

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

**Description du système radiotélégraphique im-
primeur à caractères décomposés des Labora-
toires L. M. T., par M. L. DEVAUX.**

**Étude des principes de la rétroaction (*suite et fin*),
par F. BEDEAU et J. de MARE.**

Discussion.

Société des Radioélectriciens.

ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

Prix : 9 fr.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amis de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN		Étienne CHIRON	PRIX
France.....	90 fr.	ÉDITEUR	DU NUMÉRO : 9 fr.
Étranger	{tarif faible 110 fr.	40, rue de Seine-PARIS	Tél. : DANTON 47-56
	{tarif fort. 120 fr.		
		CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse

Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 56-30

Compte de chèques postaux n° 697-38

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

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs à toute demande.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radio-Électriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts :

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;
2° d'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité (art. 1 des Statuts).

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

- 1° Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*.
- 2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique.
- 3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc.
- 4° Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile.
- 5° Abonnements circulaires à certaines revues.
- 6° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

- 1° Membres titulaires, âgés de moins de 21 ans ou en cours d'études (pendant 5 ans au plus).. 48 fr.
- 2° Membres titulaires, particuliers..... 80 fr.
- sociétés ou collectivités..... 320 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux :

- Pays ayant adhéré à l'accord de Stockholm 20 fr.
- Autres pays..... 30 fr.
- 3° Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit..... 1200 fr.

4° Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à..... 300 fr.

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention annuelle d'au moins 1.000 fr.

DESCRIPTION DU SYSTÈME RADIOTÉLÉGRAPHIQUE IMPRIMEUR A CARACTÈRES DÉCOMPOSÉS DES LABORATOIRES L. M. T.¹

par M. L. DEVAUX

Chef de service aux Laboratoires L. M. T.

Principe. — Les systèmes télégraphiques imprimeurs basés sur le code à cinq unités, tels que ceux qui sont employés pour les transmissions par fil, ne sont pas adaptés aux communications par radio parce que les parasites inévitables agissent comme des signaux ajoutés au code, ce qui se traduit par l'impression de lettres erronées, sans qu'aucun indice permette de déceler qu'une autre lettre vient d'être imprimée à la place de la lettre correcte.

L'expérience a montré que jusqu'à maintenant il n'a été possible de vaincre cette difficulté, comme dans le système Baudot-Verdan, qu'au prix d'un équipement supplémentaire compliqué.

Une autre méthode d'envoi de messages imprimés consiste à décomposer chaque caractère suivant des lignes parallèles et à envoyer par modulation d'une onde porteuse les bandes élémentaires composées de points et de traits dont l'assemblage reproduit le caractère.

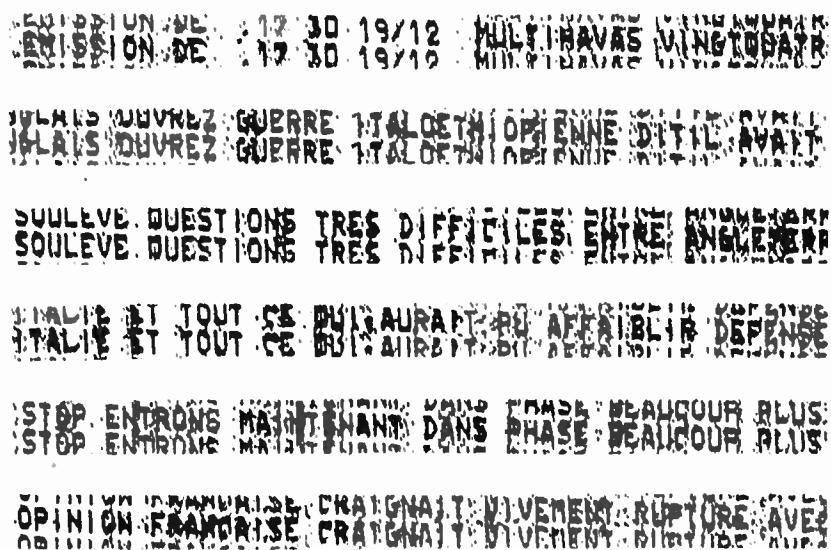
Ce procédé ressemble donc au principe de transmission fac-similé : Chaque bande est alors transmise comme des signaux Morse. Un tel système convient parfaitement pour la transmission par radio, car les parasites ne peuvent pas changer une lettre : ils ajoutent des points en dehors de la lettre, ou ils suppriment une partie de celle-ci, mais le caractère reste cependant reconnaissable même en présence d'un brouillage important. Dans le cas où les parasites sont trop considérables, les caractères peuvent devenir illisibles, mais

1. Communication présentée à la Société des Radioélectriciens, le 16 février 1938.

l'opérateur est averti de la mauvaise transmission et il peut demander une répétition du message.

Il n'existe à l'heure actuelle qu'un seul système télégraphique utilisant ce principe.

Dans ce système, décrit par M. Guyot dans le numéro d'avril 1935 de *l'Onde électrique*, les caractères sont décomposés en bandes



EN MISSION DE : 17 30 19/12 MULTIMAVES VINGTQUATRE
 EN MISSION DE : 17 30 19/12 MULTIMAVES VINGTQUATRE
 ITALIE OUVRIR GUERRE ITALOETHIOPIENNE DIT LE AVANT
 ITALIE OUVRIR GUERRE ITALOETHIOPIENNE DIT LE AVANT
 SOULEVE QUESTIONS TRES DIFFICILES ENTRE ANGLETERRE
 SOULEVE QUESTIONS TRES DIFFICILES ENTRE ANGLETERRE
 ITALIE ET TOUT CE QUI AURAIT DE AFFAIBLIR DEFENSE
 ITALIE ET TOUT CE QUI AURAIT DE AFFAIBLIR DEFENSE
 STOP ENTRONS MAINTENANT DANS PHASE BEAUCOUP PLUS
 STOP ENTRONS MAINTENANT DANS PHASE BEAUCOUP PLUS
 OPINION FRANÇAISE CRIGNAIT MOUVEMENT RUPTURE AVEC
 OPINION FRANÇAISE CRIGNAIT MOUVEMENT RUPTURE AVEC

Fig. 1. — Bandes reçues entre Alger et Paris par appareil à double impression.

verticales et sont matérialisés sur des cames rotatives tournant continuellement et commandant des ressorts de contact. Au moyen des touches du clavier, l'opérateur met en action les ressorts correspondant aux caractères à envoyer, ce qui produit la modulation du poste émetteur par une fréquence acoustique découpée suivant des points et des traits. La transmission se fait aussi au moyen d'une bande perforée.

A l'arrivée les courants de basse fréquence détectés agissent sur un électro d'impression qui imprime sur une bande de papier se déroulant continuellement des points et des traits verticaux reconstituant les caractères.

Comme il n'y a pas de synchronisme exact entre le transmetteur et le récepteur, non plus que de mise en phase des deux appareils, l'impression d'un caractère se fait à une hauteur quelconque sur la bande réceptrice, de sorte qu'il arrive que la moitié inférieure des caractères est imprimée au haut de la bande et la partie supérieure en bas, rendant ainsi le message illisible. Pour éviter cet inconvénient, l'impression se fait en double : la bande de papier est de largeur double et les deux impressions se font simultanément l'une au-dessus de l'autre, de sorte qu'au moins un caractère est imprimé en entier. Il en résulte que les variations de synchronisme se traduisent par l'inclinaison de la ligne d'impression. La figure 1 montre l'aspect d'une bande reçue avec un appareil de ce type sur la liaison à grandes ondes Alger-Paris.

Si ce principe est très simple, il présente par contre des inconvénients importants. A part le fait que les messages reçus ont un aspect tout à fait anormal, le système peut difficilement s'appliquer à la transmission par ondes courtes à cause du fading sélectif pour lequel il n'est prévu aucune compensation.

Le système imprimeur est à mouvement extrêmement rapide et par suite sensible aux parasites même très brefs, et il en résulte que la bande reçue en présence de bruit est très maculée par de nombreux points supplémentaires, ce qui limite le maximum tolérable du niveau relatif des parasites.

La transmission manuelle exige que l'opérateur abaisse les touches du clavier en synchronisme avec la rotation des cames de sorte qu'alors la vitesse de transmission par bande perforée peut être de 50 mots par minute, celle de la transmission manuelle a dû être réduite à 25 mots.

En utilisant également le principe de décomposition des caractères, mais avec des moyens différents, les Laboratoires L. M. T. ont eu en vue de réaliser un système offrant des avantages, particulièrement en ce qui concerne les points suivants :

1° Fonctionnement assuré dans de larges limites du fading sélectif, condition absolument nécessaire dans le cas de liaison par ondes courtes.

2° Large tolérance dans le rapport de l'intensité du signal utilisé à celle des parasites.

3° Transmission manuelle au moyen d'un clavier ou par bande per-

forée à l'avance, la vitesse de transmission étant la même dans les deux cas.

4° Impression normale sur une bande de papier, exactement comme avec les récepteurs télégraphiques des types courants.

5° Absence d'un synchronisme exact entre le transmetteur et le récepteur.

6° Emploi à volonté pour la transmission de la même bande perforée que celle des télégraphes imprimeurs courants basés sur le code à cinq signaux.

Les points caractéristiques du système des Laboratoires L. M. T. résident dans la décomposition des caractères par lignes horizontales et dans la transmission simultanée des différentes bandes au moyen de courants à fréquences vocales, une fréquence étant affectée à chaque bande.

La définition des caractères est d'autant meilleure que le nombre des lignes de décomposition est plus grand, mais la complication du système et la largeur de la bande de fréquences à transmettre croissent avec le nombre des lignes. En pratique il a été reconnu qu'avec sept lignes on obtient une définition satisfaisante de tous caractères : lettres, chiffres, signes de ponctuation.

Les courants à fréquence vocale servent à moduler l'onde porteuse. La largeur de la bande de fréquences correspondant à la transmission radio est variable et dépend de la sélectivité des filtres à basse fréquence utilisés pour séparer au poste récepteur les différentes fréquences. En séparant les fréquences au moyen de circuits résonants simples, il est possible d'employer sept fréquences séparées par 240 périodes depuis 600 jusqu'à 2.040.

Dans le but de faciliter au poste récepteur le réglage automatique de volume pour chaque courant à fréquence vocale, l'onde porteuse est modulée en permanence par les différentes fréquences et les signaux sont envoyés par suppression de la modulation. Dans ce cas, les parasites ne produisent généralement pas l'impression de points étrangers à la lettre, mais ils peuvent en supprimer des portions, ce qui dans la plupart des cas n'empêche pas la lettre d'être lisible; cependant de forts parasites, saturant les lampes de récepteur radio, agissent comme si la modulation était supprimée et peuvent produire des taches sur la bande de réception.

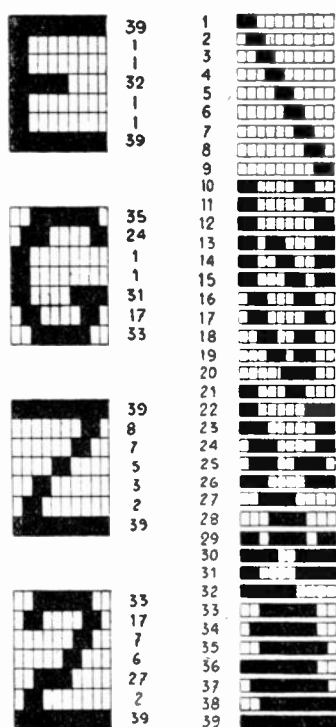


Fig. 2. — Décomposition des caractères et bandes élémentaires.

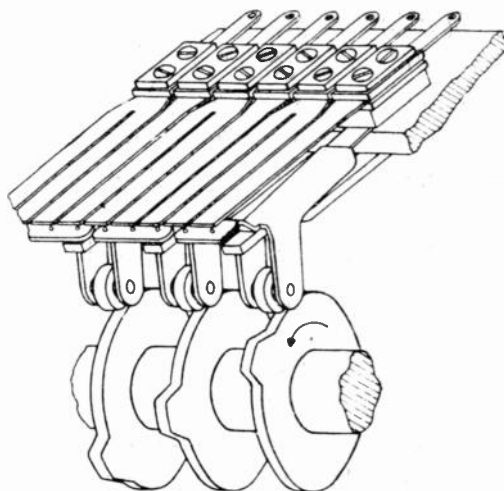


Fig. 3. — Cames de production des bandes élémentaires.

Décomposition des caractères. — La figure 2 montre quelques caractères décomposés en sept lignes. La forme des caractères a été étudiée de façon que tous les caractères utiles, comprenant lettres, chiffres et signes de ponctuation usuels, au nombre total de 46, puissent être composés au moyen d'un nombre réduit de bandes différentes convenablement assemblées. Le nombre total des bandes élémentaires est de 39 : elles sont montrées sur la figure 2. On voit aisement, par exemple, que :

la lettre E est composée des bandes	1, 32, 39.
la lettre G	— — — 1, 24, 31, 33, 35.
la lettre Z	— — — 2, 3, 5, 7, 8, 39.
le chiffre 2	— — — 2, 6, 7, 17, 27, 33, 39.

Il est à remarquer aussi que certaines bandes élémentaires peuvent être composées par l'addition de deux autres bandes : par exemple la bande 16 est faite par l'addition des bandes 2 et 7. Il a été trouvé que le nombre des bandes élémentaires peut être ainsi ramené à 23.

Ces bandes élémentaires sont produites par une série de 23 cames, dites cames de bandes, agissant sur des ressorts de contact et montées sur un arbre tournant continuellement, comme il est montré sur la figure 3. Chaque came actionne simultanément deux ou trois ressorts en parallèle dans le but de permettre de combiner deux bandes élémentaires en vue d'en obtenir une troisième.

Un jeu de sept oscillateurs produit les sept fréquences de modulation et la fonction du transmetteur est de connecter d'une manière appropriée ces oscillateurs aux contacts des cames dans le but de commander la modulation pour émettre les points et les traits correspondant à chaque caractère à envoyer.

Transmission. — Un émetteur radiotéléphonique d'une longueur d'onde quelconque est modulé par sept fréquences au moyen de 7 oscillateurs à fréquences vocales commandés par le transmetteur télégraphique, de façon que chacun d'eux produise des points et des traits suivant les combinaisons déterminées par les caractères. Au poste de réception, le récepteur radio détecte l'onde reçue et un jeu de filtres sépare les sept fréquences qui sont rectifiées individuellement et servent à commander dans le récepteur impri-

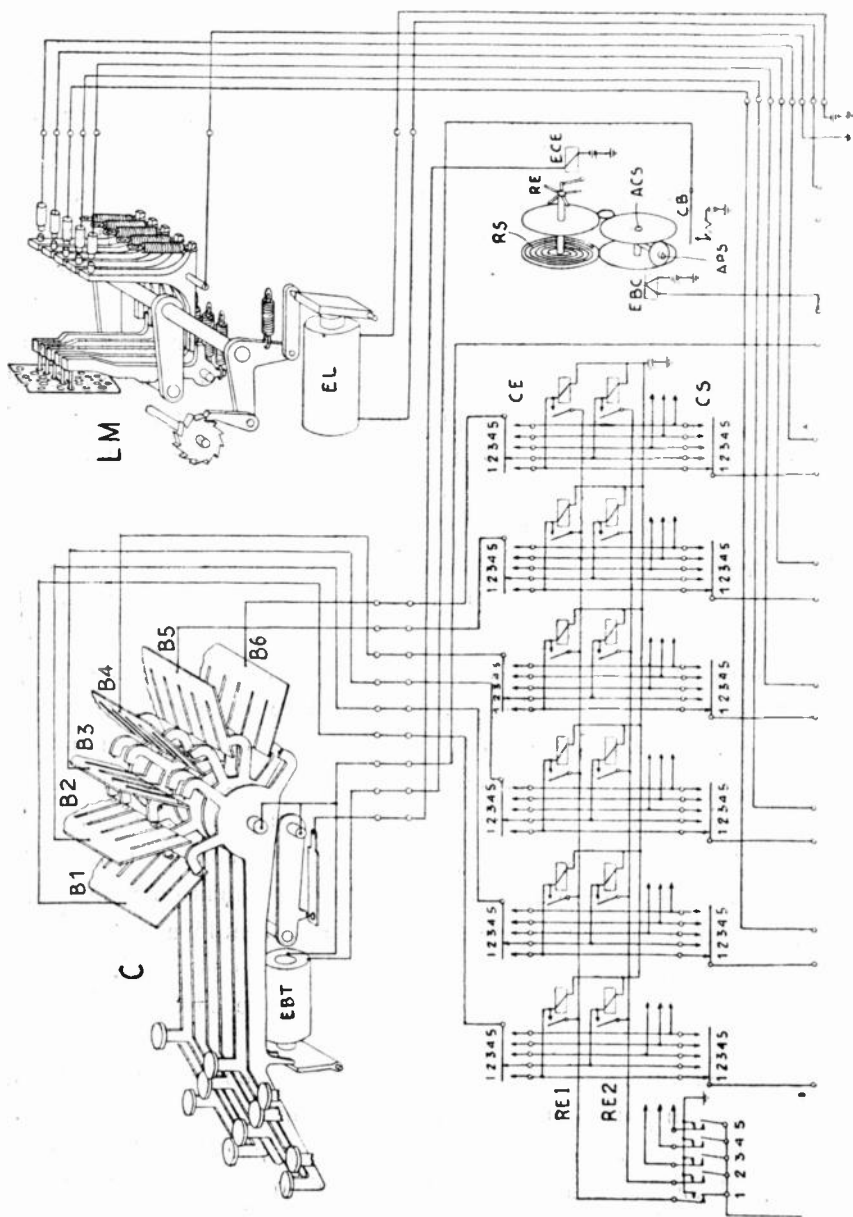
meur proprement dit les styles qui impriment sur sept lignes parallèles les points et les traits.

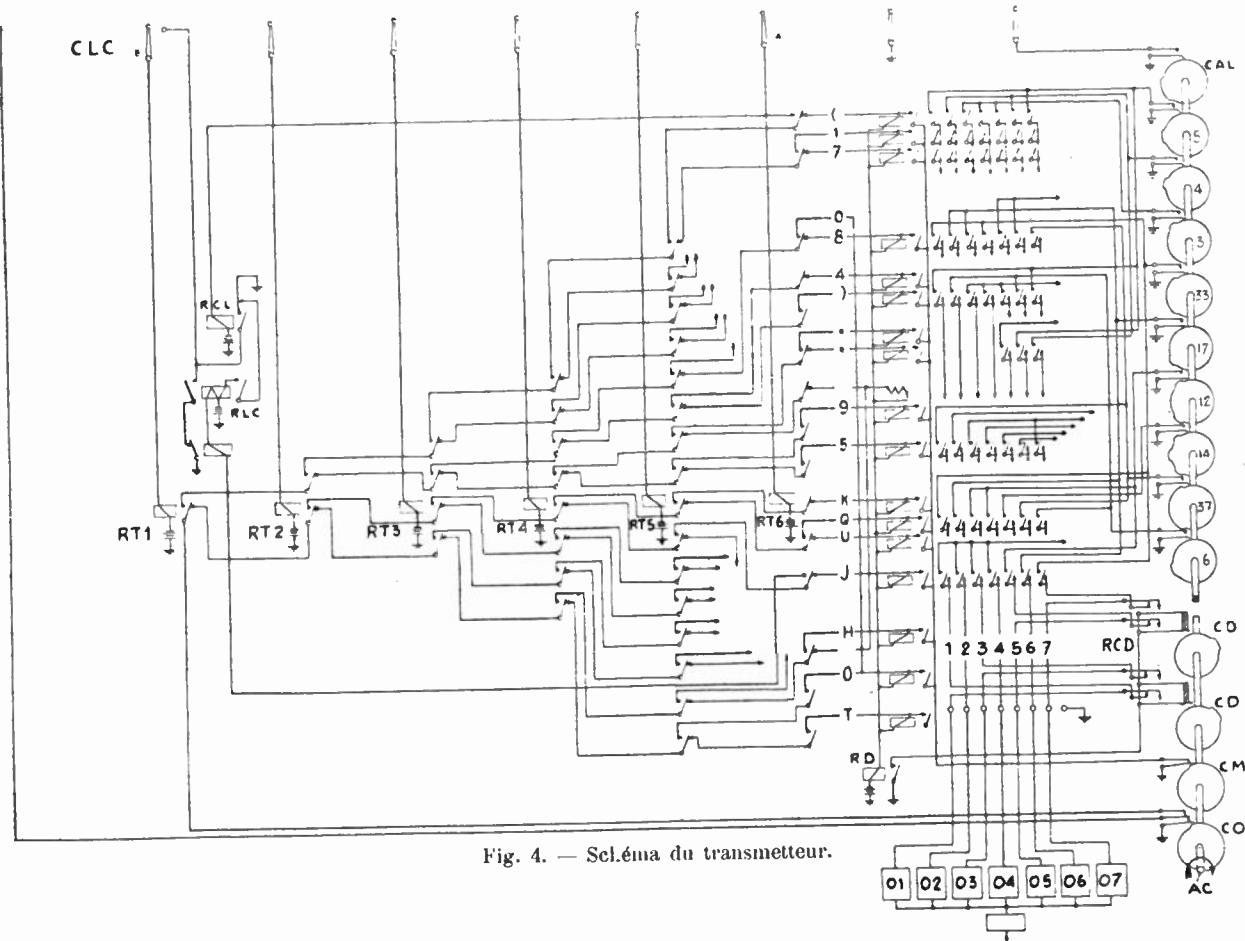
Le système fonctionne d'après le principe start-stop, ce qui évite la nécessité d'un synchronisme exact entre le transmetteur et le récepteur. Le signal de départ consiste dans la suppression momentanée des fréquences correspondant aux lignes 1, 3, 5 et 7. Le signal après détection se traduit au récepteur par un courant traversant les voies correspondant à ces fréquences et aboutissant à un relais commun qui commande le mécanisme récepteur. Le papier avance d'un pas pendant lequel les différentes bandes sont imprimées.

Les parasites en saturant les lampes du récepteur radio seraient susceptibles de produire des mises en marche intempestives du système imprimeur, mais des précautions ont été prises pour éviter cet inconvénient. Comme l'effet des parasites est généralement de produire des impulsions brèves, la durée du signal de départ a été choisie beaucoup plus longue, soit vingt millièmes de seconde, de sorte que le relais de mise en marche qui n'est pas très rapide n'est pas excité suffisamment longtemps par les parasites pour fonctionner. De forts parasites sont susceptibles de supprimer la modulation pour les sept fréquences, et, pour éviter qu'ils fassent fonctionner le relais de départ, les circuits correspondant aux fréquences 2, 4 et 6, qui ne sont pas utilisées pour le signal de départ, sont reliés à un second enroulement du relais de mise en marche; cet enroulement agissant en sens inverse du premier, annule ainsi l'action des courants correspondant aux fréquences 1, 3, 5 et 7. Naturellement si des parasites intenses sont reçus en même temps que le signal de départ, celui-ci peut être annulé et un caractère peut manquer, mais ceci n'a lieu qu'en cas de perturbations importantes lorsque toute transmission télégraphique devient impossible.

Transmetteur. — Le schéma du transmetteur est montré dans une forme un peu simplifiée sur la figure 4.

Dans le but de réduire au minimum les parties mécaniques et pour profiter des grandes facilités que donnent les relais téléphoniques, le système étudié repose sur l'emploi de relais pour faire presque tous les contacts nécessaires. Un tel système se prête très aisément à la transmission par bande perforée ou par clavier manuel,





et à l'emploi d'un enregistreur entre le clavier et le transmetteur, dans le but d'améliorer considérablement le rendement de la transmission manuelle.

Un relais à huit contacts est affecté à chaque caractère : sept contacts sont utilisés pour relier les sept oscillateurs aux cames voulues et le huitième ferme un circuit de maintien pour ce relais. Des relais ayant un nombre de contacts plus petit sont prévus pour certains signes de ponctuation tels que point, trait, virgule, etc., qui demandent moins de sept lignes de décomposition.

Le nombre des relais de caractères équipés est de 46, mais un certain nombre d'entre eux seulement sont montrés sur la figure 4 ; ils correspondent aux caractères suivants : parenthèse ouverte, 1, 7, 0, 8, 4, parenthèse fermée, point, virgule, 9, 5, K, Q, O, J, H, O, T. Ils connectent les oscillateurs 0.1 à 0.7 qui modulent l'émetteur radio ER, aux contacts des cames de telle sorte que la modulation produite par un oscillateur est supprimée lorsque le contact de la came à laquelle il est relié se trouve fermé. Quelques cames de bandes sont montrées ; elles portent leur numéro propre d'après la figure 2.

Le circuit commun des relais de caractères aboutit à un relais de départ RD dont le but est de produire l'envoi du signal de départ lorsqu'un relais de caractère quelconque est excité. Dans ce but le circuit des oscillateurs 0.1, 0.3, 0.5, et 0.7 passe à travers des jeux de ressorts de contact RCD qui sont actionnés par une couple de cames de départ CD montée sur le même arbre AC que les cames de bandes. Le changement des contacts des ressorts RCD se fait un instant avant que les cames de bande commencent à fermer les contacts. A chaque tour de l'arbre à cames, les contacts de la came de départ connectent les quatre oscillateurs au contact du relais de départ RD. Quand le relais est au repos, rien ne se produit ; mais si le relais est au travail, ce qui indique qu'un relais de caractère a fonctionné, le contact du relais annule l'action des quatre oscillateurs pendant le temps du passage de la came, et cette suppression momentanée de la modulation constitue le signal de départ.

Le problème de l'envoi d'un signal télégraphique consiste donc à fermer le circuit d'un relais de caractère au moment voulu, juste avant que la came de départ ferme ses contacts, et de maintenir le

relais au travail jusqu'à ce que les bandes de décomposition soient complètement envoyées.

Tout d'abord cette dernière condition est facilement réalisée en reliant le circuit de maintien commun des relais de caractères au contact d'une came CM qui est fermé un moment avant que les cames de bande actionnent leurs ressorts de contact et qui s'ouvre juste après que les cames ont achevé leur fonction.

La méthode employée pour choisir un relais de caractère va maintenant être expliquée.

Transmetteur à bande perforée. — Ainsi qu'il a été dit précédemment, le transmetteur a été étudié pour fonctionner soit avec un clavier soit avec un lecteur de bande perforée. Le système s'explique plus facilement en commençant par le fonctionnement au moyen d'une bande perforée. Dans ce dernier cas une bande perforée suivant le code standard à cinq unités a été adoptée, et, pour éviter d'avoir à construire des appareils nouveaux, il a été jugé avantageux d'utiliser un lecteur de bande d'un type connu tel qu'un « Murray » donnant des contacts simultanés pour chaque groupe de perforations. Ce lecteur est visible sous une forme schématique en LM sur la figure 4.

Il a donc été nécessaire de prévoir un moyen pour traduire le code à cinq unités de telle façon que chaque combinaison produise le fonctionnement d'un relais de caractère déterminé. Cette sélection est obtenue par une chaîne de six relais RT. 1 à RT. 6, dits relais traducteurs, reliés comme il est indiqué sur le schéma. Le premier relais RT. 1 comporte trois ressorts faisant un contact de repos et un contact de travail. Le second relais RT. 2 a deux jeux de trois ressorts, le ressort du milieu de chacun étant connecté aux deux contacts du premier relais RT. 1; ce second relais a donc deux contacts de repos et deux contacts de travail. Le troisième relais RT. 3 connecté d'une manière similaire au relais RT. 2 a quatre contacts de travail et quatre contacts de repos, et ainsi de suite jusqu'au sixième relais RT. 6 qui a trente-deux contacts de repos et trente-deux contacts de travail. En réalité, des relais normaux ayant seulement huit contacts ont été utilisés en parallèle et des moyens ont été prévus pour diminuer le nombre des relais actionnés à la fois.

De ces soixante-quatre contacts, quarante-six sont reliés aux relais de caractères, un est utilisé pour passer de lettres à chiffres, un autre pour passer de chiffres à lettres, et enfin un pour le signal d'espacement; les autres contacts ne sont pas utilisés.

Le premier relais transmetteur RT. 1 opère la sélection entre lettres et chiffres; normalement il n'est pas excité, la série des contacts des relais traducteurs correspondant au contact de repos du relais RT. 1 est seule en jeu, et par suite les relais d'envoi des lettres peuvent seuls être actionnés. Lorsque le relais RT. 1 est au travail, les relais d'envoi des chiffres sont seuls intéressés.

Les autres relais RT. 2 à RT. 6 sont reliés respectivement aux cinq contacts du lecteur de bande perforée à travers les contacts du commutateur CLC qui permute les relais traducteurs du clavier au lecteur de bande. Un autre contact de la même clé relie l'électro EL du lecteur de bande au contact d'une came CAL, montée sur le même arbre que la came de bandes, de façon à actionner le lecteur Murray en synchronisme avec les cames et dans la phase voulue.

Chaque combinaison perforée dans la bande produit en passant dans le lecteur la fermeture d'un certain nombre de contacts, suivant le code, et les relais traducteurs correspondants RT. 2 à RT. 6 sont actionnés. Une chaîne de contacts se trouve ainsi établie et le circuit d'un relais de caractère est fermé, ce relais appartenant à la série des lettres ou des chiffres suivant la position de l'armature du relais RT. 1.

On sait que dans les télégraphes imprimeurs utilisant le code à cinq unités, on passe de l'impression des lettres à l'impression des chiffres, par l'envoi d'une combinaison de code particulière. Lorsque cette combinaison arrive dans le lecteur, les contacts des relais traducteurs ferment le circuit des relais RLC, ce qui entraîne le fonctionnement du relais RT. 1 et le maintient attiré. La moitié supérieure des relais de caractères est alors mise en jeu et des chiffres ou signes de ponctuation sont envoyés. Pour revenir à l'envoi des lettres, une autre combinaison de code produit la fermeture du circuit d'un autre relais RCL et le relais RT. 1 est ramené au repos.

Un relais de caractère ayant été actionné au moment voulu, juste avant la fermeture des contacts de la came de départ, il

reste bloqué à travers son contact et le contact d'une came CM qui s'ouvre seulement après l'envoi complet des bandes.

Le relais de départ RD est également actionné : le signal de départ est d'abord envoyé, puis les bandes de décomposition. Pendant l'envoi, les relais traducteurs reviennent au repos par la rupture des contacts due au fonctionnement du lecteur de bande, et ils sont disponibles pour traduire la combinaison du code suivante.

La séquence des opérations accomplies par les relais se déroule même pendant l'envoi des signaux : aussitôt qu'un relais d'envoi est actionné, il reste bloqué pendant tout le temps que les cames de bandes réalisent les points et les traits voulus ; mais les relais traducteurs sont aussitôt libérés et ils préparent la sélection suivante sans attendre la fin de l'envoi. Il en résulte que tous les relais disposent d'un temps relativement très grand pour fonctionner et qu'il n'y a de ce fait aucune difficulté de réglage. D'un autre côté, la durée minimum d'un élément de lettre étant de 20 millisecondes, les contacts à grande vitesse demandant une grande précision et facilement sujets à se dérégler sont complètement évités.

Clavier. — La transmission manuelle au moyen du clavier peut maintenant être facilement comprise. Il serait possible de remplacer simplement au moyen du commutateur CLC le lecteur de bande perforée par un clavier, celui-ci étant équipé de clés fermant des contacts suivant le code ; mais un tel système demanderait une manipulation des clés en cadence à la même vitesse que la rotation de l'arbre à cames pour éviter de perdre des tours de celui-ci. Or il est pratiquement impossible de manipuler régulièrement cinq touches par seconde. En intercalant un enregistreur entre le clavier et les relais traducteurs, on évite cette sujétion pour l'opérateur qui peut alors actionner les clés à un moment quelconque, à une vitesse variable, et profiter cependant du rendement maximum de l'appareil.

Le clavier est montré schématiquement en C sur la figure 4 ; quelques touches seulement sont représentées.

Il y a lieu de remarquer tout d'abord que pour la transmission manuelle il a été adopté un code à six unités, c'est-à-dire que

le premier relais traducteur RT. 1, au lieu d'être commandé par des combinaisons de code et des relais auxiliaires, est directement sous la dépendance d'un sixième contact des touches. Ceci présente l'avantage de simplifier la manipulation en supprimant les touches spéciales pour passer de lettres à chiffres et vice versa. Les touches réalisent les combinaisons de code en fermant un nombre variable de contacts avec les barres de contact communes B.1 à B.6.

L'enregistreur est composé d'un certain nombre de groupes de six relais; ces groupes sont mis successivement en action par leur liaison avec le jeu de six barres communes B.1 à B.6 du clavier et les relais sont respectivement excités ou non suivant les contacts établis par les touches; les relais excités se bloquent à travers leur propre contact. Lorsqu'un groupe de relais a ainsi enregistré la combinaison d'une touche abaissée, le groupe suivant est mis en jeu pour enregistrer la combinaison de la touche abaissée ensuite.

On peut prévoir autant de groupes de six relais qu'il est jugé utile d'enregistrer de caractères; cinq groupes suffisent pour rendre la manipulation facile. Sur la figure 4 deux groupes de six relais seulement ont été représentés RE. 1 et RE. 2.

Les relais enregistreurs sont reliés successivement au clavier au moyen d'un commutateur rotatif d'entrée à cinq positions CE qui est montré sur le dessin en position 2. Un contact commun à toutes les touches commande le fonctionnement d'un électro ECE de façon à produire l'avancement du commutateur d'entrée d'une position chaque fois qu'une touche est abaissée, ce qui met en action successivement tous les groupes de relais.

Une combinaison de code à six unités ayant été enregistrée par un groupe de relais, elle doit être transmise aux relais traducteurs. C'est le but du commutateur de sortie CS qui est relié aux relais traducteurs lorsque le commutateur lecteur-clavier CLC est manœuvré vers la position de transmission manuelle.

Le commutateur de sortie CS est normalement une position en arrière du commutateur d'entrée; il est montré en position 1 puisque le commutateur d'entrée est en position 2. Après qu'une combinaison de code a été enregistrée, lorsque la touche abaissée remonte, le commutateur d'entrée passe à la position 3 et au moment voulu, exactement lorsque les relais traducteurs sont disponibles pour effectuer une sélection, le commutateur de sortie CS avance d'une

position sous l'action d'un cliquet commandé par une came, et il arrive à la position 2.

Les six relais traducteurs se trouvent reliés respectivement aux contacts des six relais enregistreurs du groupe RE.2 et ils fonctionnent d'après la combinaison enregistrée, exactement comme il a été expliqué pour le lecteur de bande perforée. Aussitôt après que les relais traducteurs et un relais de caractère ont fonctionné, le circuit de maintien des relais enregistreurs est ouvert par la came CO et les relais d'enregistrement ainsi que les relais traducteurs reviennent au repos.

Pendant qu'un caractère est ainsi envoyé, d'autres touches peuvent être abaissées et le commutateur d'entrée passe successivement aux positions 4, 5, 1, etc. Le commutateur de sortie continue à avancer d'une position à chaque tour de l'arbre à cames jusqu'à ce qu'il arrive à une position en arrière de celle du commutateur d'entrée.

Le mouvement relatif des commutateurs d'enregistrement, entrée et sortie, est sous la dépendance d'un système différentiel associé aux deux arbres de ces commutateurs. L'arbre du commutateur d'entrée ACE tend à tourner sous l'action d'un ressort spiral RS, mais il porte une roue d'échappement RE qui est arrêtée par une butée fixée sur l'armature d'un électro ECE. L'abaissement d'une touche quelconque fait mouvoir cette armature, une dent de la roue échappe et l'arbre du commutateur passe brusquement à la position suivante, mettant en jeu le groupe suivant de relais enregistreurs.

Le mouvement de l'arbre du commutateur d'entrée entraîne l'arbre du pignon satellite APS. Un cliquet actionné par une came rotative se trouve libéré et il fait avancer d'une position l'arbre du commutateur de sortie ACS au moment voulu pour relier le groupe de relais enregistreurs qui vient d'être utilisé avec les relais traducteurs. La rotation du commutateur de sortie fait mouvoir en sens inverse l'arbre du pignon satellite APS, et en même temps remonte le ressort spiral RS de l'arbre du commutateur d'entrée.

La position de l'arbre APS indique donc le nombre des positions qui séparent les deux commutateurs de sortie. Lorsque quatre signes sont enregistrés en avance, il y a plus de relais enregistreurs disponibles. L'arbre APS agit alors sur un contact CB qui ferme le

circuit d'un électro de blocage des touches EBT, suspendant ainsi le mouvement des touches pendant un instant.

On voit donc que la manipulation peut se faire à une vitesse quelconque, plusieurs touches pouvant être abaissées successivement pendant un temps très court; les caractères sont ensuite envoyés régulièrement toujours avec la même vitesse.

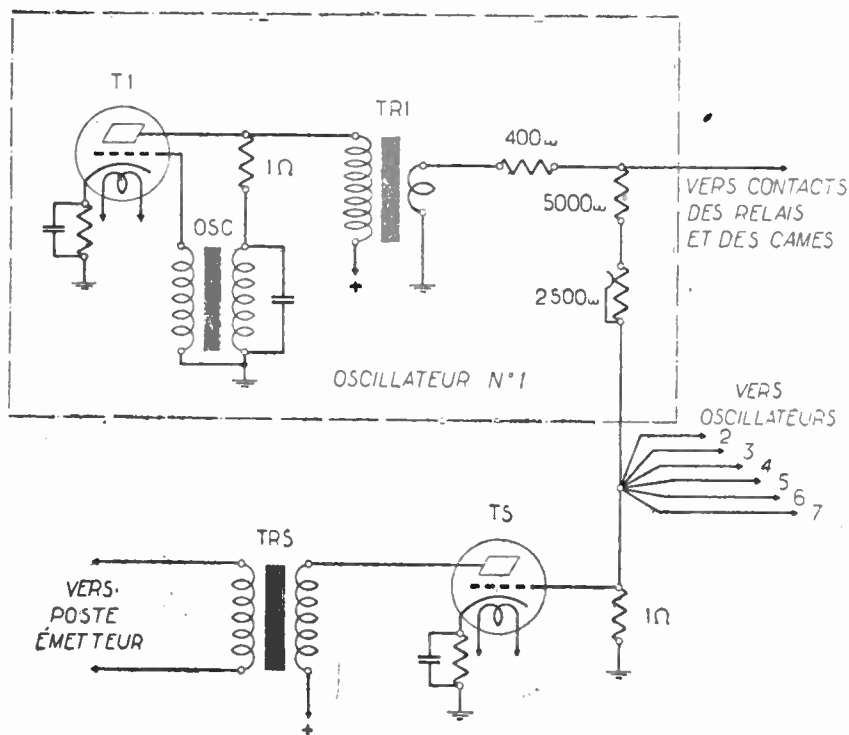


Fig. 5. — Schéma d'un oscillateur du transmetteur.

Il y a lieu de remarquer que les commutateurs d'entrée et de sortie n'étant pas utilisés lorsque la transmission se fait par bande perforée, le cliquet d'avancement de l'arbre ACS se trouve immobilisé par un électro EBC dont le circuit est fermé par un contact du commutateur CLC lorsque celui-ci est manœuvré vers la droite.

La figure 5 donne le schéma d'un oscillateur qui est d'une forme tout à fait classique. L'oscillateur est couplé d'une manière très lâche au circuit d'utilisation, afin que les variations de ce circuit n'aient pas d'influence sur le fonctionnement de l'oscillateur. La

suppression du débit de l'oscillateur se fait par court-circuitage après la résistance de 400 ohms. Une résistance fixe de 5000 ohms et une résistance variable de réglage sont intercalées dans le circuit allant au point commun des oscillateurs; ces résistances évitent que le court-circuitage d'un oscillateur ait une influence sensible sur les autres, et la résistance réglable est destinée à égaliser le niveau des débits des oscillateurs. Une dernière lampe amplificatrice commune reçoit le courant de tous les oscillateurs et fournit les sept fréquences au niveau voulu pour la modulation du poste émetteur radio.

La figure 6 montre la vue avant et arrière du premier transmetteur qui a été réalisé. Les appareils sont montés sur une baie d'un modèle standard, suffisamment grande pour qu'il soit possible d'y ajouter l'équipement correspondant au récepteur. Sur la tablette sont placés le clavier manuel et le lecteur de bande perforée; sur les panneaux avant sont placés des clés et appareils de mesure destinés à vérifier le fonctionnement des oscillateurs et à en régler éventuellement le niveau. Dans la vue arrière on remarque les boîtes contenant les oscillateurs et les appareils d'alimentation, les relais, les cames rotatives commandées par un moteur et les commutateurs d'entrée et de sortie avec leur liaison par le mécanisme différentiel.

Récepteur. — Le récepteur est représenté sous une forme schématique simplifiée sur la figure 7. Les courants à fréquence vocale détectés par le poste radio sont séparés au moyen de sept circuits résonants CR.1 à CR.7. Après détection et amplification ces courants sont envoyés respectivement aux électros imprimeurs EI.1 à EI.7.

L'armature de chaque électro est employée pour presser l'un des sept leviers adjacents LI qui possèdent chacun un style imprimeur SI appliqué sur la bande de papier BP, un ruban de papier carbone BC étant intercalé.

Il est à remarquer que les armatures des électros agissent sur les leviers correspondants par l'intermédiaire de ressorts RA; ceci a pour but d'assurer une pression constante sur les styles imprimeurs, même si l'excitation des électros est variable, mais toutefois au-dessus du minimum nécessaire pour assurer le mouvement complet de l'armature jusqu'à sa butée; la pression est toujours déterminée par la tension constante des ressorts.

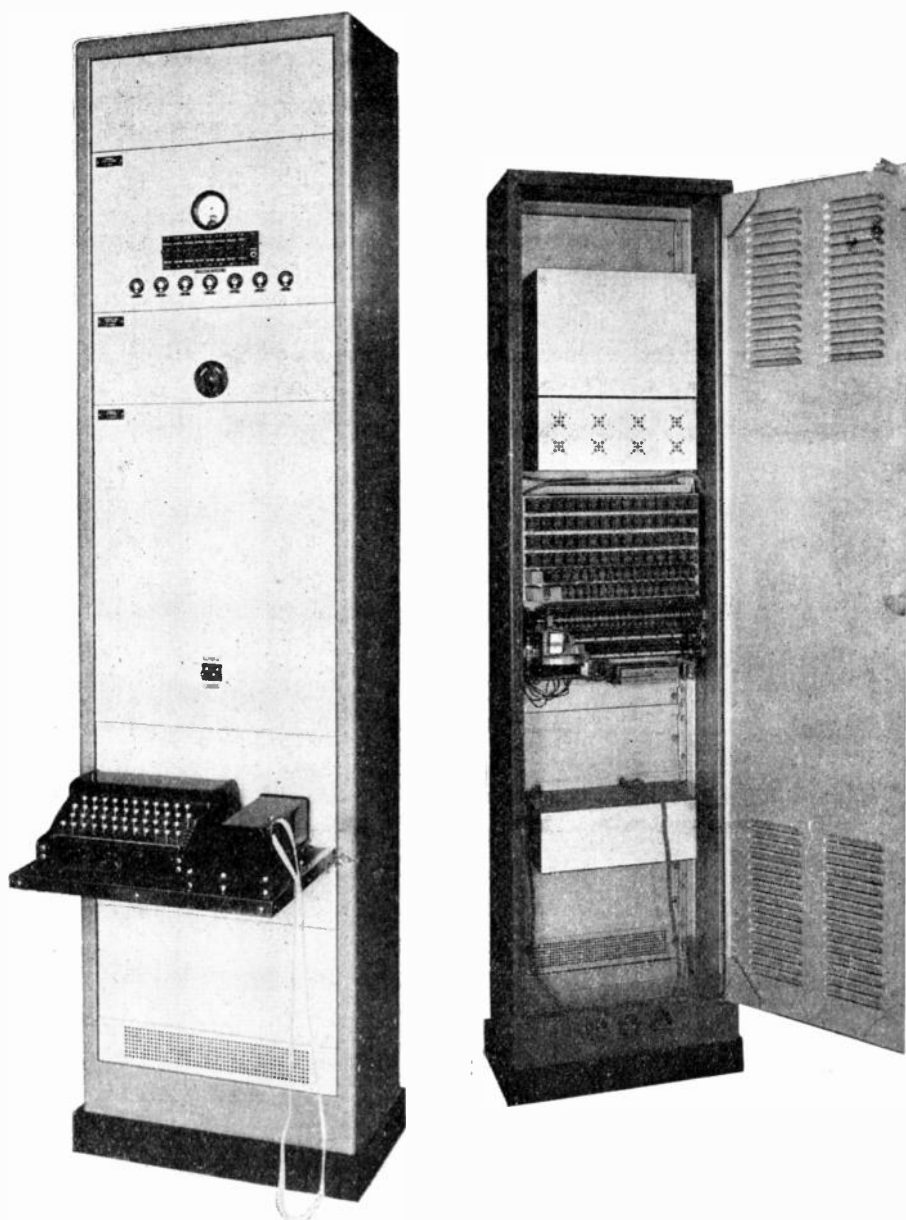


Fig. 6. — Vues avant et arrière du transmetteur à 7 fréquences L. M. T.

Pendant le mouvement de la bande de papier des points et des traits sont imprimés, suivant les courants reçus par les électros, et leur assemblage reconstitue les caractères transmis. Les bandes de papier avancent pas à pas au moyen de deux paires de rouleaux presseurs RP. 1, RP. 2 et RC. 1 RC. 2. Un embrayage E du type employé dans le téléimprimeur Creed forme partie d'un arbre AE et sert à relier les rouleaux d'entraînement des papiers à un arbre

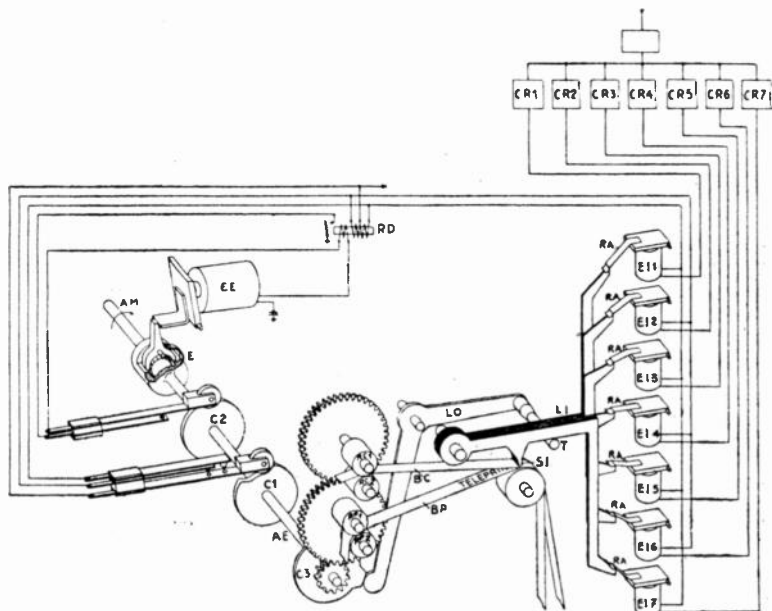


Fig. 7. — Schéma du récepteur.

AM qui tourne en permanence sous l'action d'un moteur à vitesse régularisée. L'embrayage est mis en action au moyen d'un électro EE dont l'enroulement est relié au contact du relais de départ RD.

Le relais de départ est à deux enroulements : le premier est dans le circuit commun d'alimentation des électros imprimeurs EI. 1, EI. 3, EI. 5, et EI. 7 qui correspondent aux quatre fréquences employées pour le signal de départ, et le second est en série avec les électros EI. 2, EI. 4 et EI. 6. Ainsi qu'il a été expliqué précédemment, les parasites susceptibles de bloquer les lampes du poste radio agissent également pour toutes les fréquences et les courants étant en sens inverse dans le relais de départ, celui-ci reste au repos.

Un enroulement de blocage du relais de départ est en série avec l'électro d'embrayage. Dès que l'arbre AE commence à tourner, il actionne au moyen d'une came C. 1 un groupe de ressorts de contact, de telle sorte que les enroulements du relais de départ sont mis en court-circuit et le relais reste inactif pendant l'impression des caractères; en même temps le circuit de l'électro d'embrayage et de maintien du relais de départ est ouvert par une seconde came C. 2 afin que l'arbre ne fasse qu'un tour pour chaque signal de départ.

Les courants produits par le signal de départ traversant les électros imprimeurs EI. 1, EI. 3, EI. 5 et EI. 7, il faut éviter que les styles correspondants fassent des marques sur le papier. Dans ce but les leviers imprimeurs sont maintenus levés, lorsque le récepteur ne fonctionne pas, au moyen d'une tige T portée par un levier oscillant LO dont l'extrémité est actionnée par une came C. 3 de l'arbre AE. Aussitôt après le départ, la tige s'abaisse, les leviers d'impression sont libérés et ils peuvent suivre l'action des relais imprimeurs.

On voit facilement que lorsqu'un signal de départ est reçu, le relais de départ et l'électro d'embrayage fonctionnent successivement, puis les styles imprimeurs sont libérés et, pendant que le papier avance régulièrement, ils marquent des points et des traits pour reconstituer les caractères suivant l'excitation de leurs électros respectifs. Ceux-ci fonctionnent en synchronisme avec l'émission des bandes sur les sept fréquences de modulation.

Il n'est pas nécessaire que les vitesses du moteur du récepteur soient très rigoureusement réglées : des variations de vitesse relativement importantes se traduisent seulement par une augmentation ou une diminution de la largeur des lettres.

Le schéma électrique du récepteur est montré sur la figure 8. Il est spécialement étudié pour éliminer dans une large mesure l'influence des parasites et pour donner un réglage individuel de volume pour chaque fréquence, supprimant ainsi l'effet du fading sélectif jusqu'à une limite maximum.

Les courants reçus de l'appareil récepteur radio sont appliqués à la grille d'une première pentode L. 1 dont le circuit de plaque comporte une résistance de 500 ohms; il n'en résulte pas d'effet amplificateur, mais la lampe a pour but d'établir un circuit commun ayant une résistance déterminée pour les sept filtres qui y sont connectés.

L'étude a été dirigée en vue de permettre de réaliser des filtres très simples, composés seulement d'une self et d'un condensateur formant circuit résonant; c'est cette considération qui a conduit à l'espacement des fréquences de 240 en 240 périodes. La durée d'un point étant de 20 millisecondes correspondant à une fréquence fondamen-

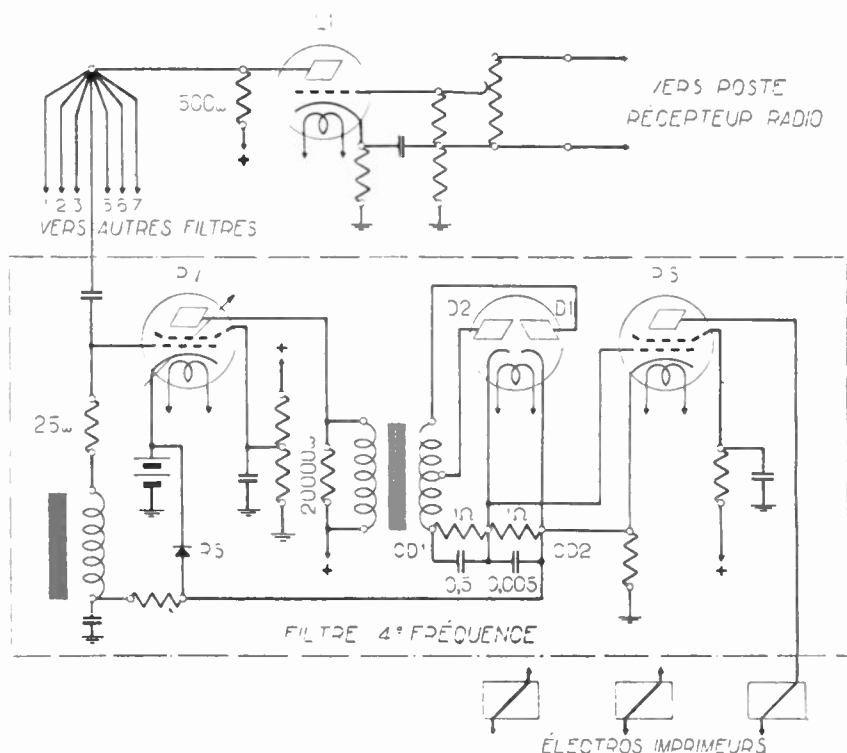


Fig. 8. — Schéma d'un filtre du récepteur avec amplificateur.

tale de 25 périodes, il est nécessaire pour assurer une bonne transmission que le troisième harmonique de cette fréquence puisse passer; par conséquent la bande passante des filtres doit être d'environ 150 périodes. Il en résulte que le facteur de surtension du circuit résonant ne doit pas être trop grand, mais d'autre part il doit être suffisant pour séparer efficacement les fréquences. L'expérience a montré qu'un espacement de 240 périodes et un facteur de surtension de 10 pour les circuits résonants constituent un compromis satisfaisant.

La disposition des 7 circuits résonants est montrée schématiquement à la figure 9, dans laquelle les courants sont supposés produits par un générateur. La figure 10 donne la caractéristique correspondant à la 4^e fréquence (1.320 périodes) et le résultat de son association avec les autres filtres qui forment une dérivation à faible résistance pour chacune des fréquences résonantes. Au point de résonance

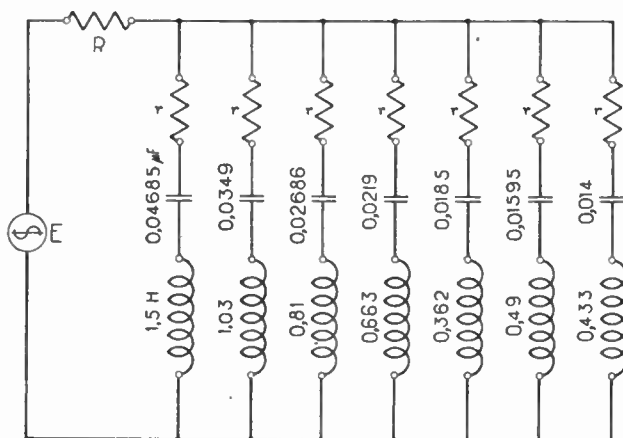


Fig. 9. — Disposition des circuits filtres.

du circuit l'effet de shunt des autres circuits en parallèle est négligeable et le voltage V développé par le circuit résonant est

$$V = EQ = E \frac{\omega L}{R + r}$$

en appelant R la résistance commune, l'impédance de la pentode amplificatrice étant négligée, et r la résistance du circuit résonant considéré. Les valeurs des selfs ont été déterminées de manière que ωL soit constante et en outre les résistances effectives de tous les circuits résonants à la fréquence de résonance ont été rendues égales et aussi faibles que possible. Ceci a été obtenu en égalant, au moyen de petites résistances ajoutées, les résistances de tous les circuits à celles de la bobine ayant la plus grande résistance effective à son point de résonance. Aucune résistance n'est donc ajoutée dans le circuit le plus résistant. Il en résulte que le facteur de surtension Q est constant pour tous les circuits.

La valeur totale de la résistance $R + r$ a été choisie pour donner la largeur de bande voulue; elle est de 560 ohms.

Dans la figure 10 la ligne pointillée représente la valeur de la surtension pour un seul circuit résonant et la courbe pleine est la valeur réelle lorsque le circuit considéré est associé avec les six autres cir-

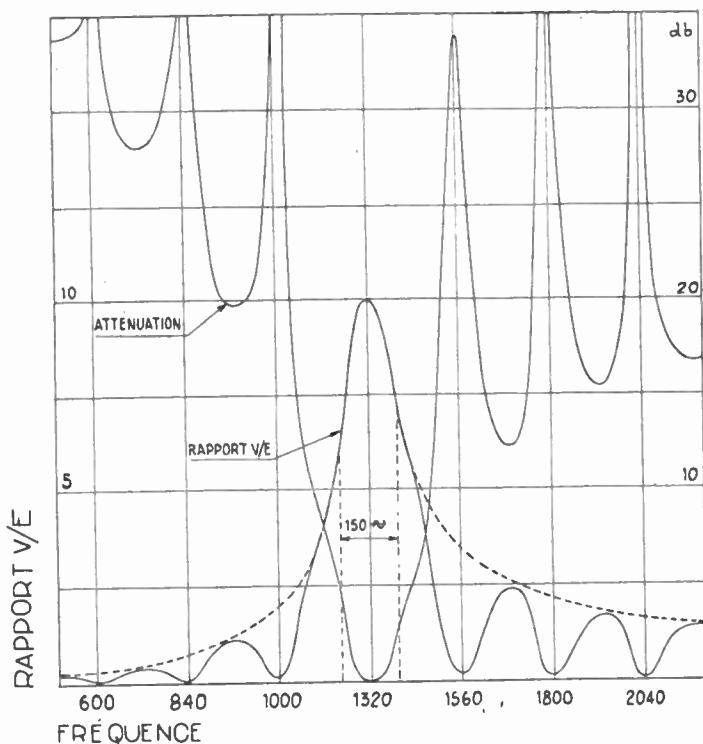


Fig. 10. — Courbe de sélectivité d'un filtre du récepteur.

uits résonants. On voit que la séparation des fréquences est quasi totale.

La tension développée par chaque circuit oscillant est appliquée à la grille d'une pentode à pente variable PV; la cathode est maintenue à un certain potentiel positif, qui sur le dessin est supposé obtenu par une pile, et la grille est à un potentiel variable entre celui de la cathode et zéro afin de faire varier l'amplification d'après le volume reçu ainsi qu'il sera expliqué plus loin.

Le courant amplifié par la lampe PV traverse un transformateur et le courant secondaire est détecté par une double diode D1-D2 et

deux circuits de détection en série. Le premier circuit de détection CD1 est composé d'une résistance d'un mégohm et d'un condensateur de 0,5 mf. et a par suite une constance de temps de 0,5 seconde, alors que celle du second circuit CD2 est de 5 millisecondes avec une résistance de 1 mégohm et un condensateur de 0,005 mf. La première diode détecte le courant de l'enroulement total du secondaire avec les deux circuits en série et la seconde est reliée à une moitié de cet enroulement et au circuit CD1. Le but de cet arrangement est d'éliminer dans une large mesure l'action des parasites ainsi qu'il sera expliqué plus loin.

La tension détectée aux bornes du second circuit de détection est appliquée entre la grille et la cathode d'une pentode de sortie PS dans le sens voulu pour que le courant de plaque soit très petit lorsque le courant porteur est reçu et détecté par la diode. La suppression du courant porteur fait cesser la polarisation négative de la grille et le courant de plaque augmente; c'est ce courant qui traverse l'électro imprimeur correspondant EI pour produire l'impression sur la bande de réception.

En l'absence de parasites, le courant porteur détecté par la diode D1 produit des différences de potentiel égales aux deux bornes des circuits détecteurs CD1 et CD2 et la diode D2 est inactive. Lorsque le courant porteur cesse, ce qui correspond à l'émission d'un point ou d'un trait, la tension de CD2 s'annule en un temps très court, alors que celle de CD1 baisse lentement. A la reprise du courant porteur, un court instant après, la différence de potentiel se rétablit aux bornes CD2 et le courant de plaque de la pentode PS reprend sa faible valeur.

Si la tension développée par le porteur après détection est de s , la tension utilisée est $\frac{s}{2}$ et la polarisation de la grille de la lampe PS varie entre $-\frac{s}{2}$ et zéro.

En présence de parasites ou d'interférence avec des liaisons voisines, la tension détectée devient $s + p$ en appelant p la tension de pointe, résultant du bruit seul. La différence de potentiel aux bornes des deux circuits CD1 et CD2 est $\frac{s + p}{2}$. Lorsque le porteur cesse, la tension du circuit CD1 ne change que lentement et pendant la durée du

signal elle reste sensiblement égale à $\frac{s+p}{2}$. Cette tension se trouve en opposition avec la demi-onde de tension maximum p qui tendrait à passer dans la diode D1. Tant que le niveau des parasites p est inférieur au niveau du signal s , la valeur de $\frac{s+p}{2}$ est plus grande que p et aucun courant ne passe dans la diode D1. La différence de potentiel du circuit CD2 varie donc de $-\frac{s+p}{2}$ à zéro et le courant de plaque de PS prend sa valeur normale assurant l'excitation de l'électro imprimeur.

Il reste à expliquer le rôle de la diode D2. La tension aux bornes de CD1 varie peu, mais cependant elle baisse légèrement lors de chaque suppression du courant porteur correspondant à un signal et, en l'absence de la diode D2, elle ne remonterait que lentement, de sorte qu'après une série de signaux, la tension serait sensiblement diminuée; elle finirait par correspondre à la valeur moyenne du courant porteur haché par les signaux, plus celle des parasites. La compensation des parasites ne se ferait plus que jusqu'à un niveau de plus en plus faible. Le rôle de la diode D2 est de recharger très rapidement le condensateur du circuit CD1 aussitôt que le courant porteur reparait; le condensateur se trouve chargé à une tension $\frac{s+p}{2}$ par la moitié de l'enroulement du transformateur. Ce dispositif efface ainsi l'effet de mémoire du circuit.

La grille écran de la pentode PS est alimentée par une résistance avec un condensateur en dérivation; cet arrangement donne une augmentation momentanée du courant de plaque au moment où la grille est amenée au potentiel zéro, car le condensateur retarde la chute du potentiel de la grille écran. La forme du courant de plaque ainsi obtenue favorise le fonctionnement rapide de l'électro imprimeur qui suit exactement la cadence des signaux.

Le but poursuivi est d'obtenir dans l'électro imprimeur des impulsions dont l'amplitude soit aussi indépendante que possible du niveau de l'onde porteuse. Ceci est obtenu en mettant le rendement de la lampe PV sous la dépendance du courant dans l'électro. Ce procédé a l'avantage de compenser en même temps toutes les fluctuations des éléments du circuit, c'est-à-dire des tensions d'alimentation, des

caractéristiques des lampes, etc. La grille de la lampe PV est polarisée par la chute de tension moyenne d'une résistance cathodique convenablement choisie de la lampe PS. Pour que la commande ne soit, autant que possible, que fonction du courant de

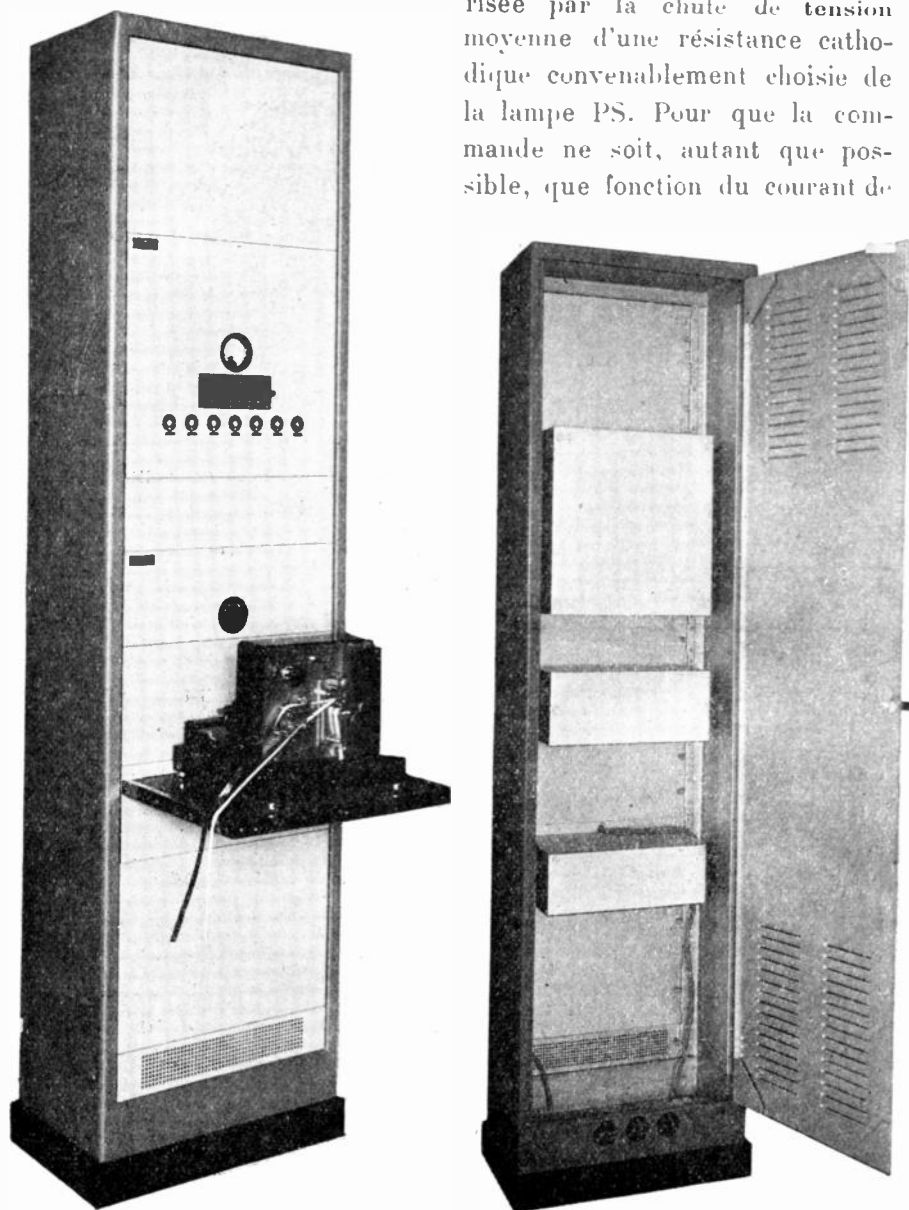


Fig. 11. — Vues avant et arrière du récepteur à 7 fréquences L. M. T.

repos dans l'électro, cette résistance cathodique est shuntée par un petit redresseur au selenium qui lui-même est polarisé par un poten-

tiel convenable, par exemple celui de la cathode de la pentode PV. La chute de tension dans la résistance cathodique de la lampe de sortie PS ne peut donc pas, pendant les signaux, dépasser la valeur de cette polarisation, de sorte que sa valeur moyenne est presque uniquement proportionnelle au courant de repos, et le réglage ainsi obtenu est très satisfaisant. La tension de polarisation de la grille de la pentode PV est égalisée par un circuit à grande constante de temps.

La figure 11 montre la vue avant et arrière du premier récepteur construit, monté sur une baie standard. De même que pour le transmetteur, la baie est susceptible de recevoir un équipement complet pour une liaison dans les deux sens.

Les filtres et amplificateurs sont contenus dans une boîte et une seconde boîte renferme les appareils de fourniture de courant, le système étant alimenté par le secteur. Des potentiomètres et un milliampèremètre servent à égaliser le courant dans les électros imprimers pour tenir compte des variations individuelles des caractéristiques des lampes amplificatrices et un potentiomètre, placé sur le récepteur lui-même et à portée de l'opérateur, donne le réglage général du niveau, de manière à obtenir la meilleure impression des caractères.

Résultats. — Les essais de laboratoire avec liaison par fil ayant donné entièrement satisfaction, deux séries d'expériences ont été faites pour rechercher jusqu'à quel point le système est immunisé contre les défauts d'une liaison par radio.

Une première série d'essais a été effectuée avec

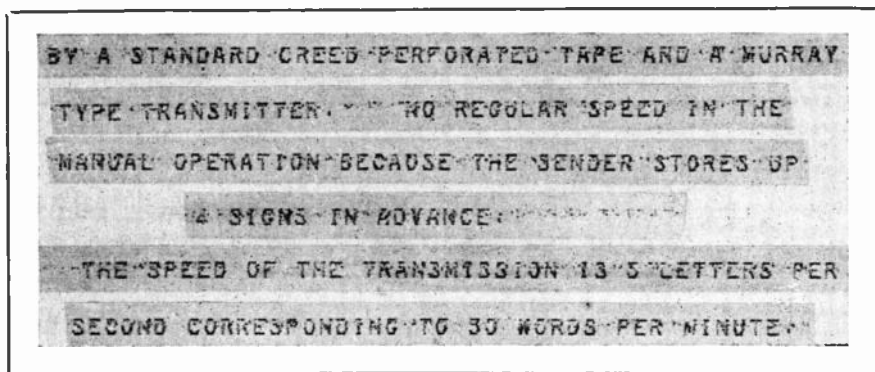


Fig. 12. — Bande reçue par téléimprimeur L. M. T. avec rapport signal/bruit égal à l'unité.

150 mètres de longueur d'onde, sur une distance de 25 kilomètres, ne présentant par conséquent pas de fading. Des bruits de natures diverses ont été systématiquement ajoutés aux signaux reçus et les essais ont montré que pour un niveau du bruit égal au niveau des courants porteurs, la bande imprimée est encore lisible. La figure 12 donne un échantillon de la bande reçue avec ce niveau de bruit.

Pour faire un essai pratique, l'Administration des P. T. T. a bien voulu mettre à notre disposition la liaison téléphonique à ondes courtes Alger-Paris. Le poste transmetteur a été placé au Bureau Central radio d'Alger et le récepteur a été placé au Central Archives à Paris. La distance est de 1.300 kilomètres environ et la fréquence de 12.500.000 périodes (24,75 mètres).

Dans le système actuellement exploité par l'Administration des P. T. T., l'onde porteuse reçoit deux voies téléphoniques correspondant aux deux bandes de modulation d'une fréquence auxiliaire de 7.900 périodes par la bande de fréquences vocales allant de 300 à 2.400 périodes. La voie basse est donc inversée entre 5.500 et 7.600 périodes et la voie haute est simplement transposée entre 8.200 et 10.300 périodes.

Pendant les essais, c'est toujours la voie haute qui a été utilisée, et, du fait de son éloignement de l'onde porteuse, elle est sujette à des effets de fading intenses.

Les essais faits en juin-juillet 1937 ont duré environ un mois. Le niveau des bruits est relativement faible et au maximum de 20 décibels au-dessous du niveau du courant porteur. Par contre le fading, et particulièrement le fading sélectif, est considérable et arrive à dépasser la marge de réglage donnée par le correcteur automatique du récepteur. Des variations de 6 à 10 décibels sont continuelles et quasi périodiques avec une fréquence de 2 secondes environ. De temps en temps apparaissent des pointes d'affaiblissement dépassant 20 décibels et allant jusqu'à l'extinction complète du signal. De tels affaiblissements produisent un trait noir sur la bande.

Les figures 13 et 14 montrent respectivement des bandes reçues dans de bonnes conditions, sans fading exagéré, et des bandes reçues pendant une période de fading intense. On voit très nettement comment le fading sélectif traverse une bande de fréquences. Malgré ces traits noirs la bande est presque toujours pratiquement lisible.

Il est arrivé par instants que les signaux disparaissaient complètement. C'est là un phénomène de transmission des ondes qui rend impossible toute liaison par un système quelconque.

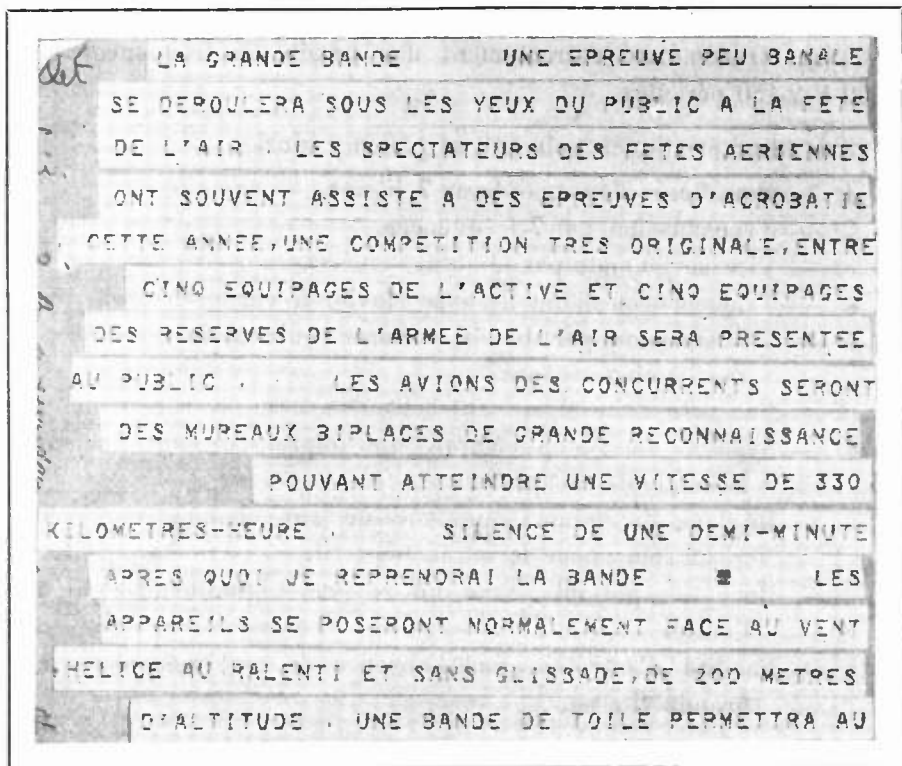


Fig. 13. — Bande reçue dans des conditions normales entre Alger et Paris.

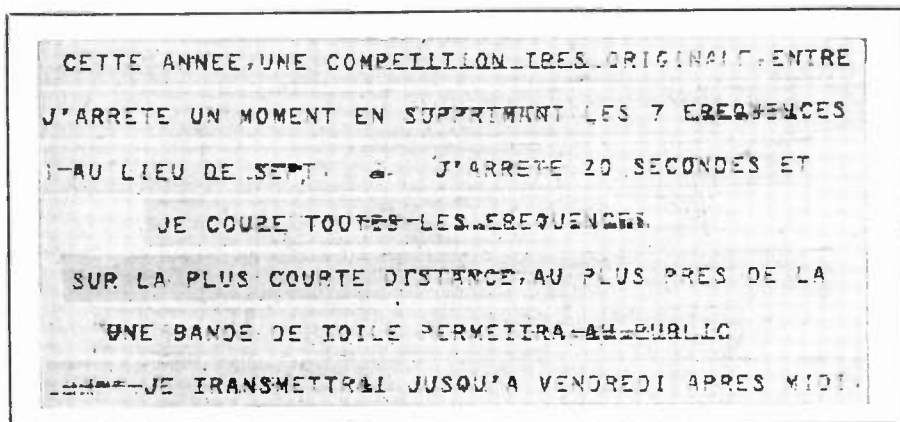


Fig. 14. — Bande reçue dans des conditions normales entre Alger et Paris avec fading sélectif de 30 db.

Conclusion. — Le nouveau système télégraphique imprimeur des Laboratoires L. M. T. constitue un perfectionnement important sur les systèmes essayés à ce jour.

Il s'adapte immédiatement à toute liaison radiotéléphonique pouvant transmettre correctement une bande de fréquences de 500 à 2.150 périodes.

Ses caractéristiques peuvent se résumer ainsi :

- 1° — Caractères décomposés en 7 lignes.
- 2° — Transmission par 7 fréquences.
- 3° — Vitesse 50 mots par minute.
- 4° — Transmission manuelle avec clavier à enregistrement.
- 5° — Transmission par bande perforée suivant le code Standard à cinq signaux.
- 6° — Pas de synchronisme entre transmetteur et récepteur.
- 7° — Système start-stop assurant une impression régulière sur la bande de réception.
- 8° — Réglage de volume automatique sur chaque fréquence pour compenser le fading sélectif.
- 9° — Réception possible avec un rapport signal/bruit égal à l'unité.
- 10° — Facilité d'entretien par l'absence de tout mécanisme à grande vitesse.

M. L. DEVAUX.



ÉTUDE DES PRINCIPES DE LA RÉTROACTION

(suite et fin)¹

PAR

F. BEDEAU,

Président de la Société des
Radioélectriciens.

et

J. de MARE,

Chef du Service Technique de
la Société Ducretet-Thomson.

CHAPITRE IV

ÉTUDE DE LA RÉSISTANCE INTERNE FICTIVE

Utilité d'une faible résistance interne. — Désignons comme précédemment par R_o la résistance de charge, par S la pente statique, par u la tension appliquée, on a

$$i = \frac{Ku}{\rho + R_o} = \frac{Su}{1 + \frac{R_o}{\rho}}.$$

Si ρ est très grand, il reste $i = Su$. Le courant est indépendant de la résistance de charge; aussi une grande résistance interne fut-elle préconisée lorsque la résistance de charge était celle d'un haut-parleur.

On s'est bientôt aperçu qu'une résistance interne élevée présentait un inconvénient grave. Lorsque le haut-parleur est excité sur une des fréquences de résonance, il vibre fortement et les oscillations ne peuvent s'amortir puisque l'impédance aux bornes A et B du haut-parleur (vue de la lampe, partie gauche des figures) est égale à ρ et que ρ est très grand.

Il y a donc intérêt à ce point de vue de prendre une résistance interne faible, c'est-à-dire une triode. Il est possible, grâce à la

1. Voir *O. E.*, avril 1938, 153-173.

rétroaction, d'utiliser une penthode en conservant une impédance faible, impédance toujours vue de la lampe.

Il est manifeste que ce résultat ne sera pas obtenu avec la réaction proportionnelle au courant (fig. 11); par contre, dans le cas de la figure 12, les courants engendrés dans R_o (haut-parleur) débitent sur les résistances R_1 et R_2 ; ils sont donc déjà amortis de ce fait, mais très faiblement puisque la résistance $R_1 + R_2$ est grande.

Définition de la résistance interne fictive. — Nous remarquons que souvent on omet le mot fictif, ce qui rend le langage peu com-

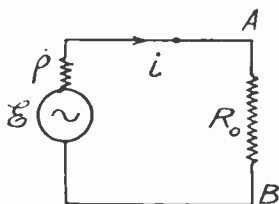


FIG. 13.

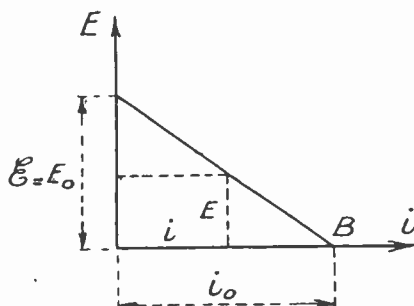


FIG. 14.

préhensible, la résistance interne d'une lampe étant indépendante du montage dans lequel elle est utilisée.

Enfin, faute d'une définition précise, les différents auteurs ne désignent pas toujours la même expression mathématique sous le vocable de résistance interne.

En fait, ce que l'on désigne généralement par résistance interne, c'est tout simplement l'impédance vue vers la gauche aux bornes A et B (fig. 11 et fig. 12), sans d'ailleurs préciser cette notion.

Considérons (fig. 13) un alternateur de force électromotrice \mathcal{E} , de résistance interne r , débitant sur le circuit de charge R_o .

Prenons comme sens positif de courant celui qui va de A vers B. La tension E aux bornes de A et B, c'est-à-dire la différence de potentiel entre A et B (et non entre B et A) a pour valeur $E = R_o i$.

On a d'autre part $\mathcal{E} = r i + R_o i = r i + E$.

Si on porte i en abscisses et E en ordonnées, la courbe représentative de E est la droite AB si r est constant (fig. 14).

Dans ce cas particulier, la résistance interne peut être définie :

1° Comme l'impédance entre A et B vue vers la gauche.

2° Puisque $E = \mathcal{E} - \rho i$ et que \mathcal{E} est constant, ρ est le coefficient angulaire de la droite AB; on a donc $\rho = -\frac{dE}{di}$ et si ρ est constant

$$\text{tant} \quad -\frac{dE}{di} = -\frac{E}{i}.$$

3° Si $R_o = \infty$, E prend la valeur $E_o = \mathcal{E}$ et si $R_o = 0$, on a $i = i_o$ et $E = i_o$ d'où

$$\rho = \frac{\mathcal{E}}{i_o} = \frac{E_o}{i_o}.$$

La résistance interne est donc le quotient de la tension aux bornes d'une résistance de charge infinie par le courant dans une résistance de charge nulle.

Il n'était pas inutile de grouper les différentes définitions qui ont été données car si, sur l'exemple très simple qui a été choisi, l'identité des valeurs de ρ d'après les différentes définitions est manifeste, il n'en est plus de même dans le cas d'un circuit plus ou moins compliqué.

Remarque. — Lorsque le circuit étudié comporte une lampe (fig. 15), on prend généralement comme sens positif de courant

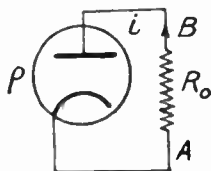


Fig. 15.

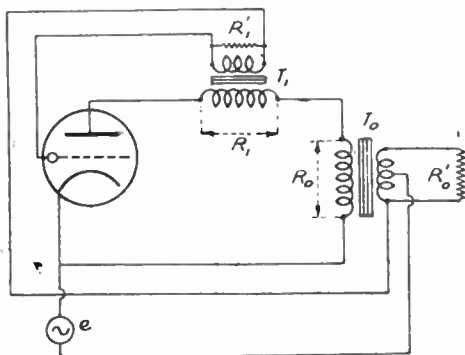


Fig. 16.

celui qui va de la cathode à l'anode dans la résistance de charge; si on désigne par E la tension de plaque, on a $E = -Ri$ et, par

suite, $\varphi = + \frac{dE}{di}$. Quant à la force électromotrice \mathcal{E} elle a pour valeur Ke , e désignant la tension à amplifier.

Cas où la caractéristique représentant E en fonction de i n'est pas une droite. — Dans ce cas, les différentes définitions de la résistance interne fictive ne sont plus équivalentes; la définition de la résistance interne fictive φ' qui paraît la plus logique est la deuxième.

Nous poserons
$$\varphi' = \frac{dE}{di}.$$

Cas de la réaction proportionnelle au courant (fig. 11). —
1° On a vu précédemment que

$$[\varphi + R(1 + K) + R_0] i = Ke$$

$$i = \frac{Ke}{\varphi' + R_0}$$

D'où une résistance interne fictive

$$\varphi' = \varphi + R(1 + K).$$

2° La tension E aux bornes de la résistance de charge est égale à $-R_0 i$; on a donc

$$[\varphi + R(1 + K)] i = Ke + E$$

$$- \frac{dE}{di} = \varphi' = \varphi + R(1 + K).$$

3° Pour $R_0 = 0$, le courant i prend la valeur i_0 et

$$i_0 = \frac{Ke}{\varphi + R(1 + K)}.$$

Pour $R_0 = \infty$, la tension aux bornes du générateur a pour valeur $E_0 = Ke$ et, par définition

$$\varphi' = \frac{E_0}{i_0}$$

d'où

$$\varphi' = \varphi + R(1 + K).$$

On voit qu'avec ce dispositif, on a $\varphi' > \varphi$; par conséquent il est sans intérêt lorsque l'impédance de charge R_o est constituée par un haut-parleur.

Cas de la réaction proportionnelle à la tension (fig. 12).

1° On a

$$E = -(R_1 + R_2) i' , u = e - R_1 i' = e + \frac{R_1 E}{R_1 + R_2},$$

$$\varphi i + \varphi i' = E + Ku = E \left(1 + \frac{KR_1}{R_1 + R_2} \right) + Ke.$$

$$\varphi i = E \left(1 + \frac{KR_1 + \varphi}{R_1 + R_2} \right) + Ke$$

$$\varphi' = \frac{dE}{di} = \frac{\varphi}{1 + \frac{KR_1 + \varphi}{R_1 + R_2}}.$$

2° Remplaçant E par $-R_o i$ dans l'équation donnant i en fonction de E et de e , il vient

$$i = \frac{Ke}{\varphi + R_o \left(1 + \frac{KR_1 + \varphi}{R_1 + R_2} \right)}.$$

Pour $R_o = 0$, on a $i_o = \frac{Ke}{\varphi}$.

Mais
$$E = \frac{-R_o Ke}{\varphi + R_o \left(1 + \frac{KR_1 + \varphi}{R_1 + R_2} \right)}.$$

Pour $R_o = \infty$, on a $E = E_o = \frac{Ke}{1 + \frac{KR_1 + \varphi}{R_1 + R_2}}.$

D'où

$$\frac{E_o}{i_o} = \varphi' = \frac{\varphi}{1 + \frac{KR_1 + \varphi}{R_1 + R_2}}.$$

Avec ce montage $\varphi' < \varphi$. C'est ainsi que dans le cas de la penthode déjà étudiée et pour laquelle $\varphi = 89.10^3$

$K = 650$, $R_1 = 5.10^3$, $R_2 = 30.10^3$, on trouve $\varphi' = 930$.

En résumé, le montage à rétroaction proportionnelle au courant augmente la résistance interne et consomme de l'énergie, le montage à réaction de tension ne consomme pas d'énergie et diminue la résistance interne. Or, on sait que la penthode présente sur la triode les avantages suivants :

1° Meilleur rendement.

2° Faible polarisation.

Par contre la résistance interne est trop élevée. Avec le montage à contre réaction de tension, on pourra utiliser une penthode sans être gêné par sa forte résistance interne.

Utilisation simultanée d'une rétroaction de courant et d'une rétroaction de tension.

Possibilité d'une résistance interne nulle.

Dans le montage de la figure 16, les deux transformateurs T_1 et T_o sont supposés parfaits; les secondaires débitent sur des résistances R' et R'_o . Si m et m' sont les rapports de transformation¹, on a immédiatement R_1 et R_o en fonction de R'_1 et R'_o ; il vient :

$$R_1 = \frac{R'_1}{m^2}, \quad R_o = \frac{R'_o}{m'^2}.$$

La tension E_i aux bornes de R'_1 est $E_i = mR_1i$; cette tension mesure la rétroaction de courant. La tension prélevée sur le secondaire de T_o et reportée à la grille produit une rétroaction de tension E_e qu'on peut poser égale à $\gamma R_o i$.

On a donc :

$$u = e - E_e - E_i = e - i (mR_1 + \gamma R_o).$$

Mais :

$$i = \frac{Ku}{z + R_1 + R_o}.$$

Egalons les deux valeurs de u

$$e = i (mR_1 + \gamma R_o) = \frac{(z + R_1 + R_o)}{K} i$$

1. Rapport du nombre de tours du secondaire à celui du primaire.

$$i = \frac{K e}{\rho + R_i (1 + K m) + R_o (1 + K \gamma)}$$

Mais la tension E aux bornes de R_o est donnée par $E = -R_o i$, d'où :

$$[\rho + R_i (1 + K m)] i - E (1 + K \gamma) = K e$$

$$[\rho + R_i (1 + K m)] di = (1 + K \gamma) dE.$$

La résistance interne fictive ρ' est donnée par :

$$\rho' = \frac{dE}{di} = \frac{\rho + R_i (1 + K m)}{1 + K \gamma}.$$

Or, avec un montage à transformateurs, les rétroactions peuvent être positives ou négatives, il suffit de connecter dans un sens convenable les circuits aux bornes secondaires.

La formule qui donne ρ suppose que les deux rétroactions sont négatives. La rétroaction de courant sera positive si m est négatif; on peut le choisir tel que :

$$\rho + R_i (1 + K m) = 0.$$

Par suite

$$\rho' = 0.$$

La formule donnant ρ' montre encore qu'une rétroaction négative du courant augmente la résistance interne (ce que nous avons déjà vu fig. 11); une rétroaction positive de courant diminue la résistance interne. Une rétroaction de tension négative diminue la résistance interne (γ est positif), mais une rétroaction de tension positive accroît la résistance interne.

Enfin, le gain effectif G , quotient de E par e a pour valeur :

$$G = \frac{E}{e} = \frac{R_o i}{e} = \frac{K R_o}{\rho + R_i (1 + K m) + R_o (1 + K \gamma)}.$$

Si $\rho' = 0$ on a :

$$G = \frac{K R_o}{R_o (1 + K \gamma)}.$$

Mais on peut choisir γ de sorte que $K \gamma R_o = \rho$

$$G = \frac{K R_o}{R_o + \rho}.$$

Le gain est précisément celui qu'on aurait obtenu en l'absence de toute rétroaction.

Coefficient β de rétroaction totale (courant et tension).

Par définition de β on a :

$$u = e - \beta E.$$

Dans le cas actuel :

$$u = e - i(mR_1 + \gamma R_o) = e + E \frac{(mR_1 + \gamma R_o)}{R_o}.$$

D'où :

$$\beta = \frac{mR_1 + \gamma R_o}{R_o}.$$

Le calcul de μ est un peu long, mais ne présente pas de difficultés. Il résulte des définitions de μ et β que :

$$\frac{\mu}{1 - \mu\beta} = \frac{E}{e} = G.$$

Comme μ et G sont connus, on déduit $\mu\beta$ et par suite $\frac{1}{1 - \mu\beta}$ taux de réduction des harmoniques.

Résistance interne d'un amplificateur ¹.

Source équivalente. — Considérons tout d'abord un amplificateur sans réaction. La tension e à amplifier est alors égale à u (fig. 3); la tension de sortie a une valeur $E = \mu u$. Si l'amplificateur débite sur une charge R_o on a, en choisissant convenablement le sens positif de courant $E = R_o i$. Cette tension E peut être considérée comme la différence de potentiel aux bornes d'une source dont la force électromotrice serait égale à la valeur que prend E lorsque R_o est infini.

Mais μ est une fonction de R_o . C'est ainsi que lorsque l'amplificateur ne comporte qu'une lampe, on a :

$$\mu = \frac{-S}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_o}} = \frac{-KR_o}{\rho + R_o}.$$

1. Cette question a été traitée par M. Belus (*Ann. des P. T. T.*, sept. 1937). Notre exposé a une forme différente de celle adoptée par M. Belus, mais le fond est identique.

Pour $R_o = \infty$, on a $\mu = -K$. Nous désignerons par μ_∞ cette valeur particulière de μ qui caractérise l'amplificateur puisqu'elle est indépendante de R_o .

Dans ce cas particulier, la force électromotrice de la source équivalente à l'amplificateur est $E = \mu_\infty u$ et la différence de potentiel aux bornes est :

$$E = \mu u = \frac{\mu_\infty R_o}{\rho + R_o} u.$$

Cette formule est évidemment valable dans le cas d'un amplificateur quelconque, ρ désignant alors la résistance interne de l'amplificateur.

Étude du cas où il y a rétroaction. — Dans ce cas on ajoute à l'amplificateur μ (fig. 3) le circuit β . Ce dernier circuit débite sur une impédance d'entrée infinie puisque le premier circuit de l'amplificateur μ est un circuit de grille (on suppose l'absence du courant de grille). A une fréquence donnée, β caractérise donc la rétroaction et est indépendant de R_o . En définitive μ_∞ et β caractérisent l'ensemble des circuits μ et β .

Cas de la rétroaction proportionnelle à la tension. — On a :

$$E = \frac{\mu e}{1 - \mu\beta} = \frac{\mu_\infty R_o}{\rho + R_o (1 - \mu_\infty\beta)} e.$$

La force électromotrice \mathcal{E} est obtenue en faisant $R_o = \infty$ dans la formule précédente; d'où :

$$\mathcal{E} = \frac{\mu_\infty}{1 - \mu_\infty\beta} e.$$

Mais :

$$E = R_o i$$

$$i = \frac{\mu_\infty}{\rho + R_o (1 - \mu_\infty\beta)} e = e \frac{\frac{\mu_\infty}{1 - \mu_\infty\beta}}{\frac{\rho}{1 - \mu_\infty\beta} + R_o} = \frac{\mathcal{E}}{\rho' + R_o}$$

en posant :

$$\rho' = \frac{\rho}{1 - \mu_\infty\beta}.$$

La résistance interne avec rétroaction est égale à la résistance interne sans rétroaction divisée par $1 - \mu_\infty\beta$.

REMARQUE. — Dans le cas du circuit de la figure 12, on avait :

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad \beta_\infty = -K.$$

On avait trouvé :

$$\beta' = \frac{\beta}{1 + \frac{\beta + KR_1}{R_1 + R_2}}$$

au lieu de :

$$\beta' = \frac{\beta}{1 + \frac{KR_1}{R_1 + R_2}}$$

Cela tient, ainsi que le remarque Philips (Bulletin technique n° 31, août-octobre 1936, page 230) à ce que la diminution d'amplification provient non seulement de la rétroaction, mais encore de la position du potentiomètre $R_1 R_2$ aux bornes de R_0 . D'ailleurs, comme KR_1 est très grand devant β , on a pratiquement

$$\beta' = \frac{\beta}{1 + \frac{KR_1}{R_1 + R_2}}$$

Cas de la rétroaction proportionnelle au courant. — Le schéma de principe est celui de la figure 17.

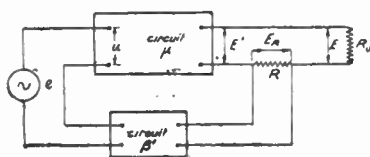


Fig. 17.

On ramène à l'entrée une fraction βE de la tension de sortie. Le coefficient β dépend de R et de β' ; on a¹

$$\beta E = \beta' E_R = \beta' \frac{R}{R_0} E.$$

1. La rétroaction de courant est toujours obtenue en transmettant à l'entrée une tension prise aux bornes d'une résistance pure $R\beta$; il est alors commode de décomposer le circuit de rétroaction en deux parties : la résistance R d'une part et le circuit β' de rétroaction. La rétroaction totale βE est donc bien égale à $\beta' E_R$.

En l'absence de rétroaction on a

$$\frac{E'}{u} = \mu' = \frac{\mu_{\infty}(R + R_o)}{\rho + R + R_o}$$

Cette formule est la généralisation de la formule

$$\mu = \frac{-S}{\frac{1}{\rho} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_o}\right)}$$

On définira μ par l'expression

$$\mu = \frac{E}{u} = \frac{E}{E'} \frac{E'}{u} = \frac{R_o}{R + R_o} \mu_{\infty} \frac{R + R_o}{\rho + R + R_o}$$

$$\mu = \frac{\mu_{\infty} R_o}{\rho + R + R_o}$$

Lorsqu'il y a contre-réaction on a

$$E = \frac{\mu e}{1 - \mu \beta} = \frac{\mu_{\infty} R_o}{\rho + R (1 - \mu_{\infty} \beta') + R_o} e$$

$$i = \frac{E}{R_o} = \frac{\mu_{\infty} e}{\rho + R (1 - \mu_{\infty} \beta') + R_o} = \frac{\mathcal{E}}{\rho' + R_o}$$

avec

$$\rho' = \rho + R (1 - \mu_{\infty} \beta').$$

Ainsi la résistance interne est augmentée.

REMARQUE : Dans le cas du circuit de la figure 11, on avait

$$\beta = \frac{R}{R_o} \text{ et par suite } \beta' = 1.$$

CHAPITRE V

Rôle du circuit β . — Ce rôle varie suivant l'usage auquel est destiné l'amplificateur; on ne peut donc donner de règles générales absolues pour la construction de ce circuit. On peut cependant faire au sujet de ce circuit quelques observations.

On peut déjà remarquer que la rétroaction de courant absorbe de

l'énergie alors que la rétroaction de tension n'en absorbe pratiquement pas; cette dernière sera donc la plus utilisée. Toutefois une réaction simultanée de courant et de tension permet de jouer avec beaucoup d'aisance sur la résistance interne; cet ensemble peut donc être particulièrement commode. Nous avons déjà donné des types de montages dans lesquels étaient utilisés des transformateurs. A titre d'exemple, nous dirons quelques mots du cas où la résistance de charge est constituée par un haut-parleur et du cas où la résistance de charge est une ligne.

Cas du haut-parleur. — La principale fréquence de résonance est assez basse; pour amortir les oscillations de la membrane; il y a donc lieu de diminuer la résistance interne fictive de l'amplificateur et, par suite, d'utiliser la réaction de tension.

Il y a toutefois un inconvénient. L'impédance d'un haut-parleur croît avec la fréquence, il en est donc de même de la tension aux bornes de la bobine mobile. Une rétroaction de tension provoquera une diminution de courant dans la bobine mobile, et, par suite, un effet fâcheux puisque ce courant devrait être indépendant de la fréquence. Il y a donc lieu d'utiliser une réaction de tension diminuant avec la fréquence.

Si on se reporte au circuit de principe de la figure 12, on voit que le coefficient β de rétroaction a une phase $\varphi_2 = 0$ et un argument $\beta_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ indépendant de ω . Remplaçons la résistance R_2 par une bobine ayant une self L_2 et une résistance R_2 , on aura

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + jL_2\omega}, \quad \beta_0 = \frac{R_1}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + L_2^2\omega^2}}.$$

On voit que β_0 décroît lorsque ω augmente. On peut adopter bien d'autres montages dont on trouvera des exemples dans le Bulletin technique de Philips n° 31 (août-octobre 1936).

Cas d'une ligne. — Un schéma célèbre est celui de l'amplificateur de Black que nous représentons ci-dessous (fig. 18).

En fait l'amplificateur comporte 3 lampes: la dernière de résistance interne r constitue l'une des branches d'un pont équilibré. De même à l'entrée, la source e et le circuit de rétroaction β' sont respectivement montés dans les diagonales d'un pont équilibré.

Nous voyons que la source e ne réagit pas sur β' et réciproquement; que le circuit de charge ne réagit pas sur β' et réciproquement.

Nous posons que la dernière lampe est équivalente à une source de force électromotrice $E' = K\mu$.

Cette source débite un courant $i + i_1$

$$i + i_1 = \frac{E'}{2\varphi + \frac{2\varphi R_o}{R_o + 2\varphi}}$$

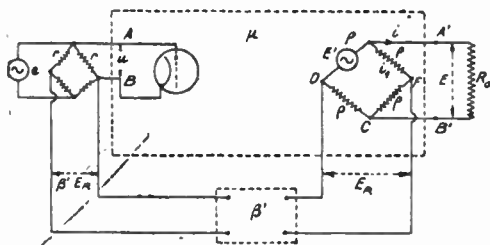


Fig. 18.

Tenant compte de ce que $E = R_o i = 2\varphi i_1$, il vient

$$E = \frac{1}{2} \frac{E' R_o}{R_o + \varphi}, \quad i = \frac{1}{2} \frac{E'}{R_o + \varphi}.$$

Pour $R_o = \infty$, E prend la valeur $E_o = \frac{E'}{2}$ et pour $R_o = 0$, le

courant i prend la valeur $i_o = \frac{1}{2} \frac{E'}{\varphi}$.

La résistance interne fictive φ' est donnée par

$$\varphi' = \frac{E_o}{i_o} = \varphi.$$

Ainsi dans ce montage, la résistance interne fictive est indépendante de la réaction. « Cette propriété est souvent avantageuse. Si par exemple on a adapté l'amplificateur à la charge sur laquelle il travaille, on peut opérer des mutations de lignes à l'entrée et effectuer dans l'amplificateur la correction de distorsion de ces lignes différentes sans que l'adaptation à la sortie ait à en souffrir » (Belus, *loc. cit.*, p. 812).

Il est facile de calculer les coefficients μ et β .

On a par définition de β (fraction de E reportée aux bornes AB) :

$$\beta E = \frac{\beta'}{2} E_R = \frac{\beta'}{2} [\rho(i_1 + i) + \rho i_1] = \frac{\beta'}{2} E \left[\frac{\rho + R_o}{R_o} \right]$$

d'où

$$\beta = \frac{\beta'}{2} \frac{\rho + R_o}{R_o}$$

par définition encore, on a

$$E = \mu u = \frac{\mu E'}{K}$$

$$\mu = K \frac{E}{E'} = \frac{K}{2} \frac{R_o}{R_o + \rho} \text{ et } \mu\beta = \frac{K\beta'}{4}.$$

On tire de ces relations

$$E = \frac{Ke}{4 \left(1 - \frac{K\beta'}{4} \right)} \frac{R_o}{R_o + \rho} = \frac{e}{2} \frac{\mu}{1 - \mu\beta}.$$

Nous remarquerons pour terminer qu'on a bien utilisé une rétroaction de courant (le courant i traverse la résistance CD) et une rétroaction de tension (tension $\frac{E}{2}$ entre les bornes C et E). Le courant i est donné en fonction de e par

$$i = \frac{Ke}{4 \left(1 - \frac{K\beta'}{4} \right)} \frac{1}{R_o + \rho}.$$

Nous avons donc la valeur de la force électromotrice de la source équivalente.

ANNEXE

LES AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU

Suppression de l'amplification en tension. — Les amplificateurs à courant continu seraient particulièrement utiles s'ils étaient stables; comme ils ne le sont pas, ils n'ont jamais été employés comme instrument de mesures lorsque la précision est requise.

Il semble que la rétroaction de courant permette de les améliorer sensiblement.

Considérons le schéma de la figure 19; nous désignerons par V_o la tension de la batterie, par I le courant plaque (tenu compte du courant continu), par V la tension plaque.

Un courant très faible i' crée aux bornes de R' une tension

$$u = R' i'.$$

On a

$$V = V_o - RI, \quad \varphi I = V + Ku, \quad u = e - RI.$$

D'où

$$I = \frac{V_o + Ke}{\varphi + R(1 + K)}.$$

En l'absence de rétroaction le courant aurait une valeur :

$$I' = \frac{V_o + Ke}{\varphi + R}.$$

Si la tension de la batterie varie de dV_o , elle provoquera dans le premier cas une variation

$$dI = \frac{dV_o}{\varphi + R(1 + K)}$$

et dans le second cas une variation

$$dI' = \frac{dV_o}{\varphi + R}$$

d'où

$$\frac{dI}{dI'} = \frac{\varphi + R}{\varphi + R(1 + K)}.$$

Mais le rapport de I à I' est égal à celui de dI à dI' ; la perturbation diminue, mais la grandeur à mesurer, c'est-à-dire le courant, diminue dans la même proportion.

La rétroaction ne donne donc aucun avantage de ce point de vue. Par contre, nous allons voir qu'elle permet d'éliminer les variations accidentelles de K et de φ .

Le courant variable i provenant des petites variations de i' qu'il s'agit de mettre en évidence est donné par

$$i = \frac{Ke}{\varphi + R(1 + K)}.$$

La tension variable recueillie : $E = - Ri$.

$$E = \frac{- RKe}{\varphi + R(1 + K)}.$$

Si K est grand devant l'unité et KR grand devant φ , il reste

$$E = - e, \quad i = \frac{e}{R}.$$

Il n'y a aucune amplification en tension, le courant *est indépendant de la lampe*; il ne dépend ni de K ni de φ et il est proportionnel à e .

Comme $e = Ri'$, on a

$$Ri' = iR, \quad \frac{i}{i'} = \frac{R}{R'}.$$

Le rapport $\frac{R'}{R}$ mesure le gain en courant.

Le gain en énergie est mesuré par le rapport $\frac{Ri'^2}{R'i'^2} = \frac{R'}{R}$, résultat évident puisque $E = - e$.

Application numérique. — $K = 100$, $\varphi = 10^5$, $R = 10^5$

$$i = \frac{100e}{10^5(2 + 100)} \neq \frac{100e}{10^7} = \frac{e}{10^5}.$$

Pour $i' = 10^{-7} \text{ A}$, $R' = 10^7 \Omega$, $e = 1 \text{ V}$.

$$\frac{i}{i'} = 100, \quad i = 10^{-5} \text{ A}.$$

Théorie générale. — On peut imaginer bien des montages permettant l'amplification du courant; ces montages peuvent comporter une ou plusieurs lampes; ils doivent satisfaire aux conditions suivantes :

$$\beta = 1, \quad \mu \gg 1.$$

S'il en est ainsi, on a

$$\frac{E}{e} = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} = \frac{\mu}{1 - \mu} \neq -1.$$

Vérifions qu'il en est bien ainsi dans le cas du montage étudié; on a identiquement

$$u = e + \beta E = e - Ri = e + E.$$

D'où $\beta = 1$. On a donc :

$$\frac{E}{e} = \frac{\mu}{1 - \mu} = \frac{-RK}{r + R(1 + K)}$$

$$\mu = \frac{-RK}{r + R} = -\frac{10^5 \cdot 10^2}{2 \cdot 10^5} = -50$$

$$\frac{E}{e} = \frac{-50}{51}.$$

Résumé et conclusions.

1° La théorie exposée suppose essentiellement que la tension u appliquée aux bornes d'entrée de l'amplificateur est sinusoïdale ou continue. A cette condition, on peut définir le gain μ de l'amplificateur en l'absence de rétroaction et un coefficient β tel qu'une fraction βE de la tension de sortie E soit ramenée à l'entrée. Si e est la tension à amplifier, on a finalement :

$$u = e + \beta E, \quad E = \mu u.$$

Le gain G avec rétroaction est donné pour

$$G = \frac{E}{e} = \frac{\mu}{1 - \mu\beta}.$$

Telle est l'équation fondamentale utilisée par Black; elle est valable quelle que soit la valeur de $\mu\beta$. Si l'expression $1 - \mu\beta$ se

réduit à zéro, il y a nécessairement accrochage; si le module de $\mu\beta$ est plus grand que l'unité, il se peut qu'il y ait accrochage, mais il se peut également que l'accrochage ne se produise pas.

Le raisonnement de Black a fait faire un grand pas à la théorie; il complète heureusement le travail de Nyquist.

On déterminait souvent autrefois les conditions d'accrochage au moyen d'un raisonnement dans lequel intervenait la notion de temps.

On considérait une tension μ appliquée à l'entrée; celle-ci produisait à la sortie une tension E_1 dont une fraction βE_1 était reportée à l'entrée, d'où à la sortie une nouvelle tension $E_2 = \mu\beta E_1$ s'ajoutant à E_1 et ainsi de suite. Finalement la tension E de sortie avait pour valeur :

$$E = E_1 + E_2 + \dots = E_1(1 + \mu\beta + \mu^2\beta^2 + \dots).$$

Dans le cas où $\mu\beta < 1$, et dans ce cas seulement, on peut faire la somme de la progression géométrique :

$$E = \frac{E_1}{1 - \mu\beta} = \frac{\mu e}{1 - \mu\beta}.$$

On concluait que si $\mu\beta > 1$, il y a nécessairement accrochage. Le raisonnement si simple de Black montre que la formule est valable alors même que $\mu\beta \gg 1$. On a d'ailleurs réalisé des amplificateurs pour lesquels le module $\mu_0\beta_0$ de $\mu\beta$ est égal à 10.000 et qui cependant n'accrochent pas.

2° Supposons que le vecteur $\mu\beta$ soit très grand devant l'unité; on aura :

$$E = - \frac{e}{\beta}.$$

La tension de sortie est indépendante de μ et par suite de l'amplificateur.

Les distorsions linéaire ou non linéaire introduites par ce dernier sont donc supprimées. D'une façon plus précise, on peut dire que les tensions des harmoniques parasites (distorsion non linéaire) sont divisées par $1 - \mu\beta$.

Un exemple emprunté à M. Saphores fera mieux comprendre le résultat obtenu.

Considérons un amplificateur utilisé dans la bande 100 à 1000 kc/s;

supposons que le module μ_0 de μ ait des valeurs comprises entre 10.000 (80 décibels) et 31.600 (90 décibels); supposons encore que le vecteur $\mu\beta$ soit déphasé de π sur la tension d'entrée μ et que β_0 soit égal à $\frac{1}{316}$ (50 décibels); le module G_0 du gain G sera donné par :

$$G_0 = \frac{\mu_0}{1 - \mu_0\beta_0}.$$

Remplaçant μ_0 par les nombres 10.000 et 31.600, on trouve $G_0 = 306,7$ (49,7 décibels) et $G_0 = 312,8$ (49,9 décibels). Le gain est évidemment très réduit, puisque d'une valeur moyenne de l'ordre de 20.000 (86 décibels) il est passé à 310 (50 décibels), mais ses variations relatives ont notablement diminué.

Si le niveau de sortie de l'harmonique 2 avait pour valeur $\frac{5}{100}$ en l'absence de rétroaction pour $\mu_0 = 31.600$, il aura pour valeur après rétroaction $\frac{5}{10.000}$ puisque $\mu_0\beta_0$ est égal à 100.

Il est fondamental de remarquer que l'amplificateur considéré est déjà bon; μ_0 conservait une valeur considérable dans l'intervalle de fréquence considéré et, par suite, $\mu_0\beta_0$ était grand devant l'unité dans la gamme de fréquences utilisée.

En résumé, grâce à la contre-réaction, un amplificateur bon peut devenir très bon, mais un amplificateur mauvais pourra être difficilement amélioré.

3° En combinant une contre-réaction de courant et une contre-réaction de tension, on obtient un ensemble qui peut être considéré comme une source de résistance interne z ; z pourra prendre telle valeur désirée; on peut même avoir $z = 0$.

4° En utilisant un circuit β ayant une impédance fonction de ω , on pourra maintenir constant le courant dans la résistance de charge. Cette propriété est importante dans le cas où la résistance de charge est constituée par celle d'un haut-parleur. Dès 1923, M. Berthenod avait signalé l'avantage procuré dans ce cas par la contre-réaction.

BIBLIOGRAPHIE

1926.

- A. PAGES. — *Description d'un amplificateur basse fréquence à grande sélection.* « Onde électrique », juin 1926, p. 276.

1932.

- H. NYQUIST. — *Théorie de la régénération.* B. S. T., Journ. juillet 1932, p. 126. Théorie mathématique du critérium de stabilité.
L. BRILLOUIN et LÉVY. — *Sur un montage à réaction indépendante de la fréquence.* C. R. A. Sc., t. 196, 1932, p. 1151.

1933.

- J. C. STREET et T. H. JOHNSON. — *Thermionic tetrode voltage control.* Electronics, janvier 1933, p. 18. Description d'un circuit à courant continu utilisant la rétroaction.
A. C. MATTHEWS. — *Fidelity compensation by Regeneration.* Electronics, janvier 1933, p. 18.
W. BAGGALY. — *Grid current compensation in Power Amplifiers.* Wireless Engineer, février 1933, p. 65. Réduction du gain et de l'impédance de sortie d'une lampe à contre-réaction. Application à l'étage pilote d'un amplificateur classe B.
A. B. CLARK et B. W. KENDALL. — *Carrier in Cable.* B. S. T. Journ. juillet 1933. Description d'un amplificateur de câble à contre-réaction.
W. BAGGALY. — *Distortion Cancellation in Audio Amplifiers.* Wireless Engineer, août 1933, p. 413. Etude du gain et de la stabilité.
C. B. FISCHER. — *Some Non-Linear Vacuum Tubes Topics*, Master's Thesis McGill University, Montreal, sept. 1933. Utilisation de la rétroaction pour réduire la résistance de sortie d'un amplificateur.
M. LÉVY. — *Notice sur l'amplificateur « Secla » à réaction par pont.* Revue d'acoustique, septembre 1933, p. 384.
M. LÉVY. — *Sur un montage simplifié à réaction sensiblement indépendante de la fréquence de sélection.* Revue d'acoustique, novembre 1933, p. 471.

1934.

- H. S. BLACK. — *Stabilized Feedback Amplifiers*, B. S. T., Journ. 1934, p. 1.
F. A. COWAN. — *Electrical Engineering*, avril 1934, p. 590. Application d'un amplificateur téléphonique à contre-réaction pour améliorer le filtrage de l'alimentation.
H. S. BLACK. — *Feedback Amplifiers.* Bell Labs Record, juin 1934, p. 290. Étude simplifiée.
H. BARTEIS. — *Calcul graphique de la rétroaction linéaire et non linéaire.* E. N. T., septembre 1934, p. 319, Théorème de l'amplificateur équivalent.

E. PETERSON, J. C. KREER et L. A. WARE. — *Regeneration Theory and Experiment*. P. I. R. E., octobre 1934, p. 1191. Étude du théorème de Nyquist et extension aux cas d'impédances négatives et non linéaire.

1935.

- I. PODLIASKY. — *La distorsion non-linéaire en électroacoustique appliquée*. Annales des P. T. T., janvier 1935, p. 1.
- II. BARTELS. — *Die Leistungen und Verzerrungen von Endverstärkern*. Telefunken Zeitung, avril 1935, p. 5.
- M. MARINESCO. — *Frequency and Phase Distortion*. Wireless Engineer, juillet 1935, p. 375. Théorie et mesure de quelques circuits simples.
- T. TANESCU. — *Frequency and Phase Distortion*. Wireless Engineer, septembre 1935, p. 496. Courte discussion de l'article de Marinesco.
- W. BAGGALLY. — *Grid compensated Power Amplifier*. Wireless Engineer, septembre 1935, p. 496. Réduction de la distorsion dans les amplificateurs.
- TH. STURM. — *Ein umschaltbarer — und B — Verstärker*. Funk Technische Monatshefte, octobre 1935, p. 377.
- G. H. BAST et F. H. STIELTJES. — *A new Feedback Repeater*. The Post off. Electr. Eng. Journ., octobre 1935, p. 225. Description d'un amplificateur téléphonique à contre-réaction.

1936.

- RADIO REVIEW OF AUSTRALIA. — Mars 1936, p. 64. *Inverse Circuit Feedback*. A New « Series » Circuit.
- M. MARINESCO. — *Retroaction in Audio Amplifiers*. Wireless Engineer, mars 1936, p. 131. Suite d'un précédent article sur la distorsion de fréquence et de phase.
- A. C. TIMMIS. — *The Negative Feedback Amplifier, a Mechanical Analogy*. The Post. Off. Electr. Engin. Journ., avril 1936, p. 71.
- TUNGSRAN MITTEILUNGEN. — Mai 1936.
- R. FELDKELLER. — *Die 3 Teilschwingung in Verstärkern mit Gegenkopplung*. Telegr. und Fern. Tech. Vol. 25, 1936, p. 217.
- ELECTRONICS. — Juillet 1936, p. 30. *Feedback Amplifiers*.
- C. J. VAN LOON. — *Améliorations apportées aux appareils récepteurs de T. S. F.* Revue Technique Philips, septembre 1936, p. 264.
- BULLETIN TECHNIQUE PHILIPS. — Août-oct. 1936. — *Diminution de la distorsion dans le tube final par réaction à basse fréquence*.
- RADIO-ENGINEERING. — Septembre 1936. *Inverse Feedback circuits for A.-F. Amplifiers*.
- W. T. COCKING. — *Negative Feedback Amplifiers*. Wireless World, 6 novembre 1936, p. 475.
- Y. WATANABE and S. NARUMI. — *A Duplex Feedback Amplifier-Filter*. Nippon Electric. Comm. Eng., décembre 1936, p. 398.
- Y. WATANABE and KITUCHI. — *Band Pass Type Amplifier Circuit by Combining Differentially Two Resonance Curves*. Nippon Electr. Comm. Eng., décembre 1936, p. 396.

1937.

- TERMAN. — *Feedback Amplifier Design*, Electronics, janv. 1937, p. 12.
- R. FELDKELLER et E. THOS. — *Caractéristique dynamique d'un amplificateur à rétroaction*. Telegr. und Fern. Techn., janv. 1937, p. 1. Étude de la distorsion non linéaire.
- T. STURM. — *Verfahren zur Klirrvorminderung* (Linearisierung) Funk Techn. Monatshefte, mars 1937, p. 77. Utilisation de la rétroaction dans les amplificateurs H. F. et les modulateurs.
- H. BARTELS. — *Modification des harmoniques dans les amplificateurs à contre-réaction*. Telegr. und Fern. Techn., mars 1937, p. 53.
- J. R. DAY and J. B. RUSSELL. — *Practical Feedback Amplifiers*. Electronics, avril 1937, p. 16.
- A. R. RUMBLE. — *Audio Feedback*. Comm. and Broadc. Eng., avril 1937, p. 14.
- L. MARTIN. — *Characteristics of Inverse Feedback Circuits*. Rgd Eng., mai 1937, p. 13.
- R. W. SLOANE. — *Distortion in Negative Feedback Amplifiers*. Wireless Engineer, mai 1937, p. 259. Étude des cas où l'on ne fait pas d'hypothèse simplificatrice. Effet de la non-linéarité du circuit d'entrée.
- D. E. TRUCKSESS. — *Regulated Plate Supply*. Bell Labs Record, mai 1937, p. 298. Utilisation de la rétroaction dans un amplificateur à courant continu.
- F. VECCHIACCHI. — *Resistenza negativa ed elevate selettività ottenute stabilmente per mezzo di reazioni positiva e negativa*. Alta Frequenza, juin 1937, p. 351.
- W. SIX et H. MULDER. — *L'emploi des amplificateurs en téléphonie*. Revue Technique Philips, juillet 1937, p. 209.
- J. FROMMER. — *Distortion in Negative Feedback Amplifiers*. Wireless Engineer, juillet 1937, p. 369.
- P. PONTECORVO. — *Alta Frequenza*, juillet 1937, p. 448. Discussion de l'article de F. Vecchiacchi : *Resistenza negativa ed elevate selettività ottenute stabilmente per mezzo di reazioni positiva e negativa*.
- H. S. BLACK. — *Repeater for the Coaxial System*. Bell Labs Record, août 1937, p. 385.
- B. D. H. TELLEGEN and V. COHEN HENRIQUEZ. — *Inverse Feedback*. Wireless Engineer, août 1937, p. 409.
- J. W. FROMMER. — *Ueber die Verminderung durch Negativ Rückkopplung*. Tungsram Mitteilungen, B. Reihe, août 1937, p. 23.
- F. MARIETTI. — *Reazione in Controfase*. Alta Frequenza, septembre 1937, p. 568.
- M. BELUS. — *Note sur le fonctionnement des amplificateurs à contre-réaction terminés sur des impédances quelconques*. Annales des P. T. T., septembre 1937, p. 804.
- D. G. REID. — *The Necessary conditions for Instability of Electrical circuits*. An alternative proof of Nyquist. Théorème on Degenerative Systems. Wireless Engineer, novembre 1937, p. 597.
- J. SAPHORES. — *Les amplificateurs à réaction inversée. Applications aux récepteurs téléphoniques à courants porteurs H. F.* Bulletin de la Société Française des Électriciens, novembre 1937, p. 1121.
- G. S. BRAYSHAW. — *Regeneration in Linear Amplifiers*. Wireless Engineer, novembre 1937, p. 597.
- LUCIEN CHRÉTIEN. — *Ce qu'il faut savoir de la contre-réaction*. E. Chiron, édit. 1937.

DISCUSSION

Nous avons reçu de M. Matei Marinesco, Ingénieur E. S. P. T. T., du Laboratoire de Recherches de l'École Polytechnique de Bucarest, une étude sur la « Contre-Réaction », que nous regrettons de ne pouvoir publier intégralement. Mais nous en reproduisons ci dessous quelques paragraphes qui ajoutent, sur certains points, des compléments d'information intéressants.

M. Marinesco (par lettre). — 1° Il est évident que l'on peut donner à un amplificateur, muni de contre-réaction, la caractéristique de fréquences que l'on désire, suivant la caractéristique sélective du quadripôle $\beta = f(\omega)$.

2° *Limites d'application.* — On ne peut toutefois pousser trop loin la contre-réaction pour le motif suivant dont on ne fait pas assez mention, dans la littérature concernant le sujet :

Comme nous venons de le montrer, « la contre-réaction » diminue l'amplification de l'amplificateur. Pour maintenir donc le même volume à la sortie il faut disposer d'une amplification supplémentaire dans les étages qui précèdent la basse fréquence. — Or il se peut que cette amplification supplémentaire augmente le coefficient de distorsion non-linéaire plus que la contre-réaction ne le fait diminuer.

Un calcul facile montre que pour éviter ce défaut, il faut que le coefficient de distorsion non-linéaire de l'étage final soit inférieur — ou au plus égal — à celui de l'étage précédent, multiplié par le facteur de contre-réaction.

Il est fort probable que cette condition diminue beaucoup le bénéfice apporté par la contre-réaction concernant la distorsion non-linéaire, et il serait intéressant de relever expérimentalement des courbes qui en tiennent compte.

Si l'on tient compte, d'autre part, du fait que la contre-réaction nécessite un étage amplificateur supplémentaire, on peut se demander si en fin de compte l'amélioration qu'on en tire vaut bien les dépenses supplémentaires qu'on doit supporter.

3° A ce sujet, il n'est peut être pas sans intérêt que je mentionne quelques-uns de mes travaux antérieurs¹ sur une « réaction non-linéaire positive » qui tout en augmentant l'amplification diminue le coefficient de distorsion non-linéaire.

Ainsi pour une augmentation par 16 fois de l'amplification nous obtenions une diminution du coefficient de distorsion non-linéaire au 1/10 de sa valeur sans réaction. (Démonstration expérimentale, faite le 19 février 1936 à la Société Française des Radioélectriciens.)

Enfin par le même procédé de réaction positive (méthode des impédances négatives) j'obtenais des caractéristiques de fréquence tout aussi uniformes que celles qu'on en obtient maintenant par la contre-réaction.

Il paraît d'ailleurs que la tendance actuelle est de combiner la contre-réaction avec la réaction positive.

M. Lévy. — 1° Il est possible de démontrer directement et d'une manière simple, la réduction du taux des harmoniques par contre-réaction.

2° La contre-réaction peut être employée avec succès, non seulement pour augmenter la fidélité des amplificateurs, mais également pour les rendre sélectifs. Elle permet aussi de stabiliser les émetteurs oscillateurs.

1. M. Marinesco, Note on negative impedance, *Method Wireless Engineer*, vol. VII, p. 375.

M. Marinesco, *L'Industrie Française Radioélectrique*, septembre 1936.

M. Marinesco, C. R., t. 201, p. 193.

M. Marinesco, *W. Engineer*, vol. XIII, p. 131.

M. Marinesco, *L'onde électrique*, vol. XV, p. 369.

M. Pagès. — La conférence de M. Bedeau m'a particulièrement intéressé; M. Bedeau, plusieurs fois déjà, a rendu aux radioélectriciens le grand service de faire des exposés très précis et très clairs de questions importantes. — Nous espérons que les conférences de documentation heureusement instituées par la Société des Radioélectriciens lui fourniront de nouvelles occasions de nous rendre le même service en nous intéressant.

Je remercie vivement M. Bedeau d'avoir eu l'amabilité de citer mes travaux sur la contre-réaction. Après avoir eu l'occasion d'étudier des amplificateurs basse-fréquence très sélectifs utilisant la réaction, et chargé en 1924 par la Société d'Études pour Liaisons Télégraphiques et Téléphoniques de réaliser un système de télégraphie multiplex harmonique, j'eus l'idée de substituer la contre-réaction à la réaction parce que cette dernière s'accompagne d'instabilité. Je reconnus que la théorie qui représente le courant à la sortie d'un amplificateur à réaction comme une série était inapplicable, et en écrivant l'équation de l'état d'équilibre de l'amplificateur, je fis connaissance avec le facteur $1 + kM$. — Dans une communication que j'eus l'avantage de présenter à la SRE le 17 mars 1925, je montrai comment ce facteur sert à multiplier l'acuité de résonance d'un circuit accordé ou d'un réseau d'impédances utilisé en contre-réaction. Parmi les applications de la contre-réaction sélective, la plus importante est le système de télégraphie harmonique à dix-huit fréquences en service sur le réseau souterrain des P. T. T.

D'autres applications de la contre-réaction non sélective furent faites au Laboratoire de la S. E. L. T., mais en général elles n'ont pas été publiées. On essaya, par exemple, de réaliser un amplificateur réversible dans lequel des réseaux de réaction et de contre-réaction remplissaient la plupart des fonctions : la réversibilité était obtenue sans balances en branchant deux amplificateurs en sens inverses l'un aux bornes de l'autre et en réduisant leur amplification par contre-réaction jusqu'à ce que, l'un servant de réseau de réaction pour l'autre, on se tienne au-dessous de la condition d'accrochage et on obtienne l'amplification résultante voulue; la contre-distorsion et le filtrage des fréquences inutiles étaient obtenus par réaction. Cet appareil ne sortit pas du laboratoire parce qu'on n'avait pas su à cette époque transformer l'impédance variable des lignes amplifiables en une résistance constante, ce qui était nécessaire pour que l'appareil fonctionne bien : cet amplificateur n'avait donc pu être avantageusement substitué aux appareils classiques.

M. Bedeau a dit avec raison que le meilleur moyen d'avoir un amplificateur à courbe d'amplification plate était d'employer de bons transformateurs, et qu'il n'est en général pas nécessaire d'employer la contre-réaction. C'est néanmoins ce que l'on a dû faire dans les amplificateurs destinés à équiper les circuits radiophoniques des câbles nouvellement posés. Cela résulte de ce que l'Administration des P. T. T. demande une amplification rigoureusement constante dans une bande allant de 15 à 20.000 p : s c'est-à-dire couvrant 11 octaves. L'emploi combiné de très bons transformateurs et de la contre-réaction a permis de réaliser des amplificateurs dont l'amplification est constante à un pour cent près dans cette bande de fréquences.

Ces exemples illustrent l'importance considérable et la diversité des applications de la contre-réaction.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Prochaines réunions et visites.

1^o La réunion mensuelle du 18 mai comportera les deux communications suivantes :

M. GODFRIN, ingénieur des P. T. T. — « Le nouveau poste de radiodiffusion mondiale à ondes courtes des Essarts. Théorie et description de ses antennes en losange ».

M. BARROUX, ingénieur des P. T. T. — « Le poste de radiodiffusion régionale de 120 kw., ondes moyennes, de Villebon-Palaiseau ».

2^o Cette réunion sera complétée par une visite aux deux postes ci-dessus mentionnés, laquelle aura lieu le 21 mai.

3^o La réunion suivante aura lieu le 15 juin. Elle constituera l'Assemblée Générale ordinaire de la Société des Radioélectriciens.

..

Sections.

Nous sommes heureux de porter à la connaissance de nos membres la fondation d'une « section » spécialisée aux récepteurs de radiodiffusion. Cette section a commencé à se réunir sous la présidence de M. Cosnard ; nous publierons régulièrement le résumé de ses études.

Cette section porte le n^o 2 ; la 1^{re} section est constituée par l'ancien « comité d'Études », qui continuera à s'occuper des *études générales*.

Enfin, nous avons reçu quelques demandes pour la fondation d'une 3^e section, spécialisée à la *Télévision* : nous espérons pouvoir la faire fonctionner bientôt, si le nombre des membres qui s'y intéressent, est suffisant.

Nous rappelons que, pour faire partie d'une section, il faut : 1^o adresser la demande au président de la société ; 2^o être agréé par le bureau de la section.

..

Activité des sections.

1^o Le Comité d'Études, devenu la 1^{re} section « Études Générales », a continué ses travaux sur la normalisation des essais de récepteurs, en étudiant spécialement les mesures de sélectivité par la « méthode à 2 signaux ».

Il a d'autre part (en commun avec la 5^e section de la Société des Électriciens) entendu, le 22 février, une communication de M. P. BESSON sur « les enregistreurs magnétiques et leurs applications en radio-diffusion », et une de M. P. DAVID sur

la question suivante : « Dans quelle mesure l'étude d'un haut-parleur en régime permanent permet-elle de prévoir son comportement en régime transitoire? » Cette dernière sera publiée prochainement dans l'*Onde Electrique*.

Enfin le 2 mars, M. FROMY a présenté à cette même section un « essai d'analyse de l'action des parasites sur un récepteur » et un « générateur étalonné de parasites ». A la suite de ce travail, il a rédigé pour l'*Onde Electrique* un article que nous publierons également.

2^o La 2^e section : « Récepteurs de radio-diffusion » a tenu plusieurs réunions sous la présidence de M. COSXARD. — Les rapports suivants ont été présentés et discutés :

M. ZANOTTI et M. NIESSEN : « Couplages d'antenne, présélection ».

M. ASCHENBRENNER : « Transmodulation, chuchotements et sifflements dans les récepteurs superhétérodynes ».

M. CHAUVIERRE : « Stabilité des condensateurs ajustables ».

« La distorsion de détection et ses remèdes ».

M. ROTHSTEIN : « Le nouveau standard des bobinages ».

Cette dernière question de standardisation a été officiellement confiée par les constructeurs français à la 2^e section des Radioélectriciens, et le travail est en cours au laboratoire de M. CHAUVIERRE.

Nous pensons publier le compte rendu détaillé, ou du moins l'essentiel des différents rapports ci-dessus, dans un numéro spécial qui sera consacré aux récepteurs.

..

Liste de nouveaux membres.

(Séance du 18 mai 1938.)

MM.

SARAGUT (Gilles-Édouard), Ingénieur, présenté par M. David.

VIOLLETTE (Maurice), présenté par M. Bouthillon.

CHRÉTIEN (Lucien), Ingénieur E. S. E., présenté par M. David.

VILLEMAGNE (Jean), Ingénieur E. C. L. présenté par M. Sinay.

LIRVAT (Albert), Étudiant, présenté par M. Chauvierre.

FRANÇOIS (Louis), Étudiant —

DE MIKHNEWITCH (Nicolas), Étudiant, présenté par M. Chauvierre.

FERRY (Pierre), Chef Laboratoire G. M. R., présenté par M. Chauvierre.

GANCEL, présenté par M. Chauvierre.

FREROT, —

WOTTIZ (Jean), —

BOITARD (Albert), —

BESSEDE (Robert), —

COSPIN, —

PREVEL (Francis), —

..

Remerciements.

Nos collègues MM. Bedeau, Gay, Rebottier ont bien voulu nous remettre des dons ou suppléments de cotisations pour favoriser les publications de la Société. Nous les prions d'agréer nos très sincères remerciements.