédance purement réactive, son signe (c.à.d. s'il s'agit d'une réactance capacitive ou inductive) sera connu, après les mesures de l'angle et du module effectuées, par l'introduction du condensateur (de capacité suffisante), jusqu'ici en court-circuit à l'aide du commutateur K mis sur la position 1.

S'il apparaît une ellipse horizontale, la réactance X est capacitive (φ est négatif). Dans le cas contraire, l'ellipse verticale montre que la réactance X est inductive et l'angle φ est positif.

Contrôles expérimentaux.

Dans le but de contrôler l'exactitude de la méthode décrite, on a employé une impédance constituée d'une bobine, sans noyau de fer dont l'inductance et la résistance étaient respectivement :

$$L = 2,5 \text{ H} \quad \text{et} \quad R_1 = 360 \Omega$$

A ceci on a ajouté en série une résistance pure :

$$R_2 = 1\,040 \Omega.$$

Pour la résistance fixe r , qui se trouve entre le générateur E et l'impédance inconnue Z (voir fig. 1), a choisi la valeur de $2\,200 \Omega$. Le tube cathodique à deux faisceaux d'électrons avait pour chaque système la même sensibilité dans les deux sens :

$$(K = \frac{4}{3} \text{ V/mm}).$$

L'expérience était faite à la fréquence de 50 Hz.

(1) Si la résistance de la bobine L' n'est pas négligeable, il vaut mieux que les différences de potentiel aux extrémités de la réactance X' et de la résistance ρ ne soient pas comparées et égalées au moyen de cercle, mais séparément — comme les deux droites lumineuses — en court-circuitant l'un ou l'autre des éléments.

Par le calcul on obtient pour le module de l'impédance :

$$Z = \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (\omega L)^2} \\ = \sqrt{(360 + 1\,040)^2 + (2\pi \cdot 50 \cdot 2,5)^2} = 1\,606 \, \Omega$$

et pour l'argument :

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R_1 + R_2} = \arctg \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 2,5}{360 + 1\,040} \approx \frac{\pi}{6}$$

(plus exactement $29^\circ 15'$).

La résonance était réalisée au moyen d'un condensateur de $1 \, \mu F$, grâce auquel l'ellipse de la photographie 2 a été transformée en une droite oblique montrée sur la photographie 3.

A l'aide de la clé K (fig. 1) mise sur la position 2, on a obtenu une des ellipses de la photographie 5. Quand la résistance variable ρ a atteint la valeur de $800 \, \Omega$, l'oscillogramme elliptique de la fig. 5 est devenu circulaire comme le montre la photographie 6 (1). Remettant la clé K dans la position 1, on a pu photographier l'oscillogramme de la figure 7. Il permet de voir que l'angle de phase était un peu plus petit que 29° , ce qui signifie que l'erreur n'était pas plus grande que $1 \, \%$.

La longueur de la droite horizontale $|l_h|$ a été fixée, par la réglage de la tension de la source électrique (au moyen d'un auto-transformateur) à la valeur de $44 \, \text{mm}$. Ainsi, le module de l'impédance mesurée, calculé à la base de l'oscillogramme et de la résistance r était :

$$Z = \frac{r}{l_h} l_0 = \frac{2\,200}{44} \cdot 32 = 50,32 = 1\,600 \, \Omega,$$

étant donné que la droite oblique avait pour longueur

$$l_0 = 32 \, \text{mm} \text{ (la constante } s = \frac{r}{l_h} \text{ était, donc, pour le}$$

$$\text{système choisi } \frac{2\,200}{44} = 50 \, \Omega/\text{mm}).$$

La concordance des résultats pour le module de l'impédance était donc très bonne (erreur plus petite que $0,5 \, \%$).

La précision des deux lectures est d'autant plus grande que l'oscillogramme est plus fin et plus grand.

Conclusion.

L'observation des caractéristiques d'une impédance à l'oscilloscope cathodique, de manière que l'on voie sur son écran l'angle même et le module de l'impédance mesurée, est réalisée à l'aide de la résonance des éléments ajoutés en série et par la comparaison des différences de potentiel dont la proportionnalité reste sauvegardée sur l'oscillogramme. Au lieu d'une ellipse, une droite oblique lumineuse indique, par sa position et sa longueur, l'argument et le module de l'impédance inconnue. L'emploi de

l'oscilloscope à deux faisceaux électroniques et deux systèmes déviateurs séparés est souhaitable, bien que la méthode proposée puisse être appliquée à l'oscilloscope ordinaire également. Dans ce dernier cas, il est indispensable d'avoir, superposé devant l'écran du tube, un réseau des coordonnées de système polaire (fig. 8).

On prévoit un certain nombre de commutateurs appropriés pour rendre la manipulation de mesure

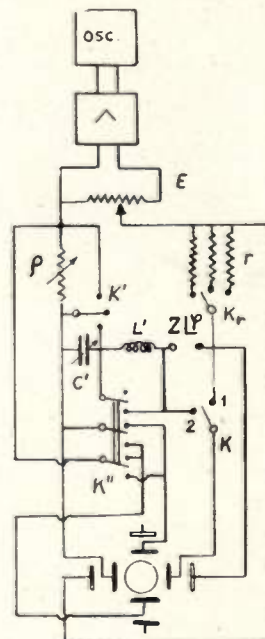


Fig. 9

plus rapide et plus commode. De cette façon on peut construire un appareil compact avec tous les réglages et commutations nécessaires pendant la mesure et qui peut servir, par exemple, aux essais d'une impédance soumise aux différentes conditions de travail. Le schéma de principe simplifié d'un tel appareil est présenté à la fig. 9. Les liaisons du tube cathodique même n'y sont pas représentées. Les amplificateurs et la base de temps ne sont pas nécessaires pour l'emploi du tube. Le commutateur simple tripolaire K' sert à la mise éventuelle en court-circuit du condensateur C' et de la résistance p . Le commutateur triple bipolaire K'' met en court-circuit la bobine auxiliaire L' et assure le changement des liaisons destiné à l'indication exacte du signe de l'angle de phase mesuré. Le commutateur K_r facilite le choix de la résistance r qui correspond le mieux selon la valeur du module mesuré, la f.é.m. du générateur et la sensibilité du tube.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. OUZOUNOFF, Emploi de l'ellipse de Lissajous pour quelques mesures avec l'oscillographe à rayons cathodiques, *L'Onde électrique* février 1939, p. 70-82.
- [2] W. NIJENHUIS, Measurement of phase angles by the c. r. oscillographs, *Revue technique Philips*, juillet 1940, p. 189-216.
- [3] F. CHARD, Visible vectors, *Electronic Engineering*, décembre 1948, p. 402.
- [4] W. LUTZ, Direkte Phasenmessung mit Braunischen Röhre, *Elektr. Nachricht. Technik*, 14, 1937, p. 307.
- [5] A. RUHRMAN, Hochfrequenz-Phasenmessung mit directer Anzeige, *Archiv für technisches Messen*, mai 1950, V 3631-3.

(1) La réactance du condensateur C était en réalité

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 796 \, \Omega.$$

ONDES DE COURANT SANS TENSION ET DE TENSION SANS COURANT SUR DEUX LIGNES PARALLÈLES

PAR

M. COTTE

Professeur à la Faculté des Sciences de Poitiers.

Considérons deux lignes parallèles, couplées électromagnétiquement, les deux lignes ayant un conducteur commun qui peut être le sol. V_1 et V_2 étant les tensions des conducteurs non communs par rapport au conducteur commun, I_1 et I_2 les courants circulant dans les conducteurs non communs (fig. 1), les équations des lignes sont :

$$(1) \quad \left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial I_1}{\partial x} = C_{11} \frac{\partial V_1}{\partial t} + C_{12} \frac{\partial V_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial I_2}{\partial x} = C_{12} \frac{\partial V_1}{\partial t} + C_{22} \frac{\partial V_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial V_1}{\partial x} = \alpha_{11} \frac{\partial I_1}{\partial t} + \alpha_{12} \frac{\partial I_2}{\partial t} \\ -\frac{\partial V_2}{\partial x} = \alpha_{12} \frac{\partial I_1}{\partial t} + \alpha_{22} \frac{\partial I_2}{\partial t} \end{array} \right.$$

Dans les équations (1), x est l'abscisse d'une section de ligne, t le temps ; les C_{ij} sont les capacités linéiques, les α_{ij} sont les inductances linéiques. Les C_{ij} sont des nombres tandis que les α_{ij} sont les opérateurs, fonctions de l'opérateur $\frac{\partial}{\partial t}$ puisque la répartition des courants dans la section du fil dépend de la fréquence. Quand on peut supposer une conductivité infinie, les courants sont superficiels, et les α_{ij} se réduisent aux coefficients d'inductance externe, qui sont des nombres reliés aux C_{ij} par :

$$(2) \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{11} = C_{22} \Delta \\ \alpha_{12} = -C_{12} \Delta \\ \alpha_{22} = C_{11} \Delta \end{array} \right.$$

avec :

$$(3) \quad \Delta = \frac{1}{c^2 (C_{11} C_{22} - C_{12}^2)}$$

Les formules (2)(3) supposent toutes les grandeurs mesurées en U.E.M. On y représente par c la vitesse des ondes dans le milieu. Elles sont exactes même si les effets de proximité ne sont pas négligeables et si les sections des conducteurs ne sont pas circulaires.

Il en résulte, toujours dans le cas de conducteurs parfaits, que la solution générale du système (1) peut s'écrire :

$$(4) \quad \left\{ \begin{array}{l} V_1 = F\left(t + \frac{x}{c}\right) - \Phi\left(t - \frac{x}{c}\right) \\ \quad - c \alpha_{11} \left[G\left(t + \frac{x}{c}\right) + \psi\left(t - \frac{x}{c}\right) \right] \\ I_1 = -\frac{c \alpha_{22}}{\Delta} \left[F\left(t + \frac{x}{c}\right) + \Phi\left(t - \frac{x}{c}\right) \right] \\ \quad + G\left(t + \frac{x}{c}\right) - \psi\left(t - \frac{x}{c}\right) \\ V_2 = -c \alpha_{12} \left[G\left(t + \frac{x}{c}\right) + \psi\left(t - \frac{x}{c}\right) \right] \\ I_2 = \frac{c \alpha_{12}}{\Delta} \left[F\left(t + \frac{x}{c}\right) + \Phi\left(t - \frac{x}{c}\right) \right] \end{array} \right.$$

où F , G , Φ , ψ , sont des fonctions arbitraires. La formule (4), que nous avons établie dans une publication à la Revue Générale de l'Electricité (1) traduit la superposition de deux ondes F et Φ , caractérisées par un courant sans tension sur la ligne induite, et de deux ondes G et ψ caractérisées par une tension sans courant sur la ligne induite. Toutes ces ondes se propagent avec la vitesse c . Ces résultats ne supposent en aucune façon une symétrie ou un couplage faible entre les deux lignes. Dans le même

(1) M. COTTE, *Revue Générale de l'Electricité*, août 1947, tome 56, p. 343-352. On notera que dans cette publication, la transformation de Carson, et non, comme ici, la transformation de Laplace, est à la base des correspondances symboliques.

article, nous avons étudié la propagation sur des lignes de longueur finie, lorsque, la ligne inductrice étant fermée sur son impédance caractéristique, et la ligne induite sur des résistances de valeurs diverses, ou sur une capacité, on applique brusquement

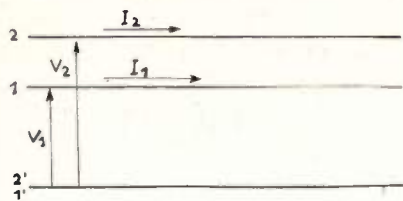


FIG. 1.

à la ligne inductrice une tension unité. Il suffirait d'appliquer aux résultats obtenus une dérivation par rapport au temps, pour trouver ce que l'on obtiendrait en remplaçant la tension unité par une impulsion de tension représentée par la fonction de Dirac. Cela est si facile que nous n'insisterons pas davantage.

Si l'on veut tenir compte des résistances, tout en supposant un couplage fort, les calculs deviennent beaucoup plus compliqués. Ils restent abordables quand il y a symétrie entre la ligne inductrice et la ligne induite, c'est-à-dire quand :

$$(5) \quad \alpha_{11} = \alpha_{22} \quad C_{11} = C_{22}$$

On sait qu'il est commode alors de prendre comme inconnues :

$$(6) \quad \begin{cases} V = \frac{V_1 + V_2}{2} & I = \frac{I_1 + I_2}{2} \\ V' = \frac{V_1 - V_2}{2} & I' = \frac{I_1 - I_2}{2} \end{cases}$$

En posant :

$$(7) \quad \begin{aligned} \alpha &= \alpha_{11} = \alpha_{22} & \alpha' &= \alpha_{12} \\ C &= C_{11} = C_{22} & C' &= C_{12} \end{aligned}$$

on obtient le système équivalent à (2)

$$(8) \quad \begin{cases} -\frac{\partial I}{\partial x} = (C + C') \frac{\partial V}{\partial t} \\ -\frac{\partial V}{\partial x} = (\alpha + \alpha') \frac{\partial I}{\partial t} \\ -\frac{\partial I'}{\partial x} = (C - C') \frac{\partial V'}{\partial t} \\ -\frac{\partial V'}{\partial x} = (\alpha - \alpha') \frac{\partial I'}{\partial t} \end{cases}$$

A partir des solutions de (8), les relations (6) donnent :

$$(9) \quad \begin{aligned} V_1 &= V + V' & I_1 &= I + I' \\ V_2 &= V - V' & I_2 &= I - I' \end{aligned}$$

Ainsi les courants et les tensions des conducteurs peuvent être envisagés comme la superposition d'une onde V, I que l'on peut appeler onde homopolaire, et d'une onde V', I' que l'on peut appeler onde hétéropolaire. On comprend immédiatement ces dénominations si on note que quand V' et I' sont nuls les conducteurs non communs aux deux lignes sont à la même tension et sont parcourus par le même courant, et que quand V et I sont nuls, les conducteurs non communs sont à des tensions opposées et sont parcourus par des courants opposés. Les équations (8) montrent que les ondes homopolaires et hétéropolaires se propagent de façon indépendante. L'onde homopolaire se propage comme le ferait une onde sur une ligne simple de constante de propagation Γ telle que :

$$(10) \quad \Gamma^2 = (C + C') (\alpha + \alpha')$$

et d'impédance caractéristique :

$$(11) \quad Z = \sqrt{\frac{\alpha + \alpha'}{C + C'}}$$

L'onde hétéropolaire se propage comme le ferait une onde sur une ligne simple de constante de propagation Γ' telle que :

$$(12) \quad \Gamma'^2 = (C - C') (\alpha - \alpha')$$

et d'impédance caractéristique :

$$(13) \quad Z' = \sqrt{\frac{\alpha - \alpha'}{C - C'}}$$

Il reste à rapprocher ces résultats bien connus des résultats relatifs à l'onde de tension sans courant et à l'onde de courant sans tension des lignes sans résistances. Dans ce cas l'onde homopolaire et l'onde hétéropolaire se propagent toutes deux avec la vitesse de la lumière et Z et Z' sont des résistances pures.

L'onde de tension sans courant sur la ligne 2 est alors une onde où les courants homopolaires et hétéropolaires sont égaux :

$$(14) \quad \begin{aligned} I_1 &= I = I' & I_2 &= 0 \\ V_1 &= \frac{Z + Z'}{2} I_1 & V_2 &= \frac{Z - Z'}{2} I_1 \end{aligned}$$

L'onde de courant sans tension sur la ligne 2 est une onde où les tensions homopolaires et hétéropolaires sont égales :

$$(15) \quad \begin{aligned} V_1 &= V = V' & V_2 &= 0 \\ I_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z'} \right) V_1 & I_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Z} - \frac{1}{Z'} \right) V_1 \end{aligned}$$

Dans le cas où les conducteurs sont résistants, on peut, en première approximation et en absence de perditance, supposer que α_{12} garde la valeur (2)

tandis que α_{11} et α_{22} sont augmentés d'un opérateur β représentant l'impédance linéique interne. Dans ce cas, les ondes homopolaires et hétéropolaires ont des constantes de propagation Γ et Γ' différentes.

Bornons nous aux ondes se propageant sur la ligne dans un sens déterminé, par exemple de gauche à droite. Ce qui tient lieu de l'onde de tension sans courant sur la ligne induite, est une onde où les courants homopolaires et hétéropolaires sont égaux à l'origine de la ligne ($x = 0$). Dans le cas où on applique à la ligne 1 à l'instant origine une impulsion de courant définie par la fonction de Dirac elle sera représentée par :

$$(16) \quad \begin{cases} I_1(x) = \frac{1}{2} (e^{-\Gamma x} + e^{-\Gamma' x}) \\ I_2(x) = \frac{1}{2} (e^{-\Gamma x} - e^{-\Gamma' x}) \\ V_1(x) = \frac{1}{2} (Z e^{-\Gamma x} + Z' e^{-\Gamma' x}) \\ V_2(x) = \frac{1}{2} (Z e^{-\Gamma x} - Z' e^{-\Gamma' x}) \end{cases}$$

Dans les formules (16), Z et Z' , Γ et Γ' sont des expressions opératorielles définies par (11) (13) (12) (10).

De même, ce qui tient lieu de l'onde qui crée un courant sans tension sur la ligne induite, sera, dans le cas où l'impulsion de tension appliquée à la ligne 1 en $x = 0$ est une impulsion de Dirac, l'onde :

$$(17) \quad \begin{cases} V_1(x) = \frac{1}{2} (e^{-\Gamma x} + e^{-\Gamma' x}) \\ V_2(x) = \frac{1}{2} (e^{-\Gamma x} - e^{-\Gamma' x}) \\ I_1(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{e^{-\Gamma x}}{Z} + \frac{e^{-\Gamma' x}}{Z'} \right) \\ I_2(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{e^{-\Gamma x}}{Z} - \frac{e^{-\Gamma' x}}{Z'} \right) \end{cases}$$

On tirera de (16) et (17) les valeurs instantanées des courants et des tensions au point x de la ligne,

(1) Les valeurs instantanées de $I_2(x, t)$ et $V_2(x, t)$ sont d'ailleurs respectivement nulles pour $t < \frac{x}{c}$.

en remplaçant l'opérateur $\frac{\partial}{\partial t}$ par la variable symbolique p , et en cherchant les originaux symboliques des fonctions de p obtenues.

Contrairement au cas de lignes sans résistance, les valeurs instantanées de $I_2(x, t)$ dans l'onde (16) et de $V_2(x, t)$ dans l'onde (17) ne sont plus identiquement nulles. Regardées comme fonctions de x et de t , ces valeurs, nulles en $x = 0$, peuvent devenir notables à une certaine distance de l'origine, et tendent à nouveau vers zéro pour x très grand.

Pour trouver ce qui caractérise les ondes (16) et (17), nous remarquerons que en absence de perditance les originaux symboliques de $e^{-\Gamma x}$ et $e^{-\Gamma' x}$, intégrés depuis l'instant $t = -\infty$ jusqu'à l'instant $t = \infty$ ont pour valeur l'unité ; en effet, ces intégrales représentent les valeurs atteintes pour t infini par la tension ou le courant au point x d'une ligne de constante de propagation Γ ou Γ' lorsqu'on applique à l'instant zéro à l'origine de la ligne, respectivement une tension ou un courant unité. Ainsi l'intégrale de $I_2(x, t)$ pour l'onde (16), de $V_2(x, t)$ pour l'onde (17), prises au point x depuis $t = -\infty$ jusqu'à $t = \infty$ seront nulles (1).

Cette propriété des intégrales, établie dans le cas où $I_1(0, t)$ et $V_1(0, t)$ sont respectivement représentées par une fonction de Dirac est indépendante de cette hypothèse. En effet $I_2(x, t)$ et $V_2(x, t)$ seront donnés par la convolution de $I_1(0, t)$ et $V_1(0, t)$ avec l'original des tensions et des courants représentés par (15) ou (16) ; la relation de convolution :

$$h = f * g$$

entre les trois fonctions $f(t)$, $g(t)$ et $h(t)$ a pour conséquence :

$$(18) \quad \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) dt$$

et le premier membre de (18) est nul, si l'un des facteurs du second membre est nul.

En résumé, il existe sur la ligne induite des ondes telles que, en tout point x , l'intégrale du courant, ou l'intégrale de la tension, prises dans le temps, soient nulles. Ces ondes se réduisent à des ondes de tension sans courant, ou de courant sans tension, lorsqu'on suppose que la résistance des conducteurs des lignes tend vers zéro.

ISOLEMENT PHONIQUE DES STRUCTURES LÉGÈRES

PAR

J. PUJOLLE

*Ingénieur en Chef des Télécommunications à la
Radiodiffusion-Télévision Française*

ET

R. LAMORAL

*Ingénieur des Télécommunications à la
Radiodiffusion-Télévision Française
Master of Science de l'Université d'Harvard*

Dans les mesures dont nous décrivons ici la première partie, le but recherché est de trouver des éléments légers composites, pouvant constituer selon le cas, des cloisons amovibles ou des portes acoustiques de poids réduit.

Pour cette raison, nous nous étions fixés un poids maximum à ne pas dépasser de 15 kg/m², soit environ 50 kg par mètre de cloison pour un étage de hauteur moyenne. On voit que, de cette manière, les éléments en question peuvent être manipulés sans difficulté si le besoin se fait sentir de déplacer une cloison.

Généralités.

Rappelons que l'isolement donné par une paroi pleine à un bruit produit en salle réverbérante, est donné théoriquement par la formule suivante :

$$T.L. = 10 \log_{10} \frac{a_2}{\log_e (1 + a_2)}$$

$T.L.$ est l'isolement apporté par la paroi (transmission loss) et $a = \frac{m \omega}{\rho c}$ où :

m : est la masse par unité de surface du matériau ;

ω : est la pulsation correspondant à la fréquence produite ;

ρ : est la densité de l'air ;

c : est la vitesse du son.

(Donc $\rho c = 42$).

Nous avons volontairement donné dans nos résultats l'affaiblissement sonore normalisé.

Celui-ci est $R = L_1 - L_2 + 10 \log_{10} \frac{T}{0,5}$ (en décibels)
 L_1 étant le niveau dans la salle I,

L_2 le niveau dans la salle 2, et T le temps de réverbération dans la salle de réception à la fréquence considérée (fig. 1).

On obtient ainsi un chiffre correspondant aux valeurs utilisées dans la pratique entre deux bureaux normalement meublés ($T = 0,5$ seconde). Notre

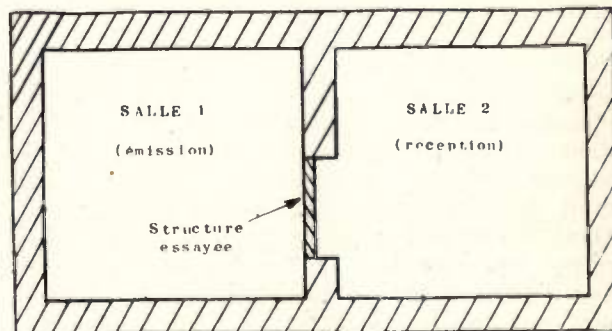


FIG. 1.

terme correctif $10 \log_{10} \frac{0,5}{T}$ variait entre 1,4 et 1,8 décibels.

Nous rappellerons aussi qu'à une certaine fréquence dite « critique », la composante de la vitesse du son sur la paroi $\frac{c}{\sin \theta}$ et la vitesse libre du panneau

$\sqrt[4]{\frac{E d}{12 m}} \sqrt{\omega}$ sont égales, d'où la fréquence critique :

$$f \text{ critique} = \frac{c^2}{2 \pi d} \sqrt{\frac{12 \rho_w}{E}}$$

où c est la vitesse du son ;
 d l'épaisseur de la paroi.

E le module d'Young du matériau constituant la paroi ;

ρ_w la densité du matériau constituant la paroi.

Cette fréquence critique ne doit évidemment pas être confondue avec la ou les fréquences de résonance de la paroi.

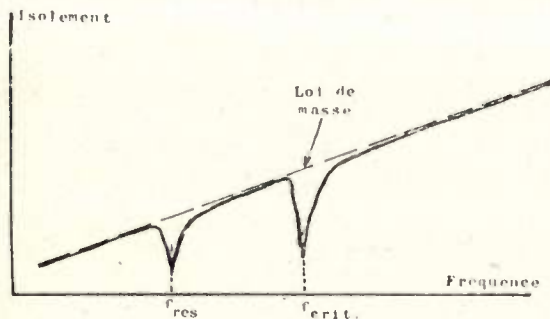


FIG. 2.

Finalement, l'isolement théorique apporté par une cloison devrait avoir la forme indiquée sur la figure 2.

En pratique, on trouve des résultats meilleurs que ceux prévus par la loi de masse aux fréquences basses, et plus mauvais aux aigües, au lieu de la droite inclinée de 6 dB/octave théorique.

Méthode de mesure et appareillage.

Les structures complexes expérimentées étaient placées dans une ouverture de 2,12 m. de haut sur 0 m 88 de large, dimensions voisines de celles d'une porte, mais malheureusement, un peu trop petites pour un élément de cloison. Le panneau séparait deux chambres de 60 m³ environ. Dans l'une, la source sonore était constituée par 2 haut-parleurs alimentés par un générateur BF à compression, donnant un son de fréquence modulée à ± 35 c/s à la vitesse de 4 c/s. Un microphone à bobine mobile était placé dans cette chambre près du panneau. Dans la chambre de réception, un microphone du même type recueillait le son et l'envoyait sur un enregistreur de niveau rapide. Un système de commutation rapide permettait de passer continuellement d'un microphone à l'autre pour attaquer l'enregistreur.

Les mesures étaient faites aux fréquences normalisées suivantes : 100, 125, 160 c/s et leurs doubles successifs jusqu'à 3 200 c/s.

Nous avons donné dans les courbes les valeurs moyennes pour trois groupes de fréquences :

- le groupe 100, 125, 160, 200, 250, 320 c/s (basses)
- le groupe 400, 500, 640, 800, 1 000, 1 250 c/s (médiums) ;
- le groupe 1 600, 2 000, 2 500, 3 200 c/s (aigües).

Au début de chaque série de mesures, le microphone de la salle 1 et celui de la salle 2 étaient placés côte à côte, et les chaînes d'amplification réglées de telle sorte que les niveaux d'inscription sur l'enregistreur soient les mêmes. Comme ceci ne pouvait être obtenu pour toutes les fréquences, un terme correctif était utilisé pour chacune des fréquences ci-dessus.

Matériaux utilisés.

Deux types de matériaux ont été essayés : duralumin et fibres de bois compressées (Novopan) ;

— les éléments en dural avaient 15/10 et 20/20 de m/m d'épaisseur, et pesaient 3,9 et 5,2 Kg/m² ;

— les éléments en Novopan avaient 16 et 25 m/m d'épaisseur, pesant respectivement 9,1 et 14,75 kg/m²

Le mode de fixation de ces éléments est tout à fait particulier.

Rappelons qu'un panneau a pour analogie élec-

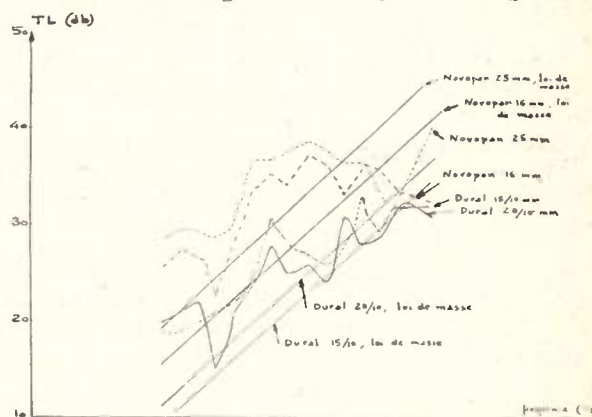


FIG. 3.

trique une self inductance (masse) en série avec une capacité (élasticité) ayant, en général, une résonance située dans les basses et de fréquence

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}}$$

K étant la raideur et m la masse unitaire du panneau.

Nous avons cherché à rejeter cette résonance vers les fréquences les plus basses possibles, en diminuant la raideur : on a utilisé pour cela un montage sur caoutchouc et Klégécell mou (à haute résilience).

Les isoléments sont donnés sur la figure 3 ainsi que la comparaison avec la loi de masse.

Structures composites.

I. — Éléments métalliques.

La figure 4 montre les résultats obtenus avec diverses combinaisons.

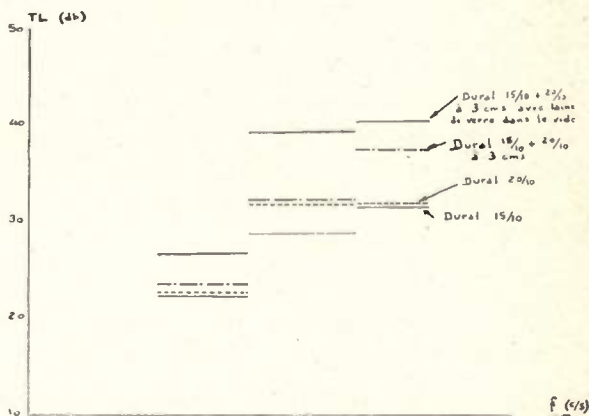


FIG. 4.

L'isolement aux basses ne peut être très élevé, vu l'extrême légèreté des éléments, mais de bons résultats sont obtenus aux médiums et aigües.

II. — *Eléments de bois.*

— on a étudié l'influence de l'écartement entre deux panneaux de Novopan (fig. 5), montrant l'intérêt de laisser un intervalle important entre les deux éléments.

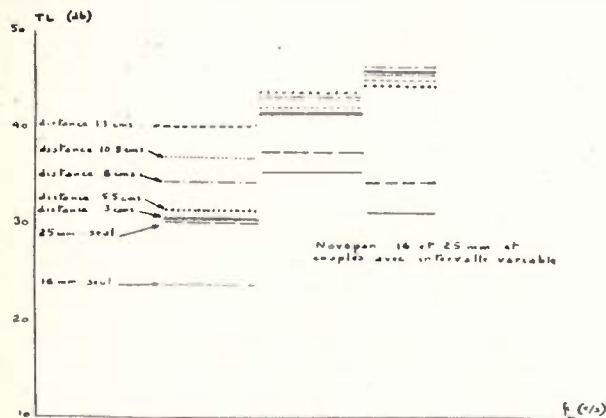


FIG. 5.

— pour un intervalle fixe de 8 cm, on a placé un troisième matériau dans l'intervalle, et les améliorations obtenues sont consignées sur la figure 6.

Il ressort de ces essais qu'il est possible, par exemple avec une structure complexe de 25 kg/m² (2 panneaux de Novopan avec laine de roche et tissu de verre dans l'intervalle) d'obtenir des isollements de 41 décibels dans les basses, 47 dB. dans les médiums et 49 dB dans les aigües, donc très supérieurs à ceux prédits par la loi de masse.

Ces résultats permettent donc de prévoir, pour

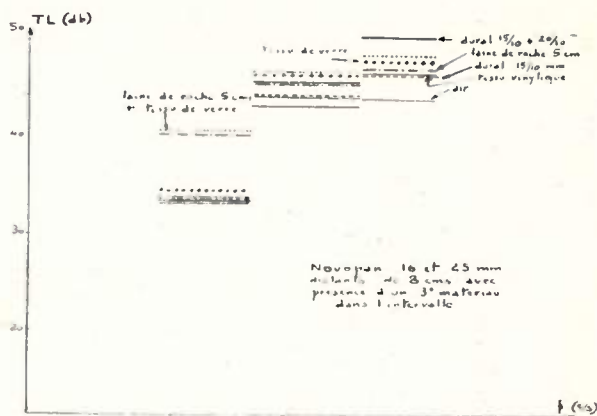


FIG. 6.

l'avenir, une utilisation de plus en plus large de ce type de structures, soit en éléments fixes, soit en éléments mobiles et portes acoustiques.

PHILOSOPHIE D'UN CONGRÈS

PAR

J. MATRAS

Secrétaire Général

Pourquoi philosophie ?

Si j'ai préféré ce mot à l'expression plus courante « Leçons d'un Congrès », c'est non seulement parce qu'il est d'aspect et de sonorité plus agréables, mais surtout parce que d'un contour à la fois plus flou et plus vaste.

Trop vaste et trop flou, direz-vous peut-être, amis techniciens ! Et, pourquoi s'écarter de la précision, de l'exactitude qui nous sont chères pour s'essayer à des raisonnements qui, depuis la plus haute Antiquité se sont toujours révélés semblables à eux-mêmes ? N'a-t-on pas, il y a des siècles déjà, constaté le caractère décevant de ces considérations hautement spéculatives ? Et n'est-ce pas parce qu'il était découragé par la stérilité de cette tournure d'esprit, que l'être humain a préféré s'orienter vers la résolution des problèmes posés avec rigueur, suivant une méthode à laquelle les Français sont fiers d'attacher le nom de Descartes ?

Alors, si nous revenons à notre Congrès, pourquoi assaisonner de commentaires apparemment inutiles des résultats qui se suffisent à eux-mêmes ? Laissons les philosophes discuter gravement avec les guérisseurs les astrologues, les voyants, tous ces personnages adorablement farfelus, aussi inaptes à envisager même la possibilité d'un contrôle expérimental qu'ignorants du calcul des probabilités et des fonctions aléatoires. Quant à nous, recueillons simplement sur un Cahier les résultats objectifs de nos travaux, confrontons-les, utilisons-les pour continuer, améliorer, perfectionner...

Non ! Il ne se peut pas que cette position à moitié négative vous satisfasse complètement. Tous rompus aux travaux techniques, nous savons tous que, à côté d'eux, il y a quelque chose qui les dépasse et qui, ce faisant, trouble nos esprits, gêne notre quiétude scientifique. Phénomène transcendant diront les uns ; changement de nature, de qualité du phénomène matériel initial, diront les autres.

Qu'importe ! cette autre chose existe — Notre Président y a fait allusion en parlant des conséquences bonnes ou mauvaises de l'Enregistrement.

Le Bon, le Mauvais — le Bien, le Mal — mots troubles, confus, incertains qui ne veulent peut-être rien dire, ou plutôt qui, dans leur enveloppe élastique enferment tant d'éléments contradictoires, accumulés depuis des siècles par les philosophes, les moralistes, les poètes et les hommes d'église, que l'on en vient à se demander — non sans angoisse — si, tous comptes faits, ils ne signifient pas à peu près la même chose, au gré des circonstances.

Et pourtant, existe-t-il un être humain que ces mots ne fassent pas frissonner ? Nous, hommes de Science, plus que tous autres, parce que plus lucides, et aussi peut-être plus responsables. Après avoir joué des progrès

de notre enfant, nous constatons avec étonnement, avec effarement, avec terreur, son développement extraordinaire... et nous en venons à parler de l'allure explosive de notre Civilisation !

Que sera le monde dans un siècle ? Nul n'ose l'envisager sans effroi. Les pauvres petits romans d'anticipation n'anticipent que de bien peu sur les découvertes les plus imprévues que nous apportent chaque jour les laboratoires de tous les coins du globe.

Il n'est pas jusqu'à ce domaine, pendant longtemps très sage, de l'Enregistrement qui ne commence à nous chatouiller désagréablement l'esprit.

Nous sommes loin de la reproduction des œuvres théâtrales ou des chansons de charme.

Déjà se profilent devant nous, les redoutables « mémoires », la cybernétique, la reconstitution du cerveau humain. Illusions ? C'est à voir. Car, dans certains domaines encore purement matériels — rapidité de calcul, exactitude — nous l'avons dépassé et de beaucoup, cet idéal autrefois inaccessible, cet organe pensant.

Certes, il est infiniment peu probable que nos « progrès » coïncident exactement avec son évolution naturelle. Ce n'est pas demain — s'il l'est un jour — qu'il sera reconstruit dans son intégralité. Mais qui nous interdit d'imaginer qu'à relativement brève échéance, certains éléments plus abstraits de notre pensée puissent être reconstitués et même considérablement amplifiés ?

Et alors, quelles lueurs imprévues, peut-être épouvantables, nous apportera le Robot-philosophe ? Rien que de l'envisager donne un peu le vertige...

Mais sans chercher si loin et si haut, ne voit-on pas déjà apparaître devant nous d'autres incidences plus simples et non moins lourdes de danger, de ce banal Enregistrement. Le phénomène d'auto-audition retardée, peut, nous a-t-on dit, provoquer le bégaiement. Quelle peut être la réaction d'un individu à qui l'on fait entendre sa voix enregistrée exprimant exactement le contraire de ce qu'il a dit ? C'est pourtant le résultat auquel nous permettent d'aboutir dès maintenant les triturations, montages, collages, coupures de films !

A quel bégaiement intellectuel généralisé ne nous préparent pas les progrès de l'Enregistrement sonore ?

De telles conséquences ne doivent-elles pas être équilibrées par d'autres éléments plus favorables ? et cela, non seulement dans le domaine purement technique, mais en marge, dans la frange irisée qui le borde ?

Lorsqu'il y a plus d'un an, sollicité par le Général LESCHI d'organiser ce Congrès de l'Enregistrement Sonore, j'ai pris certains contacts préalables, il m'a été donné de constater dès l'abord des réactions bien différentes. Si certains de mes interlocuteurs, comme mes amis LOVICH et MERCIER sont immédiatement entrés en résonance, d'autres m'ont fait valoir, avec

un remarquable bon sens, les raisons pour lesquelles la technique envisagée ne pouvait intéresser que peu de monde. Il faut rendre un hommage particulier au Bureau de la Société des Radioélectriciens qui n'a pas hésité, malgré ces critiques, à miser sur son succès : remarquable exemple de prise d'un risque calculé. Ce risque, nous savions qu'il existait et, pendant de longs mois, nous nous sommes trouvés en présence de données incertaines, soumis à la douche écossaise continue tantôt recevant des adhésions encourageantes, tantôt n'entendant que le silence en réponse à nos plus pressantes sollicitations. Il me faut ici insister sur le travail des modestes, des humbles, qui, construisant pierre à pierre, sans jamais un mot d'inquiétude, ont mis sur pied une organisation qui s'est révélée en fin de compte, tout à fait satisfaisante.

DECEZ et GUIRAUDON, TESTEMALE et Mme ANGEL, CHARLES et DIDIER, BRAILLARD et CLAVIER, ADAM et AUJAMES, CHAVASSE et LEHMANN, PIRAUX, DERIAUD et DUFOUR, WEILL-LORACH, ORAIN et PROTEAU, vos noms n'ont pas été prononcés et n'ont été imprimés qu'en petites lettres sur notre programme et pourtant c'est vous qui avez porté sur vos épaules tout le fardeau du Congrès. Vous n'attendez certes, aucun remerciement, car vous êtes aussi désintéressés qu'actifs. Aussi ne vous remercierai-je pas, mais pouvez-vous m'empêcher de citer en exemple, votre esprit de dévouement et aussi votre enthousiasme, qui, aplanissant toutes les difficultés, a spontanément fait naître en vous cet esprit d'équipe grâce à quoi tous vos efforts ont convergé, chacun travaillant pour tous — et tous pour chacun ?

Votre récompense, il vous a fallu l'attendre jusqu'au jour J d'ouverture lorsque vous avez pu constater que votre activité ne s'était pas déployée en vain.

Et cet esprit d'équipe que vous aviez créé, s'est en quelque sorte transposé pendant toute la durée du Congrès. Nous avons eu la joie, non seulement d'accueillir des collègues venant de toutes les parties du monde, de prendre contact avec les plus éminents techniciens en la matière — mais aussi de les voir travailler fraternellement pendant toute une semaine. Quelle belle chose et quelle leçon !

La notion de secret de fabrication, a déclaré notre Président, commence à devenir périmée : c'est sans doute un des magnifiques apports de la Science et de la Technique que d'apaiser des concurrences trop âpres aux ressorts souvent peu avouables — tout en développant cet esprit d'émulation qui fait appel, au contraire, à toute l'ingéniosité de votre intelligence et aussi à l'élan créateur, moteur universel de la vie et de la connaissance.

Quelle satisfaction d'œuvrer non plus « contre » mais « pour » ; non plus avec la volonté de décourager le voisin, de l'écraser, de l'anéantir, mais au contraire avec la détermination d'améliorer les réalisations, de les mettre chaque jour un peu mieux à la portée du public — donnant à chacun une place un peu plus grande au Soleil !

Un remarquable exemple de cette liberté d'expression, au sens plein d'un terme par trop galvaudé, a été donné par notre collègue M. BOUTRY. Surpris par le Congrès, en pleine étude, il n'a pas hésité à nous montrer les résultats qu'il avait obtenus dans ce domaine ingrat et si riche d'avenir de l'enregistrement des images. Ce faisant, il n'ignorait pas qu'il provoquerait des critiques ; mieux, il est allé au devant d'elles « la preuve qu'il s'agit d'une image enregistrée, c'est sa moins bonne qualité », nous a-t-il dit en souriant.

Mais combien de Congressistes avaient eu alors l'occasion de voir un tel spectacle ? bien peu, je pense — et si j'en juge par ce que j'ai entendu dire après la démonstration, — le résultat obtenu — malgré les conditions sommaires de l'expérience — était bien supérieur à ce que chacun attendait.

L'opération terminée, M. BOUTRY nous a conviés à examiner son appareillage : « il n'y a rien de secret — vous pouvez tout voir ».

Quelle belle simplicité de savant ! Et quel exemple !

Ainsi donc, non seulement sur le plan technique, mais d'une façon beaucoup plus vaste, notre Congrès de l'Enregistrement Sonore paraît avoir été fructueux.

A côté des résultats positifs qu'a pu apporter cette confrontation quasi universelle des techniciens les plus qualifiés, résultats dont il faudra tirer les conséquences pendant de nombreux mois — il a mis une fois de plus en valeur les belles qualités des hommes de Science — enthousiasme, limité par une juste appréciation du risque bien calculé ; esprit de fraternité, avivé et non freiné par une judicieuse émulation.

Il me plaît d'associer à cet hommage individuel, un hommage aux Collectivités qui ont patronné ou approuvé ou encouragé nos efforts :

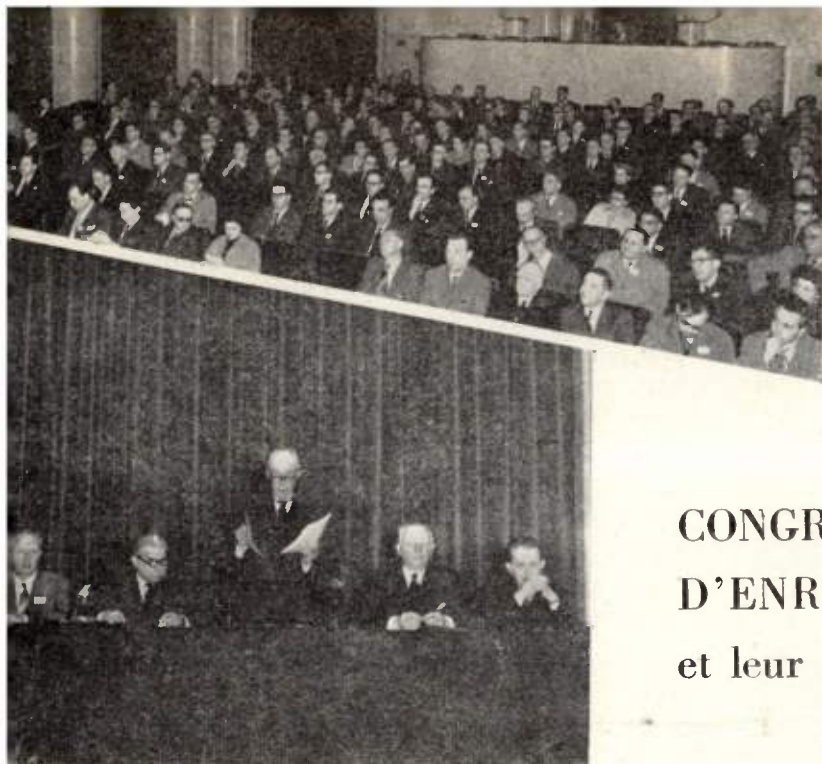
— organismes internationaux, comme l'UNESCO, l'UER, l'OIR, le CCIF, le CCIR ;

— organismes nationaux comme les Radiodiffusions Française et étrangères, le Centre National de la Cinématographie Française, la Commission Supérieure Technique du Cinéma ;

— organismes privés enfin, qui sous l'égide de la Fédération Nationale des Syndicats des Industries Radioélectriques et électroniques et de la Fédération des Syndicats des Industries Techniques du Cinéma français, ont joué un rôle si important dans la mise en place du Congrès.

Je me dois de remercier ici particulièrement la Radiodiffusion-Télévision française, le Centre National de la Cinématographie française et la Commission Supérieure Technique du Cinéma, le S.N.I.R., les Sociétés Pylar, Kodak Pathé et « le Matériel Téléphonique » qui nous ont apporté un puissant appui. Si je les cite ici explicitement, c'est dans le désir de faire naître cet esprit d'émulation auquel nous ferons appel une fois de plus, quand, très prochainement, nous organiserons un autre Congrès.

Le 20 Avril 1951.



VIE DE LA SOCIÉTÉ

CONGRÈS SUR LES PROCÉDÉS D'ENREGISTREMENT SONORE et leur extension à l'enregistrement des informations

en haut : La séance inaugurale dans le grand amphithéâtre de la Maison de la Chimie.

en bas : M. Le Prince Louis de BROGLIE prononçant son discours entouré de M. RABUTEAU et du Général LESCHI à droite, et de MM. PARODI, LOVICH et CHAVASSE à gauche.

Le Congrès sur les procédés d'enregistrement sonore et leur extension à l'enregistrement des informations, placé sous le Haut Patronat de Monsieur le Ministre du Commerce et de l'Industrie, Monsieur le Ministre des P.T.T., Monsieur le Ministre de l'Information, s'est tenu à Paris du lundi 5 au samedi 10 avril 1954, à la *Maison de la Chimie*, 28bis, rue Saint-Dominique.

Son Comité d'Honneur était présidé par Monsieur Le Prince Louis de BROGLIE, *Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences*.

Ce Congrès, ainsi que l'exposition publique du Matériel d'enregistrement, ouverte du lundi 5 au dimanche 11 avril, avaient été organisés par la :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS, avec le concours :

- du GROUPEMENT DES ACOUSTICIENS DE LANGUE FRANÇAISE (G.A.L.F.) ;
- du CENTRE NATIONAL DE LA CINÉMATOGRAPHIE FRANÇAISE ;
- de la COMMISSION SUPÉRIEURE TECHNIQUE DU CINÉMA ;
- de la RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE ;
- de la FÉDÉRATION NATIONALE DES SYNDICATS DES INDUSTRIES RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES ;
- de la FÉDÉRATION DES SYNDICATS DES INDUSTRIES TECHNIQUES DU CINÉMA FRANÇAIS.

EXPOSITION PUBLIQUE DU MATÉRIEL D'ENREGISTREMENT

L'Exposition publique du Matériel ouverte tous les jours en permanence de 10 h. à 18 h. du lundi 5 au dimanche 11 avril, réunit une cinquantaine d'exposants tant français qu'étrangers (ALLEMAGNE, ANGLETERRE, BELGIQUE, ÉTATS-UNIS).

Elle fut présentée à la presse par Monsieur le Général LESCHI, *Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française* et inaugurée par Monsieur GARDELLINI, *Directeur du Cabinet de Monsieur le Ministre de l'Information*.

Enfin, Monsieur HUGUES, *Ministre de l'Information* fit l'honneur de venir en personne visiter l'exposition le jeudi 8 avril.

Les stands présentaient les matériels les plus modernes en matière d'enregistrement notamment sur bandes magnétophones, d'amplificateurs, de projecteurs de cinéma, de circuits imprimés, d'appareils de mesure, de machines d'essais de bandes, ainsi que de nombreuses pièces détachées.

Les visiteurs pouvaient assister, en particulier à des démonstrations des nombreuses possibilités de l'enregistrement et faire enregistrer leur voix.

La RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE avait aménagé un petit studio d'interview où chacun pouvait faire enregistrer sa voix sur un disque 78 tours qui lui était remis gracieusement.

Inauguration du stand de la Presse Technique.

M. HUGUES, Ministre de l'Information devant la maquette de la maison de la Radio à Paris.

Le stand de la R.T.F. On reconnaît M. GARDELLINI, directeur de cabinet de M. le Ministre de l'Information examinant la machine pour essais de bandes magnétiques.



CONGRÈS

Le Congrès réunit un grand nombre de participants tant Français qu'étrangers, près de 600 inscriptions furent recueillies.

Cent cinquante personnalités étrangères environ, appartenant à 22 Nations, vinrent à Paris à cette occasion.

Les organismes Officiels Internationaux, les Sociétés scientifiques étrangères avaient tenu à envoyer des représentants parmi lesquels on peut citer :

Le C.C.I.R., le C.C.I.F., l'U.N.E.S.C.O., l'U.E.R., l'O.I.R., les représentants de la République Démocratique Allemande, la République Fédérale Allemande, l'Angleterre, l'Autriche, la Belgique, le Danemark, l'Espagne, l'Égypte, la Finlande, le Guatemala ; la Hollande, l'Italie, le Luxembourg, Monaco, la Pologne, le Portugal, le Royaume-Uni, la Sarre, la Suède, la Suisse, l'U.R.S.S., les U.S.A.



Le studio d'interviews.

Le programme du Congrès comportait à la fois des communications et des visites d'usines, de studios et d'installation techniques. Près de 80 communications furent présentées sur les principaux sujets suivants :

- Les techniques de base (enregistrement mécanique, photographique, magnétique) développées à l'origine pour l'enregistrement sonore et utilisées par la suite pour l'enregistrement de toutes autres informations ;
- Les développements récents des matériaux utilisés (émissions photographiques, produits magnétiques, semi-conducteurs) ;
- Les domaines d'application des techniques de l'enregistrement, cinéma, radiodiffusion, télévision, disques, mémoires ;
- Les tout derniers progrès en matière d'enregistrement d'images de télévision sur bande magnétique.

Les visites d'usines, de studios et de laboratoires, organisées au Centre de Studios PIERRE BOURDAN (Radiodiffusion-Télévision Française) aux Sociétés KODAK-PATHÉ (Vincennes), PATHÉ-MARCONI (Chatou), PYRAL (Créteil), aux studios et laboratoires de Cinéma de Joinville et Saint-Maurice, ainsi que ceux de Boulogne et St-Cloud et enfin au cinéma Gaumont Palace, attirèrent de nombreux spécialistes.

En outre, les congressistes ont été reçus à l'Hôtel de Ville par Monsieur FRÉDÉRIC DUPONT, Président du Conseil Municipal de Paris, le lundi 5 avril à 17 h.

La RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE offrit le lundi 5 avril, une soirée de Variétés au Théâtre de l'Etoile où était représentée l'émission publique de télévision *Trente Six Chandelles* et le jeudi 8 avril au Théâtre des Champs Élysées, un Concert Symphonique par l'Orchestre National de la R.T.F. dirigé par Monsieur Jean FOURNET avec présentation de musique expérimentale et notamment de musique concrète.

Enfin le dîner du Congrès présidé par Monsieur RABUTEAU, Président de la Société des Radioélectriciens réunit environ 200

congressistes le vendredi 9 avril au Pavillon Dauphine au Bois de Boulogne.

Pour les dames accompagnant les congressistes, certaines sorties avaient été prévues, c'est ainsi que quelques places leur furent réservées chez les grands couturiers et qu'elles purent admirer la collection d'été de C. DIOR, P. BALMAIN, WORTH et Madeleine de RAUCH. Une visite à la *Malmaison*, offerte par l'Accueil de Paris, eut lieu le jeudi après-midi. Enfin, quelques places de cinéma, gracieusement offertes par la Confédération Nationale du Cinéma, furent distribuées à celles qui n'étaient pas intéressées par les visites techniques des mercredi et vendredi après-midi où elles étaient conviées en même temps que leurs maris.

Le Congrès fut agréablement clôturé, le samedi après-midi et dimanche 11 avril, par une excursion aux Châteaux de la Loire.

Séance inaugurale.

Après la conférence de Presse de Monsieur le Général LESCHI et de Monsieur MATRAS, les congressistes furent reçus par Monsieur RABUTEAU, Président de la Société des Radioélectriciens et Président du Comité d'Organisation du Congrès lors de la séance inaugurale présidée par Monsieur le Prince Louis de BROGLIE, Président du Comité d'Honneur du Congrès.

Allocution de Monsieur RABUTEAU.

Mesdames,
Messieurs,

C'est en tant que Président de la Société des Radioélectriciens et en tant que Président du Comité d'Organisation que me revient l'honneur de vous accueillir. Je voudrais vous dire dès maintenant, au nom des personnalités qui composent le Comité d'Honneur comme en mon nom propre, tout l'intérêt professionnel et tout le plaisir que nous éprouvons en vous souhaitant la bienvenue. Il est toujours difficile de réunir des techniciens de qualité mais, si l'on y parvient, le succès d'une manifestation est assuré par la valeur des participants.

Aussi, nous sommes heureux d'avoir réussi, à l'occasion de ce Congrès, à vous réunir nombreux. Permettez-moi de vous présenter nos remerciements pour l'esprit de coopération dont vous faites preuve en consentant à abandonner pour quelques jours les occupations qui font votre réputation dans vos pays respectifs, et à venir à Paris faire bénéficier vos collègues des autres nations de vos connaissances et de votre expérience.

Je voudrais saluer particulièrement nos collègues étrangers et les représentants des organisations nationales et internationales dont la présence ici est à elle seule un gage de la qualité des échanges de vue que votre réunion rendra possibles.

Notre éminent Président du Comité d'Honneur, Monsieur Louis de Broglie, vous dira sans doute tout à l'heure mieux que je ne saurais le faire l'importance toujours croissante que prennent les techniques d'enregistrement, non seulement dans la reproduction sonore, ou dans le domaine des télécommunications, mais dans la vie quotidienne. L'enregistrement des sons, des images et des informations de toute nature a notamment permis de doter les machines d'une mémoire. Des équipements mécaniques peuvent désormais remplir des fonctions autrefois réservées à la seule intelligence humaine. Sans vouloir entrer dans la cybernétique, il suffit d'évoquer ce domaine pour prendre la mesure de l'ampleur et de la portée des applications pratiques des travaux auxquels vous vous consacrez, et qui sont parmi les plus passionnants de notre époque.

L'intérêt que le Gouvernement Français porte à ces travaux est attesté par la présence de Monsieur le Général Leschi, Directeur Technique de la Radiodiffusion-Télévision Française auquel j'adresse ici, au nom du Congrès tout entier, nos remerciements pour l'appui et l'encouragement qu'il a bien voulu nous donner.

Vous connaissez le but du Congrès : il est de permettre des discussions fructueuses entre chercheurs et techniciens et je suis certain que les comptes rendus des communications et des discussions constitueront une contribution précieuse au développement des techniques qui nous intéressent.

Je voudrais dire quelques mots de l'emploi du temps et de l'organisation :

Le programme qui vous a été remis comporte des séances de travail, des visites et différentes réceptions. Pour les séances de travail, cinq Sections ont été organisées, et je désire remercier tout particulièrement les personnalités éminentes qui ont bien voulu accepter d'en diriger les travaux.

La Radiodiffusion-Télévision Française, le Cinéma Français, les Sociétés Kodak, Pathé-Marconi, Pyral ont organisé des visites

techniques qui nous montreront l'application des techniques qui nous seront exposées au cours des conférences.

Enfin, le Comité d'organisation espère que vous viendrez nombreux pour assister aux différentes réceptions.

Permettez-moi, avant de passer la parole à Monsieur Louis de Broglie, de vous redire la confiance que nous inspire votre présence pour le succès du Congrès.

Allocution de Monsieur Louis de BROGLIE.

Mesdames,
Messieurs,

Ce n'est pas, je vous l'avoue, sans un certain sentiment de gêne que j'ai accepté de prononcer une courte allocution à la séance d'ouverture du Congrès sur les Procédés d'Enregistrement Sonore. Je me sens, en effet, d'une parfaite incompétence en face des problèmes qui vont faire l'objet de vos séances. Soumis à des obligations très diverses et parvenant déjà difficilement à poursuivre mes recherches personnelles sur des questions très différentes de celles qui vous préoccupent, je n'ai malheureusement aucunement le loisir de suivre de près les progrès incessants des techniques de l'enregistrement sonore. Je m'excuse donc à l'avance auprès de vous des insuffisances, des lacunes, peut-être même des erreurs, que pourront contenir les quelques paroles que je vais prononcer.

Officiellement votre réunion s'intitule « Congrès sur les Procédés d'Enregistrement Sonore ». Mais en réalité il couvre un domaine plus étendu que celui qu'implique le titre qu'il porte. Il suffit, pour s'en rendre compte, de parcourir la liste des communications que vous allez entendre. On y voit figurer des études sur l'enregistrement automatique de la pluviométrie dans les hautes vallées, sur la reproduction des images de télévision, etc..., études qui sortent évidemment du domaine propre de l'enregistrement sonore, mais il ne faut pas s'en étonner car aujourd'hui toutes les techniques s'entrelacent et s'entraînent mutuellement et il est difficile de les limiter réciproquement par de trop rigides lignes de démarcation.

Néanmoins le thème essentiel de vos discussions sera l'enregistrement des sons. Dans un bel exposé historique qu'il doit vous communiquer, M. DIDIER a tracé l'histoire des progrès techniques en cette matière. Les premiers enregistrements sonores ont été de nature mécanique. Le phonographe est sorti des travaux presque simultanés de Charles Cros et de Thomas Edison en 1877-78. Après quelques tâtonnements, l'inscription phonographique sur des rouleaux cylindriques de cire prit un grand développement et se rattache pour moi à des souvenirs d'enfance ; elle fut ensuite remplacée par l'inscription sur des disques plats de matière dure, ce qui permit une bien meilleure reproduction et une plus longue conservation des enregistrements. Peu à peu, par l'adjonction progressive de nombreuses améliorations techniques, le phonographe a atteint le degré de perfection que nous lui connaissons aujourd'hui. L'enregistrement latéral a remplacé l'enregistrement en profondeur et a conduit au raffinement de l'enregistrement en microsillon. Toutes les ressources de l'électricité et de l'électronique ont été mises à contribution pour améliorer les lecteurs et les haut-parleurs. La fabrication même des disques a fait sans cesse l'objet de progrès nouveaux. En résumé, on peut dire que l'inscription mécanique des sons, sans que son principe même ait été sensiblement modifié, est parvenue aujourd'hui par la convergence d'un très grand nombre de petits progrès techniques à un point d'excellence qui eut sans doute paru impossible aux contemporains de Cros et d'Edison.

Une autre méthode, tout à fait remarquable, d'inscription des sons est l'inscription magnétique. M. DIDIER vous rappellera qu'elle est beaucoup plus ancienne qu'on ne le croit souvent puisque POULSEN l'avait déjà mise au point entre 1898 et 1907 sous la forme d'enregistrement sur un fil d'acier. Pour ma part, je me souviens d'avoir vu un appareil de ce genre au poste radiotélégraphique de la Tour Eiffel pendant la guerre de 1914 : il faut bien convenir qu'il fonctionnait assez médiocrement. Mais ce n'est que depuis une vingtaine d'années que le procédé est devenu progressivement d'un fonctionnement satisfaisant et d'une utilisation courante sous le nom de « magnétophone ». Les deux causes principales qui ont permis de rendre véritablement pratique l'emploi de l'enregistrement magnétique sont d'une part le remplacement du fil d'acier primitivement utilisé par des bandes de matière plastique recouvertes d'une substance ferromagnétique pulvérulente et d'autre part l'emploi d'un courant alternatif de fréquence suprasonore pour l'effacement des inscriptions à la place du champ magnétique constant et intense des premiers dispositifs. Ces enregistrements magnétiques des sons, dont on n'aurait pu avoir aucune idée avant le développement de nos connaissances modernes sur l'Électricité, ont reçu un grand nombre d'applications de nature très différente et ils tiennent une place croissante non seulement

dans les recherches scientifiques, mais aussi dans l'industrie, dans le commerce et même dans la vie courante. Ils concurrencent aujourd'hui sérieusement les dispositifs d'enregistrement mécanique.

D'autres procédés d'inscription des sons sont certainement possibles et deviendront peut-être, un jour ou l'autre, après des retouches appropriées, d'un usage habituel. On vous parlera notamment de tubes cathodiques où des signaux sonores ou autres peuvent rester inscrits sous forme de dépôts de charges électriques à la surface d'un isolant. Et ce seul exemple suffirait à montrer combien sont variés les dispositifs d'inscription que l'on peut imaginer et qui deviendront peut-être un jour ou l'autre d'un usage courant.

Au problème de l'enregistrement sonore qui fait l'objet propre de votre Congrès, se rattache une autre question plus générale dont il sera souvent fait mention dans vos travaux : l'étude des dispositifs que l'on nomme maintenant « mémoires ». Il s'agit là en somme de la conservation, sous une forme ou sous une autre, de l'inscription d'un phénomène (qui n'est pas nécessairement un phénomène sonore) de façon à pouvoir reconstituer, par une nouvelle lecture de cette inscription, le passé provisoirement oublié. L'analogie de ces dispositifs avec la faculté que nous possédons de nous souvenir du passé est évidente et justifie le nom de mémoires qui leur a été donné : elle conduit à penser que la mémoire des êtres vivants résulte d'une inscription des phénomènes passés, sous une forme que nous ignorons, dans la structure si fine et si complexe de la matière cérébrale. Dans l'enthousiasme, peut-être un peu exagéré, qu'a excité dans ces dernières années le développement de la cybernétique, on a été amené à beaucoup insister sur les dispositifs de mémoires récemment mis au point et à considérer que des dispositifs analogues, quoique plus complexes encore, existant dans notre cerveau devaient pouvoir expliquer la mémoire au sens usuel du mot. Je n'ai aucune compétence pour trancher cette question et je ne sais si les physiologistes du système nerveux sont disposés à accepter intégralement cette interprétation. Mais je voudrais faire remarquer que la découverte des dispositifs de mémoire n'est pas du tout une chose récente et n'a au fond rien à voir à la vogue soudaine de la Cybernétique. En effet, l'écriture, dont l'invention remonte certainement à des âges très reculés, est un dispositif de mémoire. Lorsque les Chaldéens, il y a plusieurs millénaires, inscrivaient les grands faits de leur histoire en caractères cunéiformes dans des briques crues et molles qu'ils faisaient ensuite sécher ou cuire pour rendre ces caractères indélébiles, ils employaient un dispositif de mémoire susceptible de conserver le souvenir des phénomènes passés.

Ce qui caractérise les dispositifs de mémoire de la technique contemporaine, ce n'est donc pas le caractère de nouveauté de leur principe, c'est la variété et la finesse des moyens utilisés pour leur réalisation, c'est l'emploi pour cette réalisation de toutes les connaissances de la science moderne et en particulier de toutes les ressources de l'électromagnétisme et de l'électronique. Les mémoires appartenant à ces types perfectionnés et aujourd'hui entrées dans la pratique courante ont de nombreux avantages et plusieurs des communications qui vous seront faites auront pour objet de mettre ces avantages en lumière. C'est ainsi que l'on peut à l'aide de mémoires faire défiler l'enregistrement des phénomènes passés avec une vitesse variable à volonté, ce qui permet d'accélérer ou de ralentir leur rythme ou même d'inverser le sens de leur déroulement. On peut également recommencer aussi souvent que l'on veut ce rappel du passé. On a ainsi de grandes facilités, autrefois inconnues, pour l'analyse détaillée et faite dans les conditions les meilleures des phénomènes que l'on veut étudier et cela est particulièrement précieux dans le cas des phénomènes très complexes tels par exemple que les régimes transitoires. On insistera devant vous sur les avantages que possède à ce point de vue la bande magnétique dont la vitesse de déroulement peut être suivant les cas, et même successivement, très rapide ou très lente. Un des grands avantages de ces dispositifs perfectionnés de mémoires est qu'ils peuvent contenir sous un volume extrêmement petit un nombre énorme de renseignements accumulés : par là, ces dispositifs se rapprochent plus de la prodigieuse capacité de notre mémoire humaine liée à de très petites régions corticales que de la pauvreté encombrante des inscriptions portées par les briques babyloniennes !

Comme je l'ai dit en débutant, je n'ai aucunement la compétence voulue pour pouvoir commenter devant vous les recherches qui vont être exposées et je ne puis que citer rapidement l'objet de certaines d'entre elles pour en souligner la variété et l'intérêt. Quelques unes porteront sur des questions d'ordre pratique telles que la fabrication et la qualité des disques phonographiques et des bandes magnétiques ou les conditions à réaliser pour éliminer autant que possible les perturbations fâcheuses dues aux bruits de fond et obtenir une reproduction correcte des sons. D'autres communications porteront sur la gravure latérale en microsillon dans les disques phonographiques,

sur la constance de la vitesse de déroulement et les fluctuations de cette vitesse que l'on peut admettre, sur l'enregistrement des fréquences infra-sonores, en particulier en cardiographie. On vous exposera diverses applications notamment en ce qui concerne la mesure du temps et le contrôle de la position d'un mobile, problème dont on connaît l'importance en Balistique. Enfin vous entendrez souvent parler d'un problème difficile qui présente un grand intérêt théorique : c'est l'étude des phénomènes non linéaires qui, dans la théorie des vibrations mécaniques ou électriques, ne sont pas pris en considération dans les calculs (linéaires) de première approximation, mais qui cependant jouent souvent un rôle important dans la réalité.

Après cette rapide et bien incomplète revue des sujets que vous aurez à examiner, il ne me reste plus qu'à vous souhaiter un plein succès dans vos travaux. Puissent les fructueuses discussions que vous allez avoir entre spécialistes faire accomplir de nouveaux progrès à une branche de la technique qui, en utilisant les découvertes les plus subtiles de la Science, a trouvé dans un très grand nombre de domaines, et notamment dans le Cinéma parlant et la Télévision, des applications d'une portée pratique presque infinie.

Réception à l'Hôtel de Ville.

Cette réception eut lieu le lundi 5 avril à 17 heures dans les luxueux salons de l'Hôtel de Ville de Paris.

Monsieur Frédéric DUPONT, Président du Conseil Municipal de Paris accueillit les congressistes en ces termes :

Mesdames,
Messieurs,

Paris, dont l'Organisation des Nations Unies, a fait la capitale culturelle du monde en y fixant le siège de l'U.N.E.S.C.O. ne pouvait que marquer la plus vive attention au « Congrès sur les procédés d'enregistrement sonore et leur extension à l'enregistrement des informations ».

Aussi bien, est-ce avec empressement que le Président du Conseil Municipal accepte d'être inscrit parmi les membres du Comité d'honneur qui patronne cette importante manifestation scientifique d'ordre international.

En vous accueillant aujourd'hui dans cet Hôtel de Ville, je vous souhaite une très cordiale bienvenue et je vous félicite par avance de l'excellent travail que vos diverses Sections techniques ne manqueront pas de mener à bien.

Il est, une question soulevée assez fréquemment et qui provoque des réponses curieusement divergentes. C'est celle du progrès, de sa nature, de sa valeur réelle.

Au XVIII^e siècle, on s'en faisait une image idyllique et Condorcet pouvait écrire : « (le) tableau de l'espèce humaine, affranchie de toutes (ses) chaînes, soustraite à l'empire du hasard comme à celui des ennemis de ses progrès et marchant d'un pas ferme et sûr dans la route de la vérité, de la vertu et du bonheur, présente au philosophe

un spectacle qui le console des erreurs, du crime, des injustices, dont la terre est encore souillée et dont il est souvent la victime ».

Au XIX^e siècle, un RENAN, un BERTHELOT, ne pensaient guère différemment.

Mais, nous autres, hommes du XX^e, témoins des forfaits d'une certaine barbarie scientifique, contemporains des camps d'extermination où des expériences mortelles furent faites sur leurs semblables au nom de théories racistes, par des savants ayant perdu le sens moral, nous autres, qui, dans une lumière d'apocalypse, nous trouvons confrontés à la bombe atomique, nous sommes parfois tentés de croire que le progrès matériel est le fruit empoisonné de l'arbre de la connaissance.



La réception à l'Hôtel de Ville: M. Frédéric DUPONT, Président du Conseil Municipal de Paris prononçant son discours.

En fait, il semble que la science ne soit ni bonne, ni mauvaise en soi, mais moralement neutre et que l'homme puisse tirer des applications de celle-ci et le meilleur et le pire.

Ces réflexions en écoutant l'autre jour une pièce de musique ancienne, enregistrée sur disque microsilicon : d'admirables accords, ressurgis comme par miracle du silence des siècles après un total oubli dans quelque poudreux dépôt d'archives, émanait une indicible et immatérielle beauté. Le contact avec les vrais chefs-d'œuvre provoque en nous une purification intérieure qui nous libère de nos préoccupations banales et de nos petits intérêts.

La réception à l'Hôtel de Ville.

On reconnaît de gauche à droite : MM. GRUTZMACHER, LOVICH, CHAVASSE et RABUTEAU.

Une vue des salons pendant la réception.

On reconnaît de gauche à droite : M. RABU le Général LESCHI, le Général CHAR M. MATRAS.



Et je me prenais à remercier les innombrables techniciens dont les efforts conjugués permettent de telles résurrections.

Si la culture, autrefois privilège d'un petit nombre, est maintenant mise à la portée de qui désire l'approcher, c'est grâce aux perfectionnements ininterrompus des techniques de la reproduction mécanique ou électro-magnétique : à cet égard, qu'il s'agisse de radio, de cinéma, de télévision, d'enregistrement, les différentes spécialités dont vous êtes ici les représentants autorisés ont joué un rôle décisif.

C'est pourquoi Paris, attaché passionnément aux valeurs spirituelles, intellectuelles et artistiques dont l'homme tire toute sa dignité et qui les a incorporées à sa vie même, c'est pourquoi Paris vous est infiniment reconnaissant de vos recherches et de vos réalisations.

La mise au point de nouveaux appareils, de nouvelles méthodes propres à porter toujours plus fidèlement à la foule les messages du génie donne à votre activité un sens sur lequel il n'est pas indifférent, je crois, de mettre l'accent.

Vos intentions et vos réussites dans ce domaine précis sont la meilleure justification d'un progrès qui, par ailleurs apporte trop souvent plus de déboires que de bonheur à l'humanité.

Réponse de Monsieur RABUTEAU.

Monsieur le Président du Conseil Municipal,
Mesdames,
Messieurs,

En nous recevant comme vous le faites aujourd'hui, dans ce cadre traditionnel de l'hospitalité de Paris, vous avez tenu à affirmer par une attention personnelle, toute l'estime et tout l'intérêt que la population parisienne et ses représentants portent aux hôtes de marque. Nous vous en remercions au nom du Congrès tout entier.

Si Paris a été choisi comme siège de cette importante manifestation scientifique, ce n'est pas seulement pour son prestige culturel ou pour son charme, quoique ce soient des qualités importantes quand il s'agit d'inviter des hommes dont l'emploi du temps est plus que rempli, c'est aussi parce que la contribution des chercheurs français, l'activité des Services Officiels, et notamment de la Radiodiffusion-Télévision Française, créent un lien entre les chercheurs et les Organisations étrangères intéressées par les problèmes d'enregistrement sonore.



La réception à l'Hôtel de Ville : M. RABUTEAU signe le Livre d'Or de la Ville de Paris.

Comme l'a très brillamment rappelé Monsieur le Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences au cours de l'allocution qu'il a prononcée pour la séance d'ouverture du Congrès, l'évolution des procédés d'enregistrement, non seulement des sons mais aussi des informations de toute nature, marque un progrès dans les méthodes d'enregistrement de la pensée humaine et peut-être aussi dans la compréhension du mécanisme de l'intelligence.

Aussi, au-delà des objectifs scientifiques et techniques du Congrès, nous devons penser que les travaux des Congressistes constitueront une contribution efficace et certainement durable aux œuvres des hommes qui, dans leurs pays respectifs, participent à l'étude et au développement des techniques de l'enregistrement sonore.

Nous nous réjouissons donc tout particulièrement de l'hospitalité de la Municipalité que nous interprétons comme une marque de la continuité de la contribution de Paris au rayonnement de la pensée humaine et à une meilleure compréhension des hommes quels qu'ils soient.

Les organisateurs du Congrès n'ont pas oublié que le rayonnement de Paris n'est pas seulement scientifique ou technique : grâce à l'appui des Pouvoirs Publics, différentes manifestations artistiques et touristiques ont été prévues.

La qualité des visiteurs étrangers que vous recevez ici, Monsieur le Président, nous donne l'assurance que les échanges de vues qui auront lieu au cours de ces différentes manifestations seront particulièrement féconds.

Les organisateurs du Congrès, dont je me fais ici l'interprète, vous remercient, Monsieur le Président, pour l'aide si importante que le Conseil Municipal a bien voulu leur donner dans la préparation de cette réunion internationale. Ils sont particulièrement heureux et fiers que vous ayez tenu à souhaiter vous-même à nos hôtes éminents, qui viennent enrichir la vie scientifique de la capitale, la bienvenue officielle de Paris.

A la fin de la réunion M. Frédéric DUPONT conduisit les assistants au grand salon de l'Hôtel de Ville et les convia aimablement à sabler le champagne.

Conférences.

Les conférences avaient été réparties en cinq sections dont la présidence était assurée par les personnalités suivantes :

SECTION 1. — Généralités, historiques, problèmes communs, méthodes de mesure.

Président : Dr GRUTZMACHER, *Physikalisch-Technische Bundesanstalt* (Allemagne).

Vice-Président : M. LEHMANN R., *Ingénieur du Centre National d'Etudes des Télécommunications*.

SECTION 2. — Enregistrement magnétique.

Président : M. BOUTRY G. A., *Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers*.

Vice-Président : M. GALLET F., *Ingénieur des Télécommunications à la Radiodiffusion-Télévision Française*.

SECTION 3. — Enregistrement cinématographique.

Président : M. LOVICH A., *Ingénieur en Chef au Laboratoire des Recherches Electroacoustiques Kodak Pathé*.

Vice-Président : M. DIDIER A., *Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers*.

SECTION 4. — Enregistrement mécanique.

Président : M. CHAVASSE P., *Ingénieur en Chef des Télécommunications*.

Vice-Président : M. KORN T., *Ingénieur Chef de Travaux à l'Université Libre de Bruxelles (Belgique)*.

SECTION 5. — Applications diverses et extension au domaine des Informations.

Président : Professeur GABOR, *Imperial College of Sciences and Technology* (Angleterre).

Vice-Présidents : Colonel LOCHARD, *Chef de la division Interception du C.N.E.T.*

M. VASSEUR J. P., *Ingénieur à la Société Française Radioélectrique*.

Les textes de la plupart des conférences sont parus dans le Numéro 324 de *l'Onde Electrique* (mars 1954). Les autres conférences seront intégralement publiées dans les numéros suivants.

Toutes les séances de travail, qui ont été très suivies, ont donné lieu à des discussions et demandes d'explications complémentaires montrant l'intérêt porté par les participants aux sujets exposés et aux démonstrations et projections qui les accompagnaient pour la plupart.

Un compte rendu des séances de travail sera publié dans la « Vie de la Société » d'un prochain numéro de *l'Onde Electrique*.

Visites.

Usines Pathé Marconi à Chatou - Département Disques.

Au cours de cette visite, les congressistes ont assisté aux différentes phases de la fabrication des disques phonographiques dans toutes les définitions, c'est-à-dire en 33, 45 et 78 tours.

Le matériel mis en œuvre semble évidemment énorme en regard d'un disque, mais s'explique lorsqu'on songe que la production mensuelle de cette usine est actuellement de :

350 000 disques	78 tours
150 000 »	33 »
60 000 »	45 »

La fabrication du disque peut se diviser en trois sections différentes.

1° Galvanoplastie.

Le matériel de base de la galvanoplastie est l'original réalisé sur laque et qui après métallisation permettra d'obtenir le père par dépôt électrolytique.

Traitements spéciaux de surface, nickelage et cuivrage à épaisseur donneront ensuite en partant de ce père, naissance à la mère, reproduction parfaitement fidèle de l'original reçu.

En renouvelant les mêmes opérations, apparaîtra la matrice de pressage qui sera en fait l'outil de travail.

2° Préparation des constituants du disque.**a) Pour 78 tours.**

Le procédé utilisé permet d'obtenir un disque dont la surface est constituée par de la matière riche en gommés et d'une finesse extrême, pour lutter au maximum contre le bruit de surface et résister à l'usage.

L'âme du disque est au contraire grossière et contient entre autres charges des paillettes de mica constituant l'armature et donnant au disque une solidité supérieure à ceux moulés en matière dite « homogène ».

b) Pour microsillon.

La préparation des biscuits destinés au moulage des disques microsillon et dont la base est le copolymère chlorure acétate de vinyle est également réalisée à l'usine de Chatou. Cette matière ne contient aucune charge car leur addition fait apparaître, même à un pourcentage extrêmement faible, un souffle à l'audition.

3° Pressage du disque.

Le pressage des disques est réalisé sur des presses hydrauliques de 100 tonnes à l'intérieur desquelles sont introduits les moules portant les matrices.

Un système de commande automatique permet de travailler dans des conditions constantes de temps et de température assurant ainsi un moulage régulier dont les services de contrôle et les laboratoires sont chargés d'assurer la surveillance.

Les opérations d'ébarbage et de mise en pochettes sont les opérations finales de cette longue chaîne qui permet à un public toujours plus nombreux et plus exigeant de goûter les joies du concert à domicile avec au pupitre des maîtres de l'exécution.

Centre de studios Pierre BOURDAN.

Quatre groupes de 20 Congressistes environ parmi lesquels de nombreux étrangers ont visité le Centre Pierre BOURDAN de la Radiodiffusion-Télévision Française destiné notamment aux productions de comédie et de musique de chambre.

Les visiteurs ont été particulièrement intéressés par la présentation de la salle technique, de la chambre d'échos et des huit studios du Centre de volume compris entre 90 m³ et 840 m³.

Tous ces studios ont bénéficiés des recherches nouvelles en matière de traitement acoustique et leur construction a été précédée par des essais de laboratoire en vue de déterminer les meilleures surfaces de revêtement pour l'absorption et la diffusion du son.

Ces recherches ont porté sur :

1° Les cylindres et sphères pour déterminer :

- leur dimension optima,
- leur orientation sur les parois,
- les matériaux qui devraient les constituer et leur mode de construction.

2° Les panneaux perforés permettant d'absorber aussi bien les sons graves que les aigus.

Au Centre Pierre BOURDAN ont été réalisées diverses combinaisons de ces nouveaux revêtements.

C'est ainsi que le studio 54 comporte des sphères et des panneaux perforés.

le studio 56 des sphères perforées,
le studio 57 des sphères et des cylindres.

Chaque studio est adapté à un genre d'émission déterminé.

En outre quelques studios ont été conçus pour faciliter le jeu des artistes en leur offrant les moyens d'obtenir des effets spéciaux et des ambiances multiples.



Visite d'un des studios de centre Pierre BOURDAN.

Ainsi le studio 53 peut être divisé en deux par une paroi coulissante.

Le studio 54 est composé de trois éléments de résonances échelonnées (élément moyen, élément absorbant, élément réverbérant).

Des dispositifs fixes ou mobiles, permettant de bien marquer les ambiances sonores ou de préciser les divers bruitages.

Ce sont notamment des panneaux d'ambiance, un escalier mi-bois, mi-pierre (Studio 56) une fontaine, un chemin de graviers (studio 53) etc...

Le traitement acoustique des studios en fonction de leur spécialisation a fait l'objet de nombreux commentaires et des échanges de vue très intéressants ont eu lieu sur les études électro-acoustiques qui ont précédé la construction des studios.

Les installations techniques et les méthodes de travail ont attiré particulièrement l'attention des spécialistes de la radio-diffusion et du cinéma.

Etablissements PYRAL.

Les congressistes ont pu assister au cours de cette visite aux différentes phases de fabrications relatives aux activités des Etablissements Pyral, c'est-à-dire la fabrication des disques pour enregistrements directs et la fabrication des divers types de supports magnétiques :

- bandes standard de 6,35 mm.
- bandes perforées 35-16 et 8 mm pour enregistrements synchrones.
- feuilles et disques magnétiques support papier ou plastique pour machines à dicter.
- oxydes et vernis magnétiques spéciaux pour l'enregistrement des fréquences élevées (impulsions des machines à calculer).
- équipement pour le dépôt des pistes magnétiques.

Disques pour l'enregistrement direct.

Le disque pour l'enregistrement direct, constitué par un flan métallique rigide, recouvert de vernis cellulosique est un support commode d'enregistrement — il permet l'écoute immédiate — sans traitement intermédiaire et de nombreuses lectures sans altération.

La fabrication des disques comprend :

- 1) Le choix, la sélection et le contrôle des flans métalliques, généralement en aluminium.
- 2) La fabrication du vernis dont les propriétés physico chimiques déterminent les qualités électroacoustiques du disque.
- 3) L'étendage du vernis sur les flans.
- 4) Le perçage et le marquage des disques.
- 5) Le contrôle, en laboratoire des disques témoins de fabrication.
- 6) L'emballage et l'expédition.

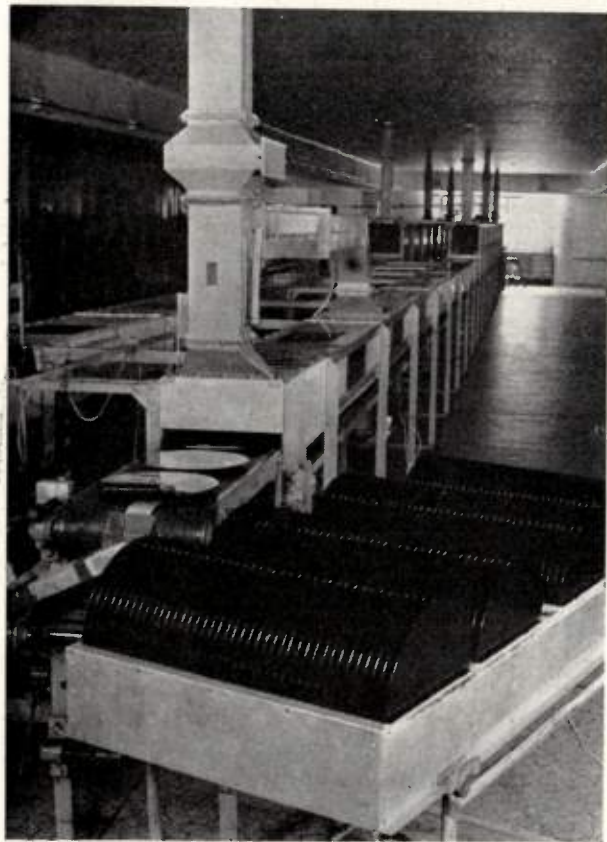
La visite technique nous a montré, en détails, ces différents postes.

1) Contrôle des flans métalliques.

Les flans sont classés par dimensions.

Les contrôles portent sur l'aspect de surface et sur la planéité.

- 2) La fabrication du vernis cellulosique se fait au moyen de mélangeurs où les divers constituants du vernis : nitrocellulose, plastifiants, solvants et colorants sont intimement liés.



Visite des usines PYRAL. Salle d'enduisage des disques.

Le vernis est refoulé vers les filtres presse au moyen de canalisations en inox et de pompes en bronze.

Trois batteries de filtres presse assurent une filtration parfaite du vernis qui est stocké dans des tanks en inox avant son emploi. On maintient un vide permanent dans ces tanks afin de débarrasser le vernis des bulles d'air.

Une dernière filtration sur filtre en pierre précède l'enduisage

3) L'étendage du vernis sur les flans.

L'enduisage des flans d'aluminium se fait au moyen d'une machine semi automatique évitant le plus possible les manutentions.

Cette machine, longue de 30 mètres est installée au centre d'une pièce dépoussiérée et climatisée. Le principe du dépôt est le suivant :

Une hotte à niveau constant remplie de vernis sur une hauteur de 40 cm environ se trouve à une distance prédéterminée de la table d'enduisage. Les flans, amenés par un tapis, passent sous la hotte qui racle le vernis au-dessus du disque.

Ce procédé a l'avantage d'assurer une répartition rigoureusement uniforme du vernis et une épaisseur constante — à la condition expresse d'utiliser les flans de même épaisseur.

Un dispositif automatique assure le transport des disques sur le tapis du tunnel de séchage faisant suite à la hotte d'enduisage.

Ce dispositif est à commande photoélectrique, un faisceau lumineux, coupé par le disque sortant, assure la distribution d'un plot support en bois. Le tapis sans fin transporte les plots et les disques dans le tunnel.

Un séchage en profondeur du vernis par infrarouge et l'aspiration des solvants volatils provoquent et assurent le durcissement de la couche de vernis.

Un séjour en étuve conditionnée — pendant 48 heures — parfait le durcissement et assure la stabilité du vernis.

4) Le perçage et le marquage des disques.

Le trou central est percé avec une très grande précision au moyen d'une machine automatique assurant un centrage parfait — à moins d'un dixième de millimètre.

Le trou central est percé à 1/100^e de mm près.

Le marquage des disques, au moyen d'une bande thermoplastique colorée permet leur identification. Le nombre inscrit permet de retrouver le lot de vernis, le lot de flans, et la date de fabrication en cas de contestation.

5) Le contrôle en laboratoire.

Le laboratoire Pyral prélève des échantillons par série de fabrication.

Les essais portent sur : a) la mesure du bruit de fond — coupe à l'outil acier puis au burin en saphir — la limite supérieure du bruit de fond est fixée à — 40 dB.

b) la distorsion linéaire ou courbe de réponse.

c) l'écart de réponse entre un signal sinusoïdal à 7 000 Hz/s enregistré au diamètre 280 mm et au diamètre 100 mm définissant ainsi la « dureté de la matière ».

d) l'aspect, l'élasticité et le dégagement du copeau.

e) l'adhérence vernis/flan.

En outre, des essais de vieillissement accéléré permettent de se rendre compte du comportement du vernis dans le temps.

Un contrôle visuel de l'aspect de surface complète le contrôle électroacoustique, ce dernier est effectué sur chaque disque.

6) L'emballage et l'expédition.

Les disques sont emballés avec leurs pochettes individuelles par dix unités dans les cartons portant le numéro de fabrication et une fiche d'identification.

Plus de 60 % de la production actuelle (avril 1954) est retenue pour l'exportation. Pays scandinaves, Benelux, Suisse, Italie, Amérique du Sud, Afrique du Sud, etc...

Équipement pour le dépôt des pistes magnétiques.

L'industrie cinématographique utilise largement les procédés magnétique : bandes perforées pour enregistrements synchrones et pistes magnétiques déposées sur les copies d'exploitation. Pour résoudre ce dernier problème, Pyral a créé un matériel spécialement adapté à ce travail. Le département mécanique fabrique en série des équipements d'enduisage pour les films de tous formats : 8 mm, 9,5 mm, 16 mm (à une ou deux rangées de perforations) 35 mm (1 piste et 4 pistes standard Fox).

Des dispositifs de contrôle, optique et magnétique permettent de déposer les pistes avec précision — tant en position qu'en dimensions géométriques.

Vingt cinq équipements sont déjà en fonctionnement dans le monde entier, permettant ainsi aux professionnels et aux amateurs de sonoriser leurs films dans les meilleures conditions.

Usine Kodak-Pathé à Vincennes

De nombreux congressistes se sont rendus les Mercredi 7 et Vendredi 9 Avril à l'usine Kodak-Pathé de Vincennes qui fabrique depuis de nombreuses années des couches sensibles photographiques de tous types : films cinématographiques

professionnels et amateurs, radiographiques, photographiques, en noir et blanc et en couleurs.

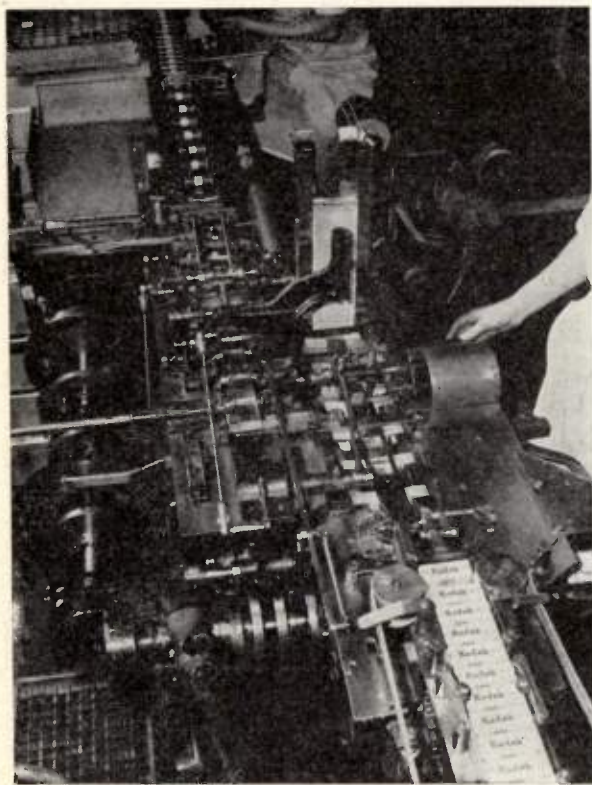
Plus récemment la Société Kodak-Pathé a mis au point la fabrication des rubans et films magnétiques pour enregistrement des informations.

Les visiteurs purent suivre les différents stades de la fabrication des différents produits pour constituer un film photographique ou magnétique formé par un support transparent sur lequel est étendue une couche d'émulsion photosensible ou magnétosensible. La fabrication d'un produit fini comporte quatre phases principales :

1. — La fabrication du support.
2. — La fabrication de l'émulsion.
3. — L'application de l'émulsion sur le support.
4. — Toutes les opérations de finition.

1. — Fabrication du support.

La matière première de base est maintenant du triacétate de cellulose. Ce produit est dissout dans des solvants appropriés. Cette opération s'effectue dans des malaxeurs à palettes ou dans des turbos malaxeurs. Le collodion ainsi obtenu est stocké dans des bacs où il s'ébullit. Il est filtré à travers des filtres presse sous pression de gaz inerte. Il est à nouveau ébullé sous vide et sa viscosité est ajustée à une valeur convenable.



Visite des usines Kodak-Pathé. Machine à emballer et à encartonner automatiquement les bobines.

L'opération de coulée du support consiste à déposer ce collodion sur de grands cylindres à axe horizontal appelés roues qui tournent à vitesse très lente. Les solvants s'évaporent très rapidement et avant qu'une révolution complète de la roue s'effectue, la pellicule ou film est suffisamment consistante pour pouvoir être décollée de la roue. Ensuite le film est complètement séché. Chaque roue est constituée par un cylindre de fonte de 4 mètres de diamètre et de 1,30 mètre de largeur. Des traitements galvanoplastiques effectués sur place ont permis de recouvrir chacune des roues d'une couche d'argent parfaitement polie. La salle de coulée comporte 16 roues de 12 tonnes chacune, disposées côte à côte. Toutes les précautions sont prises pour éviter l'introduction de poussières à chacun des stades de la fabrication. Le plus grand soin est apporté au réglage de l'épaisseur du support qui doit être aussi uniforme que possible dans la largeur et dans la longueur.

2. — Fabrication de l'émulsion.

L'émulsion photographique est constituée par du bromure d'argent précipité au sein d'une gélatine. Cette fabrication est extrêmement délicate, elle exige des appareils de régulation automatique et de nombreux contrôles. Toute cette fabrication s'opère évidemment dans l'obscurité absolue pour les émulsions panchromatiques et dans l'obscurité presque complète pour les autres catégories d'émulsions. Quant à l'émulsion magnétique, elle est constituée par une dispersion ultra fine d'un matériau ferromagnétique dans un liant convenable.

3. — Dépôt de la couche sensible sur le support.

Des machines très complexes effectuent cette opération. Aussi bien pour les films photographiques que pour les films magnétiques il est indispensable que l'épaisseur déposée soit la plus uniforme possible. Après passage sur le dispositif de dépôt la couche encore visqueuse est figée par refroidissement puis séchée dans de grandes pièces parcourues par de l'air conditionné.

4. — Opérations de finition.

Après les opérations précédentes le film se présente sous forme de rouleaux d'environ 1 mètre de large et de 300 à 600 mètres de longueur. Il est à ce moment coupé au format d'utilisation. En ce qui concerne les films cinématographiques après coupe en 35 ou 16 mm, chaque bande est perforée individuellement sur des machines spéciales. Un processus de fabrication identique est utilisé pour la production du papier photographique ou du film magnétique.

Tous les stades de la fabrication sont contrôlés de manière rigoureuse. Citons entre autres, le contrôle des propriétés physiques des films (dynamométrie), le contrôle de leurs propriétés photographiques (sensitométrie), de leurs propriétés magnétiques et électroacoustiques.

À côté des nombreux laboratoires de contrôle il existe plusieurs laboratoires de recherches qui par leurs études diverses contribuent non seulement à l'amélioration des produits fabriqués par Kodak, mais encore à l'avancement général des connaissances.

Studios Franstudio à Saint-Maurice

Les congressistes ont été fort aimablement accueillis par M. LATHIÈRE, Directeur qui fit un exposé très détaillé des diverses activités de cet Etablissement.

Ces studios sont destinés à la fabrication des décors en intérieurs et en extérieurs, et au tournage des films.

Ils comportent 5 plateaux et travaillent en conjugaison avec les studios de Joinville qui possèdent 3 plateaux.

L'effectif de production du personnel est composé d'une centaine de personnes parmi lesquels, des menuisiers, électriciens, staffeurs, maçons etc... La fabrication d'un film est exécutée suivant son importance entre 3 et 15 semaines, et en moyenne 5 à 6 semaines pour les films en blanc et 8 à 10 semaines pour les films en couleurs.

Certains décors sont exécutés sur chassis standard, anti-réverbérants. Les visiteurs ont pu examiner en détails, le montage du film « La Dubarry » où les décors représentent soit de vieilles rues moyennageuses, soit des galeries du Château de Versailles, sa chapelle ou un appartement.

Certains décors, tel celui de la Chapelle du Château de Versailles, posent des problèmes complexes étant donné leur ampleur, aussi bien pour le son que pour la lumière et ces problèmes sont résolus, grâce à l'habileté, la hardiesse et les connaissances approfondies en la matière, de leurs réalisateurs.

Les studios sont alimentés en haute tension alternatif par le secteur, transformé en continu 115 V, ils consomment 8 à 900 kW par jour, ils sont protégés contre l'incendie par une installation Grinnel.

Les sons, primitivement centralisés dans le bâtiment administratif sont actuellement enregistrés sur camions. Les montages sont sur films magnétiques. Le matériel sonore est composé de :

6 circuits Perfectone EP 35 sur camions avec pupitre 4 entrées pour enregistrement de musique.

- 1 Western magnétique 0500;
- 1 Western magnétique 1135;
- 1 Western magnétique stéréophonique 1035S;
- 1 Perfectone magnétique stéréophonique EP35S.

*Usines et laboratoires de la Société Générale
de Travaux Cinématographiques G. T. C. à Joinville*

À la suite de la visite des Studios « Franstudio », les congressistes se rendirent aux Studios G.T.C. de Joinville, où ils furent fort courtoisement reçus par leur Directeur Monsieur DE LAVAILLETTE qui fit un bref exposé de leur activité.

La G.T.C. est l'héritière des premiers laboratoires cinématographiques créés au monde dont les noms sont dans toutes les mémoires : LÉON GAUMONT (1895), CHARLES PATHÉ (1897). Son activité est consacrée au développement des films qui sont pris à la sortie de la caméra pour les amener aux « copies » sonores projetées dans les salles d'exploitation en passant par tous les travaux normaux ou spéciaux de développement, montage, synchronisation, traçage, tirage, etc.

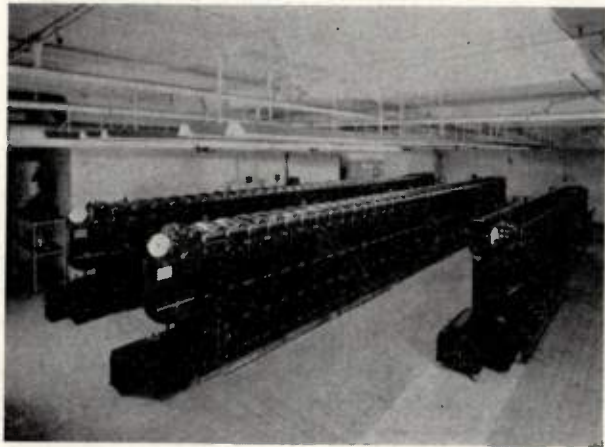
Le développement des films s'effectue sur des machines automatiques à une vitesse de 3 500 mètres/heure.

Les visiteurs ont pu tout particulièrement remarqué la standardisation des machines de travail, l'automatisme de tous les contrôles techniques : température, degrés hygrométriques, circulation des bains, etc... et l'aménagement extrêmement soigné de tous les ateliers.

Un département « couleur » partie intégrante des fabrications normales disposant du matériel le plus moderne, traite l'ensemble des procédés « Gevacolor-Agfacolor-Ferranicolor-Eastman-color ».

Le développement des sons, densité fixe et densité variable, est effectué sur des machines différentes avec bains spéciaux. Les usines sont entièrement équipées pour le marquage, le montage, la synchronisation et le contrôle du son sur films magnétiques.

Les locaux, dans leur ensemble, ont été construits en vue de l'obtention d'une distribution logique des diverses activités à



Visite des usines et des laboratoires G.T.C. à Joinville. Machines automatiques de développement des films.

l'intérieur de l'usine, et réduire au strict indispensable, les manutentions toujours préjudiciables à la qualité finale. Les solutions les plus modernes ont été appliquées pour lutter contre les poussières, ennemies primordiales de la pellicule cinématographique. Les peintures anti-poussières, les sols en plastique, les aérations par air pulsé et filtré, sont très utilisés.

L'important matériel récent de tirage est équipé de systèmes de changement de lumière dits à bande cache.

Il comprend 46 tireuses normales tous formats, 7 tireuses à grande vitesse, 7 tireuses spéciales (couleur duplicating, etc...) L'alimentation électrique de tout ce matériel permet une régulation absolue et élimine tous risques de variation de qualité imputable au courant.

L'effort de modernisation entrepris trouve sa pleine illustration dans le développement négatif. Toutes les machines négatives dont dispose les usines de Joinville, groupe à la fois les formats 35 mm, 16 mm et amateur. Le développement positif est assuré par 24 machines qui comprennent 13 machines entièrement neuves, dont 3 multiplex (37 cuves).

Le développement couleur compte actuellement deux machines positives et deux machines négatives, toutes quatre ayant moins d'un an, et n'ayant rien d'équivalent dans aucun autre labora-

toire. 100 kilomètres de film par heure peuvent sortir des tireuses G.T.C.

Toutes les circulations de bains, aussi bien négatifs, que positifs ont été réalisées en faisant une large place aux matériaux modernes, tubes et cuves en plastique, éliminant ainsi toutes possibilités d'altération des bains.

Les débits et températures sont surveillés et réglés à l'aide de dispositifs automatiques de haute précision.

Les matériels du département « Trucages et Titres » ont été récemment développés.

Aux deux machines Truca-Debric, déjà existantes est venu s'ajouter une Truca Acme, représentant la technique américaine la plus récente et permettant des travaux d'une précision absolue.

Cette unité dispose d'un personnel truqueurs, tireurs, monteurs, spécialistes, uniquement affecté à ces travaux. L'ensemble est complété par deux ateliers d'imprimerie et de dessin parfaitement outillés.

Depuis deux ans, les techniciens de G.T.C. ont mis au point un procédé de « Latensification ».

En effet, l'obtention d'un négatif parfait est toujours une opération délicate et il arrive parfois, lors des prises de vues et pour des raisons extrêmement variées, qu'un négatif se trouve sous-exposé (manque d'éclairage, tournage de nuit) ce qui se traduit par une photo négative trop claire. Jusqu'à présent, un tel résultat était définitif et le producteur devait admettre une qualité médiocre, ou faire tourner à nouveau les scènes correspondantes. La Latensification permet non seulement de sauver, mais de redonner au négatif sous exposé, une excellente qualité photographique. Les opérateurs peuvent utiliser volontairement ce procédé quand ils ne peuvent disposer de la quantité de lumière nécessaire.

Sur les 375 films produits en France au cours de ces trois dernières années, 116 ont été complètement traités dans les laboratoires G.T.C. soit 37 %. De plus, ils produisent deux des plus importants journaux d'actualités *Pathé Journal* et *Actualités Françaises*, représentant chaque semaine plus de 20 versions.

Des salles de montages spacieuses et modernes, ainsi que des blokhous conçus suivant les dernières règles de sécurité, complètent leurs installations.

Cinéma Gaumont Palace.

Plus d'une centaine de congressistes s'étaient donné rendez-vous au Cinéma Gaumont Palace à 9 heures le Samedi 10 Avril.

Le programme comportait la visite de la Salle constituant avec ses 6 000 places la plus vaste d'Europe, de la sous-station délivrant une puissance totale de 1 500 kVA, de la chaufferie assurant le conditionnement d'air de la salle par quatre turbines d'un débit total de 300 000 m³ heure, de la scène avec son écran concave métallisé permettant son utilisation pour tous les procédés panoramiques, de la cabine de projection avec ses quatre projecteurs assurant une projection parfaite malgré les 75 mètres qui les séparent de l'écran, ses deux appareils de lecture de son sur bandes magnétiques et ses six amplificateurs de 30 à 100 W alimentant les haut parleurs pouvant assurer par leur disposition judicieuse, la reproduction stéréophonique des sons.

Des transformations techniques relativement récentes portant particulièrement sur l'écran, les lanternes et le son ont permis d'adapter les installations aux projections panoramiques avec stéréophonie.

L'écran en arc de cercle mesure 23 m de long sur 13,50 m de haut.

Il a été fabriqué spécialement pour le Gaumont Palace par la Western Electric à WILMINGTON (Delaware-U.S.A.).

D'autre part, la métallisation de cet écran donne un pouvoir réfléchissant 2,3 fois plus fort qu'un écran ordinaire.

Son installation a nécessité d'importants travaux pour élargir l'ouverture de la scène :

- 2 pylones, portant chacun 12 projecteurs, ont été déplacés.
- un échafaudage métallique pesant trois tonnes et se déplaçant sur des rails, a été construit pour permettre le déroulement de l'écran dans sa largeur, et sa fixation à son cadre.
- les rideaux de scène ont été changés.
- l'immense rideau d'avant-scène (poids 3 tonnes) a dû être élargi.

Toutes ces opérations, ont été réalisées sans aucun arrêt de l'exploitation.

Les lanternes.

Les lanternes Ashcraft, type Super-Power 130 ampères, comportent les nouveaux dispositifs suivants :

— Porte-charbon positif en argent avec circulation d'eau en circuit fermé;

— « Heat Deflector » rejetant les rayons calorifiques infrarouges;

— Ventilation forcée de la lanterne.

L'ensemble de ces dispositifs permet d'obtenir une lumière d'une grande puissance, sans échauffer le film et le mécanisme de projection.

Le son.

En plus de la batterie normale de haut parleurs placés au centre de l'écran, *Western* a installé quatre nouvelles batteries :

— 2 batteries derrière l'écran à droite et à gauche de celui-ci;

— 2 batteries dans la salle à droite et à gauche de la scène.

Ce dispositif, grâce aux deux lecteurs magnétiques, permet de transmettre soit le son photographique enregistré sur la bande-image, soit les enregistrements magnétiques enregistrés sur des films multipistes, ce qui permet toutes les combinaisons de relief sonore.

A l'issue de la visite, les congressistes ont pu assister à la projection d'un fragment du film en couleurs avec stéréophonie : *Les révoltés de Lomanach*.

Dîner du Congrès.

Ce dîner qui eut lieu le Vendredi 9 Avril à 20 heures au Pavillon Dauphine a réuni 190 congressistes dont beaucoup étaient accompagnés de leurs épouses.

des sons, des signaux de télévision, des informations de toute nature qui ont fait l'objet des brillants exposés que nous avons entendus pendant cette semaine, ne nous permettent pas de disposer de moyens de conserver une représentation du climat de bonne entente qui s'est établi entre les Congressistes, climat qui a été particulièrement mis en évidence par la bonne humeur des conversations échangées ce soir au cours de ce dîner.

Comme nous l'a très brillamment rappelé un des éminents conférenciers de ce Congrès, l'idée de conserver la parole humaine n'est pas nouvelle : une très vieille légende chinoise raconte qu'il y a plus de trois mille ans un Mandarin aurait fait parvenir à son Empereur un message verbal qu'il aurait enfermé dans un coffret de jade.

On rapporte aussi que certaines tribus indiennes se seraient transmises leurs messages au moyen d'éponges que les destinataires pressaient pour libérer les paroles qu'elles contenaient. J'imagine qu'un certain cérémonial, apparemment très mystique, était nécessaire pour arriver à un résultat.

Si l'enregistrement des sons, par des méthodes plus scientifiques et certainement plus efficaces, est maintenant bien connu du grand public, on peut cependant se demander si les possibilités offertes par les méthodes modernes d'enregistrement ont atteint leur plein développement.

La découverte de l'imprimerie a demandé de très nombreuses années avant de prendre son plein effet. Peut-être en sera-t-il de même pour les techniques de l'enregistrement des sons et des informations.

Certaines des possibilités des méthodes d'enregistrement des



Vue de la Table d'honneur du dîner du Congrès le 9 avril 1954.

Au fond, de gauche à droite. Général LESCHI, M. MOLLAT DU JOURDAIN, M. DAMELET, M. RAGEY, M. HAYES, M. LABROUSSE, M. RABUTEAU, M. CAQUOT, M. PONTE, M. ANGLES D'AURIAC.

A partir du 1^{er} plan :

à gauche : M. MERCÉ PLATERO, Mme CHARLES, M. KORN, Professeur GABOR, Mme FORTY, M. LEHMANN.

à droite : M. MATRAS, Mme RABUTEAU, M. AUBERT, M. FORTY, Mme GABOR, M. GALLET.

Autour de la table d'honneur présidée par Monsieur RABUTEAU avaient pris place diverses personnalités, tant françaises qu'étrangères.

A l'issue du banquet Monsieur RABUTEAU s'adressa aux congressistes en ces termes :

A la fin de ce dîner, je voudrais vous dire que je regrette, et je suis persuadé de ne pas être le seul, que les procédés d'enregistrement

informations ont été mises en évidence de façon spectaculaire en réalisant des robots doués d'intelligence, et je crois comprendre qu'une exposition doit être prochainement organisée à Paris dans le but de montrer un certain nombre d'animaux mécaniques, ayant des désignations aussi évocatrices que possible : souris, renards électroniques et autres. Une des démonstrations les plus frappantes aurait été réalisée par les Laboratoires Bell aux Etats-Unis : démonstration dans laquelle une souris mécanique, lâchée dans un

labyrinthe, s'éduquerait en se cognant contre les parois : chaque rencontre de la souris avec les parois du labyrinthe se traduisant par l'enregistrement d'une information dans une mémoire électronique, la souris s'éduquant progressivement et finissant par parcourir le labyrinthe sans en rencontrer les parois.

De là à généraliser qu'il est possible de réaliser des cerveaux électroniques capables de reproduire les différentes fonctions de l'intelligence humaine, ou de remplacer les êtres humains dans leurs différentes activités, le chemin à parcourir est énorme et il est probablement, pour le moment, du domaine du rêve. Certains ont voulu voir des analogies entre certaines des fonctions du cerveau humain et les mémoires électroniques.

Je n'ai aucune idée du point de vue des physiologistes du système nerveux à ce sujet, et l'enthousiasme soulevé par différents auteurs qui ont traité de la cybernétique ne doit pas nous masquer le chemin considérable à parcourir pour progresser dans cette voie.

Dans quelle mesure la réalisation de mémoires électroniques de plus en plus perfectionnées permettra-t-elle d'augmenter l'étendue des problèmes que l'intelligence humaine peut contrôler ? Il n'est guère possible de le prévoir. Peut-être convient-il de rappeler que le développement des améliorations de la condition humaine est accompagné du développement des moyens de destruction, et de ne pas croire à l'avènement d'un nouvel Âge d'Or. Dans ce domaine, comme dans d'autres, l'histoire de l'apprenti sorcier ne doit pas être oubliée.

Dans un domaine plus proche de nos occupations de tous les jours, vous avez sans doute été frappés par le fait que les dispositifs d'enregistrement sont maintenant utilisés pour contrôler les opérations d'atterrissage des avions de transport. Les conversations échangées entre les pilotes et les fonctionnaires des tours de contrôle des principaux aéroports sont enregistrées; cet enregistrement a lieu dans les tours de contrôle et, dans certains cas, à bord des avions qui se préparent à atterrir. Des précautions sont prises pour que les enregistrements soient conservés même en cas d'accident. Le but de ces opérations est de pouvoir, en cas d'accident, connaître la succession des ordres donnés et déterminer, s'il y a lieu, les responsabilités.

L'utilité de cette procédure est certaine, mais je suis persuadé que beaucoup d'entre nous peuvent penser que la généralisation de cette façon de faire à d'autres aspects des activités professionnelles ou extra professionnelles risquerait de faire oublier la parole célèbre : « Les paroles s'envolent et les écrits restent ». Peut-être bien des échanges d'idées, des discussions gagneraient en précision et en concision et nous pourrions nous en féliciter. Mais une généralisation inconsidérée de l'enregistrement des conversations limiterait l'absence de contrainte qui est nécessaire pour tout échange de vues fructueux.

Aussi, permettez-moi, après avoir remercié Monsieur le Secrétaire Général des P.T.T., M. le Représentant du Ministre de l'Information et les éminents représentants des Administrations qui ont bien voulu nous honorer de leur présence, de vous dire que l'enregistrement des sons et des images est peut-être la meilleure et la pire des choses.

Séance de Cloture.

Le Samedi 10 Avril à 11 heures les congressistes s'étaient réunis dans le grand amphithéâtre de la Maison de la Chimie pour assister à la séance de clôture au cours de laquelle M. RABUTEAU prononça l'allocution suivante :

Mesdames,
Messieurs,

Au moment où s'achève le Congrès de l'Enregistrement Sonore, je voudrais d'abord remercier, au nom de tous les Organisateurs et au nom du Comité d'Honneur, les représentants français et étrangers qui ont bien voulu venir nombreux faire eux-mêmes le succès de ces réunions, succès qui a été réel et, je crois, remarqué. Tant par la qualité de leurs travaux que par la valeur de leurs inventions et de leurs suggestions au cours des discussions, les Congressistes ont contribué d'une façon importante au développement de la technique et des applications des procédés d'enregistrement des informations.

Nous nous étions assigné deux objectifs principaux : faire le point des diverses techniques touchant l'enregistrement des informations sous toutes leurs formes et permettre des échanges de vues fructueux. Ces objectifs ont été atteints. Après les exposés magistraux qui nous ont été présentés faisant le point de la situation actuelle, les discussions ont été animées, souvent même brillantes, et les confrontations des idées et des réalisations ont eu un caractère ample et approfondi.

Certains conférenciers, il faut le souligner, ont complété leur communication par des démonstrations, souvent très hardies, et qui ont pleinement réussi en dépit de tous les hasards malencontreux

qui se plaisent si souvent à faire échouer les expériences publiques de procédés nouveaux.

Il est malheureusement impossible d'analyser ici toutes les communications qui ont été faites. Les procédés d'enregistrement magnétique ont été très complètement décrits et les progrès extrêmement rapides des dernières années ont été très remarquables. Je suis persuadé que les possibilités d'enregistrement des signaux de télévision qui nous ont été exposées ont surpris un grand nombre de Congressistes.

Le Congrès a été également instructif en ce qui concerne les méthodes d'exploitation des enregistrements magnétiques, notamment dans le domaine de la Radiodiffusion et de l'Aviation Civile. Les méthodes et les moyens de mesures des divers éléments constituant les chaînes électro-acoustiques, les méthodes et les moyens d'enregistrement des fréquences très élevées en vue d'applications spéciales ont fait l'objet de communications très intéressantes.

Au nom de tous les Organisateurs du Congrès, je tiens à adresser mes félicitations et mes remerciements très cordiaux à tous les Industriels qui ont bien voulu participer à notre exposition et nous accorder sans réserve leur hospitalité. Ils nous ont montré qu'ils avaient dominé la notion étroite et quelque peu périmée du secret de fabrication. Nous sommes persuadés que la cordialité des réceptions qu'ils nous ont offertes facilitera la normalisation des appareils qu'ils fabriquent, normalisation qui est essentielle pour permettre un abaissement des prix de revient.

L'exposition a permis de se faire une idée de la qualité de leur production industrielle et nous les en félicitons.

Certaines firmes nous ont fait présent de disques microsillons qui seront un agréable souvenir de ce Congrès, je les en remercie en votre nom à tous.

Je voudrais aussi remercier les représentants des diverses Radiodiffusions, notamment des Radiodiffusions étrangères, qui sont venus ici nous faire part de leurs expériences pratiques et qui ont très largement contribué au succès de ce Congrès.

Le Centre National de la Cinématographie Française, la Fédération Syndicale des Industries Techniques du Cinéma, la Fédération Nationale des Industries Radioélectriques et Electroniques, le Syndicat National des Industries Radioélectriques nous ont apporté une aide très efficace; au nom des Organisateurs du Congrès, j'adresse mes remerciements à Monsieur FLAUD, M. WEIL-LORAC, à M. DAMELET et à M. LIZON qui dirigent ces organisations.

Enfin, le succès des réunions de travail a été dû pour une très grande part, à l'action personnelle et à la compétence de nos éminents Présidents de Sections. Je suis sûr que vous vous joindrez à moi pour exprimer notre reconnaissance à M. le Professeur GABOR, à M. le Docteur GRUTZMACHER, à M. le Professeur ROUTRY, à M. CHAVASSE et à M. LOVICH.

Ce Congrès aura, je l'espère des suites fructueuses et durables, les échanges de vues, les contacts personnels qui ont eu lieu ici vont, j'en suis sûr, susciter des inspirations nouvelles, animer pendant les mois à venir de patients travaux qui seront couronnés, c'est le vœu que je me permets de formuler, par des résultats brillants dont l'honneur et le mérite vous reviendront.

Cette séance se termina fort agréablement par un apéritif d'honneur offert par le Comité d'Organisation du Congrès.

Concert de l'Orchestre National et de Musique Expérimentale.

Ce concert offert par la Radiodiffusion-Télévision Française le Jeudi 8 Avril à 21 heures au Théâtre des Champs Élysées comportait en première partie l'audition de l'Orchestre National de la Radiodiffusion Télévision Française dirigé par Monsieur Jean FOURNET et en seconde partie un programme de musique expérimentale sous la direction de Monsieur Pierre SCHAEFFER, projection sonore réalisée par Jacques POULLIN.

Le programme de musique expérimentale se composait de quatre œuvres esquissant les quatre tendances principales auxquelles on peut ramener ces nouvelles disciplines toutes nées des moyens modernes de l'enregistrement magnétique, associées aux techniques électroniques c'est-à-dire :

Les instruments électroniques de type classique (ondes Martenot), la music for tape américaine, la musique électronique, comme l'entend le centre de Recherches de la N.W.D.R. à Cologne, et la musique concrète que la Radiodiffusion Télévision Française abrita et encouragea depuis 1948.

Ainsi les congressistes purent entendre :

Musique électronique :

Etude de sons n° 2 Herbert EIMERT et Robert BEYER.

Music for tape :

Sonic contours W. USSACHEWSKY

Quatuor ondes Martenot :

Thèmes exotiques.

Nelly CARON, Jeanne LORIOD et Guillemette BOYER
sous la direction de M. MARTENOT.*Musique concrète.*Le Voile d'Orphée Pierre HENRY
première audition à Paris.**Visite excursion aux Châteaux de la Loire (10-11 avril 1954)**

L'objet de ce déplacement était à la fois touristique et technique. Le côté touristique fut évidemment assuré grâce aux visites guidées des Châteaux de *Chenonceaux*, *Cheverny*, *Chambord* et *Blois* et le côté technique fut examiné à l'occasion des spectacles « Son et Lumière » donnés à *Chenonceaux* et à *Chambord*.

40 congressistes pour la plupart étrangers prirent le départ en car à Paris le Samedi 10 Avril à 14 h 30 et arrivèrent à *Tours* vers 20 h où une splendide réception leur fut offerte par le Préfet de *Tours*, M. CHAPEL, qui eut la délicate pensée d'offrir à l'épouse d'un congressiste anglais, M. FORTY, du *British Post Office*, un vase de cristal en souvenir de son passage en Touraine.

Après un excellent dîner au « Bon Laboureur » de *Chenonceaux*, les congressistes furent reçus par M. ROSE, *Délégué Régional*

au *Tourisme* et un membre du Comité d'organisation du Congrès, M. PIRAUX, de la *Société Philips* qui leur présentèrent vers 23 h un magnifique spectacle « Son et Lumière » au château de *Chenonceaux*. Ce spectacle fut suivi d'un examen de la Centrale de Commande réalisée par la *Société Philips*.

De retour vers 2 h du matin seulement à *Blois*, les congressistes après un sommeil réparateur à l'Hôtel de France et de Guise, reprirent la route vers 9 h 30 pour les visites-excursions de *Cheverny* et de *Chambord* prévues au programme de la matinée du Dimanche 11 Avril. *Cheverny* fut apprécié du point de vue artistique seulement tandis qu'à *Chambord* en plus des satisfactions artistiques, les congressistes purent goûter le charme de la musique stéréophonique en plein air, grâce à l'obligeance de M. GARRET, du C.C.A.M. et de M. MILLON de la *Société Pathé Marconi*.

Après le déjeuner, vers 14,30 h à l'Hôtel de France à *Blois* les congressistes visitèrent le Château de cette ville et le départ du retour pour Paris fut donné à 16,30 h où eut lieu l'arrivée vers 21 h, après un arrêt à la Cathédrale de *Chartres*.

Toutes explications utiles leur furent données sur les méthodes employées pour obtenir la simultanéité des ambiances sonores et des effets lumineux, grâce notamment aux commutations obtenues à partir d'une bande magnétique des différents circuits de reproduction sonore en synchronisme avec les projecteurs d'éclairage. La disposition des colonnes acoustiques et des batteries de projecteurs fut ensuite examinée.

RÉUNION DU BUREAU

Le Bureau s'est réuni le Jeudi 8 Février 1954 sous la présidence de Monsieur G. RABUTEAU, *Président de la Société des Radioélectriciens*.

Etaient présents :

MM. ANGOT, BOUTHILLON, LIBOIS, DE MARE, MATRAS, MOULON, RIGAL.

Etaient excusés :

MM. CABESSA, PICAULT.

Au cours de cette séance, les principaux points suivants ont été examinés :

1^o Organisation du Congrès International sur les procédés d'enregistrement sonore et leur extension à l'enregistrement des Informations;

2^o Compte rendu du voyage à Marseille et à Grenoble de M. MATRAS, *Secrétaire Général*.

Le bureau donne son accord pour la création d'un groupe à Marseille.

3^o *Onde Electrique*. — La présentation et la matière des articles à publier dans l'*Onde Electrique* sont examinées. Il est décidé sur la proposition de M. DAVID de publier dorénavant des articles de synthèse.

RÉUNIONS EN SORBONNE

Réunion du samedi 23 février 1954.

Au cours de cette séance présidée par M. G. RABUTEAU, M. BRAMEL DE CLÉJOUX, *Ingénieur en Chef des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T.* et *Président de la Délégation Française au C.C.I.R. de Londres 1953*, fit un exposé sur la septième assemblée plénière du C.C.I.R.

Le conférencier après avoir rappelé brièvement l'histoire du C.C.I.R. depuis sa fondation, indique son organisation actuelle telle qu'elle résulte des décisions de la Conférence d'Atlantic-City. Il insiste notamment sur le rôle primordial qui incombe aux rapporteurs principaux qui président chacune des quatorze commissions d'études.

Il résume ensuite les travaux effectués par le C.C.I.R. notamment au cours de la VII^e Assemblée plénière qui s'est tenue à Londres en Septembre 1953 et souligne le fait que ces travaux s'étendent sur presque tout le très vaste domaine de la technique radioélectrique. Il montre comment certaines questions qui peuvent a priori sembler très simples, comme par exemple le champ minimum nécessaire pour les différents types de services, sont au contraire fort complexes, car elles nécessitent, non

seulement des études sur le matériel radioélectrique lui-même mais également sur la propagation ionosphérique.

A la lumière de ce résumé, M. BRAMEL DE CLÉJOUX montre que le C.C.I.R. n'est pas un organisme scientifique, mais un organisme de technique appliquée aux radiocommunications et que, s'il ne peut se désintéresser des questions scientifiques telles que la propagation, il ne doit pas les aborder dans un but de recherche pure, mais en vue de leur application pratique.

Le conférencier indique ensuite l'aide que le C.C.I.R. peut apporter à l'amélioration des radiocommunications et par conséquent aux administrations qui les exploitent, tant dans le domaine des normalisations nécessaires que dans celui de la meilleure utilisation du spectre radioélectrique.

Réunion du samedi 27 février 1954.

Cette séance présidée par M. G. RABUTEAU était consacrée à un compte rendu de M. le Lieutenant-Colonel LOCHARD, *Vice-rapporteur de la Commission du C.C.I.R. sur les travaux de la Commission I du C.C.I.R.* et à un exposé de M. J. VOGEL, *Ingénieur des Télécommunications* sur les problèmes d'actualité dans l'Etude de la transmission des ondes ultra-courtes.

Le Lt-colonel LOCHARD rappelle d'abord que la question de la réduction des largeurs de bande des émissions est à l'ordre du jour depuis la Conférence administrative des Radiocommunications d'Atlantic City en 1947. Peu de problèmes techniques ont une importance plus grande pour le développement des Télécommunications internationales ; en effet, en conservant les codes et systèmes de manipulation actuels on peut envisager une multiplication par deux ou trois du nombre des liaisons radiotélégraphiques à grande distance sans augmentation des brouillages, grâce à un arrondissement des signaux télégraphiques.

Les travaux du C.C.I.R. sur la limitation des spectres ont été rendus possibles par l'établissement d'une définition précise (énergétique) de ce que l'on convient de désigner par « largeur de bande des émissions ». Il est montré que le spectre d'un signal aléatoire, donc susceptible de transmettre de l'information s'étend nécessairement sur toute la gamme des fréquences. Ce spectre ne peut être nul qu'en certains points, en quantité dénombrable, et non sur intervalle. D'où la nécessité d'une part de définir ce que l'on entend par largeur de bande d'une émission, d'autre part, d'employer une courbe continue depuis la fréquence zéro jusqu'aux fréquences infinies pour réglementer les spectres.

La limitation des spectres a été entreprise par le C.C.I.R. grâce à des travaux théoriques et expérimentaux au cours de ses Assemblées plénières de 1948 (Stockholm) de 1951 (Genève) et de 1953 (Londres).

On a adopté successivement des limites pratiques portant sur les classes d'émission suivantes :

— Emissions Radiotélégraphiques de la classe A1 (entretenues pures) avec fluctuations.

— Emissions radiotélégraphiques de la classe A1, sans fluctuations.

— Emissions radiotélégraphiques de la classe F1 (Déplacement de fréquences).

— Emissions radiotélégraphiques de la classe A2 (Télégraphie modulée).

— Emissions radiotéléphoniques de la classe A3 (Double bande latérale).

— Emissions radiotéléphoniques des classes A3a, A3b, etc. (bandes latérales indépendantes).

Enfin, dans les différents pays toute une gamme d'appareils de mesure des spectres d'émission ont été étudiés et construits. Certains sont des spectroscopes panoramiques pourvus d'un balayage de fréquence plus ou moins rapide; d'autres sont des spectromètres statiques permettant la mesure précise de l'amplitude de chaque raie spectrale.

M. VOGÉ succédant au Colonel LOCHARD fait le point, en s'inspirant en particulier des documents de la dernière Assemblée Générale du C.C.I.R. à Londres (Septembre 1953), sur des problèmes de transmission en ondes ultra-courtes dont on peut espérer, dans un proche avenir, d'importantes applications dans le domaine des radiocommunications.

On distingue deux types de propagation à grande distance au-delà de l'horizon. Les ondes métriques (30 à 60 ou 100 Mc/s) semblent permettre la réalisation de liaisons radiotélégraphiques, et peut-être même radiotéléphoniques, absolument sûres, à des distances comprises entre 1 000 et 2 000 km environ : le champ reçu serait dû principalement à une diffusion du rayonnement émis, dans une zone turbulente à la base de la couche ionosphérique E. A des distances moins grandes (quelques centaines de kilomètres — jusqu'à 700 ou 1 000 km), des transmissions permanentes sont également possibles, par suite d'un mécanisme troposphérique (probablement aussi diffusion turbulente), dans toute la gamme 40-4 000 Mc/s. Les niveaux reçus et leur distribution au cours du temps dépendent assez peu de la fréquence; les variations s'atténuent avec la distance; mais l'on connaît mal la largeur de bande utilisable pour d'éventuels faisceaux hertziens (quelques centaines de Kc/s ou quelques Mc/s ?). Des fluctuations rapides se manifestent à la réception, mais peuvent être atténuées par la mise en œuvre des procédés de diversité. Des puissances d'émission considérables et des aérions directs sont nécessaires pour observer ces propagations à grande distance : malheureusement les gains d'antenne se révèlent parfois bien inférieurs aux gains correspondant à la propagation en espace libre.

La dernière partie est consacrée aux liaisons en visibilité directe (liaisons terrestres ou aéronautiques, radar, télévision, etc.). Bien que le mécanisme des évanouissements et les corrélations entre la propagation et la structure de l'atmosphère soient encore mal connus, le conférencier essaye de classer les différents types de fadings : fadings « primaires », qui ne mettent en jeu que la ou les composantes fondamentales du champ (fadings d'affaiblissement ou d'interférence), et fadings « secondaires », qui font intervenir des composantes d'amplitude minime mais d'une grande importance au moment des évanouissements les plus prononcés. Les causes principales de fading semblent être les réfractions sous-standard, l'interférence entre rayon direct et rayon réfléchi sur le sol, et les stratifications atmosphériques (couches d'inversion et couches « superstandard », bien que parfois assez irrégulières). On peut en déduire les conditions favorables à la stabilité du signal reçu : dégagement convenable des liaisons (ni trop faible, ni exagéré); diminution du champ réfléchi au sol, par le choix des emplacements, la présence de masques; profils accidentés, dénivellation importante entre les stations, etc... L'emploi de la diversité d'espace ou de fréquence améliore de façon notable la stabilité et supprime les fadings de grande amplitude.

Réunion du samedi 13 mars 1954.

Cette séance présidée par M. G. RABUTEAU avait pour objet un exposé général sur *La nouvelle Station de Télévision de Strasbourg*.

L'organisation générale de la station était développée par M. J. LAMARCHE, Ingénieur en Chef des Télécommunications à la Radiodiffusion Télévision Française, tandis que les caractéristiques du matériel étaient exposées par les représentants des Constructeurs à savoir :

Équipement vidéo par Monsieur BARTHON, remplaçant M. B. Jourdan DE THIEULLOY, Chef de service à la Compagnie Française Thomson Houston.

Équipement Télécinéma par Monsieur P. MANDEL, Ingénieur en Chef de Radio Industrie.

Émetteur par Monsieur J. POLONSKY, Chef de Service Télévision à la Compagnie Générale de T.S.F.

M. LAMARCHE, développant l'organisation générale indique que la Station de Strasbourg mise en service régulier le 25 décembre 1953 comprend :

1° Un centre vidéo équipé d'un studio de prise de vue directe à deux caméras Photicon et d'un ensemble de télécinéma flying-spot 35 mm et 16 mm ;

2° Un car de reportage à 3 caméras image-orthicon (non encore en service) ;

3° Un ensemble d'émissions image et son 3,5 Kw crête bande III. La puissance apparente rayonnée est de l'ordre de 20 Kw et la portée normale de 40 à 50 Km.

La station transmet essentiellement le programme de Paris qu'elle reçoit par le faisceau hertzien des PTT Paris-Strasbourg.

Le matériel de prise de vue directe a été fourni par la Compagnie Française Thomson-Houston.

Le Télécinéma par la Société Radio-Industrie.

Les émetteurs et l'antenne par la Compagnie Générale de T.S.F., qui fournit également le relais de reportage.

En l'absence de M. Jourdain DU THIEULLOY, M. BARTHON, Ingénieur à la C.F.T.H. expose successivement les points suivants concernant l'équipement vidéo.

1° Historique de l'élaboration du matériel.

— Importance de la coopération entre l'Administration de la R.T.F. et les constructeurs pour la normalisation des éléments constitutifs d'un centre de T.V.

— Résultats de ces travaux préliminaires aboutissant à un cahier des charges édité par la R.T.F. Ce cahier des charges codifie :

- a) La présentation du nouveau matériel.
- b) Les performances sévères exigées pour celui-ci, notamment en ce qui concerne la bande passante, les distorsions linéaires et non linéaires, la distorsion de phase, et la stabilité des signaux.
- c) Les niveaux et formes des signaux aux points de jonction des différents éléments. Ce dernier point est d'une grande importance pour l'assemblage de matériels fournis par des constructeurs différents.

2° Présentation du nouveau matériel.

— La disposition classique du matériel en baies implantées à demeure, cède le pas aux équipements composés d'éléments individuels, en caissons de dimensions standardisées.

— Avantages de cette solution

a) Maintenance rendue plus aisée, un caisson défectueux pouvant être remplacé rapidement par un élément analogue. Le caisson défectueux peut être dépanné au laboratoire plus facilement que sur baies.

b) Souplesse d'exploitation. Un centre principal de T.V. pouvant en cas d'urgence envoyer à un centre secondaire des éléments de remplacement en cas de panne ou des voies supplémentaires pour la transmission d'un événement local important.

c) Uniformisation de la présentation des matériels fournis par les différents constructeurs permettant de respecter l'harmonie de l'ensemble.

3° Description des éléments constitutifs.

Celle-ci porte sur le matériel fourni par la Cie Fse THOMSON HOUSTON comprenant plus particulièrement :

- Un groupe de synchronisation.
- Deux voies de prises de vues en studio avec caméras télécommandées.
- Un équipement de mélange d'image pour la régie.
- Les récepteurs de contrôle de différents modèles et certains appareils de maintenance.

M. P. MANDEL rappelle d'abord que : l'équipement de télécinéma de la Radio-Industrie utilise comme procédé d'ana-

lyse, le type dit de « Flying Spot », en raison des avantages que possède ce procédé.

Le pouvoir de résolution, l'étendue des contrastes, la fidélité de la gradation, le rapport signal, souffle sont excellents.

Le niveau noir fixe est facile à établir automatiquement.

La variation électrique de la gradation et la reproduction des bandes négatives sont rendues également possibles avec l'utilisation du procédé.

Après la description générale des principes de fonctionnement, le conférencier fait part des dispositions particulières prises, relatives à la correction, à la distorsion d'ouverture, à la correction du traînage et de la gradation.

En outre, la question de la reproduction des bandes négatives, celle du réglage automatique du niveau de sortie sont examinées.

Les problèmes mécaniques sont ensuite développés en insistant sur la question de la compensation automatique du rétrécissement du film et de l'uniformité du déroulement.

Le conférencier décrit ensuite la disposition mécanique des voies contenues dans les caissons standardisés de la Radiodiffusion-Télévision Française. Différentes vues de l'équipement et du dérouleur sont projetées.

Les caractéristiques électriques les plus importantes sont communiquées en conclusion de la conférence.

M. J. POLONSKY indique ensuite les caractéristiques de l'Émetteur C.S.F. de télévision.

Il rappelle tout d'abord que : après avoir expérimenté pendant quelques années le standard français de télévision à 819 lignes, les Services techniques de la Radiodiffusion-Télévision française ont élaboré un ensemble de clauses techniques, relativement sévères, applicables aux équipements d'émission de télévision et dont l'émetteur de Strasbourg était le premier à subir l'épreuve.

Le conférencier examine les problèmes d'ordre technique et industriel soulevés par la réalisation de cet émetteur — tête d'une série d'émetteurs de 3, 10 et 20 kilowatts dont l'entrée en service est prévue dans le courant de l'année 1954, en France et à l'Étranger.

Il a fallu, malgré la diversité des standards, des bandes de fréquences et des puissances exigées pour les émetteurs, et compte tenu de la sécurité nécessaire en exploitation, harmoniser ces besoins avec une construction rationnelle du point de vue industriel. Ce problème a été résolu par la notion de parties communes des émetteurs vision et son d'une part, et par une structure telle qu'en partant d'un émetteur de faible puissance, on puisse, par l'adjonction de baies symétriques de part et d'autre de la façade, aboutir à des émetteurs de plus en plus puissants.

M. POLONSKY décrit ensuite sommairement quelques particularités de ces émetteurs :

- refroidissement des tubes de puissance (à partir de 3 kW et plus) par un circuit d'eau brute, pris directement sur l'eau de ville (sans pompes et sans échangeurs) ;

- rôle important joué par divers types de contre-réaction appliqués dans cet émetteur ;

- utilisation d'un modulateur vidéo relativement puissant et fonctionnant en classe B ;

- neutrodynage apériodique des tubes de puissance.

La baie de mesure et de contrôle de l'émetteur présente un intérêt en raison des grandes possibilités qu'elle offre pour la maintenance et le dépannage facile de l'émetteur.

Enfin, le conférencier décrit les relais C.S.F., du type mobile ou fixe, légers et peu encombrants, fonctionnant sur onde centimétrique, de 100 milliwatts et 1 watt. Ces relais permettent la transmission simultanée de l'image et du son sur des trajets allant de 30 à 100 kilomètres environ.

ACTIVITÉS DES SECTIONS

Première Section. — Etudes générales.

Le groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité avait organisé le vendredi 12 mars 1954, sous la présidence de Monsieur l'Ingénieur Militaire en Chef ANGOT une séance au cours de laquelle M. P. BARRUEAUD, fit un exposé sur « Nouvelles applications de la transformation de Mellin ».

Deuxième Section. — Matériel Radioélectrique.

Réunion du vendredi 19 février.

Au cours de cette séance présidée par M. LIZON, M. C.-M. LAURENT, Ingénieur à la C.F.T.H. fit un exposé sur

« le Développement d'une série normalisée de condensateurs fixes à diélectriques papier ».

Ces condensateurs doivent satisfaire aux conditions très sévères de température (-55°C à $+85^{\circ}\text{C}$) et de robustesse mécanique exigées par le matériel professionnel tout en ayant un volume aussi réduit que possible. La vie en service doit être supérieure à 10 000 heures.

Les points suivants ont été développés :

- choix des tensions et capacités pour avoir un nombre minimum de types.

- choix de l'imprégnant (huile minérale).

- étude du champ électrique admissible et des courbes de correction en fonction de la température.

- développement d'une série de boîtiers en progression normalisée.

- spécification d'essais et intérêt des essais de vie en service accéléré.

- utilisations diverses en courant continu ou alternatif.

Une série homogène, en boîtiers métalliques, parallélépipédiques étanches a été réalisée et une spécification U.T.E. est en cours d'examen.

Réunion du mercredi 24 février 1954.

Au cours de cette réunion présidée par M. LIZON, MM. DUPEUX et LECONTE firent une communication sur « Les relais et le Polytron ».

M. LECONTE présente ensuite le POLYTRON réalisé par les Ets CHAUVIN ARNOUX.

Les Relais :

M. DUPEUX présente le film réalisé par les Ets Chauvin Arnoux, sur les relais électromagnétiques de manœuvres.

Le film montre les étapes de fabrication du relais GK. Une séquence filmée à 3.000 images-seconde détaille le fonctionnement au ralenti des contacts.

L'attention est particulièrement attirée sur les conséquences de la présence sur le circuit magnétique du relais d'une bague dite « amplidyne ».

Cet artifice a pour effet d'augmenter le couple moteur de l'appareil, et permet sous un faible volume de réaliser un relais très silencieux, à pouvoir de coupure important.

Le Polytron : (pour l'industrie électronique).

Présenté par M. LECONTE.

L'examen des performances désirables pour l'industrie électronique, montre que la précision effective des mesures dépend en majeure partie de la sensibilité de l'instrument.

Le galvanomètre du type magnétoélectrique s'impose donc, mais nécessite en courant alternatif l'emploi de redresseurs. Tout risque de mise hors service de ceux-ci en cas de surcharge a pu être éliminé par l'emploi d'un limiteur à action instantanée, rendant l'appareil pratiquement inclouable.

L'appareil est pourvu de calibres ohmmètre permettant des mesures de 1 ohm à 20 mégohms, et de calibres capacimètre pour des mesures de 500 pF à 5 microfarads. La précision des mesures de capacité a pu être accrue par l'emploi d'une capacité de référence incorporée.

Réunion du lundi 8 mars 1954.

Cette réunion présidée par M. LIZON était consacrée à un exposé de MM. CAYE et FROMY, sur « l'homologation C.C.T.U. des pièces détachées et les moyens d'essais correspondants du Laboratoire central des Industries Électriques ».

M. CAYE rappelle brièvement les avantages de la normalisation, qui, seul, peut empêcher la prolifération des modèles, l'incertitude de la qualité, le gaspillage et les prix élevés. Il applique ces considérations aux pièces détachées radioélectriques et expose le travail fait dans ce sens par la Commission d'homologation du C.C.T.U. qui, actuellement, a publié 85 spécifications. Il termine en expliquant le mécanisme du fonctionnement de la Commission d'homologation de C.C.T.U. et la procédure à suivre par les constructeurs qui désirent faire homologuer des pièces de leur fabrication.

M. FROMY donne ensuite une description du Laboratoire Central des Industries Electriques agréé par la Commission d'homologation du C.C.T.U. pour effectuer les essais de conformité aux spécifications C.C.T.U. Il commence par un rappel rapide de l'histoire du laboratoire ; puis il passe en revue les moyens d'essais mis en œuvre.

Fondé en 1890 par la Société Française des Electriciens sous le nom du Laboratoire Central d'Electricité, le laboratoire est avant tout un centre supérieur de mesures électriques mis à la disposition de l'industrie. Créateur et gardien officiel des étalons électriques français, son activité a été tout d'abord orientée vers les mesures électriques ; son développement s'est effectué parallèlement à celui de l'électrotechnique et, en 1946, il a dû être transféré dans de nouveaux et vastes locaux aménagés à Fontenay-aux-Roses. Simultanément, son activité s'est étendue, d'une part vers les mesures à haute fréquence par la création en 1945 d'une division radioélectrique, d'autre part vers les essais d'endurance destinés à éprouver la robustesse des matériels, et plus spécialement de l'appareillage, à l'égard des actions destructives climatiques, thermiques, mécaniques et électriques. De nombreux bancs d'essais ont été aménagés successivement : enceintes climatiques de toutes sortes, pluie artificielle, brouillard salin, vent de sable, tables vibrantes et à secousses, accélérations centrifuges, moisissures, essais mécaniques des contacteurs, etc...

Le Laboratoire Central des Industries Electriques possédait donc une base de départ solide pour entreprendre les essais d'homologation des pièces détachées radioélectriques. Mais, pour permettre une meilleure application aux clauses particulières des spécifications C.C.T.U., il a entrepris une extension systématique de ses équipements. En s'appuyant sur une analyse des spécifications C.C.T.U., M. FROMY expose le plan d'équipement envisagé ; il donne une description des bancs spéciaux déjà réalisés, en particulier de l'enceinte à climat tropical, et des projets en instance. Tous sont orientés vers la réalisation de bancs d'essais spécialisés permettant de satisfaire dans les meilleures conditions aux programmes d'essais des pièces détachées, conformément, non seulement aux spécifications C.C.T.U., mais également aux spécifications étrangères similaires, telles que les normes américaines J.A.N.

Des projections des principaux bancs d'essais illustrent les descriptions ci-dessus.

En conclusion, le L.C.I.E. constitue un centre d'essais puissamment outillé, en perfectionnement constant, capable d'exécuter dans les meilleures conditions les essais de conformité aux diverses spécifications relatives aux pièces détachées. Il met en outre les installations à la disposition des constructeurs pour leurs études et mises au point.

Huitième Section. — Electronique appliquée.

Réunion du lundi 22 février 1954.

Au cours de cette réunion commune avec l'Association des Ingénieurs Electroniciens (A.I.E.) et présidé par M. F.-H. RAYMOND, M. A. JEUDON, fit une communication sur « Les équipements de copiage électronique pour machines outils ».

Le conférencier rappelle que la Société d'Electronique et d'Automatisme étudie et construit depuis quelques années des équipements électroniques permettant de transformer une machine-outil en machine à reproduire. Dans ces équipements un palpeur électromagnétique suit avec une grande précision les contours d'un modèle ou d'un gabarit. L'usinage s'effectue à vitesse constante quelle qu'en soit la direction.

Un calculateur électronique élabore, à partir des indications du palpeur, les ordres de vitesse et de position donnés aux différents moteurs commandant la position de l'outil. Le palpeur est sensible dans deux directions pour les équipements de fraiseuse.

Certains ensembles totalisent déjà plus d'une année de fonctionnement continu en usine sans aucune défaillance.

Réunion du vendredi 5 mars 1954.

Cette séance commune avec l'Association des Ingénieurs Electroniciens (A.I.E.) et présidée par M. F.-H. RAYMOND était consacrée à un exposé de M. J. ALBIN, sur « Le tambour magnétique, organe d'une calculatrice digitale ».

INFORMATIONS

Congrès du Brit. Ire.

Le BRITISH INSTITUTION OF RADIO ENGINEERS (Brit. I.R.E.) organise un congrès sur les applications de l'électronique aux commandes et contrôles industriels du jeudi 8 juillet au lundi 12 juillet 1954 au CHRIST CHURCH UNIVERSITY OF OXFORD.

Pour tous renseignements s'adresser au :

BRIT. I.R.E.
9, Bedford Square
LONDON W. C. 1

Congrès International de Chronométrie.

Ce congrès organisé par la Société Chronométrique de France présidé par M. R. BAILLAUD Directeur de l'Observatoire National de Besançon se tiendra à Paris du 1^{er} au 5 octobre 1954.

La Société Chronométrique de France a reçu l'adhésion de principe d'un grand nombre d'organismes scientifiques et techniques qui s'intéressent au progrès de la Chronométrie, et notamment du British Horological Institute, de la Section de Chronométrie du Comité Belge de Navigation, de la Deutsche Gesellschaft für Chronometrie et de la Société Suisse de Chronométrie.

Le programme du congrès portera sur les principaux points suivants :

- Détermination et diffusion de l'heure et des fréquences.
- Définition et réalisation d'une échelle de temps uniforme.
- Etalon de temps.
- Enregistrement du temps et des intervalles de temps grands, moyens ou petits, mesure des énormes et des infimes intervalles de temps. — Horlogerie mécanique et électrique. — Mesure des vitesses et des accélérations, synchronisation, oscillations, stroboscopie. — Etude des matériaux employés en chronométrie. — Normalisation. — Enseignement.

Lieu du Congrès.

Conservatoire des Arts et Métiers, 292, rue Saint-Martin, Paris (3^e).

2^e Congrès International de Photographie et Cinématographie ultra-rapides.

Le 2^e Congrès International de Photographie et Cinématographie Ultra-Rapides aura lieu à Paris du 22 au 28 septembre 1954. Le 1^{er} Congrès s'est tenu à Washington en octobre 1952, sous les auspices de la Society of Motion Picture and Television Engineers.

Le Comité d'Organisation se compose de M. Lucien Bull, Directeur de l'Institut Marey (Président), M. l'Ingénieur Général P. LIBESSART, M. le Professeur H. SHCRADIN, M. l'Ingénieur en Chef P. FAYOLLE, M. J. VIVIÉ, Secrétaire permanent de la A.F.I.T.E.C. (Trésorier), M. l'Ingénieur Principal P. NASLIN (Secrétaire), ainsi que de Délégués étrangers.

La correspondance concernant le Congrès doit être adressée au Secrétaire du Comité d'Organisation, M. l'Ingénieur Principal P. NASLIN, Laboratoire Central de l'Armement, Fort de Montrouge, Arcueil (Seine), Tél. Alésia 06.46.

Les travaux du Congrès porteront, non seulement sur les méthodes, techniques, appareils et accessoires optiques, mécaniques, électriques et électroniques en usage en photographie et radiographie instantanées et en cinématographie et radiocinématographie à haute cadence, mais encore sur les applications de ces méthodes à l'étude des phénomènes rapides dans les domaines scientifiques et techniques les plus divers (physique, aérodynamique, mécanique, machines-outils, métallurgie, électro-technique, moteurs, balistique, médecine, chirurgie, biologie, etc.) En principe, la cinématographie ultra-rapide ne se rapporte pas à des prises de vues effectuées à des cadences inférieures à 100 im./sec.

Les trois langues officielles du Congrès sont le Français, l'Anglais et l'Allemand.

Le droit d'inscription est fixé à 1.000 francs pour les auteurs de communications et 2.000 francs pour les autres membres. Il donne droit en particulier à la réception avant l'ouverture du Congrès des résumés pour des communications.

Dans la limite de l'espace disponible, les membres pourront exposer des appareils et accessoires de photographie et cinéma-

topographie ultra-rapides, à caractère commercial ou non, moyennant le versement d'une somme de 20.000 francs par appareil exposé.

Colloque A.M.P.E.R.E.

Ce colloque organisé par le Groupement d'Informations Mutuelles A.M.P.E.R.E. (Atomes et Mollécules par Etudes Radioélectriques) doit avoir lieu les 31 mai et 1^{er} et 2 juin 1954 à l'Ecole Normale Supérieure, 24, rue Lhomond, Paris.

Le programme prévu est le suivant :

I. Absorption dans le spectre hertzien et propriétés diélectriques

1^o Fréquences Radio ; lundi 31 mai à 9 h. 30.

P. ABADIE, R. CHARBONNIÈRE, A. GIDEL, P. GIRARD, A. GUILBOT (L.N.R. et Institut de Biologie Paris). Sur un effet d'orientation des champs dans la mesure des constantes diélectriques.

CAILLON (Montpellier). Relaxation électrique et mécanique dans les hauts polymères.

Mme DALBERT (L.C.P. Paris) : Détermination de ϵ et τ par une étude du processus transitoire pour des corps de constante de temps de l'ordre de 0,1 à 500.

Mlle L. DE BROUCKERE (L. Chim. Glé Fac. Sc. Brusellex) : Emploi des ondes radioélectriques pour l'étude de la structure des macromolécules.

EPELBOIN (L.P.E. Paris) : Application des techniques hertziennes à l'étude du mécanisme de l'électrolyse.

GUILLIEN R. (Sarbruck) : Emploi des discriminateurs dans les mesures de permittivité.

LEBRUN (Lille) : Utilisation de la résonance de tension pour des mesures de permittivité, à température variable, dans la bande 1 à 50 MHz.

MEINNEL J. (Rennes) : Elimination de l'effet de conductivité dans les mesures de ϵ' et ϵ'' en ondes kilométriques.

RAOULT (Clermont-Ferrand) : Modes d'oscillation des triodes classiques.

ROHMER R., Mme M. FREYMAN et R. FREYMAN (Rennes) : Etude des niveaux d'énergie dans les solides semi-conducteurs par la méthode Log $\nu_c - 1/T$ (des fréquences radio aux ondes centimétriques).

2^o Ondes centimétriques : lundi 31 mai à 14 h. 30.

ARNOULT (Lille) : Sur la mesure, en ondes centimétriques, de la permittivité des diélectriques à fortes pertes.

BENOIT J. et NASCHKE E. (Grenoble) : Mesure de la perméabilité complexe du fer de 0 à 10.000 MHz.

LE BOT J. et LE MONTAGNER S. (Rennes) : Mesures et calculs simples de ϵ' et ϵ'' , en ondes centimétriques, par la méthode des batonnets.

LUEG H. : Mesures de permittivité sur de petits échantillons de liquide, en ondes centimétriques.

MUNIER J. (Grenoble) : Appareil pour étalonnage des détecteurs à cristal en hyperfréquences.

POLEY J. Ph. (T.N.O. La Haye) : Techniques de mesure de la relaxation des liquides polaires en ondes centimétriques.

TOPPINGA M. L. (T.N.O. ; La Haye) : Méthode de détermination rapide de l'impédance, de la phase ou du taux d'ondes stationnaires.

VILLEPELET J. (Labo Radio Radar Marine Paris) : Revue de travaux étrangers sur les revêtements absorbant les ondes électromagnétiques.

II. Absorption dans le spectre hertzien ; résonance paramagnétique électronique et nucléaire.

1^o Radiospectroscopie : mardi 1^{er} juin à 9 h. 30 (et à partir de 14 h. 30).

BENE G., DENIS P., EXTERMAN C., MANUS C., MERCIER R. (Suisse) : Contribution à l'étude des dispositifs de résonance nucléaire. — Résonance et relaxation nucléaire en champs alternatifs.

Mlle BERTHET (E.N.S. Paris) : Spectromètre pour résonance paramagnétique.

BUYLE-BODIN (E.N.S. Paris) : Un spectromètre à wobulateur de fréquence pour l'étude de la résonance quadripolaire.

COMBRISON J. (C.E.A. Paris) : Quelques applications possibles de la résonance paramagnétique à des problèmes biologiques.

GABILLARD R. (E.N.S. Paris) : Un nouveau type de spectrographe hertzien. Application à la mesure des champs magnétiques et aux mesures dans les dispositifs cryogéniques.

GERMAIN et PONTIER J. (E.N.S. Paris) : La réalisation de champs magnétiques très homogènes pour l'étude des structures fines en résonance magnétique nucléaire.

GRIVET P. (E.N.S. Paris) : Le titre de la communication sera donné ultérieurement.

PAULEVE P. (Grenoble) : Etude de la résonance ferromagnétique en fonction des températures.

RYTER C. et LACROIX R. (Suisse). Un spectroscopie hertzien de grande résolution permettant l'observation séparée de la dispersion et de l'absorption dans la bande de 3 cm.

SOUTIF M. et DAUTREPPE (Grenoble) : Résonance quadripolaire à basse température.

UEBERSFELD J. (E.P.C. Paris) : Réalisation d'un appareillage de haute sensibilité pour l'étude de la résonance paramagnétique électronique à 10.000 MHz.

2^o Polarisation. Effet Faraday : mardi 1^{er} juin (vers 15 h. 30 après 1^o).

BENOIT J. et MAYER F. (Grenoble) : Technique de mesure de l'effet Faraday en hyperfréquences.

KASTLER A. (E.N.S. Paris) : Phénomènes magnétooptiques des ondes hertziennes liés à la résonance magnétique (Cet exposé d'ensemble sera fait le samedi 5 juin, sous l'égide de la Société Française de Physique).

RAOULT (Clermont-Ferrand) : Un analyseur de vibration dans un guide circulaire.

SERVANT (Bordeaux) : Le titre de la communication sera indiqué ultérieurement.

SOUTIF (G. Grenoble) : Effet Faraday des ferrites à 300 Mc/s.

III. Gaz excités et haute-atmosphère : mercredi 2 juin à 9 h. 30.

CHAMBRON — KAHAN — VASSY (Météo Paris) : Etude de la diffraction par des obstacles de faible diamètre, en vue de l'application à la Physique de l'atmosphère. Appareillage.

DROUIN F. et F. W. HEINEKEN (Zeeman Labo. Amsterdam) : Mesure de permittivité des gaz à la pression atmosphérique.

GOZZINI (Italie ; Pise). Mesure de la dispersion des gaz dans la bande des ondes centimétriques.

HUANG — KAHAN — VASSY (Météo Paris) : Propagation des Hyperfréquences dans les plasmas. Interactions ioniques des ondes. Méthodes et appareillages expérimentaux.

JANIN — EYRAUD (Lyon) : Recherches sur la post luminescence de divers gaz excités en ondes centimétriques.

TACHON — KAHAN — VASSY (Météo Paris) : Constante diélectrique de gaz et vapeurs (air, etc...) en hyperfréquences. Méthodes et appareillages expérimentaux.

Vers 12 h. 30 fin du colloque.

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.
BAYET Michel, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse	DELICROIX. STEINBERG.
BEHE Roger, élève à l'Ecole Nationale de Radio-électricité et d'Electronique appliquées	RAUX. KÉVORKIAN.
BRUN Marcel, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radioélectricité et Electronique)	DAUPHIN. GAUSSOT.
BRUNET Gaston, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET. CHRÉTIEN.
Mlle CHAMPIGNY Thérèse, Ingénieur E.P.C.I. ..	KAPLAN. MATRAS.
CHAUSSEDOUX Michel, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radioélectricité et Electronique)	DAUPHIN. GAUSSOT.
DRIENCOURT Pierre, Ingénieur équipement vidéo à la Société « La Radio-Industrie »	GOUBERT.

FERRIÈRE Jean-Marcel-Henri, sous-Ingénieur équipement vidéo à la Société « La Radio-Industrie »	DONNAY. FAYARD.	PAMPLIN Simon, Directeur Technique de « Cossor Marine Radar »	ADRIEN. BAUDIN.
GALINARO Raymond, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radioélectricité et Electronique)	DAUPHIN. GAUSSOT.	PANNENBORG Anton Eduard, Ingénieur Physique appliquée au Département C.O.B. de la Société Philips à Eindhoven	ZIEGLER. MATRAS.
GENTNER Roger, Agent technique au Laboratoire de Recherches tubes électroniques à la Cie Gle de T.S.F.	CHARLES. LABORDERIE.	PARGNY Bernard-Marcel-Paul, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET. CHRÉTIEN.
GIRAUD Jean-Henri-Paul, Ingénieur des Télécommunications, licencié es-Sciences	DESTRAY. MATRAS.	QUEUDRAY Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radioélectricité et d'Electronique appliquées	CLOUARD. CHAMPEIX.
GIRARD Jean-Louis-Marie, Ingénieur au C.N.E.T. (Division servo-mécanisme)	J. R. DUTILLE. LABROUSSE.	ROY Roger, Ingénieur Radioélectricien, aux Laboratoires d'électronique et de Physique appliquées	ASTOR. ANDRIEUX.
GONZE Marcel-Lucien-Félix, Ingénieur Civil (Electricien Radio)	MATRAS. RIGAL.	SCHUTYSER Jean, élève à l'Ecole Technique Supérieure de l'état (Belgique) (Section-Radio)	JONNIAUX. DEBRUYN.
GROENE Gérard, Agent technique au Service de Télécommunications à la Société « La Radio-Industrie »	MANDEL. BLUM.	SLEHOFER Ladislav, élève à l'Ecole Nationale de Radioélectricité et d'Electronique appliquées	CLOUARD. CHAMPEIX.
GRIMONT Bernard, élève à l'Ecole Nationale de Radioélectricité et d'Electronique appliquées	OLIVIER. RAUX.	STAELENS Pierre, Ingénieur Civil (Université de Louvain)	MATRAS. TESTEMALE.
HOUBE Roger-Charles-Henri, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET. CHRÉTIEN.	TRIGNO Ferdinand, Agent Technique à la Cie des Machines Bull	QUINET. D'ALADERN.
ISSAYAN Jean, élève à l'Ecole Nle de Radioélectricité et d'Electronique appliquées	KÉVORKIAN. CLOUARD.	TRINH-DINH Chung, Agent Technique des Télécommunications	QUINET. CHRÉTIEN.
JACQUET Daniel, Agent Technique équipement vidéo à la Société « La Radio-Industrie » ...	GOUBERT. DONNAY.	VEAU DE LANOUVELLE Henri-St-Cyr, Ingénieur Radio E.S.E., Chef de Département à la Société « Le Matériel Téléphonique »	REDARD. BAUDIN.
JANSEN Lucien-Hubert-René, Ingénieur-Directeur Général de la Régie des Voies Aériennes, Ministère des Communications Belge	RABUTEAU. MATRAS.	WEILL Jacky, Ingénieur-Docteur I.E.G. au Commissariat à l'Energie Atomique	PICARD. SURDIN.
KIRILLOFF Fred-Richard, Technicien Radio ...	GI CHARLES.	WEISSFLOCH Albert, Ingénieur-Docteur, Directeur Technique de la Sté Technique d'Applications et de Recherches Electroniques	HERVÉ. TOCQUÉ.
LALANDE Jean-Fernand, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité	DAUPHIN. GAUSSOT.		
LANORAC Joseph-Auguste, Ingénieur en Chef à la Radiodiffusion Française	TESTEMALE. MATRAS.		
LEBLONC André, Ingénieur Civil des Ponts et Chaussées, Ingénieur Radio E.S.E., au Centre de Recherches Techniques de la Cie Gle de T.S.F.	WARNECKE. GUÉNARD.		
LÉGER Philippe, élève à l'Ecole Nationale de Radioélectricité et d'Electronique appliquées	RAUX. KÉVORKIAN.		
LE GOFF Jean, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble	BENOIT. GRANDSARD.		
LÉVY Jean, Ingénieur Physicien à la Société « Le Matériel Téléphonique »	POTIER. FUHRMANN.		
LOUIS Bernard-Maurice, Ingénieur à la Cie Thomson-Houston, Licencié es-Sciences	GOUTTIÈRE. PEIX.		
MARTIN Jean, Agent technique équipement vidéo à la Société « La Radio-Industrie »	FAYARD. JACQUELIN.		
MARTINEAU Michel, Stagiaire de Recherches au C.N.R.S.	LÉAUTÉ. BRACHET.		
MATHIS Roger, Ingénieur Radio E.S.E., Lt-Cl d'Aviation	BESSON. H. DE FRANCE.		
MEUNIER Pascal, Ingénieur de la Navigation Aérienne	DANEL. GRIVEAU.		

OFFRES D'EMPLOI

0.14 — Le Laboratoire Central des Industries Electriques recherche jeunes ingénieurs et assistants de laboratoire pour essais dans les domaines de radioélectricité, électronique et courants forts.

Adresser les demandes avec titres et curriculum vitae à Monsieur le Directeur du L.C.I.E., avenue du Général-Leclerc, Fontenay-aux-Roses (Seine).

0.15 — Service Technique Transmission recherche Jeune Ingénieur sortie depuis peu de l'Ecole (de préférence E.S.E. ou E.N.S.T.) pour nouvelles études de Laboratoire. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.16 — Entrep. Paris. Mat. électriq. rech. INGÉNIEUR E.F.E., E.P.E., E.S.E.G., 30 a., pr poste attaché techniq. Direction Sit. intères. écr. let. manusc. Réf. et Prét. CONDUCHÉ OCTA, 65, av. Versailles, Paris.

0.17 — AGENTS TECHNIQ. LABOS, expérim. pr Etudes sur récepteurs. TÉLÉVISION. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.18 — INGÉNIEUR expérim., dipl. Gde ÉCOLE pr développement de nouveaux dispositifs électroniques. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.19 — Impte Sté rech. Tte URGENCE pr situat. proxim. NEW-YORK INGÉNIEUR-ÉLECTRONICIEN Hte qualificat. Basse fréquence, impulsions, Servo-mécanisme Ayt expér. plus. années laborat. de recherches. Ecr. av. curric. étail. et date disponib. à la Société qui transmettra.

0.20 — Recherchons pour laboratoire d'études, Agents Techniques 3^e catégorie bien qualifiés ayant une dizaine d'années d'expérience dans l'Industrie des Télécommunications. Ecrire ou téléphoner pour rendez-vous à l'Electronique Appliquée, 25, rue du Dr-Finlay, Paris-XV^e. SEGu 14-75.

RADIOHM

POTENTIOMÈTRE D 25

POTENTIOMÈTRES
CONDENSATEURS
RÉSISTANCES

STANDARD
avec ou sans inter.
avec prise médiane.
Axes de 6% (ou 1/4 pouce,
exportation)

TOUTES VALEURS
répondant à toutes
les exigences de la Radio
et Télévision

(Documentation générale "O"
sur demande)

*Meilleurs
donc
moins chers*

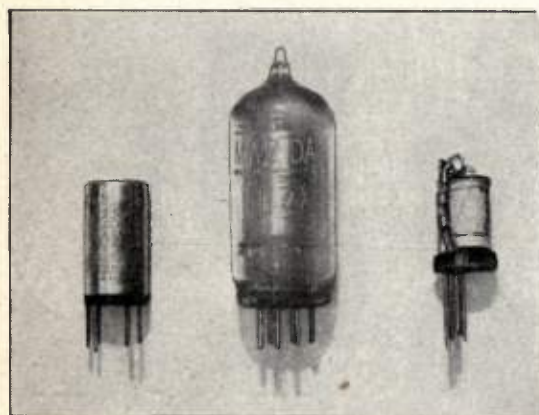
14, RUE CRESPIN DU GAST - PARIS-XI^e
TÉL. OBÉ. 18-73 • TÉLÉG. RADIOHM-PARIS

LES CABLES DE LYON

CABLES H.F.
ET U.H.F.

CABLE DE
LIAISON POUR
STATION
HERTZIENNE

LES CABLES DE LYON
170, Avenue JEAN-JAURES - LYON



RELAIS SUBMINIATURES UGON

BREVETÉS S. G. D. G.

- Excitation normale : 6 milliwatts - de 42 à 12.000 ohms
- Pouvoir de coupure : 0,5A sous 24V - 1 million d'opérations
- Rapidité, 1 milliseconde sous 6 milliwatts - 0,2 m sc. sous surcharge
- Poids blindé étanche : SIX grammes.

DISPONIBLES

Notice et renseignements :

LE PROTOTYPE MÉCANIQUE - 16 bis, rue Georges-Pitard
Paris-15^e - VAU. 38-03

PUBL. RAPHY

PARU :

TECHNIQUE des MESURES en MICRO-ONDES (HYPERFRÉQUENCES)

Edition française de
TECHNIQUE OF MICROWAVE MEASUREMENTS
par Carol G. MONTGOMERY

**Tome I : Les sources d'énergie et la mesure
de la puissance. Mesures de longueur d'onde
et de fréquence.**

Un ouvrage de 520 pages. - Format 16 x 25 cm. Prix : broché,
3.000 f. ; relié pleine toile grenat, décor bronze et noir, 3.300 f.
Port : 120 fr.

ÉDITIONS CHIRON, 40, r. de Seine, PARIS-6.

POTENTIOMÈTRES

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

Variohm

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