

# PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XII.

1 Grudnia 1934 r.

Zeszyt 23—24

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

## PORÓWNANIE MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ Z MODULACJĄ DWUWSTĘGOWĄ SYMETRYCZNĄ \*).

La comparaison de la modulation à une bande latérale avec la modulation symétrique à deux bandes

Inż. Adam Smoliński.

(Dokończenie).

### 5. Dopuszczalne zniekształcenia.

Równanie 8 wskazuje, że przy modulacji jednowstęgowej obwódka otrzymuje takie same częstotliwości, jakie się tworzą przy zniekształceniach nieliniowych. W artykule „Nieliniowe zniekształcenia, oraz ich słyszalność<sup>4)</sup>” podano, według Janowskiego, następujące wartości zniekształceń granicznych (to jest takich, które zaczynają być słyszalne) dla 2 tonów  $k_1 \leq 5\%$ , oraz dla orkiestry  $k_1 \leq 3,5\%$ . Dane dotyczące dopuszczalnych zniekształceń dla mowy można znaleźć w artykule Massa: „Permissible amplitude distortion of speech<sup>5)</sup>”.

Tabela III.

Dopuszczalny procent zniekształceń ( $k_1$ ):

Górna granica częstotliwości	Dopuszczalny procent zniekształceń ( $k_1$ )			
	a) z porównaniem głównie		b) bez porównania głównie	
	2-ga harmon.	3-cia harmon.	2-ga harmon.	3-cia harmon.
14 000 C	5%	3%	10%	5%
8 000 C	5%	5%	10%	7%
5 000 C	12%	> 10%	17%	> 10%

Tabela III, wzięta z tego artykułu, podaje dopuszczalny procent zniekształceń w dwóch wypadkach: a) przy porównaniu zniekształconej reprodukcji z niezniekształconą; b) bez porównania. Pomiary przeprowadzono obcinając kolejno częstotliwości wyższe od 14000C, 8000C, 5000C; raz w układzie przeciwsobnym, gdzie mamy głównie trzecią harmoniczną, a drugi raz przeciążając jedną lampę, gdzie mamy głównie drugą harmoniczną.

Z danych tych wyciągniemy następujący wniosek: dla celów radjofonji ma być  $k_1 < 5\%$ , dla celów radjotelefonji handlowej i telefonji  $k_1 < 15\%$ .

Wobec tego, jak to wynika z krzywej podanej w artykule „Nieliniowe zniekształcenia<sup>4)</sup>” na rys. 1 całkowite współczynniki zniekształceń wynoszą dla wypadku pierwszego

$$k_c'' = 1,12 k_1 < 5,6\% \dots \dots \dots (16)$$

a dla drugiego

$$k_c'' = 1,12 k_1 < 16,8\% \dots \dots \dots (17)$$

Mając teraz dopuszczalne współczynniki zniekształceń, zbadamy jakie można dopuścić głębokości modulacji przy różnych rodzajach detekcji.

W dalszej części pierwsza liczba tyczyć będzie głębokości modulacji dla radjofonji, a druga dla telefonji.

### 6. Modulacja dwuwstęgowa — detekcja linjowa.

Jak wiadomo, modulacja dwuwstęgowa symetryczna przy detekcji linjowej nie daje zniekształceń, gdyż w założeniu równanie detekcji

$$\delta I = \text{const } \bar{V}_t$$

otrzymujemy

$$\delta I = \text{const } \bar{V} \left( 1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \cos \omega_k t \right) \dots \dots \dots (18)$$

Widzimy więc, że niema wcale harmoniczych.

### 7. Modulacja dwuwstęgowa — detekcja kwadratowa.

Przy modulacji jednym tonem — w założeniu równania detekcji

$$\delta I = \text{const } \bar{V}_t^2$$

mamy 25 m<sub>0</sub>% drugiej harmoniczej; wobec tego

$$k_1 = 0,25 m_0 \dots \dots \dots (19)$$

Ponieważ  $k_1 \leq 5\%$  (15%), więc

$$m_0 \leq \frac{k_1}{0,25} = 20\% (60\%) \dots \dots \dots (20)$$

Stąd widzimy, że przy modulacji dwuwstęgowej symetrycznej dla jednego tonu przy detekcji kwadratowej można dopuścić 20% (60%) głębokości modulacji. Dla  $n$  tonów modulujących występują podobne tony zniekształcające, jak przy zniekształceniach nieliniowych. W założeniu amplitudy napięcia modulowanego

$$\bar{V}_t + \bar{V} \left( 1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k' \cos \omega_k t \right)$$

po przeróbkach trygonometrycznych:

$$\delta I = \text{const } \bar{V}^2 \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k'^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{k=n} m_k'^2 \cos 2\omega_k t + \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{k=n} \cos \omega_k t + \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=1; l=1 \\ k \neq l}}^{k=n; l=n} m_k' m_l' [\cos(\omega_k - \omega_l)t + \cos(\omega_k + \omega_l)t] \right\} \dots \dots \dots (21)$$

Otrzymujemy, oprócz podstawowych, tony kombinowane i harmoniczne.

Współczynnik zniekształceń harmonicznymi:

$$k_1^n = \frac{m_k'}{4}$$

Ponieważ  $m_k' n = m_0$ , więc

$$k_1^n = \frac{m_0}{4n} \dots \dots \dots (22)$$

Spółczynnik zniekształceń tonami kombinowanymi

$$k_2^n = \sqrt{\frac{2(m_k' m_e')^2 C_n^2}{n(2m_k')^2}} = \frac{m_0}{n} \sqrt{n-1} \dots \dots (23)$$

Spółczynnik zniekształceń całkowity

$$k_c^n = \frac{m_0}{n} \sqrt{\frac{16n-15}{4}} \dots \dots \dots (24)$$

Teraz wprowadzimy współczynnik zniekształceń dla jednego tonu  $k_1 = \frac{m_0}{4}$ .

Wobec tego

$$k_1^n = \frac{k_1}{n} \dots \dots \dots (22a)$$

$$k_2^n = 4 \frac{k_1}{n} \sqrt{n-1} \dots \dots \dots (23a)$$

$$k_c^n = \frac{k_1}{n} \sqrt{16n-15} \dots \dots \dots (24a)$$

Wzory te zilustrowane są tabelą IV.

Tabela IV.

n	$k_1^n$	$k_2^n$	$k_c^n$	n	$k_1^n$	$k_2^n$	$k_c^n$
1	1,00 $k_1$	0,00 $k_1$	1,00 $k_1$	4	0,25 $k_1$	1,73 $k_1$	1,75 $k_1$
2	0,50 $k_1$	2,00 $k_1$	2,06 $k_1$	5	0,20 $k_1$	1,60 $k_1$	1,61 $k_1$
3	0,33 $k_1$	1,89 $k_1$	1,91 $k_1$	10	0,10 $k_1$	1,20 $k_1$	1,20 $k_1$

Stąd widzimy, że największe zniekształcenia otrzymujemy dla dwóch tonów.

Wówczas dla  $k_c^n \leq 5,6\%$  (16,8%) mamy

$$k_c^n = 2,06 \frac{m_0}{4} \leq 5,6\% (16,8\%).$$

Skąd

$$m_0 \leq 11\% (33\%) \dots \dots \dots (25)$$

Ostatecznie więc powiemy, że przy modulacji dwuwstęgowej symetrycznej i detekcji kwadratowej głębokość modulacji nie może przekraczać 11% (33%).

**8. Modulacja jednowstęgowa — detekcja kwadratowa.**

Przy modulacji jednym tonem — jak wynika z równania (5a) detekcja kwadratowa nie daje zniekształceń, gdyż

$$\delta I = \text{const } \bar{V}_t^2 = \text{const } \bar{V}^2 (1 + m^2 + 2m \cos \omega t) \dots (26)$$

Jeśli jednak będziemy modulować  $n$  tonami, to warunki się zmieniają i otrzymamy zniekształcenia tonami różnicowymi

$$\delta I = \text{const } \bar{V}^2 \left[ 1 + \sum_{k=1}^{k=n} m_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{k=n} m_k \cos \omega_k t + \sum_{\substack{k=n; l=n \\ k=1; l=1 \\ l \neq k}} m_k m_l \cos (\omega_k - \omega_l) t \right] \dots \dots (27)$$

Tony różnicowe mają amplitudę  $m_k m_l$ . Wobec tego współczynnik zniekształceń tonami kombinowanymi w założeniu równości wszystkich tonów  $mn = m_0$  będzie miał postać następującą:

$$k_2^n = \sqrt{\frac{2 \sum_{\substack{k=n; l=n \\ k=1; l=k \\ l \neq k}} m_k^2 m_l^2}{4 \sum_{k=1}^{k=n} m_k^2}} = \frac{m_0}{n} \sqrt{\frac{n-1}{2}} \dots (28)$$

Tabela V wskazuje zależność  $k_2^n = f(n)$

Tabela V.

n	$k_2^n$	n	$k_2^n$
1	0,000 $m_0$	4	0,306 $m_0$
2	0,352 $m_0$	5	0,283 $m_0$
3	0,333 $m_0$	10	0,212 $m_0$

Stąd widzimy, że najgorsze warunki mamy dla 2 tonów wówczas

$$k_2^n = 0,352 m_0 \dots \dots \dots (28a)$$

Ponieważ  $k_1^n = 0$ , więc  $k_2^n = k_c^n$ . Wobec tego:

$$0,352 m_0 \leq 5,6\% (16,8\%).$$

Stąd dopuszczalna głębokość modulacji jednowstęgowej dla detekcji kwadratowej wynosi:

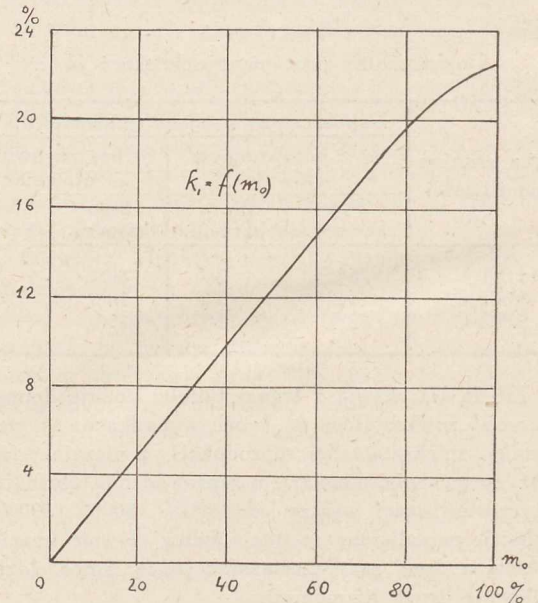
$$m_0 \leq 16\% (48\%) \dots \dots \dots (29)$$

**9. Modulacja jednowstęgowa, detekcja linjowa.**

W pracy Colebrooka „The frequency analysis of the heterodyne envelope”<sup>1)</sup> mamy obliczony kształt obwiedni przy modulacji jednym tonem. Wykazano tam, że przyrost prądu przy detekcji linjowej wynosi

$$\delta I = \text{const } \bar{V} (1 + a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + a_4 \cos 4\omega t + \dots) \dots (30)$$

Wartości na  $\frac{a_n}{a_1}$ , obliczone na podstawie danych, zawar tych w powyższej pracy podano na rys. 8.



Rys. 8.

Spółczynnik zniekształceń harmonicznymi, równy w tym wypadku całkowitemu

$$k_1 = \sqrt{\left(\frac{a_2}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{a_3}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{a_4}{a_1}\right)^2 + \dots} = k_c$$

przedstawiony jest również na rys. 8 w zależności od  $m_0$ . Ponieważ  $k_c \leq 5,6\%$  (16,8%), więc jak wynika z wykresu

$$m_0 \leq 23\% (68\%) \dots \dots \dots (31)$$

Stąd więc widzimy, że dla jednego tonu możemy dopuścić głębokość modulacji 23%. Jeśli założymy, że dopuszczalne jest  $k_1 = 5\%$  (15%), to

$$m_0 \leq 20\% (60\%) \dots \dots \dots (31a)$$

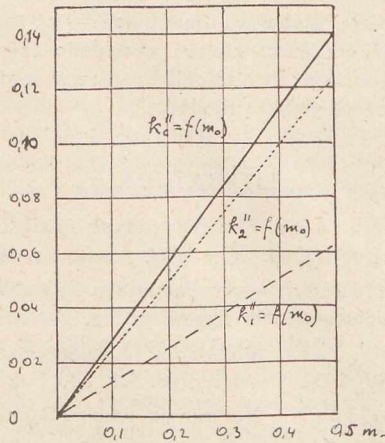
Teraz obliczymy współczynniki zniekształceń dla modulacji dwoma tonami

$$k_1'' = \sqrt{\frac{a_2^2 + b_2^2}{a_1^2 + b_1^2}} = \frac{|a_2|}{a_1} \dots \dots \dots (32)$$

$$k_2'' = \sqrt{\frac{c_1^2 + d_1^2}{a_1^2 + b_1^2}} = \frac{\sqrt{c_1^2 + d_1^2}}{a_1 \sqrt{2}} \dots \dots \dots (33)$$

oraz

$$k_c'' = \sqrt{(k_1'')^2 + (k_2'')^2} \dots \dots \dots (34)$$



Rys. 9.

Wzory te są zilustrowane na rys. 9, skąd widzimy, że dla  $k_c < 5,6\%$  (16%) mamy

$$m_0 \leq 20\% (\sim 60\%) \dots \dots \dots (35)$$

Z powyższych rozważań wyciągniemy następujący wniosek. Przy modulacji jednowstęgowej dla dwóch tonów mamy prawie takie same zniekształcenia, jak przy zniekształceniach nieliniowych.

Albowiem

$$2 k_1'' \cong k_2'' \dots \dots \dots (36)$$

Wystarczy więc przy modulacji jednowstęgowej przeliczyć zniekształcenia dla jednego tonu i założyć współczynnik zniekształceń harmonicznymi  $k_1$  mniejszy od dopuszczalnego. Wówczas nie słyhać zniekształceń.

Nakoniec jeszcze zreasumujemy wyniki tego rozdziału i stwierdzimy, że dla modulacji jednowstęgowej można dopuścić 20% (60%) głębokości modulacji przy detekcji linjowej.

**10. Wpływ niedoskonałości filtrowania.**

Powyżej obliczono zniekształcenia w założeniu idealnej modulacji jednowstęgowej. W praktyce nie uzyskamy jej na całym zakresie częstotliwości, gdyż część wstęgi obcinanej przejdzie przez filtr — przejdą mianowicie niskie tony. Rozważymy teraz, jaki to będzie miało wpływ na zniekształcenia. Założymy naprzód, że obie wstęgi są ze sobą w fazie. Przy detekcji linjowej dla tonów bardzo niskich mamy modulację dwuwstęgową symetryczną, która nie da wcale zniekształceń. Tony coraz wyższe będą dawały coraz więcej harmonicznymi i tonów kombinowanych. Tony wysokie, leżące poza obrębem krzywej filtru, dadzą nam zniekształcenie obliczone dla modulacji jednowstęgowej.

Przy detekcji kwadratowej nie mamy harmonicznymi dla tonów wysokich, ale mamy tony kombinowane. Dla tonów niskich zjawiają się nadto harmoniczne.

Przy detekcji pośredniej otrzymamy harmoniczne i tony kombinowane na całym zakresie częstotliwości. Stąd też widzimy, że przepuszczanie części widma pomaga tylko dla niskich tonów i dla detekcji linjowej.

Ostatecznie wpływ niedoskonałości filtru będzie taki, że można będzie podwyższyć dopuszczalne  $m_0$ .

Rozważania powyższe tyczyły się przypadku, gdy obie wstęgi miały jednakowe fazy. W rzeczywistości to nie zachodzi, gdyż przy filtrowaniu używamy obwodów rezonansowych, dających przesunięcie faz. To przesunięcie faz daje dodatkowe zniekształcenia; zniekształcenia te niweczą całkowicie zysk otrzymany wskutek przesyłania części drugiej wstęgi. W rezultacie należy dążyć do czystej modulacji jednowstęgowej.

**11. Wybór detekcji dla modulacji jednowstęgowej.**

Z powyższych danych widzimy, że przy detekcji kwadratowej można dopuścić głębokość modulacji  $m_0 = 16\%$  (48%), a przy detekcji linjowej  $m_0 = 20\%$  (60%) przy współczynniku zniekształceń  $k_1 = 5\%$  (15%). Z tego powodu należy stosować detekcję linjową, mimo to daje ona zniekształcenia również przy modulacji jednym tonem, a detekcja kwadratowa tych zniekształceń nie daje. Za detekcją linjową przemawia również fakt, że przy niepełnym obcinaniu drugiej wstęgi mniejsze są zniekształcenia dla niej, niż dla innych rodzajów detekcji. Nie bez znaczenia jest również fakt, że modulacja dwuwstęgowa symetryczna wymaga również detektorów linjowych.

**12. Odbiór synchroniczny<sup>6)</sup>.**

Dość znaczne zmniejszenie zniekształceń, spowodowanych przez zbyt głęboką modulację jednowstęgową można otrzymać przy pomocy odbioru synchronicznego. W odborniku dodajemy do sygnału falę nośną lokalną, synchronizowaną przez falę nośną odbieraną. W ten sposób pozornie demodulujemy sygnał, zmniejszamy jego głębokość modulacji bez zmiany jednak obwiedni. Wskutek zmniejszenia się głębokości modulacji, zniekształcenia po detekcji zmniejszają, moc jednak akustyczna w wypadku detekcji linjowej nie ulegnie zmianie — w wypadku detekcji kwadratowej wzrośnie. W ten sposób przy dużej głębokości modulacji możemy otrzymywać małe zniekształcenia. Sposób ten może być stosowany w radjofonji tylko dla dużych odborników lampowych.

**13. Wpływ fadingu selektywnego i krzywych rezonansu.**

Fading selektywny, oraz złe nastrojenie obwodów nadajnika, czy też odbornika wprowadza przesunięcie faz między wstęgami. To przesunięcie faz daje dość poważne zniekształcenia.

Otóż modulacja jednowstęgowa ma tę zaletę, że w braku jednej ze wstęg, nie może dać tych zniekształceń, które dla modulacji dwuwstęgowej mogą osiągnąć poważne wartości, a to nie tylko z powodu, że ze wzrostem przesunięcia fazy między wstęgami rosną harmoniczne, ale i dlatego, że podstawowe maleją.

**14. Wpływ przeszkód<sup>7)</sup>.**

Zakładamy równomierny rozkład przeszkód we wstęgach, oraz znaczną energię fali nośnej w porównaniu z energią przeszkód zawartych we wstęgach; otrzymujemy z rachunku przeprowadzonego według Reeves'a stosunek sygnału do przeszkód dla modulacji dwuwstęgowej symetrycznej

$$R_2 = \frac{\bar{V} m}{\sqrt{\sum_{F-f}^{F+f} \bar{V}^2 m_k^2}} \dots \dots \dots (37)$$

a dla modulacji jednowstęgowej

$$R_1 = \frac{\bar{V} m}{\sqrt{\sum_{F-f}^{F+f} \bar{V}^2 m_k^2}} \dots \dots \dots (38)$$

Stąd, w założeniu

$$\sum_{F-f}^{F+f} \bar{V}^2 m_k^2 = 2 \sum_f \bar{V}^2 m_k^2$$

mamy

$$\frac{R_1}{R_2} = \sqrt{2} \dots \dots \dots (39)$$

czyli, że zysk wynosi 3 db. O tyleż decybeli może być słabszy sygnał dla modulacji jednowstęgowej w porównaniu z modulacją dwuwstęgową symetryczną dla uzyskania tego samego efektu akustycznego w czasie trwania przeszkód.

Tabela VI.

	M o d u l a c j a	
	dwuwstę- gowa symetryczna	jednowstę- gowa
Moc wypromieniowania	1 $m_0 = 20\%$ (60%)	<1,025 (1,15) $m_0 = 20\%$ (60%)
Szerokość widma	9 kC	4,5 kC
Zniekształcenia wskutek róż- nicy faz	możliwe	niemożliwe
	Detekcja linjowa	
Dopuszczalna $m_0$ głębokość modulacji	100%	20% (60%)
Spółczynnik zniekształceń cał- kowity $k_c$	0	5,6% (16,8%) $m_0 = 20\%$ (60%)
	Detekcja kwadratowa	
Dopuszczalna głębokość mo- dulacji $m_0$	11% (33%)	16% (48%)
$k_c$	5,6% (16,8%)	5,6% (16,8%)
Stosunek sygnału do przeszkód	1	$\sqrt{2}$

15. Porównanie modulacji jednowstęgowej z modulacją dwuwstęgową symetryczną.

Na podstawie powyżej zebranych danych układamy tabelkę, w której uwidocznione są wszystkie wady i zalety obu tych rodzajów modulacji.

Z tablicy tej widzimy, że zarówno tak przy modulacji dwuwstęgowej symetrycznej, jak i jednowstęgowej, należy używać detekcji linjowej.

Modulacja jednowstęgowa w zastosowaniu do radjofonji wymaga małej głębokości modulacji — za to jednak daje znaczną oszczędność na miejscu w widmie częstotliwości<sup>8)</sup>. W zastosowaniu zaś do telefonji handlowej można pozwolić sobie na znacznie głębszą modulację.

LITERATURA.

- 1) Colebrook. The heterodyne analysis of the heterodyne envelope. Exp. Wir. 1932. April, str. 195 i d.
- 2) Smoliński. Teoria modulacji i demodulacji. Przegląd Teletechniczny. 1934. Czerwiec. Str. 172 i d.
- 3) Smoliński. Modulacja jednowstęgowa. Przegląd Teletechniczny, 1934. Październik. Str. 309 i d.
- 4) Smoliński. Nielinijowe zniekształcenia oraz ich słyszalność. Przegląd Teletechniczny, 1934. Styczeń.
- 5) Massa. Permissible amplitude distortion of speech. Proc. I. R. E. vol. 21. Nr. 5. 1933. May, str. 682 i d.
- 6) H. de Bellescize. La réception synchrone. L'Onde El. 1932. Nr. 125÷128.
- 7) Reeves. Le système de communication radiotéléphonique à bande latérale unique, appliqué aux ondes courtes. L'Onde El. 1931. Septembre.
- 8) Hupert i Smoliński. Zastosowanie modulacji jednowstęgowej do celów radjofonji. Przegląd Radjotechniczny, 1934. Kwiecień, str. 25 i d.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.  
Sierpień—wrzesień 1933.

## RADJOGONJOGRAF — URZĄDZENIE SAMOPISZĄCE DO GONJOMETROWANIA TRZASKÓW ATMOSFERYCZNYCH

(Z PRAC PAŃSTWOWEGO INSTYTUTU METEOROLOGICZNEGO).

Le Radiogoniographe Lugeon enregistreur de la direction moyenne des parasites atmosphériques.

Inż. Jan Gurtzman i inż. Bolesław Starnecki

Après avoir rappelé sommairement les appareils pour le goniométrage des parasites atmosphériques déjà existants, les auteurs décrivent le principe de fonctionnement d'un nouvel appareil enregistreur, inventé par Mr. Jean Lugeon, Directeur de l'Institut National Météorologique de Pologne.

L'idée consiste à découper en tranches de très courte durée, au moyen de deux lampes-soupapes, commandées par un générateur local, les tensions provenant des mêmes parasites, mais induites dans deux antennes possédant des caractéristiques de rayonnement différentes. Ces tensions ainsi découpées, sont amplifiées par un seul amplificateur. A la sortie de celui-ci se trouvent deux autres lampes-soupapes commandées par le même générateur et fonctionnant en même temps comme détecteurs agissant sur deux bobines d'un galvanomètre spécial dit logomètre. On démontre que la déviation du logomètre est une fonction de l'angle d'inci-

dence soit de l'azimut des parasites et ne dépend pas de leur amplitude et de leur fréquence.

Les auteurs décrivent la réalisation pratique de l'appareil: les lampes-soupapes, le générateur, l'amplificateur, le logomètre et le dispositif d'enregistrement sur papier photographique. On discute trois solutions du problème, suivant les caractéristiques de rayonnement des antennes:

- 1) deux cadres à angle droit, donnant deux figures en huit,
- 2) une antenne-cadre et une antenne, donnant une cardioïde et un cercle,
- 3) une antenne-cadre, donnant dans des conditions spéciales deux cardioïdes à 180°.

Le mécanisme de fonctionnement de l'appareil, étudié à l'oscillographe cathodique est décrit.

La fig. 13 représente une journée d'enregistrement du radiogoniographe.

### 1. Przegląd istniejących urządzeń.

Urządzenia radjogonjometryczne znalazły między innymi szerokie zastosowanie w badaniach meteorologicznych. Nowoczesna meteorologia zajmuje się mianowicie szczególnie sprawą trzasków atmosferycznych, a zwłaszcza pomiarami kierunków ich przychodzenia, co pozwala na określenie położenia geograficznego oraz szybkości i kierunku przesuwania się ognisk zaburzeń atmosferycznych, np. burz, zimnych frontów i t. p.

Pierwsze prace w tej dziedzinie, wykonywane począwszy od r. 1915 polegały na gonjometrowaniu trzasków na słuch [1, 2, 3, 4]. Oczywiście metoda ta była bardzo uciążliwa ze względu na konieczność prowadzenia bez przerwy spostrzeżeń przez dłuższy czas, to też wkrótce zaczęto opracowywać urządzenia samopiszące różnych systemów.

Zasadniczo wszystkie te urządzenia dają się podzielić na dwie grupy.

**Grupa I.** Urządzenia z obracającą się ramą. Rama układu antenowego o charakterystyce promieniowania kształtu ósemki lub kardjoidy obraca się stale z pewną określoną szybkością. Synchronicznie z ramą obraca się papier samopisu. Piórko samopisu, połączone za pośrednictwem wzmacniacza z układem antenowym, bądź zapisuje — w postaci kresek, odpowiadających poszczególnym impulsom trzasków — całą charakterystykę promieniowania której maximum odpowiada kierunkowi przychodzenia trzasków — (urządzenie Watson-Watt'a) bądź też — przy pomocy np. odpowiedniego przekątnika — daje na papierze znaczek tylko w chwili, gdy rama znajduje się w płaszczyźnie przychodzenia trzasków [5]. Zupełnie nowe urządzenie tego typu zostało opracowane przez autorów w Państwowym Instytucie Meteorologicznym. Urządzenie to będzie opisane w osobnej pracy.

**Grupa II.** Urządzenia z dwoma nieruchomymi układami anten kierunkowych. Pierwszym takim urządzeniem był gonjometr z oscylografem katodowym Watson-Watt'a (1923). Dwie prostopadłe do siebie ramy, o charakterystykach promieniowania:  $V_1 = A \cos \varphi$ ,  $V_2 = A \sin \varphi$  (gdzie  $\varphi$  — kąt jaki tworzy kierunek przychodzenia sygnału z płaszczyzną ramy 1, zaś  $A$  — wielkość proporcjonalna do natężenia pola wytwarzanego przez sygnał), za pośrednictwem dwu identycznych pod względem wzmocnienia i przesunięcia fazy wzmacniaczy są połączone z dwiema prostopadłymi do siebie parami płytek odchylających oscylografu katodowego. Wiązka promieni katodowych w oscylografie pod wpływem działających równocześnie sił proporcjonalnych do  $V_1$  i  $V_2$ , wychyli się o kąt  $\varphi$  względem pary płytek, związanych z ramą 1.

Urządzenie to posiada dwie zasadnicze wady:

1) konieczność zastosowania dwu zupełnie jednakowych wzmacniaczy pociąga za sobą znaczne trudności techniczne i wymaga b. częstego sprawdzania i skalowania aparatury.

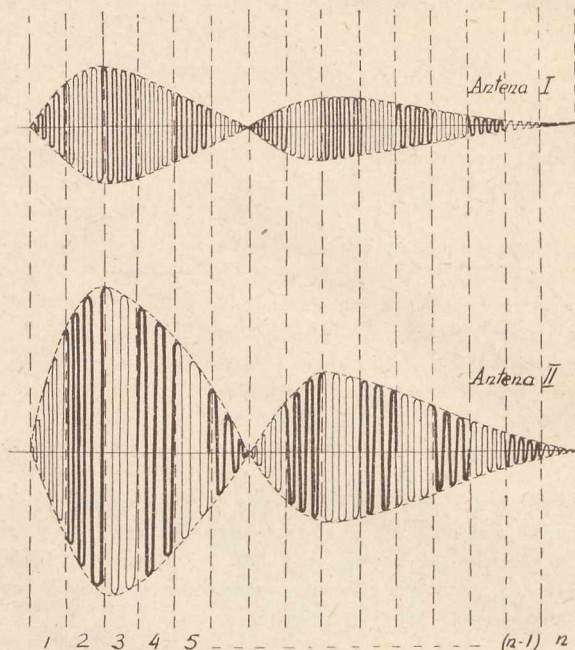
2) zastosowanie oscylografu katodowego — poza podrożeniem kosztów instalacji — wymaga urządzenia, rejestrującego na taśmie filmowej, co b. powiększa koszty eksploatacji.

### 2. Radjogonjograf systemu J. Lugeon'a.

Radjogonjograf opisany poniżej, obmyślony przez Dr. J. Lugeon jeszcze w r. 1924, zalicza się do grupy II-ej urządzeń samopiszących.

Przyjmijmy, że mamy dwa układy antenowe o charakterystykach kierunkowych:  $V_1 = A f_1(\varphi)$ ,  $V_2 = A f_2(\varphi)$ , gdzie  $f_1(\varphi)$  i  $f_2(\varphi)$  przedstawiają pewne funkcje kąta przychodzenia sygnału (trzasków), zaś  $A$  — natężenie pola.

Rozważmy obraz pojedynczego trzasku, wywołującego na zaciskach obu układów antenowych napięcia o przebiegu, pokazanym na rys. 1.



Rys. 1.

Gdyby napięcia te — każde z osobna — jednakowo wzmocnić i poddać detekcji, to oczywiście średnie wartości zmian prądów w detektorach byłyby proporcjonalne do  $f_1(\varphi)$  wzgl.  $f_2(\varphi)$ . Jeśli czas trwania trzasku  $T$  podzielić na pewną ilość  $n$  części, i np. za pomocą specjalnego wentyla doprowadzać do wzmacniacza tylko napięcia, występujące w co drugiej takiej części wówczas zmiany prądu w detektorach przestaną być dokładnie proporcjonalne do  $f_1(\varphi)$  i  $f_2(\varphi)$ , jednakże jeśli wielkość  $n$  będzie dostatecznie duża, wtedy proporcjonalność w przybliżeniu będzie zachowana.

Ponumerujemy te  $n$  przedziałów czasu  $T$  liczbami kolejnymi 1, 2, 3, ...,  $n$ . Przyłączmy nasze dwa układy antenowe do wspólnego wzmacniacza za pośrednictwem dwu wentyli tak, aby pierwszy układ załączał się do wzmacniacza w przedziałach 1, 3, 5, 7, i t. d., zaś drugi — w przedziałach 2, 4, 6, 8, i t. d. Na wyjściu ze wzmacniacza przyłączmy dwa detektory także za pośrednictwem dwu wentyli, działających synchronicznie z wentylami antenowymi. Zgodnie z poprzednio powiedzianem, otrzymamy w tych detektorach zmiany prądu, w przybliżeniu proporcjonalne do  $f_1(\varphi)$  i  $f_2(\varphi)$ .

W ten sposób można zatem uniknąć konieczności stosowania dwu oddzielnych identycznych wzmacniaczy.

Jako wentyle najlepiej nadają się lampy katodowe wieloelektrodowe. (Szczegóły w paragrafie następnym).

Chodzi jeszcze o zastąpienie oscylografu katodowego z urządzenia Watson-Watt'a prostszym przyrządem, którego wychylenia stanowiłyby pewną niezbyt złożoną funkcję kąta  $\varphi$ . Do tego celu użyto t. zw. *logometru*.

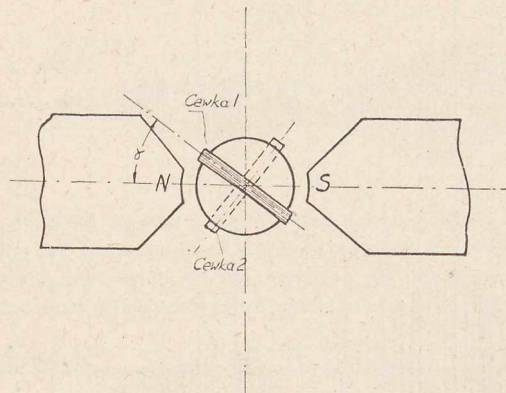
Logometr jest to galwanometr, posiadający dwie cewki ruchome osadzone sztywno na wspólnej osi wzajemnie pod kątem prostym i mogące obracać się w dwu stałych polach magnetycznych odpowiednio zdeformowanych. Układ ruchomy jest zupełnie swobodny, t. zn. bez prądu w obwodzie cewek może zająć dowolne położenie.

Oznaczmy natężenie pola magnetycznego w którym znajduje się pierwsza cewka przez  $H_1$ , zaś natężenie pola w którym znajduje się cewka druga przez  $H_2$ . Pola te nie są jednostajne, ale stanowią pewne funkcje kąta wychylenia

pierwszej z cewek, przyczem kąt ten liczony jest od osi biegunów magnetycznych (rys. 2):

$$H_1 = F_1(\alpha),$$

$$H_2 = F_2(\alpha).$$



Rys. 2.

Jeśli przez cewki płyną prądy  $I_1$  i  $I_2$ , wówczas układ obu cewek znajduje się w równowadze dla pewnego wychylenia  $\alpha$  pierwszej z cewek oraz  $(90^\circ - \alpha)$  drugiej takiego, dla którego zachodzi równość momentów kręjących, czyli dla którego spełnione jest równanie:

$$H_1 I_1 = H_2 I_2 \dots \dots \dots (1)$$

(jeżeli obie cewki są jednakowe).

Ponieważ prądy  $I_1$  i  $I_2$  są proporcjonalne — jakeśmy to wyżej powiedzieli — do  $V_1 = A f_1(\varphi)$  wzgl.  $V_2 = A f_2(\varphi)$ , zatem po podstawieniu do wzoru (1), otrzymamy:

$$A F_1(\alpha) \cdot f_1(\varphi) = A F_2(90^\circ - \alpha) \cdot f_2(\varphi)$$

czyli

$$\frac{f_1(\varphi)}{f_2(\varphi)} = \frac{F_2(90^\circ - \alpha)}{F_1(\alpha)} \dots \dots \dots (2)$$

Z tej zależności możemy otrzymać dla danych  $f_1, f_2, F_1$  i  $F_2$  zależność funkcjonalną wychylenia logometru  $\alpha$  od kąta przychodzenia sygnału  $\varphi$ :

$$\alpha = \Phi(\varphi) \dots \dots \dots (3)$$

przyczem wychylenie to jest zupełnie niezależne od amplitudy sygnału  $A$ .

Rozważmy później, jak winny być dobrane funkcje  $f$  i  $F$  aby otrzymać możliwie prostą zależność (3).

**3. Wykonanie praktyczne.**

**a) Wybór wentyli.**

Jako wentyle zastosowaliśmy lampy ekranowane, przyczem siatka osłonna każdej lampy otrzymuje ze specjalnego generatora (który w dalszym ciągu nazywać będziemy generatorem gonjometru) naprzemian potencjały dodatnie i ujemne.

W półokresach dodatniego potencjału na siatce osłonnej zmienne napięcia odbieranego sygnału, przychodzące na siatkę kierująca, wywołują zmiany prądu anodowego, zaś w półokresach ujemnych prąd anodowy nie płynie czyli lampa sygnału nie przepuszcza.

Zaletą lamp ekranowanych jest stosunkowa łatwość odsprzęgnięcia poszczególnych obwodów lampy oraz okoliczność, że charakterystyka dynamiczna prądu anodowego nie różni się praktycznie od charakterystyki statycznej.

Na rys. 3 przedstawiono uproszczony obraz przebiegów w lampie w przypadku, gdy charakterystyka lampy jest prostolinijowa, a zmiany potencjału siatki osłonnej  $V_g'$  mają kształt prostokątny.

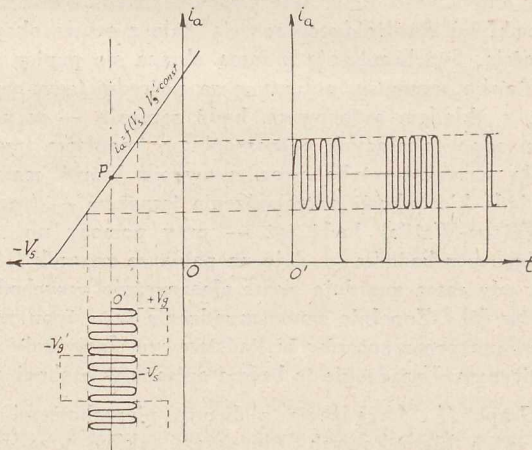
Na rys. 4 pokazano ogólny uproszczony schemat radjo-gonjografu. Lampy-wentyle wejściowe I i II są to lampy ekranowane (Philips B 442), zaś jako lampy wyjściowe III i IV zastosowano pentody małej częstotliwości (Philips B 443) ze względu na konieczność otrzymania większych prądów do uruchomienia logometru.

**b) Generator gonjometru.**

Generator winien odpowiadać szeregowi warunków specjalnych, które obecnie rozważymy.

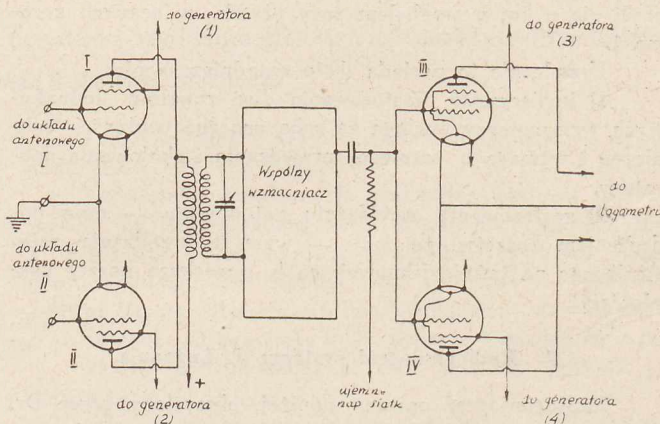
1) potencjały ekranów lamp I i III (rys. 4) winny być w fazie, podobnie ekrany lamp II i IV; natomiast potencjały ekranów I i III w stosunku do potencjałów ekranów II i IV muszą być przesunięte w fazie o  $180^\circ$ . Nadto, aby wzmocnienie lamp poszczególnych par wentyli było jednakowe, krzywa napięcia generatora winna być zupełnie symetryczna w stosunku do potencjału zerowego układu.

Oczywiście spełnienie tych warunków jest najłatwiejsze do osiągnięcia przy zastosowaniu generatora w układzie symetrycznym (przeciwsobnym).



Rys. 3.

2) **Kształt krzywej napięcia.** Teoretycznie najlepiej byłoby, aby krzywa napięcia posiadała kształt prostokątny, jak na rys. 3. Jednakże uzyskanie idealnej krzywej prostokątnej jest niemożliwe, zaś wszelkie przebiegi odkształcone zbliżone do prostokątnych powodowałyby przechodzenie do wspólnego wzmacniacza (rys. 4) wielkiej ilości harmonicznych, co mogłoby zakłócić prawidłowe działanie gonjometru.



Rys. 4.

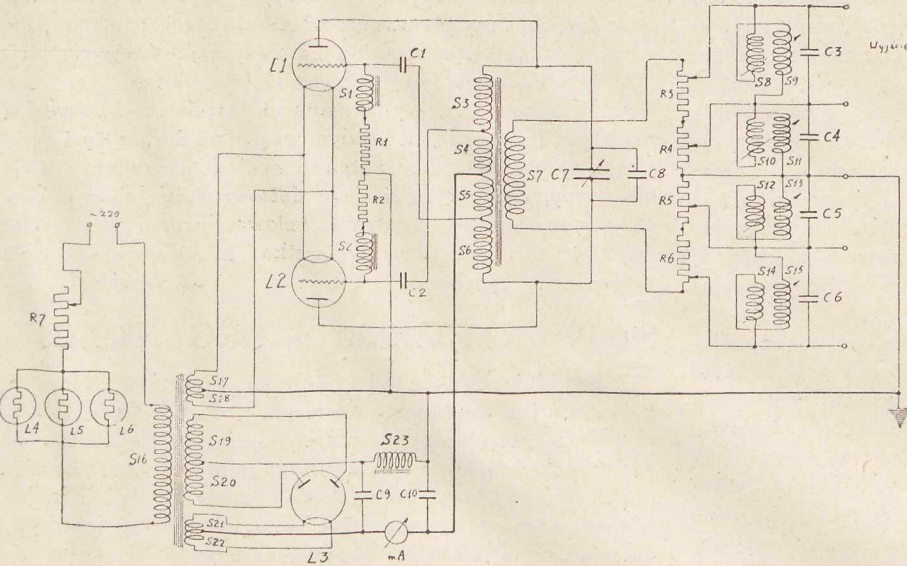
Z drugiej strony w przypadku odkształconej krzywej prostokątnej nastęrczało wielkie trudności otrzymanie symetrii i jednakowości faz napięć na ekranach wentyli.

Powyższe względy skłoniły nas do obrania krzywej napięcia o przebiegu sinusoidalnym. W tym przypadku mamy możliwość łatwego regulowania faz przez załączenie między ekrany wentyli, a ziemię filtrów równoległych, strojonych na częstotliwość generatora. Filtry te równocześnie służą jako odsprężenie ekranów dla częstotliwości odbieranych sygnałów.

3) *Wybór częstotliwości.* Wybór częstotliwości generatora zależy od częstotliwości fali nośnej odbieranych sygna-

łów (trzasków) oraz od częstotliwości modulacji (ilości trzasków w sekundzie i czasu trwania poszczególnych trzasków).

4) *Schemat i moc generatora.* Ogólny schemat generatora przedstawiono na rys. 5. Generator zasilany jest z sieci prądu zmiennego, przyczem dla uniknięcia wpływu wahań napięcia sieci zastosowano układ składający się z oporu  $R_7$  i bareterów  $L_4$ ,  $L_5$  i  $L_6$  (Philips typ 1927).



Rys. 5.

Generator pracuje w symetrycznym układzie Hartley'a. Napięcia użyteczne pobiera się za pośrednictwem potencjometrów  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  i  $R_6$  z wtórnego uzwojenia  $S_7$  transformatora z rdzeniem otwartym, którego uzwojenie pierwotne ( $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ) stanowi indukcyjność obwodu drgań.

Potencjometry  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  i  $R_6$  pozwalają na regulację napięć, doprowadzanych do ekranów wentyli.

Aby uzyskać niezależność regulacji poszczególnych napięć, moce pobierane przez ekrany wentyli winny być małe w stosunku do mocy, traconej w samych potencjometrach. Ponieważ średnia wartość prądów pobieranych przez ekrany zastosowanych przez nas lamp dochodzi do 2 mA, zakładamy obciążenie potencjometru 15 mA. Maksymalne napięcie dla ekranów

wentyli wyjściowych (względem ziemi) wynosi 150 Volt, całkowite zaś napięcie na potencjometrze wynosić winno 300 Volt, stąd opór potencjometru

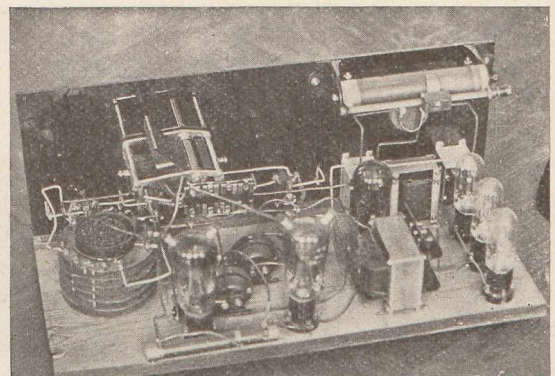
$$R_3 + R_4 + R_5 + R_6 = \frac{300 \cdot 1000}{15} = 20.000 \Omega$$

zaś moc pobierana przez potencjometry: 4,5 Watta.

Aby uzyskać taką moc użyteczną przy sinusoidalnym kształcie krzywej napięcia musieliśmy zastosować w generatorze dwie lampy 10-cio Wattowe (Philips TC 04/10).

Jeśli rozważać nie poszczególne trzaski, a całą serię trzasków jako falę gasnącą modulowaną wówczas częstotliwość generatora winna być większa od częstotliwości modulacji, czyli od częstości trzasków w sekundzie. Ta ilość w naszych szerokościach geograficznych wynosi najwyżej kilkadziesiąt trzasków na sekundę, a więc i z tego punktu widzenia najmniejsza częstotliwość generatora wypada kilka kilocykli<sup>1)</sup>.

Z drugiej strony wybór częstotliwości generatora zależy od częstotliwości fali nośnej odbieranych trzasków. Bliższe rozważenie tej sprawy wykazuje mianowicie, że gdy częstotliwość generatora uczynić większą niż częstotliwość fali nośnej (co teoretycznie jest również możliwe), napotyka się wówczas na nieprzewidywane trudności związane ze wzmacnianiem przebiegów otrzymanych po wentylach wejściowych. Ponadto okazało się, że praca całego układu jest tem spokojniejsza i pewniejsza, im częstotliwość generatora bardziej różni się od częstotliwości fali nośnej.



Rys. 6.

Rys. 6-ty przedstawia ogólny widok generatora.

Uwidocznione na rys. 5 filtry  $S_8 \div S_{15}$ ,  $C_3 \div C_6$  służą — jak już wspominaliśmy — do odsprężenia ekranów wentyli dla częstotliwości fali nośnej oraz do dokładnego doregulowania faz pobieranych z generatora napięć. (Filtry dostrojone są do częstotliwości generatora  $f_g = 2000$  cykli).

(Dok. n.)

<sup>1)</sup> Oczywiście w przypadku zastosowania opisywanej metody do gonjometrowania nie trzasków, a fali ciągłej nie-modulowanej ten warunek na dolną granicę częstotliwości generatora odpada.

# WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

## Rtęciowe prostowniki dużej mocy dla radjostacji nadawczych.

(Kotschubey. *Wireless Engineer*, marzec 1934.)

Rozwój radjostacji nadawczych szedł w ostatnich latach w kierunku zwiększania mocy bez równoczesnego powiększania liczby lamp pracujących równolegle. Pociąga to za sobą podwyższenie napięć zasilających z 12 000 — 15 000 volt, jak dotychczas, do nawet 25 000 volt. Lamy nadawcze najwyższej mocy są obecnie budowane na to ostatnie napięcie.

Wyższe napięcia i moce stawiają nowe wymagania układom zasilającym, dostarczającym prądu stałego wysokiego napięcia, wyprostowanego ze źródła napięcia zmiennego. Z doświadczenia stacji angielskich i niemieckich wynika, że dla napięć od 10 000 volt w górę i dla mocy już od 60 kilowatów, najbardziej ekonomicznym i najbardziej wogóle odpowiednim elektrycznie jest prostownik rtęciowy systemu Brown - Boveri.

Pierwszy prostownik na 400 kilowatów został zainstalowany w fabryce f. Marconi w Chelmsford w r. 1929. Od tego czasu jednostka ta była w ciągłym ruchu i wyniki najzupełniej odpowiadają wymaganiom. Obecnie większość stacji europejskich dużej mocy stosuje prostowniki rtęciowe. Firma Marconi zainstalowała je w Warszawie, Beromuenster (Szwajcaria), Athlone (Irlandja) i t. d. Najnowsza stacja w Budapeszcie posiada prostownik rtęciowy 500 KW 22 000 V. Wszystkie wymienione prostowniki posiadają powłokę metalową. Tak samo zostały wyekwipowane wszystkie nowe radjostacje niemieckie.

Prostownik systemu Brown - Boveri posiada sześć anod głównych i dwie anody wzbudzające oraz urządzenie do automatycznego zapalania. Katoda jest połączona elektrycznie z anodami lamp nadawczych. Biegun ujemny tworzy punkt środkowy transformatora głównego, połączony z uziemioną katodą lamp nadawczych. Uzwojenie pierwotne transformatora jest zabezpieczone wyłącznikami nadmiarowymi, niema natomiast żadnych wyłączników po stronie prądu stałego.

Dla regulacji wysokiego napięcia stosuje się zasadniczo trzy metody: regulatory indukcyjne, transformatory z odczepami i kontrolę zapomocą siatki prostownika. Regulatory dają dobrą krzywą regulacji ale obniżają ogólną sprawność i pogarszają współczynnik mocy. Regulacja odczepami nie daje ciągłości, choć ta ostatnia nie jest absolutnie potrzebna.

Regulacja siatką jest najbardziej odpowiednia. Polega ona na tem, że siatka kontrolna prostownika rtęciowego (wprowadzona do najnowszych typów) otrzymuje, dość niskie stosunkowo, napięcie dodatnie poprzez specjalny kontaktor obrotowy. Zmieniając moment kiedy napięcie to przychodzi na siatkę w stosunku do początku dodatniej półki napięcia zmiennego prostowanego, można dowolnie opóźnić chwilę wzbudzenia łuku w każdym okresie prostowania. W ten sposób czas przepływu prądu w ciągu

jednego okresu prądu zmiennego, zmienia się i wartość średnia prądu stałego — ulega zmianie.

Układ powyższy daje również możność doskonałego zabezpieczenia stacji od przeciążeń czy zwarc. Przekaznik nadmiarowy wyłącza automatycznie kontaktor i prostowanie prądu zmiennego zostaje zatrzymane. Można w ten sposób unieruchomić nadajnik w ciągu ½ okresu prądu zmiennego, co daje absolutną gwarancję bezpieczeństwa lamp nadawczych. Przy ponownem włączeniu stacji napięcie anodowe startuje automatycznie od swej najbliższej wartości, tak że wzbudzenie stacji odbywa się stopniowo.

Wysokonapięciowy prostownik rtęciowy z powłoką metalową jest więc pod każdym względem doskonały i można go stosować bez zastrzeżeń w stacjach nadawczych wielkiej mocy, ze względu na jego dostosowanie do warunków radjowych, wysoką sprawność, niewrażliwość na zwarcia, regulację napięcia i nadewszystko nieograniczony czas użytecznego trwania.

K. Lewiński.

## STOWARZYSZENIA I ORGANIZACJE.

Powołując się na odezwę Komitetu Budowy Muzeum Przemysłu i Techniki, umieszczoną w z. 24 Przeglądu Elektr. z r. b., ze swej strony zwracamy się z gorącym apelem do ogółu radjotechników aby zechcieli popierać dalsze zamierzenia Muzeum, a w szczególności dotyczące się działu radjotechniki. Dział ten zawiera już szereg cennych eksponatów, dla stworzenia jednak usystematyzowanej całości, dalsze ich uzupełnienie jest rzeczą konieczną.

## KOMUNIKATY ZARZĄDU SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ SEP.

Dnia 7 listopada r. b. odbyło się zebranie odczytowe Sekcji, na którym prof. D. M. Sokolcow wygłosił referat p. t. „*Elektro i radjotechnika w muzeach zagranicznych*“. Po odczycie wywiązała się dyskusja, podczas której podkreślono znaczenie muzeów technicznych, spełniających zadanie kształcenia mas, które są jakby „politechniką ludową“.

Dyrektor polskiego „Muzeum Przemysłu i Techniki“ inż. K. Jackowski zaznajomił przy tej sposobności zebranych z tendencjami, pracami i zamierzeniami co do przyszłości naszego muzeum.

Dnia 21 listopada odbyło się zebranie odczytowe Sekcji, na którym inż. B. Starnecki wygłosił referat p. t. „*Samopiszący goniometr obrotowy oraz jego zastosowanie*“. Prelegent przedstawił urządzenie do rejestrowania zakłóceń atmosferycznych, zainstalowane w Państwowym Instytucie Meteorologicznym w Jabłonie.

Po odczycie, w dyskusji podkreślono, że wyniki otrzymywane zapomocą tego aparatu pozwalają wyciągać ważne wnioski, nie tylko dla służby meteorologicznej, lecz również i dane o rozchodzeniu się fal elektromagnetycznych odbitych od warstwy Kennelly'-Heaviside'a.

PRZEDPŁATA:

kwartalnie . . . zł. 9.—

rocznie . . . zł. 36.—

za zmianę adresu  
(znakami pocztowymi) gr. 50

Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa, Czackiego 5. m. 24, I piętro  
(Gmach Stowarzyszenia Techników), telefon № 690-23.

Administracja otwarta codz. od godz. 9 do 15 w soboty od 9 do 13

Konto czekowe w P. K. O. Nr. 363

Ceny ogłoszeń  
podaje administracja  
na zapytanie.

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny”, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością,

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska”, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87-98.







