

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Contribution à l'étude des perturbations ionosphériques à début brusque, par J. MAIRE.

Contribution à l'étude des distorsions de la modulation dues aux circuits de transmission de la haute fréquence modulée, par P. VARALDI-BALAMAN.

Note sur les méthodes de correction de taches d'un iconoscope, par R. BARTHÉLÉMY.

Dans quelle mesure l'étude d'un haut-parleur en régime permanent permet-elle de prévoir son comportement en régime transitoire, par P. DAVID.

Société des Radioélectriciens.

Analyses.

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

Prix : 9 fr.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

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

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

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

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

2^o d'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité (art. 4 des Statuts).

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

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*.

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

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

4^o Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile.

5^o Abonnements circulaires à certaines revues.

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

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

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

2^o Membres titulaires, particuliers 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^o Membres à vie :

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

4^o Membres donateurs :

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

5^o Membres bienfaiteurs :

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

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES PERTURBATIONS IONOSPHERIQUES A DÉBUT BRUSQUE

par J. MAIRE

Ingénieur E. S. E., Chef du Centre de Réception
de la Compagnie Radio-France à Villecresnes.

SOMMAIRE

L'auteur, après avoir décrit brièvement les répercussions du phénomène sur les communications radio électriques, rappelle les conditions dans lesquelles il a été découvert, puis il recherche sa périodicité. Certains résultats semblent dès maintenant acquis ; d'autres demandent confirmation.

Une découverte importante, celle d'un rayonnement solaire accidentel d'un type très particulier et insoupçonné jusqu'alors, vient d'être réalisée grâce à l'initiative du Comité Français de Radiotélégraphie Scientifique (U. R. S. I.) et, en particulier, de son actif secrétaire M. R. Jouaust.

Ce rayonnement est décelé par les perturbations qu'il provoque dans la structure de l'ionosphère et qui se manifestent d'une façon très spéciale sur la propagation des ondes radioélectriques.

C'est la surveillance continue de l'ionosphère, exercée naturellement par les radiotélégraphistes qui exploitent les communications transcontinentales sur ondes courtes, qui a permis de reconnaître ce phénomène nouveau et de l'étudier.

Il se traduit, en effet, de la façon suivante :

Brusquement, c'est-à-dire souvent en l'espace de quelques secondes et sans aucun avertissement préalable, certaines communications réalisées sur ondes courtes (gamme de 14 à 50 mètres) se trouvent interrompues comme si une disjonction s'était produite sur les circuits d'alimentation des récepteurs. Le niveau du bruit d'espace généralement très supérieur au niveau du bruit interne du

récepteur, disparaît le plus souvent en même temps que le signal alors que, dans le cas des évanouissements habituels, le jeu du régulateur automatique de niveau dont est pourvu le récepteur tend au contraire à l'augmenter. Au bout d'un certain temps, de l'ordre d'un quart d'heure à une demi-heure par exemple, le signal réapparaît, d'abord très faible, puis reprend progressivement son niveau normal.

Historique. — Pour comprendre comment un tel phénomène a pu passer inaperçu jusqu'à ces dernières années, il faut se souvenir de toutes les causes qui viennent, au cours d'une exploitation commerciale des ondes courtes, modifier l'intensité d'un signal reçu à grande distance.

Ce signal se propage, en effet, par réflexions (ou réfractions) sur les diverses couches qui constituent l'ionosphère et toute modification de la hauteur et de la densité d'ionisation de ces couches peut avoir sa répercussion immédiate sur la qualité de réception du signal.

Rappelons seulement les apparitions ou disparitions rapides des signaux qui peuvent être observées lors des levers et des couchers du soleil.

Ce sont, en effet, les rayonnements solaires qui déterminent l'état de l'ionosphère et parmi ceux-ci, le rayonnement électromagnétique ultraviolet, émis d'une façon continue par le soleil est le facteur qui commande les variations périodiques des conditions de propagation d'un signal sur un parcours déterminé. (Variations diurnes, saisonnières et undécennales)¹.

A ces variations, viennent se superposer des perturbations accidentelles, troublant souvent les communications pendant plusieurs jours consécutifs et affectant plus profondément les trajets passant au voisinage des pôles magnétiques. Elles se produisent d'ailleurs en même temps que les orages magnétiques, les aurores boréales, et les variations brusques des courants telluriques.

On attribue ces perturbations à une émission solaire de corpuscules électrisés, se propageant à des vitesses très inférieures à celle de la lumière et ne venant se concentrer au voisinage des pôles magnétiques terrestres qu'après plusieurs heures et même plusieurs jours de voyage.

Les conditions de réception d'un signal sont donc essentiellement variables d'un instant à l'autre et leur désordre apparent a pu masquer longtemps le phénomène nouveau qui nous intéresse aujourd'hui. C'est seulement lorsque les radiotélégraphistes ont pu établir à l'aide de statistiques une certaine classification dans leurs multiples observations, qu'un évanouissement de forme nouvelle pour eux fut remarqué (sans doute pour la première fois), le 16 juillet, 1932 au Centre de Réception de la Compagnie Radio-France, à Villecresnes.

Ce phénomène s'étant renouvelé le 21 mars 1933, la Compagnie Radio-France désireuse d'approfondir cette question demandait à l'Observatoire de géophysique, alors installé au Val Joyeux et par l'intermédiaire de son Directeur, M. Maurain, communication des graphiques magnétiques de cette journée. Rien de net dans ces enregistrements ne semblait correspondre à l'évanouissement observé.

Un phénomène identique fut relevé deux fois encore au cours de l'année 1934 (16 avril et 11 mai). Puis, la Compagnie Radio-France signalait au Comité Français de Radiotélégraphie Scientifique l'évanouissement particulièrement profond observé à Villecresnes le 12 mai 1935. Le secrétaire de ce Comité, M. R. Jouaust prit, alors l'initiative d'une enquête mondiale qui ne devait pas tarder à porter ses fruits. Les observations se multiplieront en effet de tous côtés à partir de cette époque et l'on put en tirer de premières conclusions :

1. — L'heure du début du phénomène coïncidait à quelques minutes près pour tous les points d'observation ;

2. — Les trajets entièrement diurnes étaient toujours affectés, les trajets quasi diurnes l'étaient quelquefois, les trajets nocturnes ne l'étaient jamais.

3. — Toute la gamme des ondes courtes (de 10 à 100 mètres de longueur d'onde) était soumise à ces perturbations.

De plus, le 18 novembre 1936, au cours d'une réunion provoquée par M. R. Jouaust et tenue sous la présidence de M. Maurain pour l'étude de ce phénomène, un fait extrêmement curieux était mis en évidence :

M. Bureau, Sous-Directeur de l'Office National Météorologique.

procédant à l'enregistrement continu des décharges atmosphériques, avait relevé sur les graphiques relatifs à des ondes de l'ordre de 10.000 mètres, des anomalies. En effet, à certains moments, le niveau des perturbations atmosphériques s'accroissait brutalement pour revenir ensuite lentement à son niveau primitif. Or, en confrontant nos observations respectives, nous eûmes la surprise de voir que les heures coïncidaient très exactement.

Ainsi, à une disparition brutale des ondes courtes, correspondait, au contraire, un renforcement non moins brusque des ondes de l'ordre de 10.000 mètres².

D'autre part, MM. Jouaust, Bureau et Eble³, reprenant l'étude détaillée des graphiques des éléments magnétiques pour les journées perturbées, observaient le plus souvent à l'heure des évanouissements de petits crochets montrant que le phénomène avait eu sa répercussion sur le magnétisme terrestre.

Les astrophysiciens, de leur côté, ne restaient pas inactifs et arrivaient finalement à cette hypothèse que la cause de tous ces phénomènes devait être recherchée dans un rayonnement solaire émis lors des éruptions chromosphériques que l'on peut observer au spectrohélioscope dans la raie H_z et qui se manifestent généralement au voisinage des régions actives de la surface solaire.

Une remarque importante réside dans le fait que les éruptions, provoquant les effets décrits ci-dessus, peuvent se produire en un point quelconque de la surface du disque solaire et non pas seulement au méridien central.

Il faut noter d'autre part, que si tous les évanouissements semblent dus à des éruptions de ce type, par contre, la réciproque n'est pas vraie. Le nombre des éruptions signalées par les observatoires est, en effet, considérablement plus élevé que le nombre des évanouissements observés.

M. d'Azambuja⁴, astronome à l'observatoire de Meudon, a bien voulu nous signaler téléphoniquement, au cours des années 1936 et 1937, les éruptions chromosphériques les plus importantes à l'instant même où elles étaient observées et nous avons pu vérifier ainsi, le plus souvent, leur coïncidence avec les évanouissements des ondes courtes.

A l'étranger, les spécialistes se préoccupaient, de leur côté, de l'étude du phénomène et nous citerons, en particulier, les travaux

de M. Dellinger, en Amérique, de M. Newton⁵ en Angleterre et de M. Arakawa⁶ au Japon.

M. Dellinger⁷ a publié récemment un article donnant un résumé d'ensemble de l'état de la question à l'heure actuelle, article auquel le lecteur pourra utilement se reporter.

Périodicité du phénomène. — Les observations faites à Villecresnes, dans ces dernières années étant suffisamment nombreuses et suffisamment connues de nous pour que nous puissions leur affecter le même coefficient de certitude, nous n'avons tout d'abord tenu compte que de ces observations. Elles coïncident d'ailleurs, en général, avec celles qui sont faites d'autre part, soit par l'Administration française des P. T. T., soit en Amérique du Nord.

Le tableau établi pour les années 1935, 1936 et 1937 comporte une liste de 116 évanoissemens.

1. — La première observation que l'on peut faire sur ce tableau est que les évanoissemens se reproduisent souvent plusieurs fois dans la même journée et se groupent fréquemment sur *plusieurs journées consécutives*:

Cette observation est en accord avec les remarques de M. d'Azambuja⁸ qui note que les éruptions chromosphériques se produisent presque toujours dans les plages faculaires, pendant la croissance de ces plages, au moment où s'y forment les taches et que ces régions sont alors le siège de nombreuses éruptions pendant quelques jours,

2. — La deuxième observation est que la fréquence de ces évanoissemens semble suivre les variations du cycle undécennal de l'activité solaire comme le montre le tableau ci-dessous :

ANNÉES	N° caractérisant l'activité solaire (d'après Zurich)	N° des évanoissemens observés
1933	5,7	1
1934	8,7	2
1935	36,0	8
1936	79,7	46
1937	114,1	61

On peut admettre évidemment que, dans les premières années, un certain nombre de ces événouissances sont encore passés inaperçus et que le nombre réel des phénomènes a été plus grand qu'il n'est indiqué ci-dessus, mais la progression n'en reste pas moins réelle et cette périodicité, d'ailleurs fort naturelle, semble incontestable.

3. — On peut remarquer également qu'en totalisant mensuellement le nombre des observations, et en constituant des trimestres autour des solstices et des équinoxes, on obtient le tableau suivant :

Février	3	12
Mars	0	
Avril	9	
Mai	17	61
Juin	22	
Juillet	22	
Août	6	
Septembre	8	24
Octobre	10	
Novembre	8	
Décembre	8	19
Janvier	3	
Total		116

Sur 116 événouissances, 61, c'est-à-dire plus de la moitié, se trouvent groupés au voisinage de notre solstice d'été, un minimum semblant se manifester au contraire au voisinage de notre équinoxe de printemps, où leur nombre n'atteint que 10 % environ de la totalité.

La figure 1 montre la répartition mensuelle des phénomènes au cours des années 1935, 1936 et 1937.

Il est possible que pour les liaisons s'effectuant dans l'hémisphère austral, le maximum précédent se produise au contraire vers décembre. L'inclinaison des rayons solaires à ces différentes époques de l'année permet peut-être de fournir une explication de cette périodicité saisonnière si toutefois elle se confirme dans l'avenir.

4. — M. Dellinger a, le premier, signalé le retour du phénomène à des intervalles voisins de 54 ou mieux 55 jours. Il insiste d'ailleurs sur le fait qu'il serait prématuré de tenir cette périodicité pour certaine à l'heure actuelle.

Il remarque que cette période est exactement le double de la révolution synodique de l'astre solaire. Celle-ci est, en effet, de 27 jours et demi pour des latitudes héliographiques moyennes.

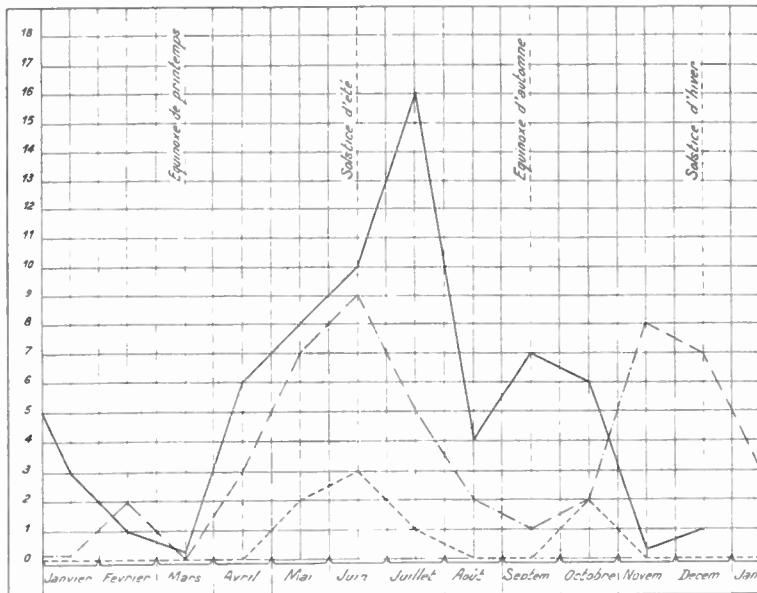


Fig. 1. — Évanouissements à début brusque.

Elle se rattache par suite, difficilement aux phénomènes solaires connus.

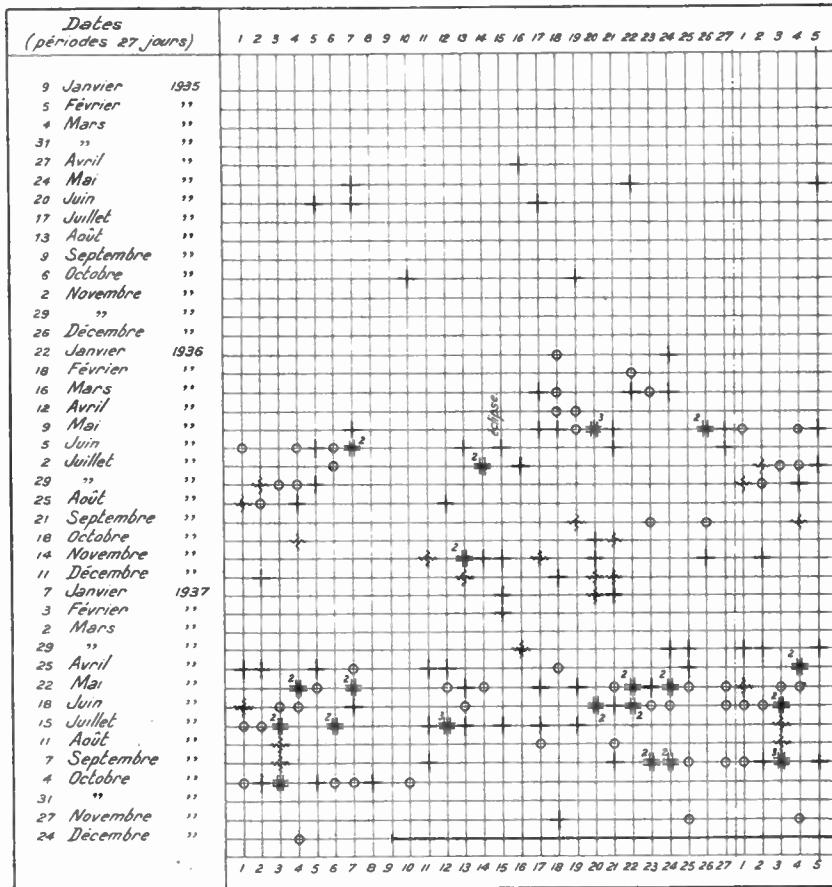
En ce qui concerne les perturbations magnétiques, la périodicité de 27 jours environ qui les relie avec le retour d'un groupe de taches actives au méridien central de l'astre après une rotation solaire n'est pas contestée.

Bien que les phénomènes soient ici différents, l'examen de nos documents nous a amené à penser que l'on pourrait avancer l'hypothèse suivante :

La périodicité réelle serait de 27 jours et demi, mais le phénomène, au contraire de celui qui produit les perturbations magnétiques, étant de durée très courte et n'intéressant que l'hémisphère

éclairé, pourrait par suite être masqué après certaines rotations.

Ainsi, une perturbation affectant une première fois les trajets atlantiques pourrait bien se reproduire après une rotation, mais affecter alors les trajets pacifiques ou asiatiques pour lesquels les



+ Evanouissements nets observés à Villecresnes

"morts nés"
Evanouissements signalés par le Japon et non observés à Villecresnes (Renseignements incomplets)

Fig. 2. — Évanouissements à début brusque (Périodes de 27 jours).

renseignements sont encore fort peu nombreux. Il passerait alors inaperçu en Europe et en Amérique à la fin de la première rotation, puis pourrait se manifester à nouveau après la deuxième rotation, c'est-à-dire avec une période de 54 ou 55 jours.

Pour vérifier cette hypothèse, il serait nécessaire de posséder

les renseignements intéressant tout le globe terrestre. Nous avons tenté de combler partiellement cette lacune en tenant compte des renseignements japonais, d'ailleurs très incomplets que nous possédions, chaque fois qu'il n'y avait pas coïncidence avec les observations européennes.

Les figures 2 et 3 ont été établies pour tenter de faire appa-

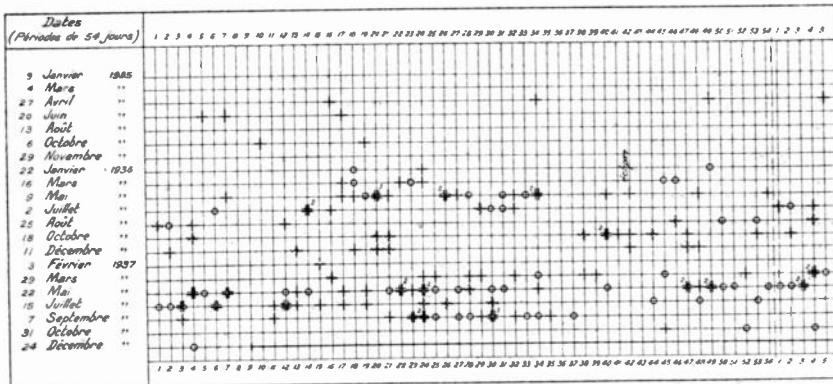


Fig. 3. — Évanouissements à début brusque (Périodes de 54 jours).

raître, l'une la périodicité à 27 jours, l'autre la périodicité à 54 jours.

Le résultat n'est pas suffisamment probant et il nous faut conclure avec M. Dellinger que la question n'est pas tranchée à l'heure actuelle.

Quoi qu'il en soit, la nature de ces perturbations présente un évident intérêt scientifique, en particulier en ce qui concerne les phénomènes géophysiques et spécialement l'étude du magnétisme terrestre.

L'histoire de sa découverte et la part active prise par le Comité Français de Radiotélégraphie Scientifique méritaient d'être soulignées.

J. MAIRE.

BIBLIOGRAPHIE

1. J. MAIRE. — *L'exploitation des communications radiotélégraphiques sur ondes courtes.* (Bulletin S. F. E. N° 79, juillet 1937).
2. R. BUREAU et J. MAIRE. — C. R. de l'Académie des Sciences, t. 203, n° 23, 7 décembre 1936, p. 1275-1278.
3. R. JOUAST, R. BUREAU et L. ERLE. — C. R. de l'Académie des Sciences, t. 203, n° 26, p. 1534, 28 décembre 1936.
4. L. D'AZAMBUJA. — C. R. de l'Académie des Sciences, t. 204, p. 1623, 31 mai 1937.
5. NEWTON. — *Nature.* Vol. 138, n° 3502, 12 décembre 1936, p. 1017.
6. D. ARAKAWA. — *a) Abnormal attenuation in short radio wave propagation.* Report of Radio Research in Japan. Vol. VI, n° 1, 1936. — *b) Second Report,* vol. VI, N° 3, 1936.
7. J. H. DELLINGER. — *Sudden disturbances of the ionosphere.* (Proceedings of the Institute of Radio Engineers. Vol. 25, n° 10, octobre 1937).

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES DISTORSIONS DE LA MODULATION DUES AUX CIRCUITS DE TRANSMISSION DE LA HAUTE FRÉQUENCE MODULÉE

par P. VARALDI-BALAMAN

Ingénieur E. S. E., Licencié ès Sciences.

SOMMAIRE

Après avoir rappelé les définitions de la distorsion linéaire et de la distorsion de phase, et montré comment de telles distorsions devaient du fait des propriétés des circuits oscillants, entacher l'émission de la HF modulée, l'auteur établit un ensemble de relations permettant de calculer rapidement ces distorsions dans le cas d'une chaîne quelconque d'étages d'amplification et d'émission.

Ces formules, en soulignant l'importance relative des divers facteurs, mettent en évidence certains procédés permettant de réduire ces distorsions.

La théorie est illustrée par une application à un cas industriel concret.

INTRODUCTION

Dans un précédent numéro de l'*Onde électrique* (avril 1937), M. G. Fayard avait publié avec la collaboration de l'auteur une étude sur les distorsions linéaires que subit la HF modulée sous le titre « propriétés particulières des circuits oscillants couplés par lignes longues ». Plusieurs montages usuels étaient envisagés et pour chacun d'eux étaient établies des formules permettant de calculer ces distorsions et mettant en évidence des procédés de correction.

Chaque cas particulier étant traité séparément la longueur et la complexité des calculs nous a paru devoir constituer un obstacle à la vulgarisation de la méthode indiquée. C'est pourquoi nous nous sommes proposé d'établir une *théorie générale conduisant à quelques relations simples*. Ces dernières permettront à l'ingénieur, pour chaque cas particulier rencontré dans la pratique, de se placer aussitôt dans les conditions de distorsions minima.

Dans la première partie de cette étude, nous montrerons de

quelle manière des distorsions linéaires et de phase entachant la modulation se trouvent introduites du fait des circuits de transmission de la HF modulée. Nous évaluerons l'importance de ces distorsions.

Dans la deuxième partie, nous établirons un ensemble de relations permettant de calculer rapidement ces distorsions pour tous les cas particuliers réalisables dans la pratique et nous montrerons comment elles peuvent être corrigées.

PREMIÈRE PARTIE

Distorsion linéaire et distorsion de phase : Considérons (fig. 1) un quadripôle¹ de transmission de la fréquence de modulation, de bornes d'entrée A₂, B₂, de bornes de sorties (côté utilisation de l'énergie) A₁, B₁, par exemple un transformateur ou un amplificateur basse fréquence.

Supposons que l'on applique entre A₂ et B₂ une tension B. F. dont l'amplitude sera maintenue constante indépendamment de la fréquence et du débit, et de la forme :

$$(1) \quad e_2 = E_2 \cos 2\pi\Delta f t.$$

Δf étant par exemple une fréquence acoustique comprise entre 0 et 10.000 p. p. s.

Cette notation nous est inspirée par le fait que, d'une façon générale, les fréquences de modulation sont petites devant les fréquences modulées; le lecteur verra qu'elle se trouve suffisamment justifiée.

À la sortie du quadripôle nous recueillerons une tension de la forme :

$$(2) \quad e_1 = E_1 \cos (2\pi\Delta f t + \varphi)$$

où E₁, et φ sont des fonctions de Δf :

$$E_1 (\Delta f) \text{ et } \varphi (\Delta f).$$

La distorsion linéaire exprimée en % affectant une fréquence Δf_2

1. Nous prenons le mot quadripôle dans son sens le plus général : un organe de liaison comportant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie.

par rapport à une fréquence Δf_1 , prise comme niveau de référence est par définition exprimée en décibels par le nombre

$$20 \log \frac{E_1(\Delta f_2)}{E_1(\Delta f_1)}.$$

La distorsion de phase affectant Δf_2 par rapport à Δf_1 est par définition :

$$\varphi(\Delta f_2) - \varphi(\Delta f_1).$$

1^e Cas de la haute fréquence modulée : Supposons maintenant qu'à l'entrée d'un quadripôle de transmission de la HF, par exemple,

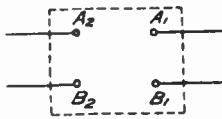


Fig. 1.

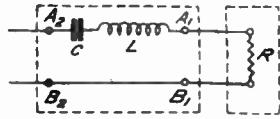


Fig. 2.

un amplificateur HF, un feeder d'attaque d'aérien, etc... nous appliquons une tension HF modulée de la forme :

$$(3) \quad e_2 = E_2 \sin \omega_0 t (1 + k \cos \Delta \omega t)$$

avec

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

(f_0 fréquence de l'onde porteuse)

$$\Delta \omega = 2\pi \Delta f$$

(Δf fréquence de la modulation, faible devant f_0)

k taux de modulation, que nous supposerons constant.

La détection linéaire d'une telle tension nous donnera une expression de la forme :

$$a_2 = A_2 \cos \Delta \omega t$$

avec A_2 constant quand $\Delta \omega$ varie (par hypothèse).

Supposons qu'à la sortie du quadripôle nous recueillons une tension de la forme

$$(5) \quad e_1 = E_1 \sin \omega_0 t [1 + y \cdot k \cdot \cos (\Delta \omega t + \varphi)]$$

dans laquelle y et φ sont fonction de $\Delta \omega$.

**

La détection linéaire d'une telle tension nous donnera une expression de la forme :

$$(6) \quad a_t = y A_t \cos (\Delta\omega t + \varphi).$$

On voit immédiatement que $20 \log y$ et φ sont la distorsion linéaire et la distorsion de phase définies au paragraphe précédent dont se trouve affectée la modulation, du fait du passage de la HF modulée à travers le quadripôle.

Le niveau de référence est ici la fréquence ω_0 .

D'autre part, l'expression (3) peut se mettre sous la forme :

$$(7) \quad e_2 = E_2 \sin \omega_0 t + \frac{kE_2}{2} \sin (\omega_0 - \Delta\omega) t + \frac{kE_2}{2} \sin (\omega_0 + \Delta\omega) t.$$

Supposons que, par suite de la sélectivité des circuits accordés sur la fréquence f_0 , les deux bandes latérales soient affaiblies dans le rapport y par rapport à la porteuse,

et que chaque bande latérale soit affectée d'un déphasage qui sera par exemple $+\varphi$ pour la bande latérale haute, $-\varphi$ pour la bande latérale basse.

On recueille à la sortie du quadripôle une tension de la forme :

$$(8) \quad e_t = E_t \sin \omega_0 t + y \frac{kE_t}{2} \sin [(\omega_0 - \Delta\omega) t - \varphi] \\ + y \frac{kE_t}{2} \sin [(\omega_0 + \Delta\omega) t + \varphi].$$

Cette expression peut se mettre sous la forme :

$$e_t = E_t \sin \omega_0 t [1 + y \frac{k}{2} \cos (\Delta\omega t + \varphi)]$$

qui donne après détection l'expression 6.

Par suite *le calcul des distorsions linéaires affectant la modulation du fait du passage de la haute fréquence modulée à travers le quadripôle se ramène au calcul de la courbe de sélectivité.*

Et le calcul des distorsions de phase se ramène au calcul des déphasages introduits du fait des circuit HF entre l'une et l'autre des bandes latérales et la porteuse.

3^e Distorsions dans le cas d'un circuit résonant série. Pour fixer les idées considérons le cas le plus simple, où le quadripôle est constitué par une self et un condensateur en série, et où il débite sur une résistance de charge R (fig. 2).

Supposons que L et C soient liés par la relation :

$$L \cdot C \omega^2 = 1$$

autrement dit que le circuit oscillant soit accordé sur la fréquence :

$$\omega_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

Pour la fréquence ω_0' le quadripôle présente entre A₂ et B₂ une impédance d'entrée R.

Pour toute autre fréquence ω' , correspondant à une pulsation ω il présente une impédance :

$$(9) \quad Z = R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

Donnons à ω un accroissement $\Delta\omega$ à partir de ω_0 , Z subit un accroissement ΔZ à partir de R et la valeur de Z s'obtient aisément en appliquant la formule de Taylor.

En posant $\frac{L\omega_0}{R} = S$ on trouve, tous calculs faits :

$$(10) \quad \frac{Z}{R} = 1 + 2jS \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \right]$$

Si $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ est suffisamment petit cette relation équivaut (en remplaçant $\Delta\omega$ par $d\omega$ pour exprimer cette hypothèse) à :

$$(11) \quad \frac{Z}{R} = 1 + 2jS \frac{d\omega}{\omega_0}$$

Si donc on maintient aux bornes de A₂B₂ une tension V constante et si on fait varier sa fréquence d'une faible valeur df à partir de f_0 on voit que le rapport des modules du courant I, correspondant à la fréquence f , et I₀ correspondant à la fréquence f_0 a pour valeur :

$$(12) \quad y = \frac{1}{\sqrt{1 + LS^2 \left(\frac{df}{f_0} \right)^2}}$$

relation qui nous permet de calculer point par point la courbe de sélectivité du C. O.

D'autre part, le courant I a par rapport au courant I_0 pris pour origine un argument φ tel que :

$$(13) \quad \tan \varphi = -2S \frac{df}{f_0}$$

Et, en vertu du paragraphe précédent, y sera la distorsion linéaire et φ la distorsion de phase subies par la modulation pour une fréquence de modulation égale à df .

Reste à voir quel est, dans la pratique, le degré d'approximation obtenu en passant de l'équation 10 à l'équation 11.

Prenons par exemple le cas de la télévision; modulation de 2500 kc/s sur porteuse de 7 m.

Dans ces conditions $\frac{df}{f_0} = 6\%$.

Et en négligeant le terme :

$$\frac{1}{2} \frac{\frac{\Delta \omega}{\omega_0}}{1 + \frac{\Delta \omega}{\omega_0}}$$

nous avons commis sur S une erreur relative :

$$(14) \quad \frac{dS}{S} = \frac{1}{2} \frac{\frac{df}{f_0}}{1 + \frac{df}{f_0}} \text{ inférieure à } 3\%.$$

On trouve aisément que l'erreur commise sur y a pour expression :

$$(15) \quad \frac{dy}{y} = \frac{4S^2 \left(\frac{df}{f_0} \right)^2}{1 + 4S^2 \left(\frac{df}{f_0} \right)^2} \cdot \frac{dS}{S}$$

pour $S = 10$ et $\frac{df}{f_0} = 6\%$ l'erreur commise sur y est inférieure à

2 % ; quant à l'erreur commise sur le déphasage elle est inférieure à 3 %.

On remarquera d'ailleurs que, quel que soit S , $\frac{dy}{y}$ est inférieure à 3 % pour la largeur de bande considérée.

On peut donc dire que tous les résultats établis dans ce paragraphe sont exacts à 3 % près, et que, par suite, l'approximation faite en considérant $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ comme un infiniment petit est parfaitement valable. Des résultats analogues seraient obtenus dans le cas de la radio-diffusion onde longue. Pour tous les autres cas : radio-diffusion, ondes moyennes, télévision sur porteuses inférieures à 7 m. le rapport $\frac{df}{f_0}$ est encore plus petit et par suite le degré d'approximation des formules est encore plus élevé.

Nous ne reviendrons donc pas sur ce point et, dans tout le reste de notre étude, nous limiterons nos développements en série aux infiniment petits du premier ordre.

Les résultats obtenus seront applicables à tous les cas pratiques actuels de la radio-diffusion et de la télévision avec un degré d'approximation au moins égal à celui qui vient d'être indiqué.

1^e Cas d'un étage amplificateur de la HF modulée. — Dans la pratique un émetteur est constitué par une chaîne d'étages amplificateurs qui, sous une forme schématique, comportent chacun

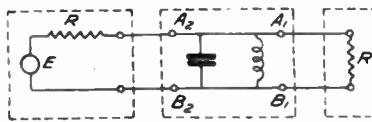


Fig. 3.

un quadripôle $A_1B_1A_2B_2$ constitué par un C. O. parallèle chargé sur une résistance R et attaqué en A_2B_2 par un dipôle générateur de force électromotrice E et de résistance R_0 (fig. 3).

Nous nous proposons de déterminer les distorsions de la HF modulée dues à un tel ensemble.

Soit V la tension aux bornes de R , I le courant débité par la fréquence :

$$f = f_0 + df$$

Nous avons :

$$(16) \quad V = E - R_0$$

mais :

$$(17) \quad V = IZ$$

Z étant l'impédance équivalente au circuit oscillant chargé.

Donc :

$$(18) \quad V = \frac{EZ}{R_0 + Z}.$$

Soit V_0 la valeur de V pour $f = f_0$, fréquence pour laquelle le circuit oscillant est accordé; alors $I = I_0$.

Donnons à f un accroissement df à partir de f_0 , V subit un accroissement dV à partir de V_0 .

On trouve que :

$$(19) \quad \frac{dV}{V_0} = - 2is \frac{df}{f_0}$$

en posant :

$$(20) \quad \frac{1}{s} = L_{\omega_0} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} \right).$$

Par suite le rapport des modules des courants I et I_0 dans la résistance de charge a pour valeur :

$$(21) \quad y = \frac{1}{\sqrt{1 + 4s^2 \left(\frac{df}{f_0} \right)^2}}$$

et d'autre part :

$$(22) \quad \tan \varphi = - 2s \frac{df}{f_0}$$

y et φ sont la distorsion linéaire et la distorsion de phase dues à l'étage d'amplification.

5° Cas d'une chaîne d'amplification HF.

Supposons que la charge du C. O. attaqué par lampe soit constituée d'une part par les pertes, d'autre part par la dépense d'énergie nécessaire à l'excitation de la grille de la lampe de l'étage suivant; et ainsi de suite pour n C. O. attaqués par lampes.

Nous admettrons que chacun de ces étages, soigneusement neutrodyné, ne réagit pas sur l'étage précédent.

Tout se passe comme si l'on se trouvait en couplage lâche et la

courbe de sélectivité de l'ensemble s'obtient en multipliant les ordonnées des courbes de sélectivité des divers étages.

Il en sera de même pour la courbe de réponse de la modulation.

Dans le cas où les distorsions de chaque étage sont exprimées en décibels, les multiplications seront remplacées par des additions, les distorsions de l'ensemble seront donc égales à la somme des distorsions de chaque étage.

Les distorsions de phase exprimées en degré s'additionnent également.

Considérons par exemple un étage ayant pour s la valeur 10 qui est faible, et correspond à un C. O. très chargé attaqué par une source d'impédance interne faible, comme c'est le cas pour les étages terminaux d'émission à grande puissance.

Supposons, par exemple, que la bande de modulation s'étende de 0 à 2500 kc/s sur porteuse de 7 m. (cas de la télévision).

Dans ces conditions, la formule (21) donne les résultats du tableau I :

df en KC/s.	25	75	250	750	2500
Distorsion en %.	99,99	99,92	99,2	92	62
Distorsion en db.	- 0,0007	- 0,007	- 0,07	- 0,7	- 4

mis en évidence par la courbe a de la figure 4.

Pour deux étages successifs tels que le précédent, la distorsion linéaire à l'extrémité de la bande de modulation sera de - 8 db. pour 3 de - 16 db.

Et il est à noter que la valeur de 10 adoptée pour s est très faible, surtout pour les étages intermédiaires travaillant en amplificateurs de tension. Aussi, est-ce à des distorsions beaucoup plus importantes que les techniciens auront affaire dans la pratique.

Même conclusion relative à la distorsion de phase, pour $s = 10$ les valeurs de φ calculées au moyen de la formule sont données pour un étage d'amplification HF à résonance par le tableau II.

df en KC/s.	25	75	250	750	2500
φ en de° d'angle.	2°	7°	20°	60°

dont les valeurs sont portées sur la courbe b de la figure 4. Pour

deux étages successifs ces distorsions sont doublées; pour trois étages elles sont triplées.

On voit donc que, dès que l'on veut amplifier en télévision la HF modulée, on introduit des distorsions inacceptables, même lorsque les circuits sont très amortis.

Il semblerait donc à priori que l'amplification de la HF modulée

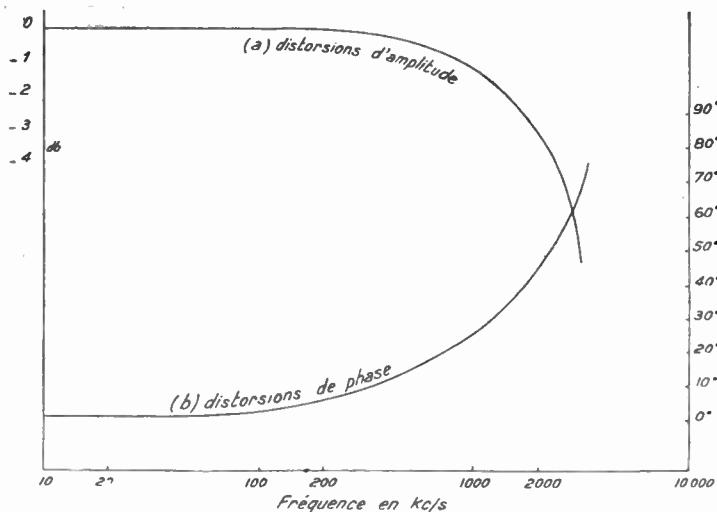


Fig. 4.

soit à éviter autant que possible et que, dans le cas où on ne peut l'éviter, comme par exemple dans celui d'un étage final d'émission, elle nécessite des dispositifs compensateurs de distorsions disposés sur la chaîne de modulation.

Nous nous proposons de montrer qu'il n'en est rien, et que, par des dispositifs très simples consistant en des arrangements de circuits et de lignes, ces distorsions peuvent être réduites à des proportions parfaitement tolérables.

C'est cette démonstration qui sera l'objet de notre seconde partie.

SECONDE PARTIE

1^o Principe de la méthode : Au paragraphe (3) de la première partie nous avons montré que lorsqu'une impédance de charge Z , soumise à une tension indépendante de la fréquence, a une expression de la forme :

$$Z = Z_0 \left(1 + 2js \frac{df}{f_0} \right)$$

les distorsions d'amplitude et de phase pour les fréquences df sont données par les équations 14 et 15 que nous rappelons ci-dessous

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + 4s_2 \left(\frac{df}{f_0} \right)^2}} \quad \operatorname{tg} \varphi = 2s \frac{df}{f_0}$$

Si s est nul, c'est-à-dire si le coefficient du terme du premier ordre dans le développement en série de Z en fonction de $\frac{df}{f_0}$ est nul, on voit avec les approximations établies au paragraphe (3) de la première partie que ces distorsions sont nulles.

Ce résultat s'obtiendra aisément au moyen d'arrangements de circuits.

Nous allons donc établir les développements en série limités au premier ordre en fonction de $\frac{df}{f_0}$ des impédances des circuits simples que l'on rencontre couramment dans la pratique.

Et nous montrerons comment en les combinant on peut annuler le coefficient du terme du premier ordre et par suite les distorsions.

2^o Cas de la résonance série : Soit un quadripôle A_1, B_1, A_2, B_2 constitué comme le montre la figure 5 par une self L_2 et une capacité C_2 .

== 294 == ÉTUDE DES DISTORSIONS DE LA MODULATION ==

Il est chargé sur un dipôle récepteur Z_1 tel que pour $f = f_0$ fréquence d'accord du circuit résonant $C_2 L_2$ l'on ait :

$$(Z_1)_0 = r_1 \text{ impédance purement ohmique.}$$

Si Z_2 est l'impédance d'entrée du quadripôle, et si celui-ci n'a pas de pertes, il vient

$$(Z_2)_0 = r_1.$$

L'expression générale de Z_2 est

$$(1) \quad Z_2 = Z_1 + jL\omega - \frac{j}{C\omega}$$

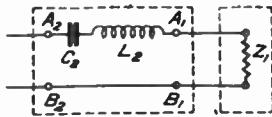


Fig. 5.

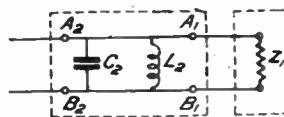


Fig. 6.

Donnons à f un accroissement df à partir de f_0 .

ω prend un accroissement $d\omega$ à partir de ω_0

Z_1 prend un accroissement $(dZ_1)_0$ et Z_2 un accroissement $(dZ_2)_0$ à partir de r_1

l'on trouve :

$$(2) \quad \frac{(dZ_2)_0}{r_1} = \frac{(dZ_1)_0}{r_1} + 2jS_2 \frac{df}{f_0}$$

en posant

$$(3) \quad S_2 = \frac{L_2 \omega_0}{r_1}$$

Si l'on écrit

$$r_2 = r_1$$

on trouve la formule :

$$(4) \quad \frac{(dZ_2)_0}{r_2} = \frac{(dZ_1)_0}{r_1} + 2jS_2 \frac{df}{f_0}$$

3° Cas de la résonance parallèle : Soit un quadripôle $A_1 B_1 A_2 B_2$ constitué comme le montre la figure 6 et chargé sur le même dipôle récepteur que dans le paragraphe précédent.

On a encore pour $f = f_0$ fréquence d'accord du C. O.

$$(Z_1)_0 = R_1$$

et par suite, si le quadripôle n'a pas de pertes :

$$(Z_2)_0 = R_1.$$

Donnons à f un accroissement df à partir de f_0
 ω prend un accroissement $d\omega$ à partir de ω_0
on trouvera, en posant :

$$(5) \quad S_2 = \frac{R_2}{L_2 \omega_0} R_2 + R_1$$

la relation

$$(6) \quad \frac{(dZ_2)_0}{R_2} = \frac{(dZ_1)_0}{R_1} - 2jS_2 \frac{df}{f_0}.$$

Remarque :

On voit tout de suite qu'en utilisant l'un à la suite de l'autre,

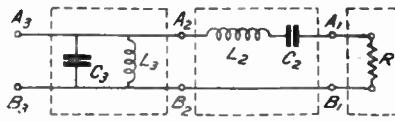


Fig. 7.

comme le montre la figure 7, un circuit résonant série et un circuit résonant parallèle de même surtension on dispose d'un système de liaison sans distorsions.

4^e Cas du transformateur de couplage à self primaire et secondaire accordées série :

Soient deux circuits couplés par induction conformément au schéma de la figure 8.

C_1 et L_1 sont la self et le condensateur d'un circuit accordé sur la fréquence $f_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$

de même C_2 et L_2 .

M est le coefficient d'induction mutuelle entre les deux circuits.

Z_1 est par hypothèse une impédance qui se trouve accordée sur la fréquence f_0

de telle sorte que :

$$(Z_1)_0 = r_1.$$

On démontre aisément que :

$$(7) \quad Z_2 - j(L_2\omega) - \frac{1}{C_2\omega} = \frac{M^2\omega^2}{Z_1 + j(L_1\omega) - \frac{1}{C_1\omega}}$$

à l'accord il vient :

$$(8) \quad (Z_2)_o = \frac{M^2\omega_o^2}{r_1}$$

On voit que $(Z_2)_o$ est équivalent à une résistance pure que nous appellerons r_2 .

Le système étant ainsi réglé, donnons à f un accroissement df à partir de f_o , ω prend un accroissement $d\omega$ à partir de ω_o , Z_1 un ac-

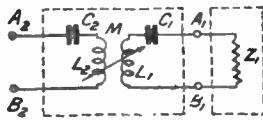


Fig. 8.

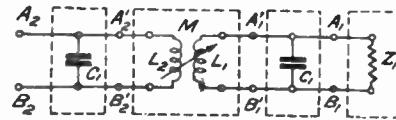


Fig. 9.

croissement $(dZ_1)_o$ à partir de $(Z_1)_o = r_1$, Z_2 un accroissement $(dZ_2)_o$ à partir de $(Z_2)_o = r_2$.

On trouve tous calculs faits :

$$(9) \quad \frac{(dZ_2)_o}{r_2} = - \frac{(dZ_1)_o}{r_1} + \left[1 + j(S_2 - S_1) \right] \frac{2df}{f_o}$$

en posant :

$$S_1 = \frac{L_1\omega_o}{r_1} \quad S_2 = \frac{L_2\omega_o}{r_2}$$

5° Cas du transformateur de couplage à self primaire et secondaire accordées parallèle : Le schéma est celui de la figure 9.

Les impédances des circuits sont vues de gauche à droite; si Z_1 est l'impédance entre A_1 et B_1 et Z_2 l'impédance entre A_2 et B_2 .

L'équation fondamentale du transformateur $A_1 B_1 A_2 B_2$ est ici :

$$(10) \quad Z_2 - jL_2\omega = \frac{M^2\omega^2}{Z_1 + jL_1\omega}$$

Si, pour la fréquence f_o , Z_1 équivaut à une résistance pure R_1 et si les divers circuits sont accordés, on pourra démontrer aisément que à la seule condition que S_1 et S_2 soient grands (Z_2)_o est équivalent à une résistance pure.

Si maintenant nous donnons à f un accroissement df à partir de f_o , nous trouverons tous calculs faits que Z_2 subit un accroissement (dZ_2)_o à partir de (Z_2)_o de la forme :

$$(11) \quad \frac{(dZ_2)_o}{R_2} = -\frac{(dZ_1)_o}{R_1} + \left[1 - j(S_2 - S_1) \right] \frac{2df}{f_o}.$$

6^e Cas du dispositif de couplage à self primaire accordée série et à self secondaire accordée parallèle (dit couplage à accord série parallèle). Cas du dispositif de couplage à accord parallèle série. — Le schéma du dispositif de couplage série parallèle est donné par la figure 10.

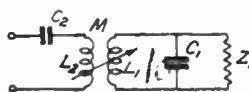


Fig. 10.

On trouvera, avec les notations précédentes, que

$$(12) \quad (Z_2)_o = \frac{M^2 \omega_o^2}{R_1} S_1^2$$

et que, pour un accroissement df de f à partir de f_o , Z_2 subit un accroissement (dZ_2)_o à partir de (Z_2)_o donné par la relation :

$$(13) \quad \frac{(dZ_2)_o}{R_2} = -\frac{(dZ_1)_o}{R_1} + \left[1 + j(S_2 + S_1) \right] \frac{2df}{f_o}.$$

Quant au dispositif de couplage parallèle série il conduit avec les mêmes notations aux résultats suivants :

$$(14) \quad (Z_2)_o = \frac{M^2 \omega_o^2}{R_1} S_1^2$$

et

$$(15) \quad \frac{(dZ_2)_o}{R_2} = -\frac{(dZ_1)_o}{R_1} + \left[1 - j(S_2 + S_1) \right] \frac{2df}{f_o}.$$

7° Cas d'une ligne de longueur finie / chargée sur son impédance caractéristique. — L'expression générale de l'impédance imaginaire d'entrée d'une ligne de longueur l chargée sur une impédance Z_1 est :

$$(16) \quad Z_2 = R \frac{Z_1 + jR \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda}}{R + jZ_1 \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda}}$$

R est dite impédance caractéristique du feeder, on voit que si :

$$Z_1 = R$$

il vient :

$$Z_2 = R$$

et le feeder se comporte alors comme une résistance pure ; il est dit accordé en ondes progressives.

Quand l'impédance de charge est constituée par une impédance purement ohmique R indépendante de la fréquence le feeder reste réglé en progressives quand f varie, il n'en est plus de même lorsque la résistance de charge, égale à R pour $f = f_0$ est elle-même fonction de la fréquence.

Supposons que pour un accroissement df de f à partir de f_0 Z_1 subisse un accroissement $(dZ_1)_o$, Z_2 subira un accroissement $(dZ_2)_o$.

En différentiant la relation 31 par rapport à f et en remplaçant f par f_0 on trouve :

$$(17) \quad (dZ_2)_o = (dZ_1)_o e^{-i\pi j \frac{l}{\lambda}}$$

Cette relation exprime simplement que, lorsque par suite d'un accroissement df de f_0 à partir de f_0 le vecteur Z_1 subit un accroissement $(dZ_1)_o$ à partir de $(Z_1)_o$, le vecteur Z_2 subit un accroissement à partir de $(Z_2)_o$ de même module mais d'un argument proportionnel à la longueur de la ligne.

Ce résultat est très remarquable, il suggère immédiatement un procédé de réduction des distorsions linéaires et des distorsions de phase par ajustement de la longueur des lignes de couplage entre étages ou du feeder conduisant au dipôle rayonnant.

8° **Tableau général des formules.** — Tous les résultats développés du paragraphe 2 au paragraphe 7 de la seconde partie peuvent être groupés sous forme d'un *formulaire simple*. Une remarque préliminaire nous permettra de simplifier cette tâche.

L'examen des formules 4, 6, 9, 11, 13, 15, fait ressortir que, dans le cas d'un dispositif de couplage à primaire et secondaire accordés, tout se passe, du point de vue des équations différentielles comme si ces dispositifs étaient constitués de circuits résonnats série ou parallèle, séparés par un quadripôle dont l'effet serait simplement d'introduire la transformation

$$(18) \quad \frac{(dZ_2)_o}{(Z_2)_o} = - \frac{(dZ_1)_o}{(Z_1)_o} + 2 \frac{df}{f_o}$$

et dont l'effet, du point de vue des réglages, serait simplement de transformer une impédance $(Z_1)_o$ en une impédance $(Z_2)_o$ telle que :

$$(19) \quad (Z_2)_o = \frac{M^2 \omega_{o*}}{(Z_1)_o}$$



Fig. 11.

un tel quadripôle ne nous semble pas avoir de réalité physique mais son introduction permet d'établir le tableau suivant :

a) *Circuit oscillant accordé série :*

$$\text{I} \quad \frac{(dZ_2)_o}{(Z_2)_o} = \frac{(dZ_1)_o}{(Z_2)_o} + 2jS_2 \frac{df}{f_o}$$

b) *Circuit oscillant accordé parallèle :*

$$\text{II} \quad \frac{(dZ_2)_o}{(Z_2)_o} = - \frac{(dZ_1)_o}{(Z_2)_o} - 2jS_2 \frac{df}{f_o}$$

c) *Quadripôle de couplage :*

$$\text{III} \quad \frac{(dZ_1)_o}{(Z_1)_o} = - \frac{(dZ_2)_o}{(Z_1)_o} + 2 \frac{df}{f_o}$$

d) *Ligne travaillant en ondes progressives :*

$$\text{IV} \quad (dZ_2)_o = (dZ_1)_o e^{-j\frac{\pi}{\lambda}}$$

avec

$$\varepsilon = 4 \pi \frac{l}{\lambda}$$

l : longueur de la ligne.

On verra immédiatement que, du point de vue différentiel, un dispositif de couplage série parallèle par exemple, équivaut à un C. O. parallèle attaqué par un quadripôle de couplage défini par l'équation III dont le primaire est lui-même précédé d'un C.O. série.

Il en est de même pour les trois autres cas.

9° Calcul et correction des distorsions produites par une chaîne d'organes de transmission; cas pratique. — Nous envisagerons à titre d'exemple le dispositif de liaison entre deux étages de puissance d'un émetteur de télévision (le cas de la liaison par feeder entre l'étage final et le doublet rayonnant se traiterait d'ailleurs de la même manière). Le C. O. de plaque de l'avant-dernier étage est couplé au C. O. de grille de l'étage d'émission par induction et ligne longue.

La charge est constituée par la dépense d'énergie nécessaire à l'excitation des grilles de l'étage d'émission.

Les divers éléments ont été réglés ainsi qu'il a été indiqué ci-dessus de façon à ramener sur la lampe de l'avant-dernier étage une impédance de charge purement ohmique.

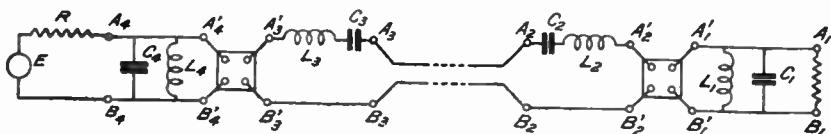


Fig. 1.

Dans ces conditions le schéma de la figure 11 équivaut au schéma ci-contre (fig. 12).

Les notations sont portées sur la figure.

En appliquant les relations fondamentales I, II, III, IV à cette chaîne de circuits en commençant par la droite, de façon à déterminer la réaction de l'impédance de charge entre A_i et B_i quand f

s'écarte d'une valeur df de la fréquence d'accord f_0 , nous obtiendrons un ensemble de relations entre les réactions successives

$$\frac{dZ_1}{Z_1} - \frac{dZ_2}{Z_2} - \dots \text{ etc.}$$

En éliminant ces termes jusqu'à $\frac{dZ_i}{Z_i}$ inclus on trouve tous calculs faits l'expression :

$$(20) \quad \frac{dZ_i}{Z_i} = \left\{ 1 - j(S_3 + S_i) + e^{-\frac{i\pi j}{k_o}} \left[1 + j(S_2 + S_2) \right] \right\} 2 \frac{df}{f_0}.$$

Cette formule permet de calculer aisément les distorsions de l'ensemble étudié, en tenant compte par ailleurs de l'impédance de la lampe.

Mais elle met surtout en évidence une méthode permettant d'annuler ces distorsions.

Il suffit que

$$1 - j(S_3 + S_i) + e^{-\frac{i\pi j}{k_o}} \left[1 + j(S_2 + S_2) \right] = 0.$$

Il suffira que l'on ait séparément :

$$(21) \quad \sqrt{1 + (S_3 + S_i)^2} = \sqrt{1 + (S_2 + S_2)^2}$$

et

$$(22) \quad \pi - 4 \pi \frac{l}{k_o} = \pi \text{ à } 2k\pi \text{ près.}$$

$$l = 0 \quad l = \frac{k_o}{2} \quad l = k_o$$

etc..., sont donc les valeurs optimales.

La relation 21 exprime une condition à laquelle doivent satisfaire les coefficients de surtension des circuits; 22 une condition de longueur du feeder.

10° Degré d'approximation et distorsion résiduelle: Si ces conditions sont respectées, et dans le cas des ordres de grandeur indiquée dans la première partie de cet exposé, à savoir bande passante de 2500 Kc/s sur porteuse de 7 m, coefficient de surtension de tous les éléments supérieurs à 10, les distorsions linéaires et les dis-

torsions de phase seront nulles à 3 % près pour chaque organe de liaison, ainsi qu'il a été montré au paragraphe 3 de la première partie.

Elles seront donc inférieures à 3 %.

Soit une distorsion de — 0,26th pour l'extrémité de la bande passante.

Dans le cas de n organes de liaison accordés, par exemple, la distorsion à l'extrémité de la bande passante sera de

$$n > 0,26.$$

Pour 4 par exemple elle n'excédera pas 1 db.

Quant aux distorsions de phase elles passeront de la valeur de 60° aux extrémités de bande figurant au tableau II de la première partie à la valeur zéro à 3 % près (erreur portant sur la tangente).

Elles seront donc comme ordre de grandeur inférieures à 2° par organe de liaison accordé. Dans le cas de n organes consécutifs ces distorsions n'excéderont pas $2n$ degrés, soit 8° pour 4 organes consécutifs.

Nous n'espérons pas que ces quelques notes permettront de résoudre d'une façon complète le délicat problème des distorsions dues aux lignes et aux circuits de transmission¹; nous serons heureux toutefois si les praticiens de la télévision, à qui l'on demande de transmettre correctement des bandes passantes de plus en plus larges et à qui il ne sera désormais plus permis de négliger certains facteurs, y trouvent quelques idées capables de les guider dans le choix de leurs circuits d'accord et dans l'établissement de leurs lignes.

P. VARALDI-BALAMAN.

1. Il y aurait encore beaucoup à faire, et en particulier nous avons systématiquement négligé les pertes, en supposant que le rendement de tous les organes de transmission était égal à 1, ce qui est loin d'être vrai dans le cas des longs feeders de télévision.

NOTE SUR LES MÉTHODES DE CORRECTION DE TACHES D'UN ICONOSCOPE

par R. BARTHÉLEMY,

Ingénieur E. S. E.

Lorsqu'on balaie la surface mosaïque avec un faisceau cathodique, on reçoit, même en l'absence de projection lumineuse, sur le circuit d'utilisation, des signaux périodiques qui se traduisent sur l'écran récepteur par des ombres plus ou moins épaisses, en général continues, et qui affectent l'un des coins de l'analyse (fig. 1).

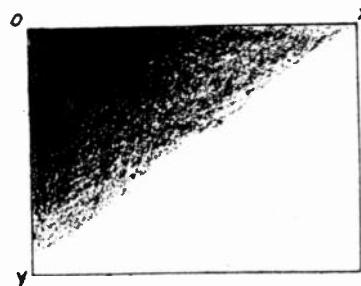


Fig. 1.

Cette modulation parasite, dont l'explication précise n'a pas été donnée, peut atteindre le niveau des signaux d'image; elle est donc fort gênante. Elle se présente, dans le diagramme sous la forme d'une courbe d'assez basse fréquence qui s'additionne aux signaux normaux sans les modifier.

L'amplitude et la forme de cette ombre dépendent principalement de l'intensité du faisceau cathodique projeté sur la mosaïque.

Elle varie aussi, mais relativement moins, avec la lumière. Si l'on a attribué souvent une action prépondérante à ce dernier facteur, c'est que, pour régler le niveau de la modulation en fonction d'éclairements variables, on agit sur l'intensité du fais-

ceau analyseur. Ainsi, pour une scène fortement éclairée, on diminue le potentiel de l'électrode de commande de l'iconoscope; alors, les dimensions et la profondeur de la tache diminuent. Par contre, lorsque la lumière est faible, on augmente l'intensité du faisceau électronique, pour accroître la sensibilité du système photo-électrique, mais, en même temps, les ombres parasites noircissent et s'élargissent.

Puisque, jusqu'à présent, on n'a pu agir sur l'origine inconnue, ou discutée, de ces taches, on a cherché à les *compenser* électri-

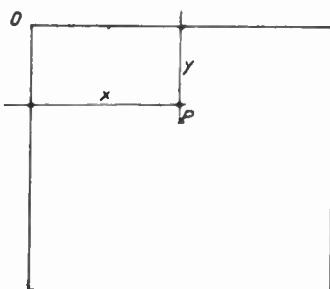


Fig. 2.

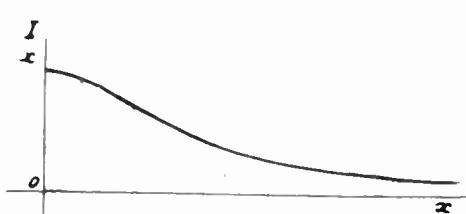


Fig. 3.

quement par des signaux additifs, introduits dans les amplificateurs. Il existe, pour atteindre ce but, deux méthodes, l'une approximative, généralement employée, l'autre exacte, que nous avons étudiée dans les laboratoires de Télévision de la Compagnie des Compteurs.

Considérons sur l'écran récepteur, soumis à la modulation d'un iconoscope visant une scène uniformément éclairée, un point P.

Compte tenu des taches, cet élément présentera une certaine intensité lumineuse I qui pourra approximativement être mise sous la forme d'une somme de fonctions des deux coordonnées x et y de ce point.

$$I = f(x) + \varphi(y).$$

Dans ce cas particulier des taches, les variations le long de ox ou de oy sont relativement lentes. En effet, ces ombres sont à contours flous et il n'y a pas de contrastes lumineux brusques. Les courbes :

et

$$I_x = f(x) + \varphi(y_i) \quad (y_i \text{ constant})$$

$$I_y = f(x_i) + \varphi(y) \quad (x_i \text{ constant})$$

ont une allure, en général, voisine de celles représentées figures 3 et 4.

Cela signifie que leurs dérivées d'ordre n (n' étant assez élevé) ne peuvent atteindre de grandes valeurs.

Développons, d'après la formule de Maclaurin, les deux fonctions I et ξ .

On a :

$$I = I(0) + \frac{x}{1} I'(0) + \frac{x^2}{1 \cdot 2} I''(0) + \dots$$

$$+ \xi(0) + \frac{\xi}{1} \xi'(0) + \frac{\xi^2}{1 \cdot 2} \xi''(0) + \dots$$

Si, d'après la remarque précédente sur l'allure des courbes, on

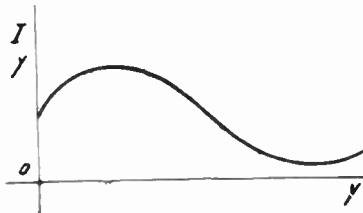


Fig. 4.

admet de négliger les termes supérieurs, on peut se limiter aux trois premiers, et écrire :

$$I = A + Bx + Cx^2 + Dx + Ey + Fy^2.$$

On exprime ainsi sous une forme mathématique l'hypothèse des techniciens qui d'abord aux États-Unis, ont réalisé une correction approximative des taches et dont la méthode a été suivie à peu près universellement.

Jusqu'ici, nous n'avons pas introduit la notion d'analyse en fonction du temps, mais elle ne change en rien la forme de l'expression, car si la valeur I n'existe périodiquement que pendant un temps très court, notre œil, grâce à la persistance rétinienne, voit le point P comme s'il était constamment éclairé.

Il faut, toutefois, faire intervenir le temps t pour créer les termes électriques égaux et des signes contraires à ceux donnés par les taches, et aux moments convenables.

Les coordonnées x et y du spot mobile sont, avec la télévision actuelle, des fonctions linéaires du temps,

$$x = vt,$$

$$y = ut.$$

La valeur des composantes de l'intensité devient donc :

$$I_x = A + B v t + C v^2 t^2$$

$$I_y = D + E u t + F u^2 t^2.$$

Ces expressions ne sont, bien entendu, valables que sur l'étendue balayée à vitesse constante.

On admet que, pendant la discontinuité créée par le retour du spot à chaque fin de ligne, et à chaque fin d'image, on revient aux conditions initiales.

Les fonctions I_x et I_y sont donc des fonctions de la variable t , avec discontinuités périodiques, et elles repartent de l'origine, $t = 0$, après chaque interruption.

Cela peut s'exprimer ainsi :

La fonction correctrice est formée, à chaque instant, de la somme de dents de scie rectiligne et parabolique répétées à la fréquence de ligne, et de dents de scie rectiligne et parabolique répétées à la fréquence d'image.

Il faut prévoir, naturellement, un ajustage de coefficients A, B, C, D, E, F., et on aboutit à la réalisation communément employée, qui nécessite, pour son maniement, le doigté d'un bon opérateur.

La partie linéaire est approximativement obtenue par la charge, par une source fixe, d'un condensateur, à travers une résistance élevée, et un système d'inversion potentiométrique permet de donner aux coefficients B et E une infinité de valeurs comprises entre deux limites positives et négatives. De nombreux schémas sont possibles, nous ne nous y attarderons pas.

La fonction parabolique est réalisée en appliquant une tension en dents de scie u , au système capacité-résistance R. C. (fig. 5), des amplificateurs successifs sont prévus pour les réglages d'amplitude et de signes des coefficients C et F.

Quant au terme continu, il est intégré dans la transmission de l'intensité moyenne, si elle existe; sinon on règle manuellement la lumière moyenne au récepteur.

Bien que ce système donne des résultats suffisants et que, dans les dernières formules d'iconoscopes, à image électronique intermédiaire, l'influence des charges parasites de la mosaïque soit très diminuée, nous avons pensé qu'il serait intéressant pour l'exploitation, de disposer d'un correcteur de taches d'un maniement quasi instantané et compensant exactement la modulation parasite, sans être limité aux termes du second degré.

Le principe en est fort simple¹.

On photographie sur verre ou sur film, l'écran d'un récepteur qui reçoit la modulation d'un iconoscope visant un plan uniformément éclairé.

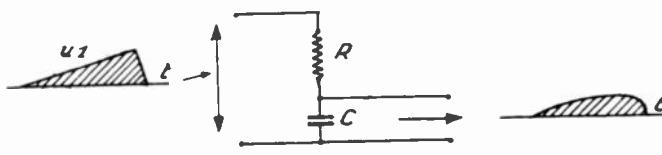


Fig. 5.

ment éclairé. On a ainsi l'image précise de la tache. A l'aide de cette image et d'un analyseur auxiliaire, on crée une modulation qu'on introduit alors dans les amplificateurs d'émission et qui s'oppose à celle donnée par la tache parasite dans ces mêmes amplificateurs.

Pour un iconoscope donné, la forme de la tache est stable et on peut aisément disposer de quelques clichés caractéristiques pour différentes valeurs d'éclairement moyen et de faisceau cathodique. On substitue une plaque à l'autre, devant l'analyseur, en un temps très court, et il n'y a à régler que l'amplitude de la modulation de correction, sa forme étant déterminée.

L'analyseur est rudimentaire et cela suffit pour la précision de cette correction.

Le schéma figure 6 en montre le principe.

On utilise une exploration par point lumineux mobile issu d'un petit tube cathodique T soumis aux deux balayages ordinaires de ligne et d'image. Le cliché P est placé contre le tube et on recueille sur une large cellule C le flux lumineux modulé. Un amplificateur réglable A donne le niveau et le sens convenable de la modulation.

Il est possible de prévoir une variation automatique de ce niveau

¹ (Brevet français n° 819141 et addition).

dans un cas particulièrement difficile, celui du télécinéma, en réglant le pouvoir amplificateur par la tension provenant de la lumière moyenne.

La variation des taches produite par de grandes différences de transparence entre des images successives de films correspond, en effet, à peu près, à une variation d'amplitude du signal parasite.

Il est difficile d'effectuer assez vite ces réglages à la main, et

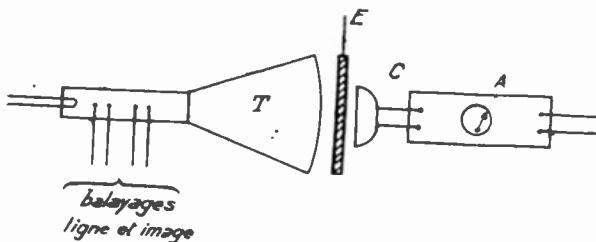


Fig. 6.

une solution satisfaisante est obtenue par l'action de la « composante continue » sur une lampe à pente variable de l'amplificateur A.

Un autre progrès important dans la mise en œuvre de cette méthode est le suivant :

Au lieu d'employer des clichés sur verre, on prend sur un film une succession de vues de la tache, en fonction des divers potentiels de commande de l'iconoscope. On place ce film sur un système à deux rouleaux commandé par une manivelle et on amène l'image convenable entre le tube T et la cellule. En pratique, il suffit de tourner une manette jusqu'à ce que la compensation observée sur un tube témoin soit totale. Le nombre de photographies différentes qu'on peut ainsi essayer en peu de temps est très grand et il s'en trouve toujours quelques-unes qui, avec l'aide du contrôle d'amplitude, donnent la solution exacte.

R. BARTHÉLÉMY.

SUR QUELQUES POINTS DISCUȚES DE LA TECHNIQUE RADIO ÉLECTRIQUE

DANS QUELLE MESURE L'ÉTUDE D'UN HAUT-PARLEUR
EN RÉGIME PERMANENT, PERMET-ELLE DE PRÉVOIR
SON COMPORTEMENT EN RÉGIME TRANSITOIRE?...

par P. DAVID
Docteur ès Sciences

Introduction.

Cette question, qui paraîtra peut-être naïve à certains lecteurs, est cependant loin d'être parfaitement résolue.

On la pose et on la repose périodiquement, et pour y répondre dans des sens contraires.

Tout récemment encore, un article de M. Voigt a soulevé dans la revue britannique « *Wireless World* » d'assez longues discussions¹. M. Voigt a soutenu que la méthode habituelle d'essai des haut-parleurs, c'est-à-dire le relevé de leur courbe de fréquence en régime permanent, ne signifiait rien; les arguments de ses contradicteurs ont été très variés, mais nous avons été surpris d'y trouver de graves lacunes; à tel point que M. Voigt est finalement demeuré presque intégralement sur ses positions; il continue à prétendre que la « courbe de réponse amplitude/fréquence » ne suffit pas, et doit être complétée par autre chose, qui peut être appelé la « réponse en régime transitoire ».

1. Le premier article est paru dans *Wireless World*, 30 juillet 1937, p. 99-92, le dernier dans le n° du 15 octobre 1937, p. 390-392; la discussion dans plusieurs numéros intermédiaires, notamment 13 août et 3 septembre.

Nous voudrions donc résumer ici l'argumentation de M. Voigt, la discussion britannique, et y ajouter quelques commentaires personnels qui nous paraissent de nature à éclairer la question.

Le point de vue de M. Voigt.

M. Voigt s'en prend aux mathématiciens et prétend que la relation, par eux trouvée, entre « régime permanent » et « régime transitoire peut être mise en défaut ».

En particulier :

1^o on peut trouver des régimes transitoires dépourvus de tout « spectre de fréquences »;

2^o on peut imaginer un système ayant une courbe de réponse idéale en régime permanent, et cependant lamentable en régime transitoire.

Première affirmation : régime transitoire sans spectre.

Ce qui donne lieu à un « spectre de fréquences » large, dit M. Voigt, c'est la variation discontinue, ou du moins l'accélération

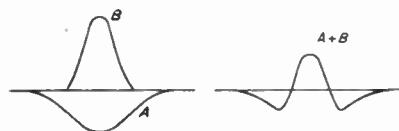


Fig. 1. — Régime transitoire
“à deux fréquences”.

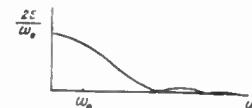


Fig. 2. — Spectre
d'une alternance isolée.

très rapide, du mouvement. Plus un régime transitoire a des contours arrondis, voisins de la sinusoïde, plus son spectre est réduit. À la limite, prenons un régime transitoire composé simplement d'une demi-alternance de fréquence F : son spectre ne contient que la fréquence F. — Ou bien, prenons une ondulation telle que celle de la figure 1, composée de l'addition de deux alternances A et B, de fréquences F et F' : leur spectre peut être analysé en série de Fourier : « je serais bien surpris que l'on y trouve autre chose que les fréquences F, F' ».

Seconde affirmation : un haut-parleur paradoxal.

Le second argument est plus ingénieux. Imaginons (dit toujours M. Voigt) un système électro-acoustique, une sorte de haut-parleur — évidemment sans intérêt pratique, mais « réalisable en théorie », constitué comme suit :

- a) une chambre idéale, parfaitement réverbérante, et de forme si irrégulière que nulle résonance ne peut s'y produire ;
- b) dans cette chambre, un haut-parleur idéal, parfaitement fidèle en fonction de la fréquence ;
- c) dans la paroi de cette chambre, perçons un trou ; nous introduisons ainsi une certaine perte d'énergie, donc un amortissement dans la chambre ; celle-ci n'est donc plus parfaitement réverbérante ; elle a un « temps de réverbération » T fini, que l'on peut supposer indépendant de la fréquence.

Cet ensemble peut être regardé comme formant un « haut-parleur » pour un opérateur placé en face du trou.

Il est clair que la réponse de l'ensemble, en fonction de la fréquence, et en régime permanent, sera parfaite, puisque nous avons supposé que la fréquence n'intervenait nulle part dans a, b et c.

Par contre, en régime transitoire, la durée de réverbération T intervient pour allonger les phénomènes ; si elle est choisie grande, tous les sons « traîneront », la parole et la musique pourront être entièrement déformées.

Il est donc possible de concevoir un système excellent pour les méthodes d'essai en laboratoire, et exécrable dans la pratique. Ce qu'il fallait démontrer.

Comment discuter ces affirmations ?

Avant de discuter, en détail, ces affirmations, nous voudrions faire observer que le problème est beaucoup plus général que l'énoncé de M. Voigt. Il ne s'agit pas seulement du haut-parleur et de l'acoustique ; il s'agit de tous les systèmes mécaniques, électriques, etc. La question des relations entre « régime permanent » et « régime transitoire » s'est posée déjà sous mille formes variées, et ces difficultés ne sont pas nouvelles.

En particulier, le radio-technicien pense immédiatement à un problème analogue, lequel a fait couler beaucoup d'encre de 1920 à 1930 : celui des « parasites ». Les « parasites atmosphériques » sont des « régimes transitoires brusques » ; ils agissent sur des circuits dont nous relevons la sélectivité « en régime permanent » : comment passer de l'un à l'autre ? Est-il possible d'éliminer, c'est-à-dire de déformer — les premiers tout en conservant les seconds ?

Nous pensons que les études faites à cette époque ont tranché définitivement la question, et qu'il suffit de les transposer dans le cas actuel.

Toutefois, comme dans certains problèmes de « mouvement perpétuel », il ne suffit pas de faire des objections de principe, il faut encore découvrir, dans le système proposé, le vice caché du raisonnement.

Nous allons donc essayer successivement ces deux modes de réfutation.

Réponse à la première difficulté.

A la première observation de M. Voigt, la réponse est facile. Plusieurs de ses correspondants ont fait remarquer — et M. Voigt lui-même l'a finalement reconnu — que l'onde entretenue $A \sin \omega t$ représente une suite *indéfinie* d'alternances périodiques, depuis $t = -\infty$ jusqu'à $t = +\infty$. Isoler l'une de ces alternances, cela revient à établir, puis à couper, l'oscillation ; si cette coupure est faite aux instants où la fonction est nulle, il n'en résulte pas de discontinuité pour elle ; mais il en résulte *pour ses dérivées*. Il y a donc, sans contestation possible, apparition d'un « spectre de fréquences » infini.

L'un des contradicteurs a même calculé ce spectre — ou plus exactement recalculé. Car Moulin, en 1924 (*Journal of Inst. El. Eng.*, avril 1924, vol. 62, p. 356), en étudiant l'effet des parasites sur les récepteurs, avait déjà cherché des formes à spectre de fréquence réduit, et signalé notamment le « parasite sans action » :

$$E = E_0 (\sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3\omega t)$$

dont 3 dérivées sont nulles aux instants $\omega t = 0$ ou π .

De même, Bursch et Bloemsma, dans un article de l'*Onde Électrique* en 1925 (p. 273) avaient traité très complètement les « spectres de fréquence » ou « périodogrammes » ; donné celui d'une alternance de pulsation ω_0 (Voir fig. 2)

$$G_m = \frac{2\omega_0 \cos \frac{\pi}{2} \times \frac{\omega}{\omega_0}}{(\omega^2 - \omega_0^2)}$$

et montré l'effet d'« adoucissement » de la fonction en annulant ses dérivées au début et à la fin de l'intervalle considéré.

Il est donc évident que le raisonnement de M. Voigt est incorrect. Une alternance isolée présente un spectre infini : elle ne pourra être reproduite sans distorsion, que par un système très fidèle.

Réponse à la seconde difficulté. — Rôle de la phase.

Le curieux « haut-parleur » est sans doute plus délicat à discuter.

On a dit, par exemple :

Il est exact que le relevé de la « courbe amplitude » ne suffit pas. Que l'amplitude soit fidèlement reproduite, cela ne prouve rien quant à la *phase* ; or, il est clair que la phase du système Voigt « ne ressemble à rien au monde ». Donc, dans l'intégrale de Fourier, c'est-à-dire dans le spectre, il manque un élément essentiel.

Un système peut donc être parfait, en régime permanent (phase négligée) et déplorable en régime transitoire.

Ceci contient une part de vérité : en effet, si l'on change, si peu que ce soit, la phase dans l'intégrale de Fourier, on modifie dans une proportion inconnue, peut-être considérable, le résultat. La vérification est facile à faire dans deux cas simples :

a) soit une onde entretenue modulée sinusoïdalement :

$$A \sin \Omega t (1 + \sin \omega t)$$

décomposons-la en son spectre :

$$A \sin \Omega t = \frac{A}{2} \cos (\Omega + \omega)t + \frac{A}{2} \cos (\Omega - \omega)t.$$

Imaginons que l'on change de π la phase de l'une des bandes latérales, sans changer l'autre : par exemple changeons le signe du second terme. Une transformation simple ramène la forme :

$$A \times \sqrt{1 + \cos^2 \omega t} \times \sin(\Omega t + \zeta)$$

dont l'enveloppe est représentée figure 3, courbe pointillée.

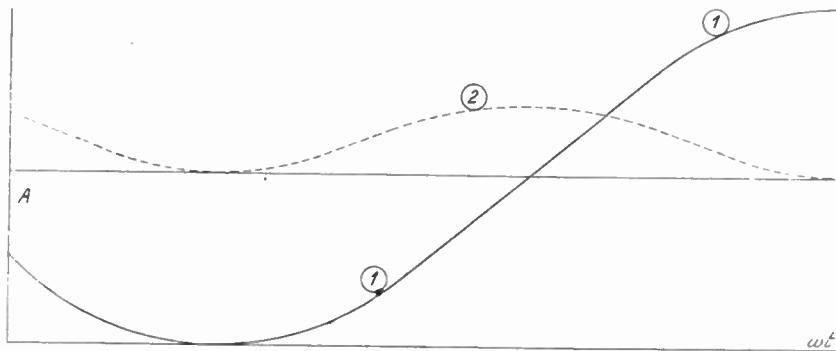


Fig. 3. — Déformation d'une modulation sinusoïdale (courbe (1)) par un déphasage d'une bande latérale ; on obtient la courbe (2).

On voit que la fréquence de modulation est doublée, le taux très diminué : la perturbation est énorme.

b) de même, considérons une perturbation brusque, le « saut de tension » :

$$\begin{aligned} F &= -1 & \text{de } t = -\infty \text{ à } t = 0 \\ F &= +1 & \text{à } t = 0 \text{ à } t = +\infty. \end{aligned}$$

On sait que son expression équivalente est

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega.$$

Introduisons dans le spectre, un changement de phase : par exemple de $\pi/2$ à partir de la pulsation ω_0 .

L'expression devient :

$$\int_0^{\omega_0} \frac{\sin \omega t}{\omega t} d(\omega t) + \int_{\omega_0}^{\infty} \frac{\cos \omega t}{\omega t} d(\omega t)$$

c'est-à-dire une différence des fonctions : sinus intégral et cosinus

integral, facile à calculer et représentée en pointillé figure 4¹.

On voit que la perturbation entièrement déformée, a perdu sa discontinuité, et revêtu une certaine inertie et une pseudo-périodicité.

Ainsi, un système reproduisant parfaitement les amplitudes, mais

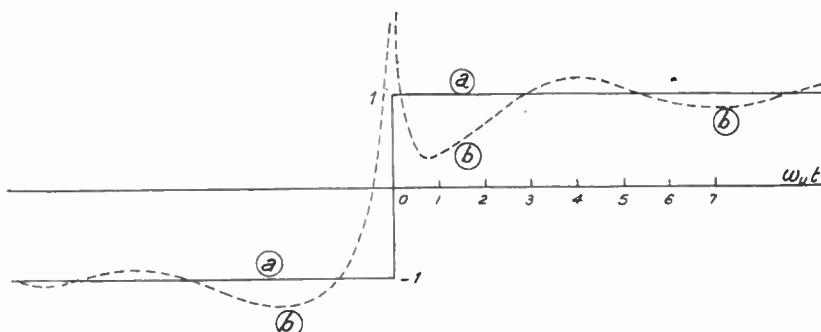


Fig. 4. — Déformation de la « perturbation unité » (a) par un déphasage discontinu dans le spectre : on obtient la courbe (b).

non les phases peut déformer les régimes transitoires. M. Voigt a raison ?

La phase influe-t-elle sur l'oreille ?

Mais à ceci, d'autres objectent :

L'expérience montre que, dans les transmissions acoustiques, l'oreille est absolument insensible à la phase des composantes.

Si donc un haut-parleur décale les composantes du spectre, cela n'a aucune importance ; la déformation qui en résulte sur les régimes transitoires sera inappréhensible physiologiquement. Donc le relevé des amplitudes est suffisant, à lui seul, pour les besoins de la pratique.

Il y a sans doute du vrai dans ceci, en ce sens que la déformation physique de la courbe d'un son complexe, passe, en effet, fréquemment inaperçue, par suite de la tolérance de l'oreille : et c'est bien heureux, car sans cela, le téléphone n'existerait pas.

1. Le fait que la perturbation déformée commence maintenant avant l'instant $t = 0$ résulte, comme dans tous les calculs analogues, de l'arbitraire avec lequel j'ai choisi le déphasage, et signifie qu'une telle variation de phase n'est pas physiquement réalisable. Nous allons revenir sur ce point.

Mais ceci est une observation pratique, approchée, moyenne.

On ne doit pas en déduire qu'une déformation résultant uniquement d'un déphasage dans le spectre, est *toujours* négligeable, quelle que soit son importance. On sait en effet que sur les câbles téléphoniques de grande longueur, ladite déformation devient prohibitive et exige des corrections.

Il s'agit dans ce cas, évidemment, de déphasages énormes ; mais dans le cas du haut-parleur Voigt, peut-être aussi. Cet argument n'est donc pas entièrement démonstratif.

La phase peut-elle changer si l'amplitude reste constante ?

La véritable réponse semble d'un autre ordre : il est curieux qu'elle n'ait pas été donnée par les auteurs britanniques¹. C'est la suivante :

Dans un système linéaire, il existe des relations obligatoires entre l'amplitude et la phase, de telle sorte que si l'on se donne entièrement l'une *dans tout l'intervalle des fréquences*, l'autre est parfaitement déterminée, à une constante près.

Ce « théorème », dont l'importance n'a pas été soulignée, et qui semble même avoir passé inaperçu de beaucoup, a été démontré par Bayard récemment (R.G.E., 25 mai 1935, p. 659-664)².

Il tend à montrer que, *dans la mesure où un haut-parleur est un système linéaire*, la courbe des amplitudes, *tracée suffisamment loin*, suffit à le définir entièrement.

Il ne fait d'ailleurs que préciser l'observation intuitive que les variations d'amplitude, et celles de phase, en fonction de la fréquence, sont deux effets d'une même cause : existence d'inertie et d'élasticité (électriques ou mécaniques), et résonance entre elles. Les deux effets sont inséparables et si l'un a disparu, l'autre ne peut subsister.

Si donc le haut-parleur est un *système linéaire*, et si sa courbe de réponse en amplitude, est connue dans tout l'intervalle des fréquences, le théorème montre qu'il n'y a pas à chercher davantage :

1. Lewis (3 sept., p. 250-251) y fait cependant une timide allusion.

2. Si l'on donne le module d'une impédance, on définit totalement son argument. Si on donne la réactance, on peut en déduire la résistance, à une constante près; si on donne la résistance, on en déduit la réactance, à une réactance arbitraire près.

la courbe du déphasage, et par suite la réponse en régime transitoire, se déduisent de la première avec une parfaite rigueur, et l'argumentation de M. Voigt est certainement inexacte.

Or, l'hypothèse que le haut-parleur est linéaire, tout le monde la fait, dès que l'on parle de spectre de fréquences et d'intégrale de Fourier. Cela semble d'ailleurs parfaitement légitime avec les haut-parleurs électrodynamiques modernes, dans toute la gamme de leur fonctionnement normal : les observations de nombreux auteurs sont unanimes sur ce point.

Par ailleurs, il est bien certain que la courbe de réponse en amplitude n'est pas relevée depuis la fréquence zéro jusqu'à la fréquence infinie. Mais on va généralement assez loin pour atteindre la zone de fréquences où l'amplitude est tombée à une valeur tout à fait négligeable. Il est absolument invraisemblable, pour des raisons physiques évidentes, que le haut-parleur ait, au delà de ces zones, de brusques remontées irrégulières susceptibles d'influer sur l'oreille. Donc on peut poser qu'en dehors de l'intervalle exploré, la réponse en amplitude est nulle. Tout se passe donc comme si l'on connaissait la courbe depuis $f = 0$ jusqu'à $f = \infty$.

Bref, le relevé de la courbe amplitude/fréquence, sans donner peut-être, une certitude mathématique sur la reproduction des régimes transitoires, semble pouvoir la garantir pratiquement avec une probabilité largement suffisante.

Les hypothèses que nous avons faites au paragraphe « rôle de la phase » sont donc de simples curiosités, des fantaisies pures ; il est impossible d'avoir un saut brusque de phase, sans une irrégularité de l'amplitude.

Il nous reste maintenant à reprendre en détail le haut-parleur paradoxal de M. Voigt et à chercher en quel point du raisonnement, se produit la contradiction avec ces considérations générales.

Le haut-parleur « paradoxal » de M. Voigt est-il réalisable, même théoriquement ?

Examinons ses trois éléments :

Est-il absurde, en théorie, d'imaginer une chambre parfaitement réverbérante ?

Assurément non; on peut même, en pratique, s'approcher beaucoup de ce cas limite.

Est-il absurde qu'un trou, percé dans la paroi, amène une perte d'énergie indépendante de la fréquence?

Ceci est déjà discutable; en effet, puisqu'il s'agit de l'intervalle des fréquences de zéro à l'infini, donc des longueurs d'onde de l'infini à zéro, le trou — quelle que soit sa dimension — sera toujours grand pour certaines longueurs d'ondes, et petit par rapport à d'autres; suivant le cas, la diffraction jouera différemment, et l'énergie transmise variera.

On pourrait cependant tourner cette difficulté en supposant que l'on dispose sur une paroi de la chambre, une combinaison de matériaux absorbants qui rendent la durée de réverbération finie et constante pour toutes les fréquences. Nous n'avons pas sous la main cette combinaison de matériaux, mais elle n'est pas inconcevable.

L'écoute se ferait alors, non par un trou, mais par une très petite sonde ou un microphone dans la chambre; peu importe le rendement, au point où nous en sommes.

Alors? Où donc est, dans cet ensemble d'hypothèses, le point faible?

Nous pensons qu'il est dans cette restriction d'apparence anodine, que « la chambre réverbérante est d'une forme si irrégulière, que nulle résonance ne s'y produit ».

Si, en effet, la chose était faisable, l'intégrale de Fourier montrerait aussitôt que le spectre du son ne subissant aucune modification, ce son ne pourrait être déformé, aucune constante de temps ne pourrait s'introduire. Si aucune composante du son n'est modifiée, ni en amplitude, ni en phase, le son restera identique à lui-même.

Il suffit d'ailleurs de réfléchir à ce qui se passe dans la chambre pour voir qu'en un point donné quelconque, la réponse ne peut pas être indépendante de la fréquence: la propriété essentielle de la chambre est en effet que ses parois réfléchissent les sons, créant ainsi à l'intérieur des systèmes d'ondes stationnaires qui se déplacent avec la longueur d'onde. La répartition de l'énergie sonore dans le volume ne peut pas être homogène.

Si la chambre était de forme régulière, par exemple un tube, la répartition des nœuds et des ventres serait évidente, M. Voigt lui-même en convient. Mais le fait de compliquer la forme, complique le

phénomène sans le faire disparaître. Ajouter des cavités, changer la forme des parois, etc... c'est coupler avec le premier système simple, d'autres systèmes à constantes différentes; c'est donc ajouter des résonances et non pas en enlever.

C'est un peu comme si l'on espérait rendre régulière l'impédance d'un quadripôle en lui ajoutant au hasard, dans tous les sens, des self-inductions et des capacités: on ne fera que multiplier le nombre des pôles et des zéros.

On sait, d'ailleurs, que dans les salles sonores, ayant une durée de réverbération appréciable — comme celle envisagée ici — la présence des ondes stationnaires est confirmée par l'expérience, à tel point qu'on est obligé d'effectuer les mesures avec des sons à fréquence variable (« hululés »).

Donc, on n'a pas le droit de supposer que la chambre réverbérante aura une réponse parfaitement régulière en amplitude; par suite aussi, la phase variera (elle sera, comme l'a dit un contradicteur, « comme rien au monde »), donc la réponse en régime permanent sera aussi défectueuse que celle en régime transitoire.

Conclusion.

En résumé :

Un phénomène transitoire, même une simple alternance sinusoïdale, a toujours un spectre étalé.

Un système linéaire ne peut avoir une réponse irrégulière en amplitudes, et régulière en phase, ni l'inverse. Un haut-parleur est sensiblement linéaire, donc, si sa courbe de réponses en amplitudes est parfaite, il reproduira correctement les transitoires.

Dans le « haut-parleur paradoxal » proposé, il est impossible d'admettre une réponse parfaitement fidèle de la chambre réverbérante.

Bref, la méthode habituelle d'essai des haut-parleurs en régime permanent suffit pratiquement à les définir, même en régime transitoire, et nous pouvons continuer à l'utiliser sans remords.

P. D.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Assemblée générale annuelle.

1^e Assemblée générale annuelle aura lieu :

*Mercredi 22 juin 1938, à 20 h. 45, à la Sorbonne, Amphithéâtre de Physique.
Entrée : 1, rue Victor-Cousin, V^e.*

Ordre du jour :

1^e Rapport général, Rapport du Trésorier et des Commissaires aux Comptes.

2^e Election d'un président (pour l'exercice 1939-1940), d'un vice-président, de 9 membres du Conseil, d'un secrétaire, d'un trésorier, de trois commissaires aux Comptes.

3^e Communication de MM. LEHRMANZ, ingénieur en chef ; BARON, DUCHE, GAMET, ingénieurs de la Société S. A. D. I. R.

« Présentation de divers matériels de radiotéléphonie pour ondes métriques ; émetteur-récepteur d'avion; émetteur récepteur de poste mobile; émetteur fixe 200 watts-antenne. Récepteurs de trahies super-réaction et à super-hétérodynie. Dispositifs de liaison à un réseau téléphonique. Radiogoniomètre. Fréquencemètre étalon. Fréquencemètre d'exploitation ».

2^e SECTION

Compte rendu de la séance du 10 mars.

M. ZANETTI. — *Les couplages d'antenne.*

L'auteur commence l'étude des différents couplages d'antenne utilisés pour les récepteurs de radiodiffusion : capacité en tête, primaire désaccordé à fréquence propre supérieure à la plus haute fréquence de la gamme, primaire désaccordé à fréquence propre inférieure à la plus basse fréquence de la gamme, couplage Halzeltine.

Cette étude est faite à trois points de vue : 1^e Rapport entre le champ et la tension sur la grille de la première lampe.

2^e Désaccord apporté par les différentes antennes utilisées dans la pratique et dont la capacité varie entre 50 et 1.000 cms.

3^e Influence sur la présélection.

De l'étude très complète de la question, et des mesures faites au laboratoire au voltmètre à lampe, il ressort indiscutablement que les deux premières solutions sont à éliminer, les deux dernières étant à envisager, ayant chacune des qualités et des défauts qui ont fait l'objet d'une longue discussion en séance, à laquelle ont pris part principalement M.M. NISSEN, ANDRIEU et SHAFREEROV.

La discussion continuera à la prochaine séance.

M. MARC CHAUVIERRE — *La distorsion de détection.*

L'auteur rappelle et met en évidence la distorsion de détection qui résulte de la charge de la diode, plus grande en courant continu qu'en courant alternatif dans les montages classiques. Il insiste sur le fait que cette distorsion ne peut pas être corrigée et que son effet se fait d'autant plus sentir que tous les postes émetteurs modernes modulent à près de 100 % dans les pointes. Les différents remèdes possibles sont passés en revue ainsi que les inconvénients inévitables qui les accompagnent (amortissement du circuit, perte de sensibilité).

L'auteur fait une démonstration du phénomène à l'oscillographie cathodique où cette distorsion est très nettement mise en évidence. Enfin, il indique la détection dite sylvania ou encore à impédance infinie, en faisant observer que cette solution demande néanmoins certaines précautions.

Une statistique est faite parmi l'assistance pour savoir la proportion des constructeurs utilisant le potentiomètre dans la diode ou dans la grille. Cette statistique montre qu'un grand nombre de constructeurs met le potentiomètre dans la diode malgré les risques de crachement qui en résulte du fait que le potentiomètre est parcouru par la composante continue du courant détecté.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Séance du 18 Mai 1938.

La Société des Radioélectriciens a tenu sa séance mensuelle le mercredi 18 mai 1938 à la Sorbonne, sous la présidence de M. Bedeau, Président.

En ouvrant la séance, M. Bedeau et M. David, Secrétaire général, ont signalé qu'un membre de la Société se proposait d'organiser, vers le milieu du mois de juin, une ascension en ballon libre qui emporterait plusieurs émetteurs fonctionnant, simultanément et en permanence sur diverses longueurs d'onde comprises entre 4 et 8 mètres, en vue d'étudier la propagation de ces ondes. Le départ aurait lieu des environs immédiats de Paris et le ballon pourrait aller jusqu'à quelque 200 ou 300 km. de la capitale. Ils ont invité les techniciens et les amateurs qui disposent de récepteurs fonctionnant sur les ondes en question, à écouter les émissions en notant leur intensité, et, afin d'être renseignés sur le jour exact de l'ascension, à s'inscrire au Secrétariat de la Société.

L'ordre du jour de la séance comportait une communication de M. Barroux, ingénieur des P. T. T., sur les postes de radiodiffusion de Paris P. T. T. et de Paris-Mondial, communication qui servait de préambule à une visite de ces installations que devait effectuer, le 21 mai, la Société des Radioélectriciens.

I. Poste de Paris P. T. T. (Villebon).

Ce poste dont la mise en service remonte au 15 août 1935 a une puissance rayonnée de 120 kw sur une longueur d'onde de 431,7 m. Il a été construit par la Société Française Radioélectrique et utilise le procédé de modulation par déphasage.

Le conférencier a établi de la façon suivante le bilan énergétique du poste :

D'une part celui-ci reçoit une puissance de 360 kw, sous forme électrique, provenant du secteur et une puissance de quelques watts sous forme de musique.

D'autre part, il sort des appareils une puissance de 120 kw, sous forme d'ondes électro-magnétiques, une puissance de 120 kw, sous forme d'eau chaude et une puissance de 120 kw, sous forme d'air chaud.

Le poste comporte un maître oscillateur suivi de 2 étages séparateurs et de l'étage modulé. Après cet étage, sont disposés 4 étages d'amplification en 2 chaînes qui se terminent par les étages de puissance attaquant l'antenne.

La stabilité de la fréquence est excellente. Du 1^{er} juin 1936 au 1^{er} octobre 1937, la variation maximum mesurée par l'Union Internationale de Radiodiffusion à Bruxelles n'a jamais, pendant le service normal du poste, et en dehors naturellement des incidents d'exploitation, excédé ± 6 cycles s.

Pendant le mois d'avril 1938, la fréquence moyenne est restée à 1,4 e/s de la fréquence nominale, et l'écart maximum entre ces deux fréquences a été de 3 e/s.

Le procédé de modulation par déphasage a permis d'obtenir un rendement du dernier étage de 62% pour l'onde porteuse et de 52% en modulation de 80% de profondeur. Le bruit de fond est inférieur de 6 népers au son produit par une modulation à 80%.

Le poste effectue environ 500 heures d'émission par mois. Les « bons mois » sont caractérisés par une durée totale de pause de l'ordre de 20 minutes, et les « mauvais mois » de l'ordre de 1 à 2 heures.

L'alimentation est assurée par 3 lignes à 15 000 V de la Société Sud-Lumière. Les courants modulés sont amenés de Paris par un câble à 17 paires (5 paires de radiodiffusion ayant une fréquence de coupure de 17 000 e/s, 8 paires téléphoniques ayant une fréquence de coupure de 3 000 e/s, et 4 paires de télévision, construites en 1934 pour la télévision telle qu'on pouvait l'envisager à l'époque, et ayant une fréquence de coupure allant jusqu'à 300 000 e/s).

Un limiteur de modulation, constitué par des stabilovolts shuntant une résistance de l'amplificateur a été installé pour éviter des disjonctions de l'émetteur.

L'antenne est supportée par deux pylônes de 220 mètres de hauteur, et alimentée par feeder. Elle excède très légèrement la demi-onde ; le champ produit est très uniforme, et atteint une valeur de 1 millivolt par mètre à une distance de 250 km de Paris.

II. Poste Radio-Mondial :

Ce poste à ondes courtes a été construit très rapidement sur le terrain de l'ancien poste Radio-Paris aux Essarts-le-Roi par la C^e Thomson-Houston. Il peut émettre, avec une puissante antenne d'environ 25 kw sur une onde quelconque de chacune des cinq gammes d'ondes courtes effectuées à la radiodiffusion. Il comporte, à cet effet, un pilote par gamme d'ondes, constitué par un maître-oscillateur stabilisé par quartz, deux étages doubleurs et un étage final, d'une puissance de 700 watts. Cet étage est suivi de deux étages d'amplification de puissance, qui sont en double exemplaire, l'un pour la gamme de 16 à 25 mètres de longueurs d'onde, l'autre pour la gamme de 25 à 50 mètres.

Comme dans tous les postes à ondes courtes, la modulation s'effectue sur l'anode du dernier étage, à l'aide d'un étage amplificateur de basse fréquence de grande puissance.

La puissance de l'onde porteuse dans l'antenne atteint 28 kw sur l'onde de 16 mètres et 23,5 kw sur l'onde de 16 mètres. Le taux de distorsion est particulièrement réduit grâce à l'emploi de la contre-réaction sur toute la chaîne d'amplification basse fréquence. Il n'excède pas 2% pour une profondeur de modulation de 80%.

Les antennes sont du type en losange, qui permet d'obtenir une excellente directivité et un angle de radiation vertical déterminé. Ces antennes sont soumises nou-

à des ondes stationnaires, comme les antennes habituelles, mais à des ondes progressives, et, à cet effet, le losange est fermé sur son impédance caractéristique. Une antenne peut servir pour une gamme étendue de longueurs d'onde sans changement. C'est ainsi que la même antenne est utilisée pour les ondes de 16, 19, 25 et 31 mètres. Les divers essais qui ont été effectués ont conduit à choisir une longueur du côté du losange d'environ quatre longueurs d'ondes, un angle au sommet compris entre 32 et 44 degrés, une hauteur au-dessus du sol de 15 à 25 m.

Le seul inconvénient de ce type d'antenne est qu'une fraction de la puissance est perdue dans la résistance fermant le losange, mais il s'agit de la fraction de puissance qui, avec d'autres aériens, serait radiée inutilement. Pour la réduire, on peut d'ailleurs remplacer l'impédance caractéristique par un second losange alimenté par le premier et même, au besoin, ajouter un troisième losange.

Le poste des Essarts possède de nombreuses antennes de ce type dont le prix de revient est particulièrement bas. Toutes ces antennes sont alimentées par feeders. En particulier, un groupe de 3 losanges, en série, assure la radiation vers la Méditerranée orientale, vers l'Algérie et la Tunisie, et vers le Maroc.

P. B.

Visite du 21 mai.

A la suite de la conférence de M. Barroux, un groupe très important de nos membres a visité les installations décrites, à Villejust et aux Essarts, dans l'après-midi du 21 mai.

Nous remercions vivement M. le Directeur de la Radiodiffusion, d'avoir autorisé cette visite collective. Nous remercions aussi ceux qui en ont été les guides et dont nous avons apprécié la compétence et l'amabilité inépuisables : MM. Barroux, Poincelot, ingénieurs ; et les chefs des stations, MM. Martin, Prévost, Brochard, Vadin.

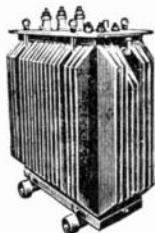
INFORMATIONS

Offre d'emploi.

Une importante Société recherche un ingénieur ayant une certaine pratique des transmissions basse et haute fréquence sur lignes, filtres, téléphonie à onde porteuse, etc.

(Écrire au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens).

MAISON FONDÉE EN 1885



ÉTABLISSEMENTS

BARDON

TRANSFORMATEURS

POUR TOUTES APPLICATIONS



INDUSTRIE - ADMINISTRATIONS - T.S.F. PROFESSIONNELLE

41, Boul. Jean-Jaurès, CLICHY, Seine - PERreire 43-10

PUBLI. COIRAT

BULLETIN D'ABONNEMENT A L'ONDE ÉLECTRIQUE

A RETOURNER à l'éditeur, E. CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS 6^e

Monsieur,

Veuillez m'inscrire pour un abonnement d'un an à l'Onde Électrique
(12 numéros mensuels), à partir du mois de N°
contre la somme de 90 fr.

Etranger tarif faible. 110 fr.

Etranger tarif fort. 120 fr.

dont je vous adresse ci-inclus le montant en chèque sur Paris ou
mandat — ou je verse le montant à votre compte

chèques postaux

Paris 53.35
Suisse I. 33.57
Belgique 1644-60

Nom

Adresse

Veuillez indiquer si vous êtes déjà abonné.

S'il s'agit d'un renouvellement d'abonnement.

En demandant un tarif, une notice, un catalogue, recommandez-
vous de l'**ONDE ÉLECTRIQUE**, c'est la meilleure des références.

ANALYSES

Pour la signification des références se reporter au n° de janvier 1936 de l'O. E.

GÉNÉRALITÉS

La réunion de l'Union Internationale de Radiodiffusion (U. I. R.) Nice (29 novembre-8 décembre 1937), *J. Télécomm.*, Décembre 1937, 322-325.

Les travaux de la commission technique ont porté principalement sur les questions suivantes :

1^o l'application du plan de Lucerne. Les excellents résultats fournis par les réseaux synchronisés fonctionnant dans différents pays incitent à généraliser ce système propre à faciliter l'application du plan.

2^o la radiodiffusion sur ondes courtes. L'encombrement croissant dans les bandes consacrées à ce service rend la situation inquiétante. Aussi, à la suite de nombreux essais effectués en 1937 par plusieurs laboratoires en vue de déterminer l'efficacité réelle des antennes dirigées (protection à escompter 15 à 25 db.), la commission préconise pour les émetteurs l'emploi d'antennes dirigées et la mise en jeu du minimum de puissance.

3^o l'emploi des microphones.

Le groupe d'étude des questions d'acoustique a établi un tableau fixant les indications et représentations graphiques ou numériques utiles pour connaître les principales caractéristiques techniques des microphones (constitution, distorsions en fréquence et en amplitude, directivité, etc...), ainsi que leurs qualités d'exploitation (résistance aux actions atmosphériques, mécaniques et magnétiques, alimentation, etc...).

A. B.

La XIV^e grande Exposition de T. S. F. allemande. F. Fuchs, *HFRT. El. Ak.*, janvier 1938, 51, 1, 3-10.

Cette exposition s'est tenue suivant la formule et avec le succès habituels. Attractions variées, présentation des nouveaux types de lampes (mêmes modèles qu'en France, sauf maintien du

chauffage à volts) et des récepteurs (également les perfectionnements classiques : sélectivité variable, expulseur de contrastes, réglage automatique).

On notera l'apparition de la « *télédiffusion haute fréquence sur lignes téléphoniques* », avantageuse par la réduction des parasites. On observera aussi que la télévision ajoute à ses progrès techniques — en particulier la projection de l'image sur des écrans de 50 × 60 cm. — des efforts de mise au point pratique : spectacles avec enchainements de trois scènes, avec trois caméras synchronisées et certains amplificateurs communs ; lumière « froide » par lampes à vapeur de mercure à haute pression ; pupitre de lecture permettant à un conférencier d'être télévisé sans être aveuglé, etc.

P. D.

Sur la self-inductance de bobines cylindriques circulaires. P. BUNET, *R. G. E.*, 22 janvier 1938, XLIII, 4, 99-106.

Excellent revue critique des travaux antérieurs classiques : Rosa, Grover, Nagaoka, etc. Si l'épaisseur de la couche de courant est infiniment mince, le calcul peut se faire très rigoureusement — sinon toujours commodément. Dans le cas réel où l'épaisseur est appréciable, il faut une correction : l'auteur discute les formules d'approximation courantes, en particulier celles de Nagaoka, et Perry, et fournit lui-même la nouvelle expression suivante :

Pour une bobine de longueur b , de rayon moyen r , d'épaisseur radiale, c , et comprenant N spires, la self-induction est :

$$L = \frac{(\pi^2 N^2 r^2)}{b} > \times \frac{1}{1 + 0,9 \frac{r}{b} + 0,32 \frac{c}{r} + 0,84 \frac{c}{b}}$$

Une série de tableaux montre la précision obtenue, laquelle est meilleure que 1 % tant que $2r/b$ ne dépasse pas 2, quelle que soit l'épaisseur c .

P. D.

Triage d'ondes par système de résistances périodiquement variables. L. GABRILOVITCH, *C. R. Ac. Sc.*, 22 novembre 1937, **205**, 21, 969-971.

Supposant une onde entretenue B $\sin(\omega + \epsilon)t$, brouillée par une autre onde A $\sin \omega t$; supposant en outre que l'on peut faire varier la résistance du circuit en synchronisme avec le brouilleur suivant la loi $R = R_0 + q \cdot \sin \omega t$, on constate évidemment que l'on réduit l'action du brouilleur dans la mesure où l'on rend q supérieur à R_0 .

L'auteur prétend, en outre, que le signal désiré B n'est pas affaibli par cette opération¹, de telle sorte que l'on pourrait séparer ainsi deux ondes « écartées d'un très petit nombre de cycles », même « si le brouilleur est placé dans le spectre de fréquences » du signal, ou si « les bandes latérales sont presque entièrement superposées ».

Il affirme en outre que « l'expérience a prouvé le bien-fondé de ces raisonnements ».

P. D.

MESURES

Mesure de l'intensité du champ des signaux transatlantiques sur 40 et 45 mégacycles; H. O. PETERSON et D. R. GODDARD, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 25, octobre 1937, 1291-1299.

Les auteurs relatent des mesures de l'intensité du champ à Riverhead des ondes émises par les émetteurs de télévision de Londres. Les fréquences utilisées étaient de 41,5 mégacycles par seconde pour le son (puissance 3 kwts) et de 45 mégacycles par seconde pour l'image (5 kwts). Les mesures ont eu lieu depuis le 11 janvier 1937 jusqu'à la fin de mars.

Des essais ont d'abord été effectués pour déterminer l'angle d'incidence des

ondes qui a été trouvé être d'environ 7°.5. L'antenne utilisée ensuite pour les mesures de champ a été un aérien en losange construit pour avoir son maximum d'efficacité dans cette direction. En outre un dispositif de retournement de l'antenne était installé.

Les mesures ont eu surtout lieu entre 10.00 et 11.00 heures (temps de l'Est), cependant quelques-unes ont été effectuées à d'autres heures.

L'émission a été entendue pour la première fois le 21 janvier. Les conditions de propagation semblent avoir été les meilleures en février, pour devenir assez mauvaises en mars. Il est à noter que les évanoisements ne se sont pas présentés de la même façon pour les deux ondes. Tandis que l'onde de 41,5 kc/s s'évanouissait rapidement et profondément, celle de 45 mc/s était relativement stable et ses évanoisements étaient lents.

Les auteurs donnent des tableaux indiquant les valeurs du champ mesuré. Le champ de ces ondes atteint des valeurs de 65 microvolts par mètre. Des courbes de la fréquence critique pour la couche F₂ sont également données.

D'autres mesures ont également été faites à Le Roy (Indiana) durant le mois de mars. L'onde de 41,5 mc/s ne fut entendue que 4 fois.

Des écoutes ont été effectuées à Riverhead en utilisant des aériens orientés dans des directions différentes. Elles ont montré que quelquefois on avait avantage à utiliser des aériens orientés dans des directions différentes de celle de Londres.

L. B. C.

Mesures précises du champ électromagnétique. H. G. SMITH, *Proc. I. R. E.*, janvier 1938, **26**, 1, 45-54.

L'auteur s'est proposé de mesurer le champ avec toute la précision possible — un pour cent —, quitte à perdre sur la sensibilité et la souplesse de l'appareil.

Il critique la méthode (américaine) d'affaiblissement après changement de fréquence, et les procédés de détermination des constantes du cadre par résistances additionnelles. Il préconise l'introduction directe de la f. ém. de comparaison au milieu du cadre, en la prélevant sur un générateur haute fréquence à voltmètre thermique, soigneusement blindé, avec affaiblisseur très exactement éta-

1. Le lecteur est obligé de douter de cette affirmation. Si, en effet, le signal B conserve, à certains instants, sa valeur de pointe, par contre, à d'autres instants il est supprimé; et il est en permanence déformé. Le calcul paraît donc incomplet. La méthode soulève d'ailleurs d'autres objections graves.

lonné¹. Son affaiblisseur, antérieurement décrit, est à résistances.

P. D.

PROPAGATION -- RAYONNEMENT

Rayonnement d'espace des ondes comprises entre les gammes « courte » et « quasi-optique ».
E. FENDLER, *HFrT. El. Ak.*, janvier 1938,
51, 1, 30-33.

Cette périphase désigne les ondes de longueur 10 mètres environ, qui constituent une limite entre deux bandes à propriétés différentes. Des graphiques résument les informations acquises au cours des années 1932-1937, sur leur propagation à grande distance. Les variations semblent en rapport avec celles du magnétisme terrestre.

Si, au lieu d'une émission réellement faite sur l'onde de 10 mètres, on observe les harmoniques 2, 3... etc., d'une émission de la bande 10-30 mètres, on obtient des résultats sur la propagation possible à grande distance jusque vers l'onde 5 mètres environ. Ces résultats peuvent être différents des premiers, et l'auteur en discute les raisons : la présence de l'onde fondamentale peut modifier l'absorption dans la couche ionisée.

P. D.

Modifications soudaines dans l'état de l'Ionosphère; J. H. DELLINGER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 25, octobre 1937, 1253-1290.

L'auteur étudie les différents effets du phénomène de modification brutale de l'ionisation de la haute atmosphère, d'où il résulte un évanouissement des ondes courtes et des perturbations dans le magnétisme terrestre et les courants telluriques.

Après un bref historique de la question, l'auteur résume en un tableau les 118 cas de telles perturbations qui lui ont été signalés pour les années 1935 et 1936. Pour chacun d'eux, il donne l'heure du début du phénomène, et quelquefois celle de la fin, les liaisons radio-élec-

triques perturbées, ainsi que les phénomènes solaires ou se rapportant au magnétisme terrestre qui ont été constatés.

Dans la troisième section de l'article, l'auteur indique les caractéristiques du phénomène du point de vue propagation des ondes radio-électriques : simultanéité du début du phénomène dans les différents lieux d'observation; diminution brutale du signal reçu, allant même jusqu'à la disparition complète; au contraire retour lent à l'état normal.

La gamme d'ondes perturbées s'étend de 1.500 ke/s à 30.000 ke/s; les ondes les plus longues de cette gamme étant d'ailleurs plus affectées. La propagation des ondes de sol ne semble pas être troublée par ce phénomène. L'auteur rappelle à ce sujet que R. Bureau a signalé que dans de nombreux cas d'évanouissement des ondes décamétriques, l'intensité des parasites atmosphériques mesurés entre 26 et 40 ke/s a augmenté considérablement, ce qui indiquerait une amélioration des conditions de propagation de ces ondes.

En outre, ce phénomène d'évanouissement a toujours été limité à la partie illuminée du globe, et il semble être plus intense pour les liaisons telles que les ondes traversant des régions où les rayons solaires se rapprochent de la perpendiculaire au sol.

Dans la section suivante, l'auteur étudie les effets du phénomène sur le magnétisme terrestre et les courants telluriques. Il signale que ces effets ont les mêmes caractéristiques que les anomalies de propagation.

En revanche, l'auteur ne croit pas que ces phénomènes soient en liaison avec les orages magnétiques. Si ceux-ci en effet ont également un début très brusque, ils se manifestent sur toute la terre et non seulement dans la partie éclairée et leur effet est plus sensible aux pôles qu'à l'équateur.

En outre, il semble qu'il n'y a aucune concordance entre le début des orages magnétiques et celui des anomalies de propagation.

L'auteur étudie ensuite les coïncidences entre les éruptions solaires et les phénomènes de propagation. Il signale que pour plusieurs cas d'évanouissement brusque, une telle coïncidence existe. Cependant dans de très nombreux cas d'éruptions solaires aucun évanouissement n'a été constaté. Le nombre des coïncidences augmente si

1. On nous permettra d'observer que ces précautions, et même quelques autres, ont déjà été indiquées dans l'*Onde El.*, avril 1934, p. 172-179.

l'on ne tient compte que des éruptions les plus fortes.

L'auteur recherche ensuite si les phénomènes d'évanouissement brusque ont une périodicité de 55 jours comme il avait été cru tout d'abord. Les renseignements possédés ne s'étendent pas encore sur une assez longue période pour qu'on puisse tirer une conclusion ferme. Il en est de même de l'influence des taches solaires.

Après avoir ainsi étudié les différentes caractéristiques du phénomène, l'auteur démontre que tous ces effets pourraient être produits par une augmentation subite de l'ionisation de l'atmosphère au-dessous des couches réfléchissantes.

Pour terminer l'auteur signale les différentes sources où il a trouvé les renseignements sur ces phénomènes, notamment les bulletins mensuels publiés par R. Jouast au nom du Comité français de l'U. R. S. I.

Une abondante bibliographie termine l'article.

L. B. C.

L'intermodulation des ondes dans l'ionosphère. J. GROSSKOPF, *HFRT. El. Ak.*, janvier 1938, **51**, 1, 18-30.

L'« interaction » des ondes dans l'ionosphère, signalée d'abord sur le poste de Luxembourg, a fait l'objet de diverses recherches systématiques qui sont rappelées pour commencer. L'auteur relate ensuite une nouvelle série de mesures, faites avec grand soin sur les groupes de postes suivants : brouilleur, Prague (638 Ke s); brouillé, Vienne, 592 Ke s — puis, alternativement, Leipzig (785 Ke s) et Berlin (841 Ke s) ainsi que Zeesen (191 Ke s). Une station mobile, se déplaçant à travers l'Allemagne, mesurerait, au milieu de la nuit, le champ et la modulation apparente de la station brouillée (émettant une onde entretenue pure), sous l'effet de l'émission brouilleuse (modulée à 400 ou 1000 e s, taux 70 %). Tous les résultats obtenus sont donnés par des tableaux et des courbes ; et interprétés d'après la théorie de Bailey et Martin, qu'ils semblent confirmer. En particulier, un taux d'intermodulation maximum de l'ordre de 1 %, apparaît régulièrement à une certaine distance. L'influence de la position des postes, de la puissance, des constantes de l'ionosphère suivant l'heure..., est discutée.

P. D.

Théorie du cadre avec fuite entre spires. P. B. TAYLOR, *Proc. I. R. E.*, décembre 1937, **25**, 12, 1574-1594.

L'auteur reprend le calcul de la f. ém. induite dans un cadre, et de la tension aux bornes, en tenant compte d'une « fuite » et d'une « réactance mutuelle » réparties le long des spires. Il trouve, bien entendu, une distribution hyperbolique, et résume l'action de la « fuite » par une certaine expression H. Il montre enfin quelle est la méthode expérimentale correcte pour déterminer les constantes du cadre, et à quelles erreurs (pouvant atteindre, dans un exemple, 18 et 44 %) on est exposé avec les méthodes simplifiées courantes.

P. D.

ÉMISSION

Éclaircissement de la notion de « résistance négative moyenne » et extension de son emploi. C. BRUNETTI, *Proc. I. R. E.*, décembre 1937, 12, **25**, 1595-1616.

Les travaux théoriques concernant la résistance négative constituent « un labyrinthe » dans lequel règne la confusion des idées et du vocabulaire. Certains semblent imaginer la résistance négative comme enfermée dans une boîte, et introduisant dans un circuit des propriétés exactement inverses à celles d'une résistance positive.

Or ceci est faux, car la résistance négative R_n est essentiellement fonction du courant ou de la tension V. C'est l'allure de la courbe R_n — V qui détermine l'amplitude maximum et la stabilité des oscillations. Cette courbe est étudiée dans plusieurs cas, soit théoriquement, soit expérimentalement.

L'auteur montre aussi l'usage que l'on peut faire des courbes « à R_n constante » en fonction des paramètres de fonctionnement du tube.

P. L.

Production de fortes puissances sur des ondes de l'ordre du décimètre.

Applications à la Physique. H. GUTTON, S. BERLINE, *Bull. Soc. Fr. Physique*, 21 janvier 1938, 10-11-S.

Après avoir discuté les raisons qui limitent le rendement du magnétron aux

fréquences élevées, les auteurs présentent deux nouveaux types, caractérisés par la multiplication du nombre des anodes : 8 ou 12, reliées deux à deux, la connexion servant de circuitoscillant. Le rendement est de 15 %, et l'on peut produire 10 watts sur l'onde 16 centimètres, 6 watts sur 10 centimètres.

P. D.

Nouvel oscillateur électronique.

K. OKABE, M. HISIDA, K. OWAKI, *El. Eng.*, novembre 1937, 461-467.

Il s'agit d'un magnétron, appelé « type Osaka », et dans lequel les filaments sont situés en dehors des anodes. Des plaques de garde auxiliaires limitent les trajectoires électroniques.

Deux réalisations différentes ont été faites, l'une plane, l'autre cylindrique.

Le fonctionnement paraît dériver de celui du magnétron « à anode fendue », du moins pour certaines oscillations « normales » pour lesquelles la longueur d'onde est de l'ordre du mètre et la puissance du watt.

On observe aussi des ondes « naines » un peu plus courtes.

P. L.

Production d'ondes centimétriques ou millimétriques par magnétrons.

H. RICHTER, *HFrT. El. Ak.*, janvier 1938, 51, 1, 10-17.

Après avoir passé en revue les divers types existants de magnétrons, et analysé les difficultés inévitables si l'on veut augmenter les fréquences produites, l'auteur décrit un certain nombre de recherches personnelles sur l'influence des facteurs en jeu : durée de parcours des électrons, intensité du champ magnétique, et son inclinaison, tension appliquée, possibilité de modulation. — Il signale avoir introduit dans la construction des magnétrons les deux artifices suivants : 1^o l'une des « fentes » de l'anode ne s'étend pas sur toute la longueur du cylindre, mais seulement sur une fraction ; 2^o la cathode est désaxée pour réduire la durée de parcours de certains électrons. Il a ainsi obtenu des oscillations dont les longueurs d'onde vont de 8 à 0,49 cm. — La puissance décroissant de l'ordre du watt à celui du microwatt,

P. D.

RÉCEPTION

Effet des résonateurs sur un signal modulé en fréquence. II.

RODER, *Proc. I. R. E.*, décembre 1937, 25, 12, 1617-1647.

Cet article fait suite à une étude antérieure (analysée, *Onde El.*, octobre 1937, p. 63-A) dans laquelle l'auteur avait discuté les possibilités de la modulation en fréquences, et conclu que s'il y avait brouillage entre plusieurs signaux, le plus fort élimine automatiquement tous les autres.

Ainsi, pour choisir le poste désiré, une sélection demeure nécessaire, et sera obtenue au moyen de résonateurs.

Premier cas : le résonateur est accordé pour que l'onde porteuse soit sur un des côtés de la courbe de résonance : évidemment, ceci transforme la « modulation de fréquence » en une « modulation d'amplitude », avec une distorsion possible, sommairement discutée.

Second cas : le sommet de la courbe de résonance est placé sur l'onde porteuse. Le résultat dépend alors de la grandeur de « l'index de modulation » ; si il est très petit, la distorsion est analogue à celle d'une modulation en amplitude ; si il est grand, on peut avoir une sérieuse distorsion. La situation est meilleure avec un ensemble de deux circuits couplés, dont la « réponse » en amplitude et phase, est plus régulière.

Enfin, s'il y a recouvrement entre les « spectres de fréquence » de deux signaux voisins, la sélection est absolument impuissante à les séparer. « Le cas est tout différent de la modulation en amplitude » ; le phénomène utile de « démodulation » n'intervient pas. Si l'intervalle de fréquence entre les deux porteuses, est égal à la variation de fréquence maximum de chacune, et si le brouilleur est plus fort que le signal, le brouillage est environ 100 fois plus intense que pour une modulation en amplitude, et ne peut être réduit par une augmentation de sélectivité. »

P. D.

Note sur la détection par diode des signaux forts.

S. BENNOX, *Proc. I. R. E.*, décembre 1937, 25, 12, 1565-1573.

Discussion sommaire sur le rendement du détecteur diode, en considérant

spécialement le phénomène de « non-tracking », c'est-à-dire le fait que le courant détecté « ne suit pas » la modulation, à cause d'une constante de temps excessive du « condensateur shunté ». Quelques formules sont rappelées ; une vérification expérimentale est donnée, mais en basse fréquence seulement.

P. D.

Superhétérodyne pour la réception de micro-ondes. A. H. REEVES et E. H. ULLRICH, *Electrical Communication*, octobre 1937, 153-157.

Dans l'établissement de ce récepteur pour ondes de 17 centimètres destiné à la réception ordinaire, soit aux mesures de champ, deux problèmes principaux se posaient :

1^o Trouver pour le changement de fréquence un tube qui n'amortisse pas trop le circuit d'entrée et apporte un gain mesurable.

2^o Stabiliser la fréquence intermédiaire (10 mégacycles par sec.) de façon à ce qu'elle ne sorte pas de la bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (largeur de la bande : 1 mégacycle par sec.).

Cet article contient la description de la méthode d'essai des tubes susceptibles de satisfaire à la 1^o condition ainsi que la description du stabilisateur de fréquence auquel est combiné un contrôle automatique de l'amplification, indispensable vu l'intensité du fading, même en visibilité optique.

Ce superhétérodyne, comparé aux récepteurs à réaction ou superréaction, apporte un gain de 20 db. sur le rapport signal/bruit de fond.

Après avoir déterminé les caractéristiques de l'antenne et le gain obtenu dans chaque partie du récepteur, on peut, connaissant la tension appliquée au détecteur (étalonné comme un voltmètre à lampe), calculer le champ.

Des mesures faites entre Calais et Douvres ont donné un résultat inférieur de 30 db. au chiffre calculé sur la base de la propagation optique ; cette perte n'a pas encore reçu d'explication très satisfaisante.

A. B.

Principes de base de la Super-réaction. F. W. FRINCK, *Proc. I. R. E.*, janvier 1938, 26, 1, 76-106.

L'auteur retrouve, par un calcul simple

et quelques relevés oscillographiques, les principes généraux de fonctionnement de la super-réaction. Il ne paraît pas ajouter grand chose aux nombreux travaux antérieurs qu'il ne mentionne pas.

P. D.

Contre-réaction sélective employée à l'amélioration des amplificateurs passe-bande. J. D. BRAILSFORD, *Marconi Review*, janvier-mars 1938, N° 68, p. 10-30.

Pour rendre plus régulière la courbe de filtrage d'un transformateur à deux circuits couplés, l'auteur propose une forme particulière de « contre-réaction », obtenue, en emboîtant, dans la connexion de cathode de l'étage, deux circuits-bouchons convenables. Il donne une série de courbes pour le calcul de leurs éléments.

P. L.

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Le radio-phare à ondes ultra-courtes et ses applications. E. KRAMAR, W. HAHNEMANN, *Proc. I. R. E.*, janvier 1938, 26, 1, 17-44.

Dans la première partie, E. Kramar rappelle le principe du radiophare à faisceaux croisés Lorenz, fonctionnant sur ondes de quelques mètres. (Voir analyses *Onde Et.*, avril 1933, p. 18-A ; mars 1936, p. 23-A et 24-A). Le dispositif a été bien mis au point et fonctionne sur une trentaine d'aérodromes, en Europe, pour faciliter l'atterrissement sans visibilité. La seule difficulté rencontrée (p. ex. au Bourget) est la perturbation du faisceau par des obstacles environnants (hangars métalliques, gazomètres,...); on parvient généralement à la tourner par un déplacement convenable de l'émetteur.

La généralisation du procédé a posé des problèmes de sélectivité et de brouillages qui sont sommairement discutés.

Dans la seconde partie, W. Hahnenmann expose que le guidage par ondes ultra-courtes n'est pas seulement avantageux aux environs immédiats des terrains, mais aussi tout le long du parcours. Avec des puissances d'émission de l'ordre du Kilowatt, la portée atteint en effet, sur avion à altitude

moyenne, l'ordre de 200 kilomètres, ce qui est souvent suffisant, et conduit à des « densités » acceptables de postes émetteurs. Le procédé a été essayé en Australie avec de bons résultats. Il présentera divers avantages (suppression des erreurs de nuit, notamment).

P. D.

Pilotage par radio. J. M. FORNIVAL, *Marconi Review*, janvier-mars 1938, № 68, p. 3-9.

Le système consiste à combiner le pilotage automatique d'un avion, par gyroscopes et servo-moteurs, avec un radiogoniomètre également automatique, de manière que le cap de l'avion se maintienne à un angle donné par rapport à la direction d'un émetteur.

La réalisation est obtenue au moyen d'un goniomètre unidirectionnel (cadre + antenne), dans lequel un commutateur mécanique renverse périodiquement le sens des connexions d'antenne. Un relais, actionné par la différence des courants recueillis dans les deux cas, basculera donc dans un sens ou l'autre, suivant la direction de l'émetteur par rapport au cadre. Ceci déplace le repère du gyroscope, qui corrige et maintient ensuite la route en conséquence.

L'expérience a montré le fonctionnement correct du système, avec une erreur maximum de 4 degrés. Moyennant une correction sur la dérive due au vent, on réalise des parcours extrêmement rectilignes, ce qui peut être utile pour la navigation sans visibilité, ou dans des régions encombrées, pour la photographie aérienne, etc.

L'auteur montre enfin comment un voyage aérien peut être décomposé, au moyen d'un graphique spécial, en éléments rectilignes permettant le guidage à partir d'un émetteur quelconque.

P. D.

Transmission d'images employant la modulation « en durée »; MASATSUGU KOBAYASHI, *El. Comm.*, octobre 1937, 1, 144-152.

Lorsqu'on emploie la modulation ordinaire en amplitude, la transmission d'images par ondes courtes est gravement affectée par le fading, l'image apparaissant à la réception rayée de lignes sombres.

Pour éviter ce défaut, l'auteur a établi

un système de modulation « en durée », dont le principe est de traduire la teinte plus ou moins foncée de chaque point de l'image par un trait plus ou moins long transmis par l'émetteur, l'amplitude et la cadence de ces traits étant constantes.

A l'émission, les traits de longueur variable peuvent être obtenus par deux systèmes différents, l'un basé sur l'emploi d'un thyratron, l'autre sur celui d'un oscilloscophe à miroir et d'une cellule photo-électrique.

L'équipement de réception comprend également un oscilloscophe à miroir. Suivant la position d'un écran sur le faisceau lumineux entre l'oscilloscophe et le tambour d'enregistrement photographique, on obtient à volonté une reproduction positive ou négative de l'image.

On établit que le temps nécessaire à la transmission d'une image de format 18 cm. × 21 cm. par ex., est de l'ordre, respectivement de 25 et 57 minutes pour une finesse de trame de 2 et 3 lignes par mm.

Des transmissions expérimentales ont été faites avec plein succès entre Tokyo d'une part, et Berlin, Londres, San Francisco d'autre part.

A. B.

MATÉRIEL

Etablissement des transformateurs basse-fréquence d'entrée et de liaison, J. G. STORY, *W.R. Eng. Exp. W.R.*, février 1938, 69-80.

Exposé d'une méthode de prédétermination pratique qui réduit les calculs au minimum.

Pour qu'on puisse avoir la courbe de réponse aux fréquences élevées sans trop de calculs, l'auteur, après avoir assimilé le transformateur à un quadrupôle, établit 6 réseaux de telles courbes correspondant à autant de relations arbitraires posées successivement entre les quatre constantes suivantes : impédance de la source, inductance de fuite, capacité et résistance de charge du secondaire. Les relations sont choisies de telle sorte que ces 6 réseaux suffisent pour la plupart des cas rencontrés dans la pratique.

Aux fréquences inférieures, l'inductance du primaire doit être assez grande

pour donner une courbe de réponse satisfaisante en un taux d'harmoniques faible. A ce sujet, l'article contient 2 réseaux de courbes donnant, pour des noyaux en Mumetal et en Permalloy C, le facteur de distorsion (pour une fréquence de 50 c/s) en fonction de la densité de flux et de l'inductance du primaire.

Suivent les moyens de déterminer à l'avance les différentes constantes du transformateur, soit par des essais préliminaires (pertes dans le noyau), soit par des formules où l'empirisme et la théorie prennent des parts variables (par exemple, pour l'inductance de fuite, difficile à déterminer par la théorie pure, à cause de la distribution assez obscure du flux de fuite). On choisit le type d'enroulement et la forme des fenêtres du noyau de façon à obtenir les valeurs optima de l'inductance de fuite et de la capacité propre du secondaire.

L'article se termine par l'ordre dans lequel on doit procéder pour un projet de transformateur d'entrée ou de liaison, quand on utilise les données précédentes.

A. B.

Nouvelle méthode de stabilisation du courant anodique des lampes électroniques, par rapport aux variations de tension plaque.
R. PINOIR, *C. R. Ac. Sc.*, 25 janvier 1938, **206**, 4, 244-246.

La méthode consiste à reporter entre cathode et grille une partie convenable des variations de tension plaque, de manière à les compenser. Cela se fait au moyen d'une résistance et d'une batterie auxiliaire de polarisation; mais, — simplification originale — cette dernière peut être remplacée par un tube à néon (ou plusieurs en série). Finalement des variations de tension plaque de 10 % sont atténuées à moins de 0,03 %.

P. D.

La qualité des bobines à ondes courtes. P. G. MICHEL, *Gen. El. Rev.*, octobre 1937, **40**, 10, 476-480.

Généralités sur les causes de pertes dans les bobines en très haute fréquence. Compte rendu d'une étude expérimentale sur divers modèles, par la méthode de la résistance additionnelle.

Les conclusions confirment des résultats

classiques : supériorité de la bobine à une seule couche, en forme de cylindre, de longueur à peu près égale au diamètre; pas d'enroulement de l'ordre de 1,4 fois le diamètre du fil; nécessité d'employer des isolants de choix (quartz, etc.) et de volume réduit.

Finalemant, pour des ondes de 10 à 20 m, on peut atteindre des coefficients de surtension (Q) de l'ordre de 350.

Ou pourrait peut-être faire mieux en augmentant les dimensions, mais alors on serait limité par les pertes dans les condensateurs.

P. L.

L'emploi des noyaux de fer en radiotechnique pour ondes longues ou courtes. L. LAMMCHEN, *Lorenz-Berichte*; mai 1936, 2, p. 28-45.

Discussion générale sur les pertes dans les bobines, et notamment sur les difficultés d'emploi du fer. Description de trois types « noyaux » en fer aggloméré, pour ondes longues, moyennes et courtes; avec les deux premiers, le coefficient de surtension varie entre 300 et 400.

P. L.

Nouvelles recherches sur l'effet de « fluctuation » (Flatter-effekt).
R. ADLER, *Hr. Techn. El. Ak.*: novembre 1937, **50**, 5, 166-168.

« Dans le domaine des télécommunications, on appelle « Flatter-effekt » le phénomène suivant : la résistance de pertes d'une bobine à noyau de fer, dépend non seulement du point de fonctionnement sur la courbe d'aimantation, mais aussi des variations lentes de ce point ». De sorte que s'il passe dans le bobine un courant continu variable, la résistance semble augmenter pendant chaque variation, et reprend sa valeur normale aussitôt que le courant continu se fixe.

L'auteur a imaginé un dispositif pour l'étude commode et détaillée du phénomène, et il en formule sommairement les lois.

Il signale en outre, pour la première fois, que le retour à l'état initial du fer n'est pas complet instantanément, il se produit une sorte de trainage pouvant durer plusieurs minutes.

P. D.