

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS  
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

---

BULLETIN DE LA  
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

---

**Réponse des amplificateurs pour télévision aux signaux périodiques de courte durée et aux phénomènes transitoires, par P. MANDEL.**

**Les détecteurs de pointes. Applications à la télévision, par R. BARTHÉLEMY.**

**Radiotéléphonie duplex simultanée, par M. MARRO.**

**Observations du courant tellurique dans un câble sous-marin, par M. BERNARD.**

**Un radiogoniomètre à lecture directe, par L. LÉVY.**

**Analyses.**

**ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI<sup>e</sup>)**

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

## 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<sup>o</sup> De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;

2<sup>o</sup> 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<sup>o</sup> Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*.

2<sup>o</sup> Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique.

3<sup>o</sup> Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc.

4<sup>o</sup> Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile.

5<sup>o</sup> Abonnements circulaires à certaines revues.

6<sup>o</sup> Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

### COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

1<sup>o</sup> Membres titulaires, âgés de moins de 21 ans ou en cours d'études (pendant 5 ans au plus) .. 48 fr.

2<sup>o</sup> 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<sup>o</sup> 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<sup>o</sup> 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<sup>o</sup> 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.

# RÉPONSE DES AMPLIFICATEURS POUR TÉLÉVISION AUX SIGNAUX PÉRIODIQUES DE COURTE DURÉE ET AUX PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES

par PAUL MANDEL

Ancien élève de l'École Polytechnique de Berlin. Ingénieur aux Laboratoires de Télévision de la Compagnie des Compteurs.

## SOMMAIRE

La méthode classique d'étude des régimes transitoires par décomposition en série de Fourier, se prête mal à l'appréciation des distorsions dans les appareils de télévision. Quel que soit le nombre des termes considérés, l'amplitude est mal représentée, l'effet d'une irrégularité de phase ou d'amplitude est long à calculer.

Il est donc plus avantageux de traiter directement l'application de la perturbation à l'étage amplificateur, à résistances : on voit, par exemple, très facilement, le gain compatible avec une distorsion donnée, et le bénéfice apporté par l'introduction d'une self-induction dans le circuit de plaque.

## Introduction.

Les signaux à transmettre dans les systèmes actuels de télévision se composent, d'une façon générale, des signaux de synchronisation qui sont utilisés pour maintenir le synchronisme entre l'appareil explorateur et l'appareil reproducteur et des signaux d'image, correspondant aux éclairements des éléments successifs de l'image. Les amplificateurs utilisés pour l'amplification et la transmission de ces signaux doivent donc amplifier et transmettre les tensions, appliquées à leur entrée avec la plus faible modification possible, en ce qui concerne leur forme et leurs amplitudes relatives. Cette condition est formulée généralement par l'absence de la distorsion d'amplitude, et de phase. Bien qu'on ne puisse rien objecter à cette définition, elle ne permet, que très difficilement, de juger la qualité d'un amplificateur, et elle ne se prête pas au calcul de la réponse d'un amplificateur donné aux signaux de télévision, sinon avec des calculs laborieux.

\*

### Représentation des signaux par la série de Fourier.

Les signaux de télévision présentant une certaine périodicité, fixée généralement par la fréquence d'image, et dans quelques cas spéciaux par la fréquence de la ligne, se prêtent à leur décomposition en fonctions harmoniques, suivant la série de Fourier.

$$f_1(t) = a_0 + a_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + a_2 \sin(2\omega_1 t + \varphi_2) + \dots + a_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n) \dots \quad (1)$$

La tension représentée par la fonction  $f_1(t)$  est appliquée à l'entrée de l'amplificateur. A la sortie de celui-ci on recueille une tension, qui est représentée par la fonction  $F_1(t)$ .

$$F_1(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega_1 t + \Psi_1) + A_2 \sin(2\omega_1 t + \Psi_2) + \dots + A_n \sin(n\omega_1 t + \Psi_n) + \dots$$

Si l'amplificateur travaille sans distorsion d'amplitude et de phase :

$$\frac{A_0}{a_0} = \frac{A_1}{a_1} = \frac{A_2}{a_2} = \dots = \frac{A_n}{a_n} = \text{constant} \dots \quad (2)$$

$$\frac{\Psi_1 - \varphi_1}{\omega_1} = \frac{\Psi_2 - \varphi_2}{2\omega_1} = \dots = \frac{\Psi_n - \varphi_n}{n\omega_1} = \text{constant} \dots \quad (3)$$

Les équations (2) et (3) donnent les conditions d'absence de déformations.

Si l'on essaye de tirer des conclusions pratiques des équations (2) et (3) on est conduit à se poser les questions suivantes :

1° Jusqu'à quel ordre  $n$  faut-il reproduire convenablement les harmoniques pour reproduire correctement un signal d'une forme donnée?

2° Quelle est l'influence sur la forme des signaux du fait que la condition (2) (absence de distortion d'amplitude), n'est remplie que jusqu'à un certain point?

3° Quelle est l'influence sur la forme des signaux du fait que la condition (3) (absence de distortion de phase) n'est remplie que jusqu'à un certain point?

4° Ayant éclairci les questions 1, 2 et 3, comment dimensionner les éléments d'un amplificateur, pour obtenir des distorsions d'amplitude et de phase admissibles?

**Nombre de termes à considérer. Courbe en réseau.**

On obtient la réponse à la première question en déterminant les coefficients de la série de Fourier pour les signaux en question.  
 — Mais les difficultés commencent de suite. — Prenons, par

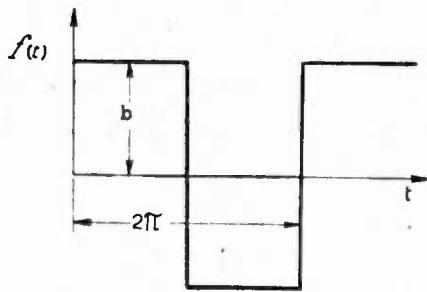


Fig. 1.

exemple, un signal dont la forme soit représentée par la figure 1.

$$f(t) = \frac{4}{\pi} b \left[ \sin t + \frac{1}{3} \sin 3t + \frac{1}{5} \sin 5t + \dots \right] \quad (4)$$

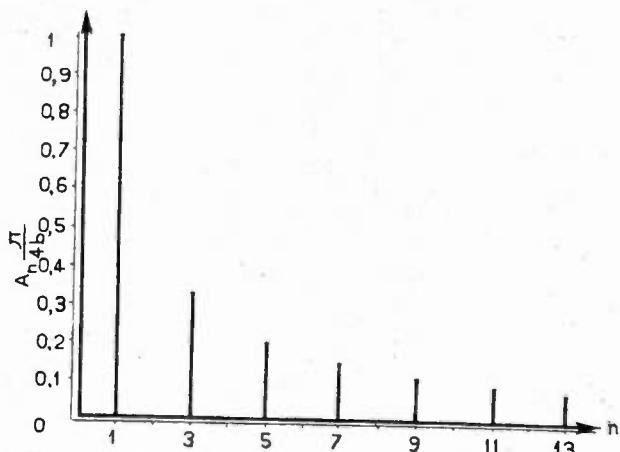


Fig. 2. — Ordre des harmoniques.

Le spectre d'amplitudes de  $f(t)$  est donné par la figure 2.

On note que l'amplitude des harmoniques diminue rapidement, le 11<sup>e</sup> n'ayant qu'une amplitude de 9 % de l'amplitude de la fonction fondamentale.

Mais on constate en faisant la synthèse de  $f(t)$  en se limitant à  $n = 11$  que la fonction ainsi recomposée est assez loin de représenter la fonction  $f(t)$  (fig. 3).

La partie horizontale de la fonction originale est remplacée par

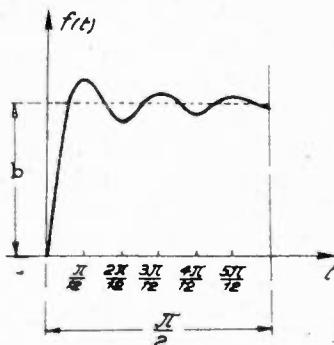


Fig. 3.

une oscillation amortie, dont la fréquence est 11 fois supérieure à la fréquence fondamentale.

Nous constatons que, dans ce cas, on ne peut se baser uniquement sur le rapport des amplitudes du spectre de la fonction, et que le rang  $n$  des harmoniques était choisi trop bas.

La fonction  $f(t)$  (équation (4)) possède un certain nombre de maxima et de minima déterminés par l'équation

$$f'(t) = \frac{4}{\pi} b [\cos t + \cos 3t + \dots + \cos (2n-1)t + \dots] = 0 \dots \quad (5)$$

Afin de trouver les racines de l'équation (5) nous l'écrirons sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} a) \quad & \cos [n - (n-1)]t + \cos [n - (n-3)]t + \dots \\ & \cos [n-1]t + \cos [n+1]t + \dots \\ & \cos [n+(n-3)]t + \cos [n+(n-1)]t = 0. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b) \quad & \cos [n - (n-1)]t + \cos [n - (n-3)]t + \dots \\ & \cos [n-2]t + \cos nt + \cos [n+2]t + \dots \\ & \cos [n+(n-3)]t + \cos [n+(n-1)]t = 0. \end{aligned}$$

On emploiera la forme (a) dans le cas où l'équation (5) possède un nombre pair de membres, et la forme (b) quand elle en possède un nombre impair.

Nous obtenons :

$$a) \quad \cos [n - (n - 1)] t + \cos [n + (n - 1)] t + \\ \cos [n - (n - 3)] t + \cos [n + (n - 3)] t + \dots \\ \cos [n - 1] t + \cos [n + 1] t = 0.$$

$$b) \quad \cos [n - (n - 1)] t + \cos [n + (n - 1)] t + \\ \cos [n - (n - 3)] t + \cos [n + (n - 3)] t + \dots \\ + \cos [n - 2] t + \cos [n + 2] t + \cos nt = 0.$$

En tenant compte de la relation :

$$\cos (\alpha + \beta) + \cos (\alpha - \beta) = 2 \cos \alpha \cos \beta$$

nous obtenons pour l'équation (5)

$$a) \quad \cos nt \cos (n - 1) t + \cos nt \cos (n - 3) t + \dots \\ \cos nt \cos t = 0.$$

$$b) \quad \cos nt \cos (n - 1) t + \cos nt \cos (n - 3) t + \dots \\ \cos nt \cos 2t + \cos nt = 0.$$

Les racines de ces équations sont déterminées par conséquent par la condition :

$$\cos nt = 0$$

d'où

$$t = \frac{1}{n} \frac{\pi}{2}, \frac{1}{n} \frac{3\pi}{2}, \frac{1}{n} \frac{5\pi}{2}, \dots \text{ etc.}$$

C'est la première de ces valeurs extrêmes qui correspond au plus grand écart entre la fonction  $f(t)$  et sa reproduction à l'aide de la série de Fourier limitée au rang  $n$ . Sa valeur est :

$$f(t) = \frac{4}{\pi} b \left[ \sin \frac{\pi}{2n} + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{\pi}{2n} + \dots \right. \\ \left. \frac{1}{2n-1} \sin (2n-1) \frac{\pi}{2n} \right] \dots \quad (6)$$

en remplaçant  $t$  dans l'équation (4) par  $t_1 = \frac{\pi}{2n}$

$$f(t) = \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{2k-1} \sin (2k-1) \frac{\pi}{2n}$$

ce qui devient en passant à la limite et remplaçant  $\frac{(2\mu - 1)\pi}{2n}$  par  $x$

$$\lim_{\substack{t = \frac{\pi}{2n} \\ n \rightarrow \infty}} f(t) = \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{x=0}^{\frac{\pi}{2n}} \frac{\pi}{2n} \sin x = \frac{n}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\pi}{2n} \frac{\sin x}{x} dx =$$

$$= \frac{\pi}{2n} \frac{n}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin x}{x} dx = \frac{\text{Si}(\pi)}{2} = \frac{1,848}{2}.$$

Par conséquent

$$f(t) = \frac{4}{\pi} b \cdot 0,924 = 1,186.$$

C'est-à-dire, qu'en augmentant le nombre  $n$  sans limite on conservera toujours une différence de 18 % entre l'amplitude de la

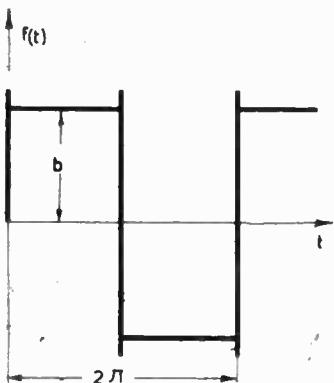


Fig. 4.

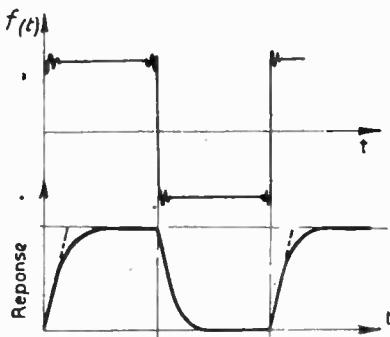


Fig. 5.

fonction figure 1 et sa reproduction par la série de Fourier, au voisinage immédiat de  $t = 0$  (fig. 4).

Ce résultat s'explique par le fait que les coefficients de la série de Fourier sont déterminés pour satisfaire à la condition de la plus petite déviation quadratique moyenne de la fonction, qui est à reproduire par la série. — Cette condition n'exclut pas du tout la présence de plusieurs maxima et minima de la fonction ainsi reproduite, bien que la fonction à analyser n'en possède aucun.

L'analyse démontre que la durée de cette perturbation est d'autant

plus courte, que le rang des harmoniques est plus élevé, ce qui nous oblige à employer pour la reproduction satisfaisante de la fonction de la figure 1, un ordre d'harmoniques extrêmement élevé, d'autant plus que certaines déformations de la forme de la fonction de la figure 1 provenant du mauvais fonctionnement de l'amplificateur peuvent avoir une forme très semblable à celle représentée par la figure 3. Le rang des harmoniques utilisés ( $n$ ) doit être si élevé, que la partie perturbée de la courbe de synthèse soit petite vis-à-vis du temps dont l'amplificateur a besoin pour la reproduction de l'amplitude entière (fig. 5).

### Cas d'un signal de synchronisation.

Considérons maintenant un signal d'une forme légèrement différente, comme celle qu'on emploie pour les signaux de synchronisation dans les systèmes de télévision, et qui est représenté par la figure 6.

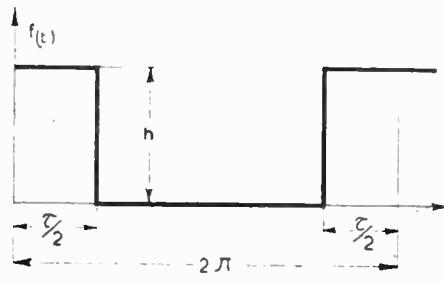


Fig. 6.

Les coefficients de la série de Fourier seront

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt = \frac{1}{2\pi} \left[ h \frac{\pi}{2} + h \frac{\pi}{2} \right] = \frac{h\pi}{2}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos nt dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} h \cos nt dt + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} h \cos nt dt$$

$$a_n = \frac{h}{\pi} \left[ \frac{1}{n} \sin nt \Big|_0^{\frac{\pi}{2}} \right] + \frac{h}{\pi} \left[ \frac{1}{n} \sin nt \Big|_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} \right] = \frac{h}{\pi n} \left[ \sin n \frac{\pi}{2} - \sin n \left( 2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

$$a_n = \frac{h}{\pi} \frac{1}{n} 2 \sin n \frac{\tau}{2}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \sin nt dt = \frac{h}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin nt dt + \int_{\frac{\pi}{2}}^{2\pi} \sin nt dt$$

$$b_n = \frac{h}{\pi} \left[ \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{2} - \frac{1}{n} \cos (0) + \frac{1}{n} \cos 2n\pi - \cos \left( n2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{n} \right] = 0$$

$$f(t) = \frac{h}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} + \frac{2}{1} \sin \frac{\pi}{2} \cos t + \frac{2}{2} \sin 2 \frac{\pi}{2} \cos 2t + \dots \right.$$

$$\left. \frac{2}{n} \sin n \frac{\pi}{2} \cos nt \right] \dots \quad (7)$$

En substituant pour  $\tau$  une valeur souvent employée dans le cas des signaux de synchronisation

$$\tau = \frac{2\pi}{10}$$

on obtient

$$f(t) = \frac{h}{\pi} \left[ \frac{\pi}{10} + 2 \sin \frac{\pi}{10} \cos t + \frac{2}{2} \sin \frac{2\pi}{10} \cos 2t + \dots \right.$$

$$\left. 2 \sin \frac{n\pi}{10} \cos nt \right] \dots \quad (8)$$

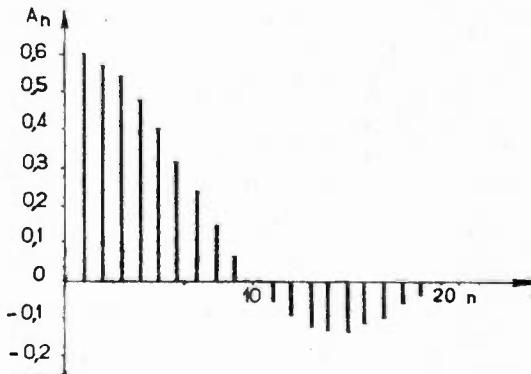


Fig. 7.

Le spectre de cette fonction, donné ci-dessous, est représenté par la figure 7.

==== AUX SIGNAUX PÉRIODIQUES DE COURTE DURÉE == 433 ==

$n$	$a_n$	$n$	$a_n$	$n$	$a_n$	$n$	$a_n$
1	0,618	6	0,318	11	- 0,056	16	- 0,119
2	0,587	7	0,234	12	- 0,096	17	- 0,096
3	0,545	8	0,147	13	- 0,126	18	- 0,065
4	0,475	9	0,060	14	- 0,136	19	- 0,031
5	0,400	10	0,00	15	- 0,133	20	- 0,00

On notera que la fondamentale est relativement faible ; par contre le 18<sup>e</sup> harmonique a une amplitude qui est encore 10 % de celle de la fondamentale. La synthèse de ces signaux est particulièrement laborieuse, par suite de la présence d'harmoniques pairs et impairs et du fait que la série converge très lentement.

Réponse aux questions posées.

Notre réponse à la première question doit être la suivante : L'ordre des harmoniques à considérer est d'autant plus élevé, que le spectre de la série de Fourier est plus étendu, et que le degré désiré de l'approximation est plus grand. Pour certains signaux, même en augmentant le nombre des harmoniques *sans limite*, il peut exister au début et à la fin de chaque signal ainsi reproduit une région perturbée.

En ce qui concerne la deuxième et la troisième question, la décomposition en série de Fourier ne permet pas de donner une réponse valable, dans tous les cas. Le spectre des harmoniques donne toutefois une base d'appréciation de l'importance relative de chacun d'eux. Les influences des déformations du spectre et de la phase doivent être examinées dans chaque cas. On peut toutefois affirmer que l'ordre des harmoniques nécessaire pour la reproduction en cas de distorsion de phase, ne peut pas être inférieur à celui déterminé en absence de distorsion de phase.

En ce qui concerne la quatrième question, il faut reconnaître que la construction d'un amplificateur présentant une distorsion et un déphasage admissible est extrêmement laborieuse et compliquée, puisque la distorsion d'amplitude et celle de phase sont fonctions de la fréquence et sont différentes pour chaque terme de la série. Par conséquent on est obligé de décomposer le signal en un nombre d'harmoniques suffisamment élevé, de déterminer la réponse de l'amplificateur pour chacun de ces harmoniques, de reconstituer le

signal de sortie en faisant la synthèse des harmoniques amplifiées, et de modifier l'amplificateur s'il y a lieu. On peut s'imaginer l'importance de ce travail en tenant compte du nombre des harmoniques nécessaires pour la reproduction d'un signal, même d'une forme encore relativement simple.

**Autre méthode. Étude directe du régime transitoire.**

On peut arriver à déterminer la réponse d'un amplificateur aux signaux de synchronisation et aux phénomènes transitoires d'une autre façon; en déterminant la solution de l'équation différentielle

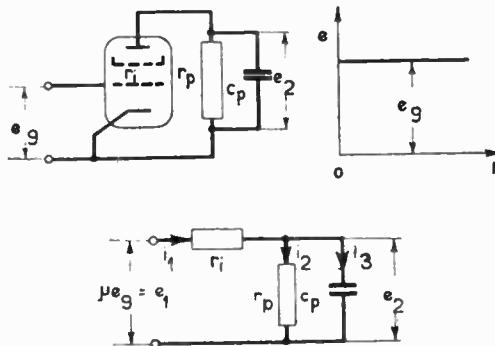


Fig. 8.

du système, compte tenu des conditions de limite, résultant de la forme des signaux. Cette méthode permet en particulier de déterminer la réponse de l'amplificateur aux signaux de forme rectangulaire, et par conséquent de juger d'avance la qualité de reproduction de l'image transmise.

Prenons d'abord le pas d'un étage d'un amplificateur représenté par la figure 8.

Sur la grille de l'amplificateur, ayant une résistance intérieure \$r\_i\$, une résistance de plaque \$r\_p\$, cette dernière shuntée par une capacité \$C\_p\$, on applique la tension \$e\_9\$. Les équations donnant la réponse de l'amplificateur sont les suivantes :

$$e_1 = i_1 r_i + i_2 r_p$$

$$0 = i_2 r_p - \frac{1}{C_p} \int i_3 dt$$

$$i_1 = i_2 + i_3,$$

ce qui donne :

$$i_3 \frac{r_i}{r_i + r_p} + \frac{1}{C_p r_p} \int i_3 dt = e_1 \frac{1}{r_i + r_p}$$

d'où :

$$\frac{di_3}{dt} + \frac{r_i + r_p}{r_i r_p} \frac{1}{C_p} i_3 = 0. \quad (9)$$

La solution de l'équation 9 est :

$$i_3 = A \varepsilon^{-\frac{t}{T}} + B \quad (10)$$

en écrivant :  $T = \frac{r_i r_p}{r_i + r_p} C_p$ . (11)

La tension aux bornes de la capacité  $C_p$  est :

$$e_2 = \frac{1}{C_p} \int i_3 dt = D \varepsilon^{-\frac{t}{T}} + E t + F. \quad (12)$$

Les équations 10 et 12 doivent satisfaire les conditions aux limites :

$$\begin{aligned} t &= 0 & t &= \infty \\ e_2 &= 0 & i_3 &= 0, \end{aligned}$$

ce qui conduit à :

$$i_3 = \frac{e_1}{r_i} \varepsilon^{-\frac{t}{T}} \quad e_2 = e_1 \frac{r_p}{r_i + r_p} \left[ 1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}} \right] \quad (13)$$

Tout se passe comme si le condensateur  $C_p$  était chargé à travers une résistance :

$$R = \frac{r_i r_p}{r_i + r_p}$$

par une tension :

$$e_2 = e_1 \frac{r_p}{r_i + r_p} \quad (\text{fig. 9}).$$

Puisque l'état stationnaire est pratiquement obtenu après le temps  $\tau = 3 T$  on devra avoir, pour la reproduction correcte d'un signal de la forme représentée par la figure 6

$$\tau \leq \frac{1}{3} \tau \quad (\text{fig. 10})$$

d'où, pour la constante de temps, la condition :

$$T \leq \frac{r_p}{9}. \quad (14)$$

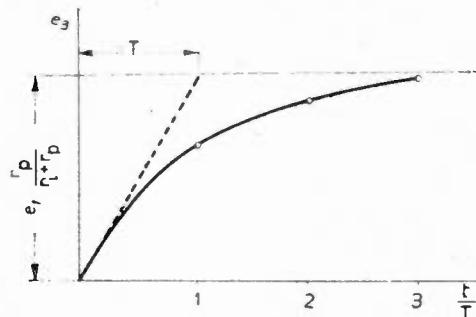


Fig. 9.

L'amplification de l'étage est :

$$\frac{e_2}{e_1} = \mu \frac{e_2}{e_1} = \mu \frac{r_p}{r_i + r_p} = S \frac{r_i r_p}{r_i + r_p} = \frac{S}{C_p} T \quad (15)$$

en appelant  $\mu$  le coefficient d'amplification de la lampe et  $S$  sa pente.

Nous voyons que l'amplification d'un étage est directement proportionnelle à la pente de la lampe employée, et à la constante de

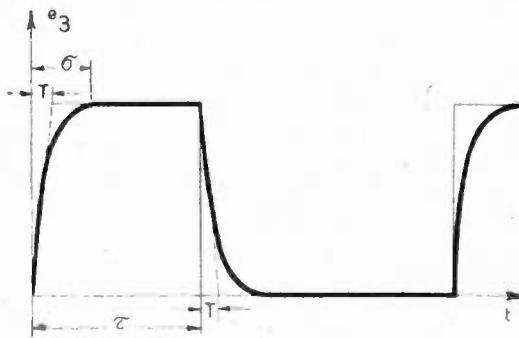


Fig. 10.

temps admissible, et inversement proportionnelle à la capacité shuntant la résistance  $r_p$ . L'utilisation de la lampe comme amplificateur est très peu avantageuse. Même avec une pente élevée :

$$S = 7 \text{ mA/V}$$

et une capacité assez faible :

$$C_p = 30 \mu\mu f.$$

(en négligeant les capacités provenant des éléments de liaison entre 2 étages), et en se basant sur la transmission correcte du signal des figures 6 et 10 ayant une durée :

$$\tau = 2.10^{-9} \text{ sec.}$$

correspondant à la durée d'un élément d'image dans les systèmes de télévision actuellement employés.

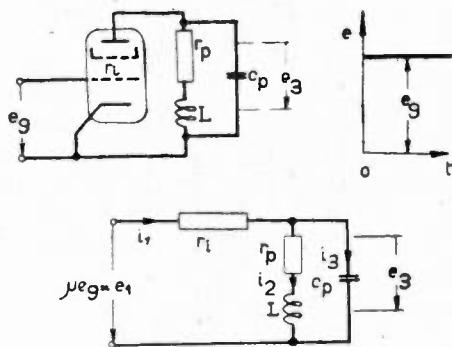


Fig. 11.

La constante de temps admissible T est :

$$T \leq \frac{\tau}{9} = 2,22 \cdot 10^{-8} \text{ sec.}$$

et l'amplification :

$$\mathcal{A} = \frac{S}{C_p} T = \frac{7 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^{-8}}{30 \cdot 10^{-12}} = 5,12 \text{ fois.}$$

Afin d'améliorer la réponse de l'amplificateur, on peut brancher une inductance en série avec la résistance  $r_p$  (fig. 11). De cette façon, le courant  $i_2$  provenant des changements de la tension  $e_1$  se trouve plus ou moins diminué. La vitesse d'accroissement de  $e_3$  reste plus longtemps constante.

Les équations donnant la réponse de l'amplificateur sont les suivantes :

$$e_1 = i_1 r_i + i_2 r_p + L \frac{di_2}{dt}$$

$$i_2 r_p + L \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{C_p} \int i_3 dt = e_3$$

$$i_1 = i_2 + i_3$$

d'où :

== 438 == RÉPONSE DES AMPLIFICATEURS POUR TÉLÉVISION ==

$$L \frac{d^2 e_3}{dt^2} + \left( \frac{L}{C_{pi}} + r_p \right) \frac{de_3}{dt} + \left( \frac{1}{C_p} + \frac{r_p}{Cr_i} \right) e_2 = \frac{r_p}{C_{pi}} e_1 + \frac{L}{r_i} \frac{de_1}{dt}. \quad (16)$$

La solution de l'équation (16) est :

$$e_3 = A \varepsilon^{z_1 t} + B \varepsilon^{z_2 t} + D \quad (17)$$

en posant :

$$z_{1,2} = -\frac{L}{C_p r_i} \cdot \frac{1}{2L} - \frac{r_p}{2L} \pm \frac{\sqrt{\left( \frac{L}{C_p r_i} + r_p \right)^2 - 4L \left( \frac{1}{C_p} + \frac{r_p}{Cr_i} \right)}}{2L}. \quad (18)$$

### Discussion.

Nous allons discuter séparément 3 cas.

1<sup>e</sup> Cas d'apériodicité.

$$\left( \frac{L}{C_p r_i} + r_p \right)^2 \gg 4L \left( \frac{1}{C_p} + \frac{r_p}{Cr_i} \right)$$

$$z_1 = 0 \quad z_2 = -\left( \frac{1}{C_p r_i} + \frac{r_p}{L} \right) = -\frac{1}{T}. \quad (19)$$

Nous retrouvons le cas traité précédemment, avec la seule différence que la constante de temps est légèrement diminuée.

2<sup>e</sup> Cas d'apériodicité critique. Il offre plus d'intérêt.

On a alors :

$$\left( \frac{L}{C_p r_i} + r_p \right)^2 = 4L \left( \frac{1}{C_p} + \frac{r_p}{Cr_i} \right). \quad (20)$$

La solution de l'équation (16) devient :

$$e_3 = A \varepsilon^{-\frac{t}{T}} + B \varepsilon^{-\frac{t}{T}} + D \quad (21)$$

ou :

$$T = \frac{1}{z} = \frac{1}{\frac{1}{2C_p r_i} + \frac{r_p}{2L}}. \quad (22)$$

L'équation 20 nous donne pour :

$$r_i \gg r_p$$

$$L = \frac{r_p^2 C_p}{4} \text{ or } Q = \frac{\omega_o L}{r_p} = 0,5 \quad (23)$$

avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}.$$

En utilisant l'équation (23), et en observant que, dans le cas qui nous intéresse :

$$\frac{L}{C_p r_i} \ll r_p,$$

on obtient :  $T = \frac{1}{x} = \frac{C_p r_p}{2}$ . (24)

La solution de l'équation différentielle (16) devient avec des conditions aux limites :

$$t = 0 \quad t = \infty$$

$$e_3 = 0 \quad i_3 = 0$$

$$i_2 = 0 \quad \text{et } r_p \ll r_i$$

$$e_3 = e_1 \frac{r_p}{r_i} \left[ 1 - e^{-at} \left( 1 + \frac{1}{2} at \right) \right]. \quad (25)$$

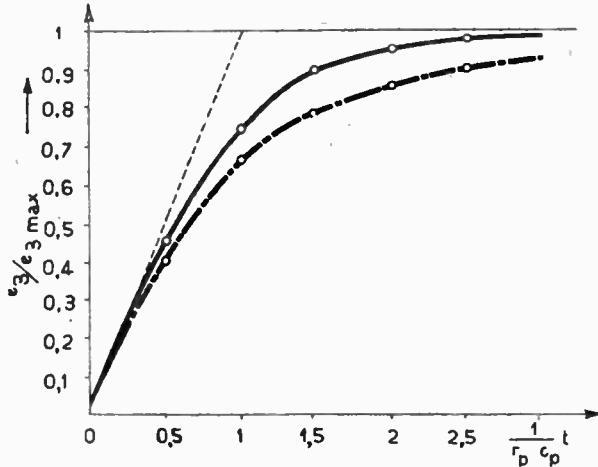


Fig. 12.

L'allure de la courbe  $e_3$  est représentée par la figure 12. Afin de déterminer l'amélioration due à la présence de l'inductance dans le circuit plaque de la lampe, nous avons tracé en pointillé la courbe correspondant à l'équation (13), sans inductance de compensation. Nous pouvons observer que la nature des deux courbes est sensiblement la même, l'amélioration due à la présence de l'inductance

= 40 = RÉPONSE DES AMPLIFICATEURS POUR TÉLÉVISION =

est caractérisée par le fait que l'état stationnaire est obtenu en 2/3 du temps nécessaire sans cela. Nous observons que la valeur  $e_3/e_{3\max} = 1$  n'est jamais dépassée.

3<sup>o</sup> Nous allons étudier en troisième lieu le cas où l'inductance L est deux fois plus grande que dans le cas de l'apérioridicité critique :

$$L = \frac{r_p^2 C_p}{2} \quad (26)$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{r_p} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707.$$

Les racines de l'équation (18) deviennent

pour  $r_i \gg r_p$

$$\begin{aligned} z_{1,2} &= -\left(\frac{1}{2C_p r_i} + \frac{r_p}{2L}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{L}{C_p r_i} + r_p\right)^2 - \frac{4L}{C_p} \left(1 + \frac{r_p}{r_i}\right)} \\ z_{1,2} &\approx -\frac{1}{r_p C_p} \pm \frac{\sqrt{r_p^2 - 4 \frac{L}{C_p}}}{r_p^2 C_p} = -\frac{1}{r_p C_p} \pm \sqrt{\frac{r_p^2}{r_p^4 C_p^2} - \frac{4r_p^2 C_p}{2C_p^3 \cdot r_p^4}} \\ z_{1,2} &= -\frac{1}{r_p C_p} \pm j \frac{1}{r_p C_p} \dots \dots \end{aligned} \quad (27)$$

Cherchons la solution de l'équation différentielle (16) avec les conditions de limite

$$t = 0 \quad t = \infty$$

$$e_3 = 0 \quad i_3 = 0$$

$$i_2 = 0$$

$e_3 = A e^{z_1 t} + B e^{z_2 t} + D$  devient

$$e_3 = e_i \frac{r_p}{r_i} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T}} \cos \frac{t}{T}\right) \dots \dots \quad (28)$$

avec  $T = C_p r_p$ .

L'allure de la courbe  $e_3$  est représentée par la figure 13, où on a reporté également la courbe de l'équation (13) c'est-à-dire sans inductance de compensation. Nous observons que la valeur correspondante à l'état stationnaire est obtenue après le temps  $t_1 = 1,6 r_p C_p$ , ce qui correspond à un gain de l'ordre 2 : 1, comparé avec le cas sans inductance de compensation. Une surtension se manifeste

également. En effet la fonction (28) a un maximum dont la position peut être déterminée en dérivant :

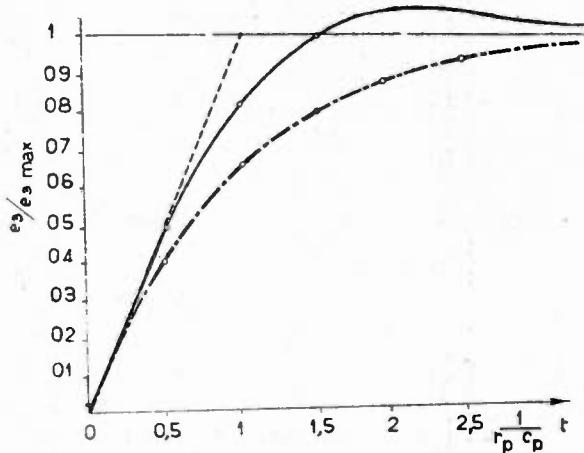


Fig. 13.

$$\frac{de_3}{dt} = 0 = e_i \frac{r_p}{r_i} \left( 0 + \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}} \cos \frac{t}{T} + e^{-\frac{t}{T}} \frac{1}{T} \sin \frac{t}{T} \right)$$

d'où  $\cos \frac{t}{T} + \sin \frac{t}{T} = 0$

$$t = \frac{3}{4} \pi T = 2,35 \cdot r_p C_p.$$

La surtension en ce point est de 7 %. — Etant donné qu'après

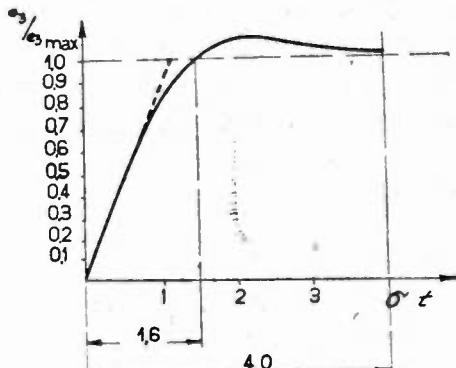


Fig. 14.

le temps  $t_2 = 4r_p C_p$  la surtension cesse d'exister, nous pouvons déterminer sa durée (fig. 14).

\*\*

$$t_2 - t_1 = (4 - 1,6) C_p r_p = 2,4 C_p r_p \dots \quad (29)$$

Ce temps est généralement, dans les amplificateurs de télévision, de l'ordre de quelques dixièmes de microseconde.

### Conclusions.

Si nous comparons maintenant les résultats obtenus, nous pouvons conclure ainsi :

1° La vitesse maxima de la montée de la tension  $e_3$  dépend uniquement de la constante de temps  $T = r_p C_p$ , comme on peut le constater en dérivant les équations (13), (25), (28) et en substituant  $t = 0$ . Elle ne dépend en aucune façon de l'inductance  $L$ .

2° En ajoutant une inductance de compensation en série avec la résistance  $r_p$  dans le circuit plaque, on peut diminuer le temps nécessaire pour arriver à l'état stationnaire, dans le rapport de 1 : 2.

3° La présence de l'inductance de compensation provoque à partir d'une certaine valeur une surtension, c'est pourquoi elle doit être

$$L \leq \frac{r_p^2 C_p}{2}$$

pour éviter une surtension plus grande que 7 %.

4° L'amplification d'étage dépend uniquement de la pente de la lampe et de la capacité totale shuntant la résistance intercalée dans le circuit plaque, pour une constante de temps donnée. Par conséquent, on obtient la plus grande amplification avec les lampes ayant le rapport le plus favorable

$$\frac{S}{C}$$

$C$  représentant la somme des capacités d'entrée et de sortie.

5° Tout en admettant une surtension de l'ordre de 7 %, l'inductance de compensation permet d'obtenir une amplification par étage, environ 2 fois plus grande que l'amplification qu'on peut obtenir sans elle, pour la même durée de la montée de tension.

6° Le temps nécessaire pour obtenir une tension aux bornes de

$r_p$ , correspondant à l'état stationnaire, ne peut être plus petit que

$$t_1 \leq 1,6 r_p C_p$$

sans que le signal soit déformé par la surtension.

### Courbes de réponse correspondantes.

La vérification de la réponse des amplificateurs se fait dans la plupart des cas à l'aide de tensions sinusoïdales entretenues, car la génération et surtout l'observation des tensions à front très raide est plus compliquée. C'est pourquoi nous croyons qu'il y a intérêt à déterminer les courbes de réponse des amplificateurs pour les trois cas, traités ci-dessus, c'est-à-dire :

- a) amplificateur sans compensation;
- b) amplificateur avec compensation, apériodicité critique;
- c) amplificateur avec compensation limite pour la reproduction fidèle.

a) Amplificateur sans compensation (fig. 8).

L'impédance du circuit plaque est :

$$Z = \frac{r_p \cdot \frac{1}{j\omega C_p}}{r_p + \frac{1}{j\omega C_p}} = \frac{r_p}{j\varphi + 1} \quad \text{avec } \varphi = r_p \omega C_p.$$

L'amplification devient avec la condition, que

$$r_i \gg r_p$$

$$\Lambda = \frac{e_2}{e_g} = SZ = Sr_p \sqrt{\frac{1}{1 + \varphi^2}} \dots \quad (30)$$

b) Amplificateur compensé, apériodicité critique (fig. 11).

L'impédance du circuit plaque est :

$$Z = \frac{(r_p + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C_p}}{r_p + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_p}} = \omega_o L \frac{1 - j \frac{\omega_o}{\omega} \hat{z}}{\hat{z} + jy}$$

= 44 = RÉPONSE DES AMPLIFICATEURS POUR TÉLÉVISION =

ou

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$$

$$\tilde{\epsilon} = \frac{r_p}{\omega_0 L}$$

$$y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

En substituant

$$L = \frac{r_p^2 C_p}{4} \quad (\text{Équ. 23})$$

on obtient

$$\text{et } Z_c = \omega_0 L \frac{1 - 2j \frac{1}{k}}{2 + j(k - \frac{1}{k})} \quad \text{en mettant } k = \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$Z_c = \omega_0 L \frac{2k^2 - 4jk - jk^3 - 2k^2 + jk + 2}{(k^2 + 1)^2}$$

ce qui nous donne l'amplification sous la condition

$$r_i \gg r_p.$$

$$A = \frac{e_3}{e_2} = S/Z_c = S \frac{r_p \sqrt{\frac{1}{4} + 9k^2 + 6k^4 + k^6}}{(k^2 + 1)^2} \quad (31)$$

ou

$$k = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{2} \tilde{\epsilon} \dots$$

c) Amplificateur compensé, limite de la reproduction fidèle.

Nous substituons dans la formule de Z

$$L = \frac{r_p^2 C_p}{2} \quad (\text{Équation 26})$$

Nous obtenons avec  $\tilde{\epsilon} = \sqrt{2}$  et  $k = \frac{\omega}{\omega_0}$

$$Z = \omega_0 L \frac{1 - j\sqrt{2} \frac{1}{k}}{\sqrt{2} + j(k - \frac{1}{k})} = r_p \frac{2 - j\sqrt{2}k - j\sqrt{2}k^3}{2k^4 + 2}$$

d'où l'amplification

$$\Lambda = \frac{e_3}{e_2} = S/Z = S r_p \frac{\sqrt{4 + 2k^2 + 4k^4 + 2k^6}}{2k^4 + 2} \dots \quad (32)$$

ou

$$k = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \varphi \dots$$

La représentation graphique des équations 30, 31 et 32 est

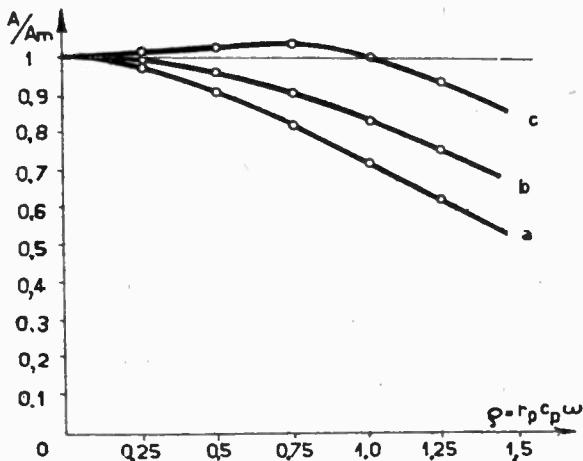


Fig. 15.

donnée par les courbes *a*, *b*, *c* de la figure 15 qui ont trait aux 3 cas envisagés.

Il est alors facile de se rendre compte de la réponse d'un amplificateur aux phénomènes transitoires, à l'aide des courbes des figures 9, 12 et 13, qui contiennent le même paramètre  $T = r_p C_p$ . — D'autre part, les courbes de la figure 14 permettent la vérification facile d'un amplificateur pour les régions transitoires, tout en effectuant les mesures avec des tensions sinusoïdales entretenues.

En terminant, nous désirons remercier M. Besson de ses précieux conseils pour la présentation de ce travail.

P. MANDEL.

## LES DÉTECTEURS DE POINTES APPLICATIONS A LA TÉLÉVISION

par R. BARTHÉLEMY

Ingénieur E. S. E.

Un problème souvent posé réside dans la séparation de deux types de signaux périodiques dont le *rappor*t des amplitudes maxima est seul déterminé, ces amplitudes pouvant être variables.

Dans le cas d'amplitude fixe, la solution est immédiate : on élimine l'un des signaux par une diode ou une lampe convenablement polarisée. Si les amplitudes varient, il est nécessaire de régler la polarisation en fonction de ces variations.

Le but de la présente note est de montrer comment ce réglage peut être effectué automatiquement.

Pour cela, il suffit d'exagérer ce que l'on considère comme un défaut dans la détection ordinaire par une diode D et condensateur shunt C. R., c'est-à-dire le recul du potentiel moyen de l'anode en fonction de l'amplitude maxima U de la modulation  $u_{\sim}$  qu'on applique sur le circuit. Il est d'ailleurs utile d'attirer l'attention sur ce recul du point de fonctionnement, qui change évidemment aussi, dans le cas de la radiophonie, la forme de courbe, c'est-à-dire la qualité du son, et qui, dans les théories de la détection souvent présentées, n'est pas toujours mis en évidence.

Sous l'effet des oscillations introduites dans le circuit de détection, un courant moyen  $i$  allant vers l'anode prend naissance et le condensateur C acquiert une charge moyenne Q déterminée par :

$$Q = C \cdot R i.$$

La polarisation  $\frac{Q}{C}$  ainsi créée rend l'anode négative.

La partie des oscillations composant la tension  $u$  et dont la

valeur est inférieure à  $\frac{Q}{C}$  ne peut plus provoquer de courant dans la diode et, seule, la partie de la tension  $u$  d'amplitude supérieure à  $\frac{Q}{C}$  fournira le courant  $i$  à travers le détecteur.

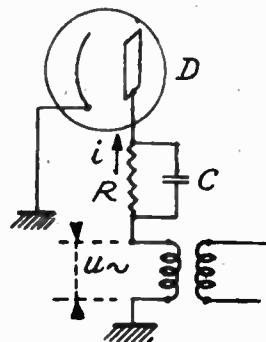


Fig. 1.

Un régime d'équilibre s'établit au bout d'un certain temps, après l'application de la tension  $u$  et une interdépendance existe entre la polarisation  $\frac{Q}{C}$  et l'amplitude maxima de  $u$ .

Puisque l'équilibre est établi, c'est que la quantité d'électricité perdue par le condensateur  $C$  qui se décharge dans la résistance  $R$  est compensée par le passage du courant  $i$  fourni par les maxima de la tension  $u$ , ce que l'on exprime par l'équation :

$$\int_{t_2}^{t_1} idt = \int^T \frac{Q}{CR} dt \quad (1)$$

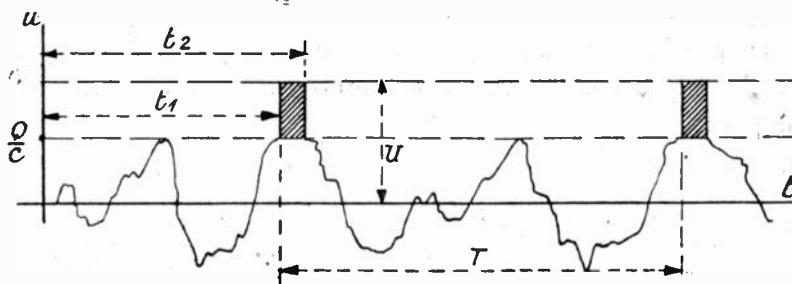


Fig. 2.

$t_1$ ,  $t_2$  étant les temps pendant lesquels le courant existe, à chaque période (fig. 2).

Dans le cas général d'une courbe de tension quelconque la détermination de la polarisation est possible, mais assez pénible, même par graphiques; nous examinerons deux exemples qui correspondent à des buts pratiques, et dont on peut se servir pour aborder les cas plus complexes.

De toute façon, nous nous limiterons au cas du régime périodique établi, et en posant la condition que la constante de temps CR est toujours grande par rapport à la période T de la tension  $u$ . Ainsi, en fixant à CR une valeur égale à 20 T la variation du potentiel  $\frac{Q}{C}$  n'est que de 5 % au cours d'une période T. On peut donc considérer  $\frac{Q}{C}$  comme approximativement constant.

Le courant débité par le condensateur C dans la résistance R est aussi sensiblement constant pendant une période T et égal à  $\frac{Q}{CR}$ .

Dans ces conditions, l'équation (1) devient :

$$\int_{t_1}^{t_2} i dt = \frac{Q}{CR} T.$$

Le cas le plus typique et le plus aisé aussi à étudier, est celui des signaux de télévision figurés ci-dessus (fig. 2), la pointe étant constituée par le signal rectangulaire court de synchronisation, dépassant toujours de 30 % l'amplitude la plus élevée donnée par l'analyse de l'image à transmettre.

Pour simplifier, nous supposerons le détecteur linéaire, c'est-à-dire présentant, dans un sens, une résistance interne  $\rho$  constante; l'impédance du circuit à grande constante de temps étant négligeable pour les impulsions de pointes considérées, le courant  $i$  est déterminé par :

$$i = \frac{u - \frac{Q}{C}}{\rho}$$

pendant le temps  $t_2 - t_1$ , où  $u$  est supérieur à  $\frac{Q}{C}$ , et avec le sens convenable.

La relation (1) peut s'écrire :

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{u_{\sim} - Q}{\rho} dt = \frac{Q}{CR} T. \quad (2)$$

Les temps  $t_1$  et  $t_2$  sont déterminés par la relation :

$$u_{\sim} = \frac{Q}{CR}$$

$u_{\sim}$  étant exprimé en fonction de  $t$ .

Dans le cas présent des signaux rectangulaires d'amplitude  $U$  et de durée  $\tau = t_2 - t_1$ , la relation 2 se simplifie et s'écrit :

$$\left( \frac{U}{\rho} - \frac{Q}{CR} \right) \tau = \frac{Q}{CR} T.$$

Appelons  $\sigma$  le rapport entre la tension de polarisation  $\frac{Q}{CR}$  et la tension maxima  $U$ ; ce quotient  $\sigma$  peut être dénommé « *rapport de protection* ».

Posons aussi

$$\delta = \frac{R}{\rho},$$

on obtient :  $\delta (1 - \sigma) \tau = \sigma T$

$$\text{ou } \delta = \frac{\sigma}{1 - \sigma} \frac{T}{\tau}.$$

Par exemple, pour qu'aucun signal d'amplitude inférieure à 0,7 U ne puisse intervenir dans la production du courant  $i$ , il faut, en supposant  $\frac{T}{\tau} = 10$ , que le rapport  $\delta$  soit supérieur ou égal à :

$$\delta = \frac{0,7}{0,3} 10 = 23 \text{ environ.}$$

Si  $\rho$  est connu, on en déduit  $R$ .

Le condensateur  $C$  est déterminé par la condition qui répond à notre hypothèse de début; soit :

$$CR \geq 20 T.$$

On s'aperçoit que des résistances très élevées deviennent nécessaires si l'on veut resserrer la marge de la sélection d'amplitude;

en effet  $\zeta$  tend vers l'infini quand  $\tau$  tend vers l'unité. Ainsi, dans l'exemple précédent, si l'on désire éliminer tous les signaux inférieurs à 90 % de l'amplitude de  $U$ , le rapport  $\frac{R}{\tau}$  devient :

$$\zeta = 90.$$

On a donc intérêt à opérer avec une diode de faible résistance interne, car la valeur de  $\tau$  dépassant parfois 100.000 ohms, la résistance  $R$  peut atteindre plusieurs mégohms, ce qui présente certains inconvénients.

Bien entendu, la valeur calculée de la résistance  $R$  indique un minimum pour la protection fixée  $\zeta$ , mais on n'a pas intérêt à choisir une valeur supérieure. En effet, à une résistance plus élevée correspond un coefficient de protection également plus élevé, mais l'impulsion de charge, qu'on utilise ensuite pour la synchronisation, devient proportionnellement plus faible et ce que l'on gagne en sécurité de séparation, on le perd en amplitude de signal utile.

Il est bon, pour éviter de mettre en série les deux organes sélecteurs en fréquence des signaux ligne-image, de réaliser le schéma (fig. 3) où une double diode est utilisée.

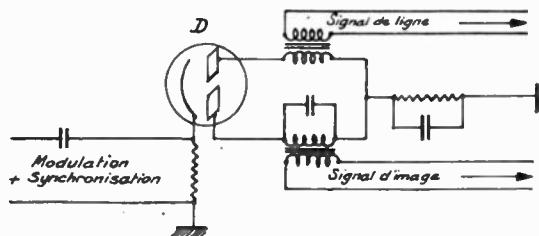


Fig. 3.

Il faut remarquer que, dans le cas de transmission sans teinte moyenne introduite, la tension maxima  $U$  est comptée à partir d'une ligne moyenne  $Ot$  (fig. 4) et que cette valeur varie avec la lumière moyenne (voir l'*Onde Électrique*, n° 189). Il s'ensuit que la polarisation  $\frac{Q}{C}$ , qui représente une fraction  $\tau$  de  $U$ , n'est pas fixe. L'impulsion de dépassement :

$$i = \frac{U - \frac{Q}{C}}{\rho}$$

qui constitue le signal sélectionné varie aussi. Il importe donc, pour que les temps de déclenchement ne soient pas influencés, que cette impulsion se présente, soit sous la forme d'un signal de très courte durée, soit d'un signal parfaitement rectangulaire.

Il résulte aussi de cette remarque que la polarisation  $\frac{Q}{C}$ , reproduisant les oscillations de la lumière moyenne, peut servir de composante continue pour agir sur le tube récepteur.

Si l'on soumet, au contraire, le système à une tension comprenant

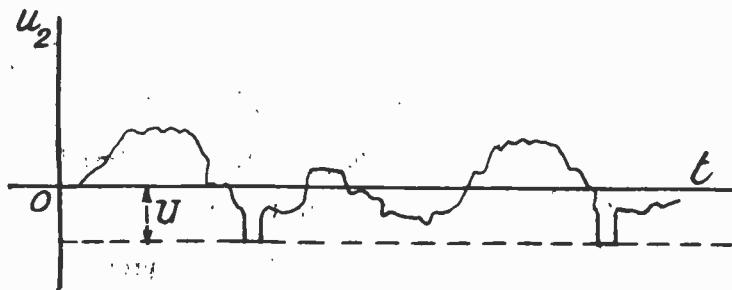


Fig. 4.

déjà la composante continue, il est facile de voir qu'à l'aide d'une légère polarisation fixe positive de l'anode, on obtient, en fonctionnement, sur le circuit RC, une tension utilisable pour le réglage automatique de l'amplification (antifading), grandeur qui n'apparaît pas, à priori, dans le dispositif à teinte moyenne introduite dans la porteuse.

En effet, dans ces conditions, l'énergie intégrée dans le condensateur est fournie par le signal de synchronisation seul, qui a une amplitude constante par rapport à la porteuse maxima de l'émetteur.

*Cas d'une tension sinusoïdale.* — Si on applique au détecteur une tension :

$$u = U \sin \omega t$$

l'équation (2) devient :

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{U}{\rho} \sin \omega t dt - \frac{Q}{C\rho} (t_2 - t_1) = \frac{Q}{CR} T,$$

avec

$$T = \frac{2\pi}{\omega}$$

En effectuant, on a :

$$\frac{U}{\rho \omega} (\cos \omega t_2 - \cos \omega t_4) - \frac{Q}{C_p} (t_2 - t_4) = \frac{Q}{CR} \frac{2\pi}{\omega} \quad (3)$$

Les temps d'intégration  $t_2$  et  $t_4$  sont déterminés par la relation :

$$u \sin \omega t = \frac{Q}{C}$$

Le calcul, qui comporte un développement en série, imposé par la relation entre les limites d'intégration  $t_1$  et  $t_2$  et leurs sinus, permet d'aboutir à la relation assez simple suivante :

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\sigma \pi}{\left(1 - \sigma - \frac{1 - \sigma^2}{\sigma}\right) \sqrt{1 - \sigma^2}}$$

On constate que le coefficient de protection ne dépend que du rapport  $\frac{R}{\rho}$  et est indépendant de  $\omega$  et de  $U$ .

Si l'on veut obtenir, avec le même détecteur, une protection égale à celle calculée pour l'exemple précédent des signaux rectangulaires (70 %)

on trouve :  $\hat{\varepsilon} = 13$ , au lieu de 23,

ce qui s'explique par la durée de passage  $t_2 - t_1$  plus grande que le temps :

$$\tau = \frac{T}{10}$$

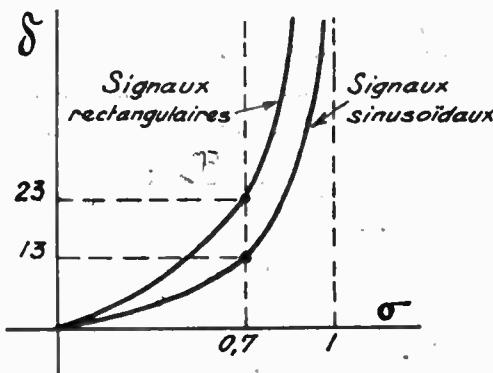


Fig. 5.

La courbe  $\hat{\varepsilon} = f(\sigma)$  a la même allure que celle donnée par les signaux rectangulaires (fig. 5).

Cette dernière étude est plus intéressante pour le cas de la détection ordinaire, tant en radiophonie qu'en télévision, que pour celui de la détection de pointe des signaux synchronisants.

La tension à détecter est toujours d'une fréquence assez élevée pour que le circuit CR soit grand par rapport à la période  $T$  et, ici, au lieu d'utiliser les impulsions qui dépassent le niveau  $\frac{Q}{C}$ , c'est cette dernière tension qui constitue le terme détecté.

On remarque d'abord que cette tension est proportionnelle à  $U$  puisque  $\sigma$  ne dépend que des constantes du circuit et de la diode (qu'on suppose toujours à caractéristique linéaire), mais en régime transitoire rapide de  $U$ , cette tension  $\frac{Q}{C}$  ne suit pas la variation de  $U$  et il peut en résulter une déformation considérable dans la « réponse » du détecteur. L'exemple suivant expose un cas particulièrement défavorable.

Soit une réception d'amplitude  $U_1$ , appliquée au détecteur (fig. 6).

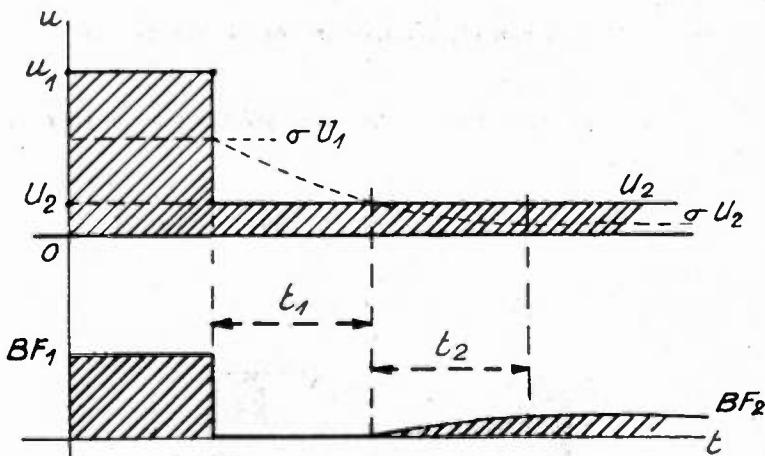


Fig. 6.

Une polarisation  $\frac{Q}{C} = \sigma U_1$  s'établit sur le détecteur et si une modulation existe sur  $U_1$ , un son d'amplitude  $BF_1$  sortira du récepteur.

Supposons que l'émetteur passe de l'amplitude  $U_1$  à l'amplitude  $U_2$ , plus petite que  $\frac{Q}{C}$ . Le son recueilli ne prend pas immédiatement la

valeur  $BF_2$  proportionnelle à  $U_2$ , car, pendant le temps  $t_1$  où la polarisation  $\frac{Q}{C}$  reste supérieure à  $U_2$ , aucun courant ne traverse la diode et aucune impulsion provenant de l'émetteur ne passe dans la basse fréquence.

La courbe de décharge de  $c$  est une exponentielle et c'est seulement quand sa valeur est inférieure à  $U_2$  qu'une modulation réapparaît progressivement pour atteindre la valeur  $BF_2$ , pratiquement au bout d'un temps  $t_2$ .

Durant cette période, le son recueilli traduit la décharge du condensateur  $C$ . Ce défaut peut passer inaperçu, car il est fugitif en général, mais on peut en fixer la valeur, qui n'est pas négligeable.

En relevant des constantes souvent employées dans les récepteurs ordinaires, on trouve :

$$R = 500.000 \quad C = \frac{1}{1.000} \mu f \quad \omega = 50.000 \text{ à } 100.000 \text{ rad.}$$

ce qui nous donne :

$\tau = 10$  environ et, d'après la courbe figure 7 :

$$\tau = 0,5.$$

En supposant une variation de la haute fréquence de 10 à 1, on obtient, après calcul :

$$t_1 = \frac{0,8}{1.000} \text{ de seconde,}$$

$$t_2 = \frac{0,7}{1.000} \text{ de seconde.}$$

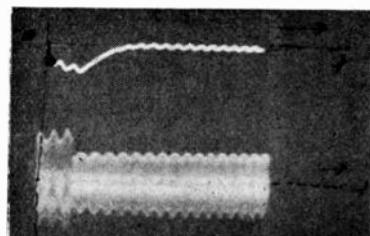


Fig. 7.

Ces temps sont donc de l'ordre des périodes musicales.

Ce défaut s'exagère avec d'anciens montages où la résistance R

atteignait  $4\Omega$ . La perturbation s'étale alors sur 1/100 de seconde.

La figure 7 montre l'oscillogramme relevé dans le laboratoire de M. Vogel, à la Compagnie des Compteurs, qui vérifie ces conclusions.

On a intérêt à baisser la valeur R et, pour conserver un bon rendement dans la détection, à choisir une diode de résistance interne correspondante.

C'est ce qui est réalisé généralement dans un récepteur de télévision où les phénomènes transitoires qui se répètent périodiquement n'échappent pas à l'œil, alors que l'oreille ne les décèle pas facilement.

### DÉTECTION DE POINTES, PAR LAMPE

Nous examinerons la sélection en amplitude par l'utilisation du coude inférieur de la caractéristique.

Le schéma de principe représenté figure 8 est de compréhension immédiate.

Le courant  $i$  d'anode ne doit exister que sous l'impulsion des plus

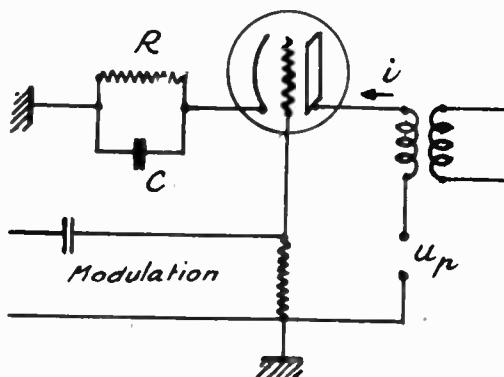


Fig. 8.

grandes amplitudes. En supposant le problème résolu, la polarisation  $\frac{Q}{C} = U_0$  ne dépend plus que de cette amplitude.

Un état d'équilibre étant établi, c'est que la relation :

$$\int_0^T \frac{Q}{CR} dt = \int_{t_2}^{t_1} idt$$

est remplie.

Le coefficient de protection  $\sigma$  ne peut avoir ici la même définition :  $\frac{Q_e}{U}$ , que pour le simple détecteur. C'est l'expression :

$$\sigma = \frac{\frac{Q}{C} - \alpha}{U}$$

qui doit être adoptée,  $\alpha$  étant la tension de recul de grille annulant le courant plaque (fig. 10).

En supposant la caractéristique linéaire, le courant  $i_p$  est donné par :

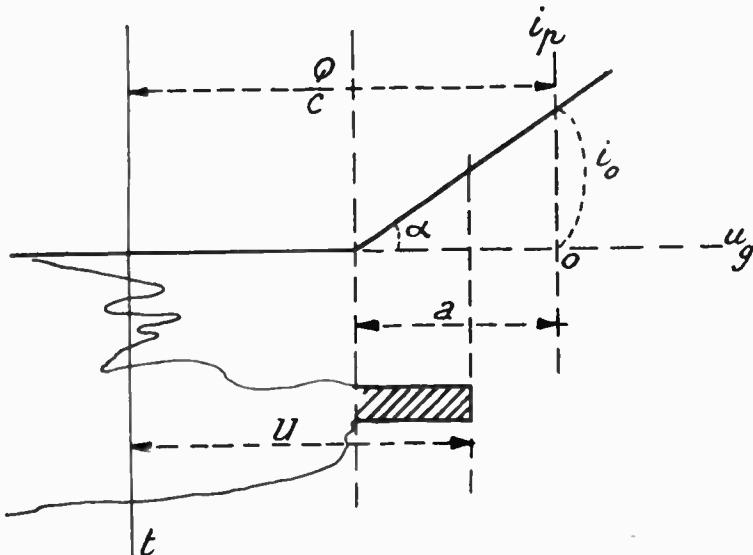


Fig. 9.

$$i_p = \frac{u_p + Ku_g}{\rho} \quad (\text{K et } \rho \text{ ayant les significations ordinaires}).$$

$$\text{Or,} \qquad u_g = -\frac{Q}{C} + U.$$

Donc :

$$i_p = \frac{u_p}{\rho} + \frac{K}{\rho} U - \frac{K}{\rho} \frac{Q}{C}.$$

Après transformation et intégration, on obtient facilement la relation :

$$\delta = \frac{1}{K} \frac{\left(\sigma + \frac{\alpha}{U}\right) T}{1 - \sigma}.$$

En appelant  $S$  la pente de la lampe, il vient :

$$R = \frac{t}{S} \frac{\sigma + \frac{a}{U}}{1 - \sigma} T.$$

Pour obtenir une protection pratiquement indépendante de la tension  $U$ , il faut que  $a$  soit petit (faible recul de grille et  $U$  grand).

La valeur de l'impulsion dans l'anode, qui s'écrit, après calcul :

$$i = SU(1 - \sigma)$$

varie comme  $U$ , sensiblement, puisque  $\sigma$  est à peu près constant. Il y a donc lieu de tenir compte des mêmes remarques que pour le détecteur, en ce qui concerne la force des signaux, si l'on veut obtenir un résultat stable.

Étant donnée la grande résistance interne des lampes généralement employées (penthodes), on peut mettre en série, dans l'anode,

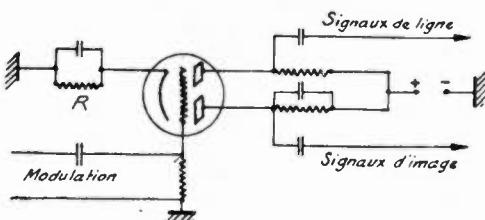


Fig. 10.

les deux impédances — filtres d'utilisation, ce qui est assez commode avec des transformateurs. Si l'on dispose d'une lampe à deux plaques, un schéma préférable est celui de la figure 10.

Comme dans le cas du détecteur simple, si la modulation introduite ne comporte pas la composante continue, on reconstitue celle-ci à l'aide de la polarisation  $\frac{Q}{C}$  qui lui est proportionnelle.

R. BARTHÉLEMY.

# RADIOTÉLÉPHONIE DUPLEX SIMULTANÉE

par M. MARRO  
Docteur-Ingénieur.

Si, dans un circuit électrique parcouru par un courant téléphonique, on provoque des interruptions telles que les intervalles de temps pendant lesquels le circuit est fermé (et, par conséquent, le courant téléphonique établi) soient égaux à ceux pendant lesquels

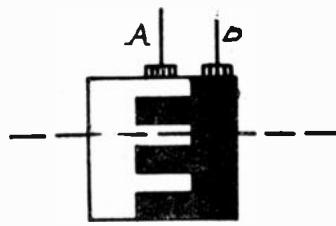


Fig. 1.

le circuit est ouvert (et, par conséquent, le courant téléphonique interrompu), la parole est perçue d'une façon continue, et demeure intelligible pour certaines valeurs de la fréquence des interruptions.

A cet effet, j'ai réalisé l'expérience suivante : Sur l'axe de rotation



Fig. 2.

d'un petit moteur électrique est fixé un collecteur portant un certain nombre de lamelles en cuivre et un nombre égal de lamelles isolantes, sur lesquelles frotte un balai A (fig. 1). Un autre balai B est maintenu d'une façon continue en contact avec la partie conductrice du collecteur.

Pendant les intervalles de temps où le balai A appuie sur les lamelles conductrices, le circuit électrique de la figure 2 est fermé, et on peut entendre la voix émise par le microphone. Au contraire, pendant les intervalles de temps où le balai A appuie sur les lamelles isolantes, le circuit électrique est ouvert, et aucun courant ne passe dans l'écouteur téléphonique.

On peut rapprocher du dit phénomène celui de la persistance des impressions lumineuses sur la rétine, mais le mécanisme est néanmoins tout à fait différent; la persistance des impressions visuelles résulte probablement d'une action photoélectrique sur les cônes de la rétine, tandis que, pour l'ouïe, les nerfs auditifs sont excités par des vibrations mécaniques.

J'ai exécuté une série d'expériences dans le but de déterminer les fréquences d'interruption appropriées et dont les résultats figurent au tableau suivant :

NOMBRE D'INTERRUPTIONS PAR SECONDE	OBSERVATIONS EXPÉRIMENTALES	INTELLIGIBILITÉ
10 à 25	La voix est très altérée, comme rocallueuse.	Mauvaise.
25 à 50	La voix devient moins altérée.	Satisfaisante.
50 à 120	La voix devient plus altérée.	Mauvaise.
125 à 170	La voix devient encore une fois moins altérée.	Satisfaisante.
200 à 270	La voix est très altérée, hachée.	Mauvaise.
290 à 310	La voix devient meilleure.	Satisfaisante.
400 à 1500	La voix est très hachée.	Nulle.
2000 et au-dessus	La voix est parfaite.	Très bonne.

Afin de pouvoir interrompre le circuit téléphonique un grand nombre de fois par seconde, j'ai employé le circuit de la figure 3.

Une lampe I fonctionne comme diode. La grille est soumise alternativement à des potentiels positifs et négatifs. Lorsqu'elle est positive, le courant microphonique peut passer dans la ligne d'écoute L.

Au contraire, lorsqu'elle est négative aucun courant ne passe. L'oscillateur à lampe O fournit les potentiels alternatifs sur la grille de la lampe I. La fréquence de ces alternances est réglée au moyen du condensateur variable C.

On entend d'ailleurs aussi la fréquence de l'oscillation provoquée

par la lampe O, car la lampe I n'a pas une caractéristique linéaire. Au contraire, lorsqu'on interrompait le courant microphonique au moyen du commutateur de la figure 1, on n'entendait pas de son correspondant à la fréquence de commutation. Le phénomène est alors d'ordre psychologique plutôt que physiologique. — J'ai établi facilement la limite inférieure d'intelligibilité, c'est-à-dire le nombre minimum des interruptions nécessaire pour qu'une phrase prononcée devant le microphone soit entendue d'une façon intelligible.

Cet essai a porté sur un grand nombre d'auditeurs, et pendant les expériences, je modifiais la fréquence des interruptions, de manière à passer de la non-intelligibilité à l'intelligibilité et vice versa.

La moyenne de ces résultats a démontré que pour comprendre de façon claire une phrase déjà connue, il faut avoir au moins 10 émissions par seconde séparées par des intervalles égaux de repos; et pour bien saisir une phrase inconnue il faut avoir au moins 15 émissions par seconde.

Des observations présentées dans le tableau ci-dessus on déduit, en outre, que pour certaines zones caractéristiques de basse fréquence, sans doute en harmonie avec les vibrations constitutives de la parole, les interruptions l'altèrent peu, et la laissent compréhensible.

On notera aussi, que pour reconnaître une voyelle, il suffit de deux vibrations constitutives de la voyelle en question, c'est-à-dire qu'il suffit que le circuit électrique reste fermé pendant un temps qui va de  $\frac{1}{245}$  à  $\frac{1}{130}$  secondes. Par conséquent, si l'on in-

terrompt le circuit 35 fois par seconde, il restera fermé  $\frac{1}{70}$  seconde, ce qui est assez long pour permettre la compréhension de la voyelle prononcée. Une application du phénomène de la persistance des impressions sonores sur l'ouïe peut être la radiotéléphonie Duplex simultanée par une seule longueur d'onde dans les deux sens.

Divers appareils radiotélégraphiques et radiotéléphoniques pour l'échange des communications bilatérales ont déjà été mis au point, mais il est nécessaire, pour passer de la réception à la transmission ou vice versa, de faire usage d'un commutateur.

C'est un appareil dans lequel cette commutation n'est pas néces-

saire, mais très approprié pour les petits postes fixes, aussi bien que pour les postes des navires.

Le dispositif étudié permet d'obtenir la transmission et la réception simultanées, en employant une seule antenne, et en exploitant la communication bilatérale sur une seule longueur d'onde, sans

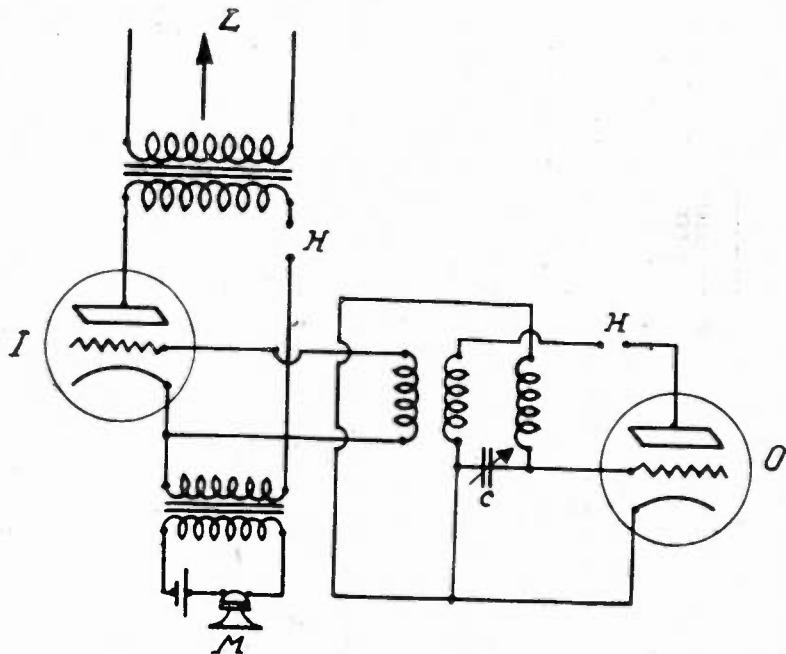


Fig. 3.

qu'il soit nécessaire de faire aucune commutation pour passer de la réception à la transmission, ou vice versa.

On utilise un oscillateur auxiliaire, avec une fréquence de 10.000 p : s, par exemple, lequel agit sur la grille-écran de la lampe oscillatrice de l'émetteur, et sur la grille-écran de la lampe détectrice du récepteur. Ainsi, l'émission se produit par intervalles de  $\frac{1}{20\,000}$  seconde, séparés entre eux par des intervalles de  $\frac{1}{20\,000}$  seconde, pendant lesquels le récepteur entre en fonction.

Il va sans dire que l'oscillateur auxiliaire peut osciller avec une fréquence ultraaudible, de manière que la fréquence de com-

mutation ne soit pas perçue aux instants pendant lesquels la conversation est suspendue. Néanmoins, durant la conversation, la note due à la fréquence de commutation disparaît complètement. Encore cette fréquence peut-elle être utile pour rechercher le poste lointain et, en conséquence, pour la syntonisation.

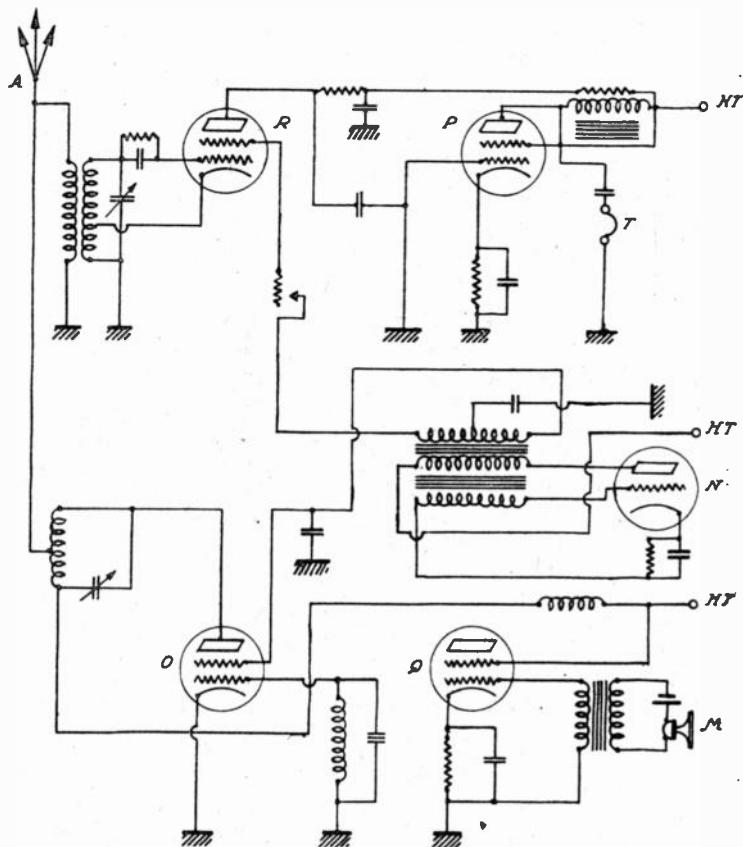


Fig. 4.

Il n'est pas désirable de trop augmenter la fréquence de commutation afin de ne pas élargir la bande transmise, ce qu'on peut toutefois accepter dans les transmissions sur ondes très courtes.

Avec des fréquences de commutation assez élevées, il n'est pas nécessaire d'avoir le synchronisme et l'isochronisme entre les deux postes correspondants, ce qui serait difficile à obtenir. Mais, supposons que le commutateur de l'un des deux postes fonctionne à

une fréquence un peu différente de celle de l'autre; il suffit que la fréquence du battement résultant soit, par exemple, de 2000 p:s, pour que la voix soit intelligible. Le même procédé pourrait être employé dans l'exploitation des appareils radiotélégraphiques.

Il pourrait paraître, à priori, que la puissance des postes devrait être augmentée puisque la transmission est à effectuer seulement pendant une partie du temps. Mais, ceci n'est pas exact, si l'on considère que dans l'intervalle de temps où le poste se trouve en transmission, l'énergie radiée par l'antenne est la même que celle que l'on aurait si le poste émettait continuellement. A cause de la persistance des impressions sonores sur l'ouïe, l'intensité de la perception de la conversation téléphonique est sensiblement la même; tout au plus, peut-elle être réduite à 0,7.

Sur la figure, O représente la lampe et le circuit oscillant du côté transmission; Q, la lampe modulatrice; M, le microphone; H, la lampe et le circuit de détection du côté réception; P, la lampe amplificatrice de basse fréquence; T, l'écouteur téléphonique; N, la lampe oscillatrice auxiliaire.

Lorsque la grille-écran de la lampe O est rendue positive, la grille-écran de la lampe R est rendue négative, ou vice versa. De cette façon, durant l'intervalle de temps pendant lequel la lampe O oscille en transmission, la lampe R ne détecte rien, lorsque la lampe O n'oscille pas, et par conséquent l'appareil ne peut pas fonctionner comme transmetteur, la lampe R entre en fonction comme détectrice et l'appareil fonctionne en récepteur.

J'ai exécuté des expériences avec le dispositif décrit. La longueur d'onde était de 110 mètres. Après avoir syntonisé les deux postes, la conversation se déroulait dans les mêmes conditions qu'entre deux abonnés au téléphone dans la même ville.

Il va sans dire que le circuit représenté indique simplement, à titre d'exemple, une réalisation possible.

Le principe de la persistance des impressions sonores sur l'ouïe et celui de la modulation auxiliaire peuvent être adaptés à un circuit quelconque radiophonique.

MARIES MARRO.  
Docteur-ingénieur.

BIBLIOGRAPHIE

- M. MARRO, *On the persistence of the sensation of speech.* — The Philosophical Magazine, novembre 1935, t. XXII (7<sup>e</sup> série), p. 847-854.  
*Two way speech by wireless. Method of utilizing persistence of hearing* — The Electricien, 1<sup>er</sup> janvier 1937; t. CXVIII, p. 5.  
*A propos d'un phénomène de persistance des impressions sonores sur l'ouïe.* R. G. E., t. XLI — N. 17, p. 527-530 — 24 avril 1937.
-

# OBSERVATIONS DU COURANT TELLURIQUE DANS UN CABLE SOUS-MARIN

par M. BERNARD,

Chef de la Station de Déolen de la Compagnie française des Câbles Télégraphiques.

## SOMMAIRE

Les phénomènes magnétiques ont un profond retentissement sur la propagation des ondes. En particulier les orages magnétiques troublent gravement les transmissions. Pour pouvoir se rendre compte de l'existence de ces orages, un certain nombre d'exploitants de la radiotélégraphie ont pensé à observer les courants telluriques, observation plus facile que celle des perturbations magnétiques. Il existe certainement entre les deux phénomènes une relation mais elle est encore mal connue. C'est ce qui a incité la rédaction de l'*Onde Électrique* à publier l'article de M. Bernard.

## Description.

On a enregistré du 18 février au 1<sup>er</sup> juin 1938 les intensités du courant dans une section de câble transatlantique partant de Déolen (près de Brest), et rompu à une distance d'environ 500 kilomètres par un fond de 4.400 mètres. Les coordonnées des extrémités sont approximativement.

Longitude : 13°3' et 7°10' Ouest de Paris.

Latitude : 47°33' et 48°15' Nord.

La direction est donc sensiblement Est-Ouest.

La résistance électrique de tout le circuit était d'environ 750 ohms, mais on y introduisait une résistance variable permettant d'atteindre 1000 ohms ou un multiple de 1000 ohms. On obtenait donc immédiatement les différences de potentiel qui se manifestaient entre les deux points extrêmes. Le fait que nous n'avons pas de prise de terre franche à la rupture introduit les causes d'erreur suivantes :

- 1) L'exposition de rupture forme un couple électro-chimique (cuivre

du conducteur — eau de mer — acier de l'armature du câble) d'une force électromotrice de 0 volt 5 environ, positif au cuivre, donnant naissance à un courant dirigé Ouest-Est.

2) D'une manière générale, la résistance de l'exposition varie *en négatif* (d'après la loi empirique de Kennely) comme l'inverse de la racine carrée du courant pour les intensités qui nous intéressent. Le négatif (courant Ouest-Est) appliqué au câble sortant par l'exposition produit un dégagement d'hydrogène. Lorsque le positif (courant Est-Ouest) est envoyé sur le câble, il se forme à la rupture un oxychlorure cuivreux qui augmente la résistance de l'exposition.

3) L'intensité des courants mesurés étant sensiblement constante et de l'ordre de 0 à 5 milliampères positifs ou négatifs, on peut admettre que la variation apportée par cet élément variable est presque négligeable, de l'ordre de 100 ohms, soit environ le 1/10<sup>e</sup> de la résistance générale du circuit.

4) Pendant la durée des observations, nous nous sommes efforcés de ne pas appliquer des courants de mesures trop intenses sur le câble-courant qui auraient modifié la tenue de l'exposition — si bien que, au bout d'un certain temps, le cuivre encrassé agissait sensiblement comme une résistance. Le couple électro-chimique semble toutefois avoir interféré. Son action est très visible sur les courbes dont l'amplitude est généralement plus forte pour les courants Ouest-Est que Est-Ouest.

5) Le courant tellurique engendre lui-même une force contre-électromotrice à la rupture.

6) Tous ces facteurs variables peuvent fausser légèrement les déductions. Ils ne permettent pas, en tous cas, d'affirmer d'une manière rigoureuse que les courbes représentent à un moment déterminé uniquement l'intensité du courant provoqué par la différence de potentiel tellurique entre les deux points considérés dans la présente étude. L'intensité enregistrée est la résultante des facteurs énumérés ci-dessous, avec prédominance évidente pour le courant tellurique proprement dit.

D'autre part, la correspondance qui existe entre les enregistrements du courant tellurique et ceux du champ magnétique lors des perturbations importantes montre que le phénomène principal que nous observons est bien celui que l'on désigne habituellement sous le nom de *courant tellurique*.

### Résultats.

1<sup>o</sup> Le courant tellurique diurne présente un caractère sinusoïdal, de même fréquence que la marée, et s'inversant avec elle. Pendant le flux le courant est orienté Ouest-Est; il est dirigé Est-Ouest pendant le reflux.

2<sup>o</sup> Des perturbations parasites, très vraisemblablement dues à des manifestations d'origine solaire, viennent interférer à certains moments avec le courant principal.

Chacun de ces points appelle les remarques suivantes :

1<sup>o</sup> Il ne fait aucun doute, comme le montrent les très nombreuses courbes, que la périodicité et l'amplitude de la variation diurne sont étroitement liées à celles des marées. L'examen des courbes du courant tellurique, des heures et de l'amplitude des marées du port de Brest, permet, en effet, de vérifier les deux points suivants :

a) *le courant tellurique s'inverse au moment de l'inversion du flot;*

b) *l'intensité du courant tellurique est en relation directe avec l'intensité de la marée.* Plus la marée est forte, plus la différence de potentiel est élevée.

L'onde marée se propage du Sud au Nord. Sa crête parvient sensiblement à la même heure dans le Golfe de Gascogne sur tous les points de la côte entre la pointe de Penmarch et la frontière d'Espagne (Instructions nautiques du Service Hydrographique, p. 26). Le point où est pris notre terre sur l'armature du câble dans le sud-est de l'île d'Ouessant, doit être soumis au même régime de marée. La coïncidence qui existe entre les inversions du courant tellurique et les heures de pleines et basses mers du port de Brest confirme cette hypothèse.

L'étalement de pleine et basse mer dure environ 15 à 20 minutes à Brest. Si la différence de potentiel enregistrée est due aux courants de marée, l'étalement devrait être marquée par un courant tellurique presque nul. Sur certaines courbes cette annulation du courant est visible pendant 20 minutes environ.

2<sup>o</sup> Nous avons enregistré deux perturbations importantes d'origine solaire le 16 avril et le 11 mai 1938.

La manifestation du 16 avril a commencé à 5 h. 52 m. ; les maxima de l'agitation ont eu lieu à 6 h. 21 : différence de potentiel 46 volts, courant Ouest-Est, de 7 h. 34 à 7 h. 36, différence de potentiel : 46 volts, courant Ouest-Est, à 7 h. 52 différence de potentiel 48 volts, courant Est-Ouest.

La perturbation du 11 mai a été beaucoup moins importante ; à 17 h. 54 la différence de potentiel était de 18 volts, courant Est-Ouest et à 23 h. 56 de 12 v. 8, courant Ouest-Est.

La différence de potentiel maximum diurne est de l'ordre 1 v. 5.

Pendant l'aurore boréale qui s'était manifestée le 25 janvier 1938 nous n'avions observé que des différences de potentiel maxima de 24 volts à 22 h. 01, courant Ouest-Est, et 30 volts à 0 h. 10 le 26 janvier 1938, courant Ouest-Est. La perturbation du 16 avril 1938 est donc la plus forte que nous ayons enregistrée.

# UN RADIOGONIOMÈTRE A LECTURE DIRECTE

par Lucien LÉVY.

*Nous avons publié, dans notre numéro de janvier 1937 (p. 5 à 28), un article de M. Damyanovitch sur « un Radio-compas automatique d'aéronef ».*

*M. Lucien Lévy nous signale qu'il a, lui aussi, étudié un tel appareil et pris des brevets pour sa réalisation. En particulier, il a présenté en 1930, au Congrès International de la sécurité aérienne, une description de radiogoniomètre automatique, comprenant un cadre tournant, un amplificateur et délecteur de courant modulé, un alternateur diphasé et un phasemètre. A sa demande, nous publions volontiers le texte de cette communication.*

(N. de la R.).

Les Radiogoniomètres utilisés actuellement à bord des avions donnent des résultats intéressants à condition d'être utilisés par un opérateur expérimenté.

On s'est attaché, dans l'appareil décrit ci-dessous, à réduire au strict minimum l'intervention de l'opérateur et à faire en sorte que la valeur des résultats fournis et la vitesse avec laquelle on les obtient ne dépendent pas de sa plus ou moins grande habileté. La manœuvre se réduit au réglage d'un récepteur de T. S. F. analogue aux appareils courants, et la simple lecture d'une aiguille sur un cadran donne le relèvement du poste émetteur par rapport à l'axe de l'avion.

Pour arriver à ce résultat, on repère le champ de l'émetteur par rapport à un champ auxiliaire connu, produit à bord par un alternateur, et, pour cela, on compare les phases des forces électromotrices provenant de cet alternateur, d'une part, et de l'élément explorateur du champ, d'autre part. Un phasmètre électrodynamique à aiguille, gradué directement en degrés, donne la direction de l'émetteur à partir d'une direction fixe prise comme origine.

On peut utiliser, comme organe explorateur du champ (fig. 1), un cadre de réception (19) tournant autour d'un axe vertical (1) et

entraînant dans sa rotation le rotor (3) d'un alternateur diphasé. Le cadre est accordé par un condensateur (34). Si  $H$  est le champ de l'émetteur,  $K$  une constante, la tension haute fréquence aux bornes du cadre est :

$$KH \sin \omega t \sin \Omega t$$

$\omega$  étant la pulsation haute fréquence de l'émetteur et  $\Omega$  la vitesse de rotation du cadre.

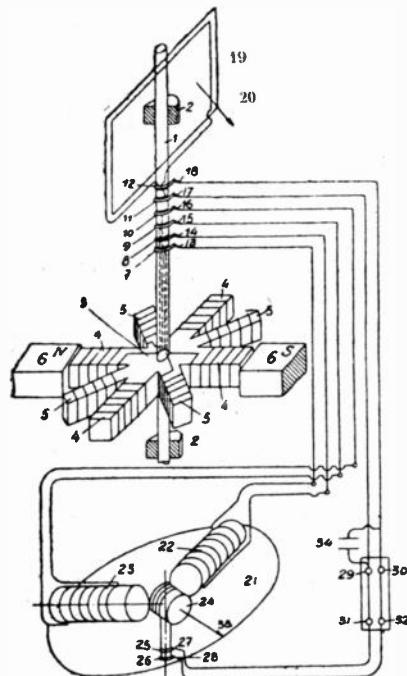


Fig. 1.

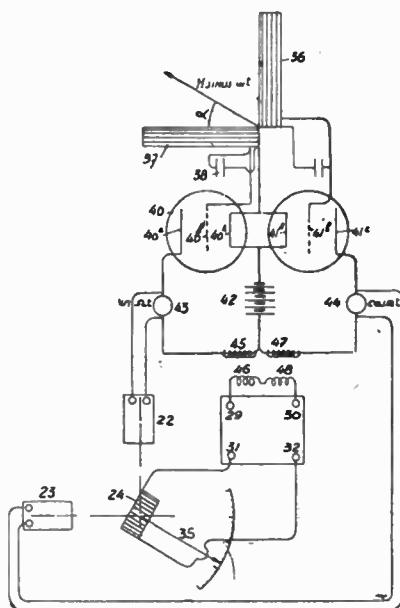


Fig. 2.

Par suite de la rotation du cadre, le courant de haute fréquence induit par le champ de l'émetteur dans le cadre est modulé à une fréquence double de la fréquence de rotation.

L'alternateur dont le rotor est lié au cadre est tétrapolaire et diphasé. Il fournit donc un courant diphasé de même fréquence que le cadre. On envoie chacune des phases dans les deux enroulements fixes (22) et (23) d'un phasemètre dont la bobine (24) reçoit le courant venant du cadre après son passage dans un amplificateur suivi d'un détecteur. Grâce à ce détecteur, la bobine (24) est alimentée par un courant alternatif à la fréquence de modulation.

Etant donné que le maximum de ce courant a lieu quand le plan du cadre passe par l'émetteur, et que le maximum du courant fourni par l'alternateur est défini, par rapport au stator de celui-ci, et par conséquent par rapport à l'avion, l'aiguille du phasomètre donnera l'angle entre la direction de l'émetteur et l'axe de l'avion.

La vitesse de rotation de l'ensemble cadre rotor de l'alternateur n'a pas besoin d'être constante. On peut donc obtenir cette rotation aussi bien avec un moulinet ou une turbine qu'avec un moteur électrique fonctionnant sur le courant du bord.

On peut d'ailleurs arriver à supprimer complètement le cadre tournant en créant un cadre tournant fictif. Pour cela, on utilise deux cadres fixes rectangulaires (36 et 37) accordés par deux condensateurs jumelés (38).

Les extrémités des enroulements de chacun des cadres sont reliées au filament et à la grille d'une triode; ces deux triodes (40 et 41) ont d'ailleurs la même alimentation chauffage. L'alimentation plaque comprend une tension continue (42) commune aux deux triodes et une tension alternative fournie, pour chaque plaque, par un des enroulements (43 et 44) d'un alternateur diphasé. Ces mêmes tensions alimentent les bobines fixes (22 et 23) d'un phasomètre, avec une pulsation  $\Omega$ .

Dans les circuits plaques des deux triodes sont disposés les primaires de deux transformateurs haute fréquence (45 et 47) dont les secondaires (46 et 48) montés en série débitent sur un amplificateur-détecteur qui alimente la bobine mobile (24) du phasomètre.

Le fonctionnement de ce dispositif est le suivant :

Désignons par  $H \sin \omega t$  le champ alternatif haute fréquence dû à l'émetteur. Soit  $\alpha$  l'angle de ce champ avec le plan de l'un des cadres. Si  $K$  est constant les tensions aux bornes des cadres sont :

$$\begin{aligned} &— K H \sin \omega t \sin \alpha \\ &— K H \sin \omega t \cos \alpha. \end{aligned}$$

Les deux triodes à tension plaque alternative modulent ce courant, et à la sortie du détecteur, en (31, 32), on a une tension de la forme :

$$— K H \sin \omega t \cos (\Omega t - \alpha).$$

On a donc bien, comme dans le cas du cadre tournant, une ten-

sion haute fréquence modulée à la fréquence  $\frac{\Omega}{2\pi}$ . De plus, le déphasage de la modulation sur l'alimentation alternative mesure l'angle  $\alpha$  du champ de l'émetteur avec le plan du cadre, c'est-à-dire avec un plan lié à l'avion. Le résultat cherché est donc obtenu. Le relèvement d'un émetteur connu nécessite donc les trois opérations suivantes :

1<sup>o</sup> Mise en route du rotor, soit en mettant le contact du moteur d'entraînement s'il s'agit d'un entraînement électrique, soit en supprimant le freinage du moulinet si l'entraînement est aérodynamique.

Dans ce dernier cas, on peut d'ailleurs prévoir un moulinet éclipsable pour diminuer les résistances passives, quand l'appareil n'est pas utilisé.

2<sup>o</sup> Réglage de l'accord du cadre et des organes d'accord de l'amplificateur détecteur. Ces réglages peuvent d'ailleurs être facilement ramenés à la manœuvre d'un seul bouton (Brevet Lucien Lévy, n° 623.106 du 13 octobre 1926) entraînant un tambour gradué en longueurs d'onde, ce qui évite toute erreur sur l'identité de l'émetteur que l'on relève.

3<sup>o</sup> Lecture du phasemètre qui donne directement en degrés l'angle que fait l'axe de l'avion avec la direction de l'émetteur.

Pour faciliter les calculs de navigation, on conjugue la lecture du phasemètre et celle d'un compas, le repérage de l'aiguille du phasemètre se faisant par rapport à la rose du compas, afin d'avoir rapidement en une seule lecture l'orientation de l'émetteur par rapport au nord magnétique.

Le dispositif de radiogoniomètre décrit plus haut peut également être utilisé à l'atterrissement pour la mesure de faibles altitudes. Dans ce cas, l'avion porte un émetteur à ondes courtes tournant à haute fréquence au moyen d'un système de deux antennes horizontales fixes réalisant une émission tournante. Le récepteur est disposé de telle sorte que l'émetteur ne l'influence jamais directement, mais seulement après réflexion de l'onde sur le sol. On peut donc mesurer le déphasage entre l'onde émise et l'onde réfléchie, et le phasemètre peut être directement gradué en hauteurs au-dessus du sol, le déphasage étant proportionnel à la hauteur.

Lucien LÉVY.

Septembre 1930.

# ANALYSES

*Pour la signification des références, se rapporter au n° de janvier 1937 de l'O. E.*

## GÉNÉRALITÉS

### L'évolution des méthodes de calcul des régimes transitoires.

A. BLONDEL, *Rev. Gén. El.*, 20, 27 février, 6, 13 mars, 8 mai 1937, XVI, p. 227-240, 259-271, 298-311, 327-340, 379-398.

Il est difficile de résumer cet important article, qui est déjà lui-même un résumé magistral et critique de tous les travaux essentiels sur la question. Les plus connus sont ceux de Heaviside, inventeur de la méthode symbolique; de Carson, Campbell, Van Der Pol, fréquemment analysés ici même. Mais d'autres, moins souvent cités, méritent davantage : tels certains de Poincaré, Giorgi, Pomey, Wagner. L'auteur les examine tous, discute librement leur valeur et leurs possibilités d'utilisation pratique.

Dans l'ensemble, il estime que la meilleure méthode pour traiter analytiquement le problème, est d'employer, non une intégrale de Fourier, mais celle de Laplace, la pulsation étant remplacée par une variable complexe  $z = -a + j\omega$ . On peut ainsi représenter l'effet des trois types intéressants de perturbations : introduction brusque d'une f. e. m. constante — ou cissoidale — ou cissoidale amortie. Mais la solution pratique demeure bien compliquée. L'auteur suggère une très originale méthode d'intégration radioélectrique. Il fait également appel à une nouvelle méthode graphique de M. Bergeron (tension en fonction du courant, pour un observateur qui se déplace avec l'onde directe).

Mais, dit-il pour conclure, il ne faut pas « oublier les ressources de l'expérience rationnelle ». Avec « l'instrumentation actuelle très riche » des oscillographes, amplificateurs, etc., il y aurait tout avantage à ce que les expérimentateurs collaborent avec les analystes pour l'étude des phénomènes transitoires.

P. D.

**Les phénomènes transitoires dans les filtres.** P. POINCÉLOT, *Ann. P. T. T.*, mars 1938, 252-260.

L'établissement du régime transitoire dans un filtre, p. ex. sous l'effet d'une « perturbation unité » appliquée à l'entrée, a été déjà plusieurs fois traité. Mais les approximations faites ressemblent un peu à un escamotage, et amènent diverses contradictions (p. ex. l'apparition du courant à la sortie *avant* l'application de la tension à l'entrée). L'auteur a réussi à traiter rigoureusement le cas d'un filtre passe-bas, et à intégrer l'expression trouvée, par une série de fonctions Bessel. Il en tire immédiatement la valeur exacte de la « constante de temps » en fonction du nombre de cellules.

Généralisation est ensuite faite au cas où la perturbation appliquée est de forme sinusoïdale, et l'article se termine par quelques considérations générales sur le facteur de transfert d'un quadripôle.

Incidentement, une expérience est relatée, montrant que l'affaiblissement d'un filtre en régime permanent se retrouve bien sur l'affaiblissement du spectre très irrégulier d'un parasite quelconque.

P. D.

**Recherches sur les miroirs électro-niques.** G. HOTTENROTH, *Ann. der Phys.*, 30, 8, 1937, 689-712.

Les systèmes électrostatiques de lentilles électriques peuvent dans certaines conditions jouer le rôle de miroirs. Le champ entre les diverses électrodes devient tellement retardateur que les électrons tendent à revenir en arrière; pour distinguer les deux faisceaux on fait agir un champ magnétique qui les sépare, puisque le sens de déviation dépend du sens du trajet. On peut ainsi obtenir des miroirs dont la convergence ou la divergence dépend des tensions relatives appliquées aux électrodes. L'auteur a étudié en détail les propriétés de miroirs à trois anneaux et de miroirs à trois électrodes dont l'une est un véritable miroir plan ou

concave. Il indique les distorsions obtenues et montre l'usage que l'on peut faire de ces dispositifs pour l'étude de certaines surfaces.

B. D.

### PROPAGATION -- RAYONNEMENT

**Alimentation des antennes d'émission en un point quelconque.**  
E. SIEGEL. *Hfr. Techn. El. Ak.*, mars 1938, 51, 3, 101-109.

Après quelques réflexions générales, l'auteur calcule les impédances en des points quelconques d'une antenne, mise à la terre ou isolée dans l'espace, ou encore « chargée » par une réactance d'accord.

Il calcule également la répartition du courant, et discute la possibilité d'en déduire le champ et l'énergie rayonnées.

P. D.

### ÉMISSION

**Le « Résotank », nouveau générateur pour ondes ultra-courtes.**

A. ALLERDING, W. DALLENBACH, W. KLEINSTEUBER. *Hfr. Techn. El. Ak.*, mars 1938, 51, 3, 96-99.

Il ne s'agit pas d'un « générateur », mais d'un type de circuit résonateur à très faibles pertes, pouvant être associé à n'importe quel générateur (triode à grille positive, magnétron, etc.).

La forme de ce circuit n'est pas précisée. On nous dit seulement que c'est « une cavité métallique fermée » qui fournit « le couplage optimum » avec le feeder concentrique allant à l'impédance de charge. D'après une figure 7, l'aspect extérieur serait celui d'un cylindre.

Résultats d'une série de mesures avec un « résotank » sur l'onde : 14,3 cm.

La puissance atteindrait l'ordre du watt; le rendement serait excellent, et la stabilité de fréquence suffisante pour permettre une réception hétérodyne par battement audible.

P. D.

**Lampes pour ondes ultra-courtes décimétriques.** F. M. COLEBROOK, *Wir. Eng.*, avril 1938, XV, 175, 198-202.

Avec les lampes du type habituel commandées par grille, on se trouve limité vers les très hautes fréquences par l'absorption croissante de puissance dans le circuit de grille.

L'auteur présente un tube d'un principe nouveau établi pour échapper à cette limitation. Un rayon électronique passe entre 2 plaques déflectives auxquelles est appliquée la tension haute fréquence de commande : la déflexion amène alternativement l'extrémité du rayon sur l'une et sur l'autre des 2 anodes du tube. Entre les 2 anodes se trouve un résonateur, et la tension alternative apparaissant à ses bornes est appliquée soit à l'étage suivant, soit aux plaques déflectives avec la phase convenable, pour l'entretien des oscillations.

Le tube expérimental construit suivant ce principe présentait une pente très faible (0,05 ma/v) et une capacité nuisible entre anodes élevée (15 puf); ceci n'a pas permis de faire d'essai sur les ondes décimétriques. Mais jusque vers 3<sup>m</sup>, on ne constata pas de perte de sensibilité dans la déflexion; la résistance d'entrée parut être supérieure à 100.000 ohms, et l'absorption de puissance due à la déflexion très satisfaisante.

Analyse théorique approchée de la déflexion du rayon électronique.

A. B.

**Recherches expérimentales sur les courants d'électrons.** J. MULLER, *Hfr. Techn. El. Ak.*, avril 1938, 51, 4, 121-127.

Dans le but d'éclaircir le fonctionnement des tubes à oscillations internes, l'auteur a construit un dispositif original : dans une enceinte où l'on fait le vide, une cathode à forte puissance (150 watts) incorporée à un circuit résonant sur une onde ultra-courte, peut émettre des courants réglables d'électrons. Le circuit est excité en outre par un émetteur auxiliaire, et on y mesure le courant par couplage avec un détecteur.

On peut ainsi déterminer l'influence du courant d'électrons sur les constantes du résonateur, et comparer avec les résultats du calcul. Les résultats indiqués par une série de courbes, montrent

un accord satisfaisant. On a observé la possibilité d'oscillations, non seulement dans le « domaine de la charge d'espace », mais aussi dans celui de la saturation; également observé des battements et de la synchronisation avec l'émetteur auxiliaire.

P. D.

**Les limites réciproques des différents types d'oscillations dans le tube (magnétron) de Habann.**

K. LAMMICHEN, A. LERBS, *Hfr. Techn. El. Ak.*, 51, 3, 87-95.

Suite d'une étude antérieure sur la résistance négative « statique » entre les deux demi-plaques d'un magnétron à anode fendue. (Voir *Onde El.*, anal., juillet 1938, p. 40 A.)

Ce phénomène de « résistance négative » explique parfaitement l'entretien, les valeurs de crête et la forme, parfois non-sinusoidale, des oscillations de fréquence relativement basse (oscillations de Habann proprement dites): c.-à-d., « d'ordre  $n$  » supérieur à 35 par exemple, en appelant  $n$  le rapport :

$$n = \frac{\text{champ critique} \times \text{longueur d'onde}}{107}$$

Ce régime correspond à des champs magnétiques faibles, la longueur d'onde ne dépend que du circuit extérieur.

Mais un second fonctionnement, tout différent, est également possible; il correspond à des ondes plus courtes et à des champs plus intenses; la fréquence dépend alors de la durée de trajet des électrons, c.-à-d. des conditions internes du tube.

Pour  $n > 14$ , ces deux fonctionnements sont distincts et le passage de l'un à l'autre est discontinu. Pour  $n$  plus petit, il y a continuité et influence nette des oscillations « de Habann » sur celles « des trajectoires ».

Enfin, on peut encore obtenir certains autres types d'oscillations et notamment des harmoniques.

La position de tous ces domaines est clairement précisée par une série de diagrammes.

P. D.

**RÉCEPTION**

**Courbe de réponse à la modulation et courbe de sélectivité d'un résonateur chargé par un détecteur diode.** F. C. WILLIAMS, *Wir. Eng.*, avril 1938, XV, 175, 189-197.

Soit un résonateur  $L_1 C_2$  couplé à une diode par le condensateur shunté  $C_2 R_2$ . Les calculs présentés dans cet article ne comportent pas le remplacement du détecteur par une résistance

effective  $\frac{R_2}{2}$ . L'auteur a en effet montré dans un précédent article<sup>1</sup> que cette substitution n'est valable qu'en régime permanent.

Il établit que la courbe de réponse à la modulation et la courbe de sélectivité pour 2 signaux sont tantôt plus étroites, tantôt plus larges, que celles du résonateur seul, selon que la constante de temps de l'ensemble  $C_2 R_2$  est supérieure ou inférieure à celle du résonateur. Quant à la sensibilité elle est toujours plus faible pour le système entier que pour le résonateur seul.

Il existe une nette différence entre la courbe de sélectivité pour 2 signaux et la courbe d'accord pour 1 seul signal : cette dernière est toujours plus large. Aussi, les essais de sélectivité effectués à l'aide d'un seul signal peuvent conduire à des résultats assez inexacts.

Pour assurer une détection sans distorsion, certaines conditions doivent être remplies, en particulier la constante de temps de l'ensemble  $C_2 R_2$  doit être inférieure ou égale à celle du résonateur le plus sélectif précédant le détecteur (l'égalité donne la sélectivité optimale).

L'article présente des courbes de réponse et de sélectivité trouvées par le calcul et confrontées avec des résultats expérimentaux.

A. B.

**Filtres de bande avec réaction.**

J. STEIMNETZ, *Hfr. Techn. El. Ak.*, mars 1938, 51, 3, 112-115.

Deux résonateurs sont couplés par un étage amplificateur dans lequel on fait de la réaction — de préférence par résistance pure entre grille et plaque, et, au besoin, avec neutrodynation des capacités parasites. Le calcul montre que l'on obtient alors le même résultat qu'un « filtre » à deux circuits couplés, avec une bonne symétrie, et la possibilité de modifier la largeur de bande en agissant sur l'amplification de la lampe intermédiaire.

1. Analyse *Onde El.*, février 1938, p. 12-A.

La méthode peut se généraliser au cas d'un nombre plus élevé de résonateurs couplés successifs.

P. D.

### L'hexode modulatrice employée comme inverseur de phase.

O. SCHAEFER, *Hfr. Techn. El. Ak.*, mars 1938, 51, 3, 109-112.

Moyennant un choix convenable des polarisations, on peut obtenir qu'une variation de tension de la grille n° 4 entraîne des variations égales et de sens contraire, dans les courants de la plaque et de la grille n° 3. D'où un montage amplificateur et inverseur de phase à une seule lampe, sans distorsion depuis la fréquence zéro jusqu'à 100 Kc s. Les résultats pratiques sont donnés.

P. D.

### Les caractéristiques des tubes mélangeurs pour des fréquences allant jusqu'à 70 mégahertz.

J. O. STRUTT, *E. N. T.*, 15, janvier 1938, 10-17.

Description du dispositif de mesure. Les essais ont porté sur des hexodes AH1 et des octodes AK2. La pente de conversion est le plus élevé lorsque la fréquence locale est inférieure à celle de l'onde reçue. Pour une fréquence intermédiaire de 500 ou 1000 k. c., elle est de l'ordre de 0,3 mav.

P. P.

### Bruits de fond produits par les lampes et les circuits.

— W. S. PERCIVAL et W. L. Horwood, *Wir. Eng.*, XV, 174-175, mars 1938; 128-137, avril, 202-207.

Les auteurs passent d'abord une brève revue des principales théories concernant l'effet thermique et l'effet de grenaillé.

Ils exposent ensuite une méthode de mesure du bruit de fond produit par une triode. En plaçant entre grille et plaque une forte capacité, on se trouve ramené, vis-à-vis du courant alternatif, au cas d'une diode de résistance interne différente  $\rho_d$ . Le bruit de fond dû à la lampe est considéré comme produit par une résistance ordinaire  $\rho_d$  portée à une température  $T_e$ . On mesure  $\rho_d$ , puis la résistance  $R_m$  qui, à la température ambiante  $T_0$ , donnerait un bruit de fond équivalent à celui de la lampe. Connaissant  $\rho_d$ ,  $R_m$  et  $T_0$ , on peut calculer  $T_e$ .

Description du circuit d'essai et de l'amplificateur; mise en œuvre de l'appareil pour la mesure de  $\rho_d$  et  $R_m$ .

On trouve, sous forme de courbes et de tableaux les résultats numériques des essais de plusieurs types de triodes soumises à cette méthode. La température trouvée n'est jamais inférieure à la moitié de la cathode. Le bruit de fond des triodes-glands paraît être assez variable d'un échantillon à l'autre.

Dans les tétrodes et pentodes, au bruit ordinaire de triode s'ajoute encore un bruit dû au courant d'écran. Les auteurs présentent une formule donnant l'ordre de grandeur de la résistance équivalente. Nouveaux résultats numériques des essais de tétrodes et de pentodes, avec comparaison assez satisfaisante entre les résultats du calcul et de l'expérience.

A. B.

## EXPLOITATION — APPLICATIONS

### Sur le fonctionnement de l'iconoscope.

W. HEMMANN et K. WEMHMEUR,

*E. N. T.*, 15, Janvier 1938, 1-9.

L'auteur a examiné à l'oscilloscopie le courant issu d'un élément de mosaïque d'iconoscope de surface accessible, égale à  $25 \text{ mm}^2$ , pour des intensités de faisceau électronique variant de 0,087 à 0,87  $\mu\text{A}$ , dans l'obscurité, et pour des éclairements de 3 et 30 millilumens. On trouve naturellement que la tension de repos ou au passage du faisceau croît avec l'éclairage. Elle atteint dans ce cas, 3 volts au maximum.

P. P.

### Propriétés des couches géologiques et leur détermination.

V. FRITSCH, *Hfr. Techn. El. Ak.*, avril, 51, 4, 138-146.

Cette question est très complexe. Les propriétés électriques des matériaux géologiques sont très variables avec leur constitution, leur humidité et — dans le domaine des ondes courtes — avec la fréquence. Des courbes typiques sur divers échantillons, sont reproduites. Possibilité d'obtenir ainsi des indications — seulement relatives — sur le sous-sol.

P. D.

## MATÉRIEL

**Les thyatron et leurs applications,** E. F. W. ALEXANDERSON, *Electronics*, février 1938, 9-12.

Cet article envisage quelques applications des thyatron à l'électrotechnique industrielle par la réalisation de moteurs ou de génératrices. Deux exemples types sont signalés : une distribution d'énergie à 30.000 v., continu, et un moteur de 400 CV à vitesse variable ; on étudie des tubes dont le courant unitaire peut atteindre 400 A. Les moteurs à vitesse ou couple variable sont soit à collecteur, soit à induction, les thyatron servant comme redresseurs réglables, déphaseurs, convertisseurs de fréquence à variation continue, etc. Des combinaisons genre Ward-Leonard, des moteurs de propulsion marine, sont également décrits.

B. D.

**Effet de pompe à électrons aux très hautes fréquences,** MACOLM R. CAVIN, *Wir. Eng. Exp. Wir.*, février 1938, 81-83.

Quand on porte l'anode d'une triode à un potentiel négatif fixe et sa grille à un potentiel alternatif à très haute fréquence (telle que le temps de transit des électrons soit une fraction appréciable de la période), on constate le passage d'un certain courant anodique. Les électrons qui atteignent ainsi la plaque sont comparables à l'eau refoulée par une pompe à un niveau plus élevé qu'elle.

L'auteur expose une théorie destinée à rendre compte de ce phénomène. Il détermine par le calcul la trajectoire d'un électron dans l'intervalle grille-plaque après que son inertie lui a fait dépasser la grille. Huit de ces trajectoires correspondant à différents instants de la période sont représentées sur un diagramme, les unes revenant à la grille, d'autres atteignant la plaque.

Les résultats théoriques concordent d'une façon satisfaisante avec les observations expérimentales.

A. B.

**La construction des inductances pour des fréquences de 4 à 25 Mc/s.** D. POLIACK, *El. Eng.*, septembre 1937, 56, 9, 1169-1176.

Il s'agit de réaliser les bobinages ayant le coefficient de surtension « Q »

maximum, pour des self-inductions de quelques microhenrys. Le problème est traité par le calcul en utilisant les formules de Butterworth, puis soumis à de nombreuses vérifications expérimentales.

Les conclusions sont les suivantes :

a) le meilleur rapport S de la longueur  $b$  au diamètre  $d$  est aux environs de 0,3 à 0,5;

b) la surtension croît avec les dimensions, mais le diamètre  $d$  de la bobine ne doit pas dépasser la moitié de celui du blindage qui l'entoure, et ses extrémités ne doivent approcher du blindage à moins de la même distance  $d$ ;

c) une carcasse bakélite légèrement rainurée, et un fil émaillé, peuvent être employées sans inconvénient;

d) le nombre de tours  $N$  peut être calculé par une formule analogue à celle dite de « Nagaoka »;

e) le meilleur diamètre du fil est :

$$d_o(\text{cm}) = \frac{b \text{ (cm)}}{\sqrt{2 \cdot N}}$$

Les coefficients « Q » observés peuvent atteindre 200 à 250.

P. D.

## SUJETS NON SPÉCIAUX A LA T.S.F.

**Mesures du diagramme d'un haut-parleur dynamique.** M. GORDON, A. TURKEL, *Hfr. Techn. El. Ak.*, mars 1938, 51, 3, 99-100.

Relevé (classique) du diagramme d'impédance d'un haut-parleur en fonction de la fréquence. Le module et l'argument se déduisent des tensions lues aux bornes de la bobine mobile et aux bornes d'une résistance en série. Le cercle obtenu et sa déformation.

P. D.

**Filtre en « anneau ».** M. YONEYAMA, *Nippon El. Comm. Eng.*, février 1938, 9, p. 3-5. **Nouveau type de filtre** T. NISHIZAKI, *ibid.*, p. 5-9.

Il s'agit d'« hexapôles », c'est-à-dire de combinaisons sélectives à six pôles réunissant deux filtres complémentaires. La tension d'entrée est appliquée entre deux bornes 1, 1'; pour une certaine bande de fréquences, la tension appa-

raît à la sortie entre les bornes 2, 2', tandis que pour d'autres fréquences, elle apparaît entre 3 et 3'. (Une combinaison analogue a déjà été décrite sous le nom d'*aiguillage électrique* par Brandt, voir *Onde El.*, anal., septembre 1937, p. 56-A).

Le premier type proposé est une généralisation de la cellule « en treillis » ou « en pont »; il comporte six impédances, deux à deux symétriques, formant un hexagone.

Le second type résulte de l'addition de deux cellules « en T » dont la branche shunt présente un élément commun.

Les fréquences frontières, l'impédance image et la constante de propagation, sont rapidement calculées.

P. D.

**Sur la perturbation du champ acoustique par une sphère rigide,**  
H. STENZEL, *E. N. T.*, 15, mars 1938,  
71-78.

Les calculs sont généralement faits dans le cas où la source ou le point d'observation se trouve sur la sphère. L'auteur envisage le cas où 2 points sont placés à une distance du centre de la sphère grande à la fois par rapport au rayon de celle-ci et à la longueur d'onde. Des tableaux et des courbes expriment la valeur du champ perturbateur pour des ondes telles que le rapport  $\frac{\lambda}{c}$  de la longueur d'onde au rayon de la sphère varie de 0,27 à 27.

P. P.

**Nouveaux dispositifs de charge des lignes téléphonique à bandes passantes multiples.** L. BRILLOUX, *R. G. E.*, 18 et 23 décembre 1937, XI.II, 771-778 et 803-816.

Les équations des « lignes chargées » datent de loin : la corde vibrante à structure discontinue était étudiée par Bernoulli en 1727; l'emploi des équations aux dérivées partielles permettait à Lagrange de traiter la corde continue à charges équidistantes ; dans sa théorie de la lumière, en 1881, lord Kelvin mentionnait la possibilité de la « fréquence de coupure » en propagation. Pupin n'a donc fait qu'appliquer ou retrouver ces résultats dans le cas d'une ligne téléphonique.

Retenant cette analogie mécanique,

l'auteur rappelle les propriétés vibratoires des structures cristallines polyatomiques, et leurs « bandes passantes » multiples. Il traduit ensuite l'équivalent dans le cas des lignes électriques, et constate que cela correspond à une charge irrégulière : seuls L L' alternées, ou capacités C C' alternées, ou dipôles ou quadripôles différents embrochés alternativement sur la ligne; ou bien encore espacements inégaux de charges égales.

En utilisant la théorie des matrices, l'auteur examine les formes possibles de « charges alternées »; la position, la largeur, et l'affaiblissement des bandes passantes qui en résultent : les unes (en nombre fini) dues aux résonances de la charge; les autres (« bandes de structure », en nombre infini) introduites par la continuité de la ligne. Il donne divers exemples.

L'application possible serait de réduire la diaphonie dans les câbles utilisés avec courants porteurs : en effet, des charges différentes, appliquées aux différentes paires, transformeraient celles-ci en « filtres » affaiblissant les fréquences transportées par les paires voisines.

P. D.

**Un relais thermionique ultrarapide,** O. H. SCHMITT, *J. Sc. Instr.*, 15, 1, janvier 1938, 24-26.

Le problème consiste à obtenir une variation de tension ou de courant par tout ou rien, à partir d'une variation continue de tension, la variation finale étant indépendante de l'amplitude de la variation initiale. Les thyratrons fournissent une solution, mais présentent de très nombreux inconvénients. Dans l'appareil décrit on emploie deux triodes à vides couplées directement : résistance entre la 1<sup>re</sup> plaque et la 2<sup>e</sup> grille, et résistance de cathode commune. La sensibilité du relais se règle par cette dernière.

Avec des lampes de puissance courantes, on obtient de 20 mA sous 200 v., pour toutes les variations de tension à l'entrée comprises entre 0 v. 1 et 20 v. Le temps de fonctionnement est de l'ordre de 10  $\mu$ s. Cet appareil peut rendre de grands services dans les dispositifs de balayage d'oscillographie, les thermostats, les générateurs de courant « rectangulaire », etc.

B. D.

**Circuits électroniques pour la mesure du temps et de la vitesse.**  
H. J. KEICH et H. TOOMIN, *R. of Scient. Instr.*, 8 décembre 1937, 502-504.

Le circuit de base utilise un basculeur à deux lampes pouvant fonctionner soit par variation de deux résistances, soit par addition de petites forces électromotrices. Le courant qui circule pendant le fonctionnement dans une des résistances charge un condensateur par l'intermédiaire d'une penthode, et une lampe voltmètre mesure la tension atteinte. La courbe d'étalementage en temps est pratiquement linéaire.

En remplaçant les résistances du basculeur par des cellules photoélectriques on peut mesurer la vitesse des mobiles qui passent devant les cellules.

B. D.

**Contribution au calcul des filtres.**  
H. PILOTY, *E. N. T.*, février 1938, 15, 2, p. 37-64.

Etude générale sur la réalisation de filtres ayant des propriétés données, par une méthode analogue à celle de Gauer, mais avec des extensions aux points de vue de Wagner et Zobel. De plus, l'auteur traite, parallèlement avec les cellules « symétriques » (impédances itératives égales des deux côtés), les cellules « antimétriques » (impédances itératives inverses des deux côtés). Une cellule antimétrique peut être considérée comme formée de l'association d'une cellule symétrique et d'un schéma inverseur d'impédance. Enfin, il développe les « transformations de fréquence », qui permettent, soit de passer des passe-bas (haut) aux passe-bande, soit de déplacer à volonté la zone d'affaiblissement optimum de tous les types.

Un grand nombre de courbes et de tableaux, et quelques exemples, illustrent l'application de la méthode.

P. D.

**Filtres en « étoile-delta ».** K. NAGAI, R. KAMIYA, *Nippon El. Eng.*, novembre 1937, 335-338.

Nouveau type de filtre constitué par la superposition d'impédances alternativement « en étoile » et « en delta » (ou triangle). Les formules essentielles sont établies et sommairement discutées.

Les résultats seraient analogues à ceux

des filtres différentiels, en évitant la sujexion du transformateur parfait; le nombre des éléments requis, serait le même que pour les filtres à cellules différentes (Zobel); de sorte que ce nouveau système pourrait concurrencer les anciens.

P. L.

**Sur la courbe de réponse d'un résonateur à magnéto-striction.**  
I. SIMON, *Hr. Techn. El. Ak.*, 50, 2, août 1937, 54-58.

Étude sur la résonance d'un circuit dans la bobine duquel on introduit une plaque de nickel. La courbe a été relevée, et diffère peu de ce que l'on pouvait attendre de l'équivalent électrique du système.

P. D.

**Sur les rapports existant entre les fortissimi et les pianissimi.** R. VERMEULEN, *Rev. Techn. Philips*, septembre 1937, 11, 9, 266-270.

Etude sur la variation d'intensité sonore au cours d'une exécution symphonique (« dynamique » du morceau). L'enregistrement, avec un appareil de mesure de niveau, a montré des rapports atteignant 55 db., dont parfois 45 lors d'un effet de contraste instantané. — Avec un appareil d'inscription sur film « Philimil », il est nécessaire de comprimer légèrement les nuances, et l'intervalle total est ramené à 38 db.

P. L.

## BIBLIOGRAPHIE

**Traité Pratique de Radioélectricité. Le Poste récepteur Moderne,** par M. LAMBREY, 304 p., 91 fig. Librairie Delagrave.

Le remarquable « Traité Élémentaire de Radioélectricité » est la reproduction d'un cours demandé à M. Lambrey par plusieurs constructeurs de la région du Nord pour la formation et le perfectionnement de leurs monteurs, metteurs au point, dépanneurs et même sous-ingénieurs.

Les connaissances préalables du lecteur sont supposées tout à fait

rudimentaires, les quatre règles de l'arithmétique et quelques notions d'algèbre.

L'objectif est limité, il s'agit de l'étude du poste récepteur, mais cette étude est approfondie.

Les premiers chapitres sont consacrés à une étude rapide bien que complète de l'électricité, chaque paragraphe comporte une application numérique. Les chapitres suivants sont consacrés au courant alternatif. Le rôle des selfs et capacités est étudié avec beaucoup de soin ainsi que les propriétés du circuit résonnant et antiresonant. Il va de soi que les postes à changement de fréquences ainsi que les lampes à électrodes multiples ont été étudiés avec beaucoup de soin.

Un cours aussi clair et aussi sensé ne pouvait être rédigé que par une personnalité aussi compétente que l'est M. Lambrey; il faut posséder complètement un sujet pour pouvoir l'exposer simplement sans avoir recours à des comparaisons plus ou moins fallacieuses. Nous ne doutons pas que le « Traité Élémentaire de Radioélectricité » n'obtienne un vif succès.

F. B.

**L'antenne rayonnante.** P. Bardoux,  
1 Vol. 24 X 16 cm., 235 p., 44 fig.,  
Gauthier-Villars, 1938.

Le problème est traité en assimilant l'antenne à un tube conducteur vertical,

placed au-dessus d'un sol parfaitement conducteur.

Les équations de Maxwell sont résolues par des développements en série avec une précision supérieure aux approximations courantes.

On suppose d'abord constante la section de l'antenne, et on calcule successivement : les self, capacité, résistance réparties; leur valeur apparente au pied de l'antenne; la distribution du courant (quart d'onde, demi-onde, etc.).

On suppose ensuite la section du tube-antenne variable : antennes fuselées, ou en pyramide, ou avec capacité terminale, et on généralise les résultats précédents.

Enfin on examine le diagramme de rayonnement dans le plan vertical, ce qui permet de calculer le rendement et de classer les différents types en fonction du but poursuivi.

L'étude est complétée par un travail expérimental sur des modèles réduits, en ondes métriques.

Les valeurs numériques sont indiquées par un certain nombre de diagrammes (il est regrettable que les abscisses et ordonnées de ceux-ci ne soient pas clairement indiquées sur les figures elles-mêmes; il faut parfois reéchercher longuement leur sens dans le texte).

L'ensemble constitue une solide contribution théorique, qui sera certainement utile aux radiotechniciens.

P. D.