# PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH
Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

**Rok IX.** **1 Kwietnia 1931 r.** **Zeszyt 7—8**

Redaktor por. STEFAN JASIŃSKI. Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

SOMMAIRE.

*Mesure des pertes dans les diélectriques* par *S. Judycki* et *Z. Kasprzykowski.* Les auteurs pour les mesures des pertes dans les diélectriques ont choisi la méthode de résonance par compensation. Les essais ont été fait pour les diélectriques suivants: délite, galalite, bakélite, fibre, paraphine.

*Un nouveau systeme de réception dirigée pour la té légraphie et la téléphonie sans fil, au moyen de la transformation de la fréquence* par *J. Plebański I. E.* Il est montré que dans le cas d'une réception dirigée réalisée au moyen de deux ou plusieurs antennes placées dans une distance définie l'une de l'autre — le même effet est obtenu quand on réduit la distance des antennes dans un certain rapport en multipliant simultanémant la fréquence reçue dans le même rapport. Dans le cas ou cette multiplication conduirait à une fréquence trop élevée on parvient au même but, en transformant d'abord la fréquence reçue d'après le principe superhétérodine, et en multipliant la fréquence intermédiaires.

*Revue documentaire. Bulletins.*

# BADANIE STRAT W DIELEKTRYKACH.

**Stanisław Judycki i Zygmunt Kasprzykowski.**

Tematem powyższej pracy było wyznaczenie strat w dielektrykach w zależności od częstotliwości. Granice na częstotliwość, przy których zostały przeprowadzone badania, wynosiły od 300 000 okr/sek do 600 000 okr/sek, czyli dla długości fali $\lambda = 1\,000$ do $\lambda = 500$ m.

Najważniejszym warunkiem uwzględnianym przy pomiarach było utrzymywanie stałej amplitudy natężenia pola ($v$/cm), co przy kondensatorach płaskich, dla dielektryków o jednakowej grubości, sprowadza się do utrzymywania stałego napięcia skutecznego na zaciskach kondensatora.

Przy dielektrykach o różnej grubości zakładamy stałe natężenie pola (np. $F = 11$ $v$/cm), wyznaczamy napięcie na zaciskach kondensatora $V = F \cdot a$ w woltach i ze wzoru

$$V_c = 477{,}5 \frac{I^{mA}\, l^{m}}{10^3\, c^{cm}} \text{ woltów.}$$

obliczamy prąd i mA.

Przez regulację napięcia żarzenia utrzymujemy stałe napięcie $V_c$.

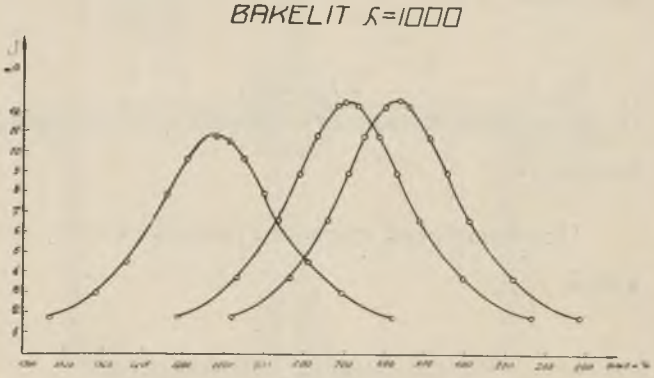
Stratę mocy w dielektryku możemy wyrazić następującem równaniem $P_d = V \cdot I_c \cos\varphi$. Podstawiając do powyższego równania wartość $I_c = V \cdot \omega \cdot C = 2\pi f C V$ otrzymamy:

$$P_d = 2\pi \cos\varphi\, f \cdot C \cdot V^2$$

Z powyższego wzoru widać, że $P_d$ zależy od napięcia $V$ na zaciskach kondensatora.

Miarą strat w dielektryku jest kąt $\varphi$, kąt przesunięcia fazy prądu względem napięcia, od którego jest zależny dekrement logarytmiczny tłumienia $\delta = \pi \cdot \cos\varphi$. Znając zatem dekrement logarytmiczny tłumienia możemy obliczyć zużycie energji w obwodzie wysokiej częstotliwości.

*Metoda pomiaru.* Do określenia dekrementu logarytmicznego tłumienia zastosowana była metoda rezonacyjno - kompensacyjna, która daje bezpośrednio jako wynik pomiaru współczynnik $\delta$, podczas, gdy za pomocą innych metod otrzymujemy tylko opór tłumienia.




Rys. 1.

Dla każdego dielektryka, przy każdej długości fali, zdejmowane były trzy krzywe rezonansu [zależności $I = f(\alpha)$, $I = f(C)$.]:

1. Krzywa rezonansu z załączonym kondensatorem pomiarowym z dielektrykiem badanym.
2. Krzywa rezonansu z załączonym kondensatorem pomiarowym o dielektryku powietrznym.
3. Krzywa rezonansu bez załączonego kondensatora pomiarowego.

Otrzymane podczas badań krzywe rezonansu stosują się do prądów nietłumionych, czyli o stałej

aplitudzie. Obliczano przy tem dekrement logarytmiczny tłumienia tego z dwóch obwodów, którego własna liczba okresów zmienia się przez zmianę pojemności lub indukcyjności, dzięki czemu nie może być mierzony jednocześnie dekrement logarytmiczny drugiego obwodu.

Wyznaczmy zależność między dekrementem logarytmicznym tłumienia $\delta$, a badanemi krzywemi rezonansu. W tym celu rozpatrzmy przebieg drgań nietłumionych w obwodzie. Prąd czynny będzie

$$i = \frac{e}{\sqrt{R_1^2 + \left(2\pi f_1 L_1 - \frac{1}{2\pi f_1 C_1}\right)^2}}$$

gdzie $e$ oznacza stałą wartość maksymalną, $f_1$ — częstotliwość obwodu wznieconego, $R_1$ — oporność, $L_1$ — indukcyjność, $C_1$ — pojemność powyższego obwodu.

Gdy zmierzymy pojemność w obwodzie mierniczym i wprowadzimy zależność $i = f(C)$, to otrzymamy krzywe rezonansu.

Krzywa rezonansu będzie więcej płaską wtenczas, gdy obwód ma dawać prądy możliwie równe przy różnych częstotliwościach (jest większy opór — większe straty).

Ostre krzywe rezonansu charakteryzują selektywność obwodu. Im ostrość większa, tem będzie większa różnica prądów. Gdy się rozchodzi o duże natężenie prądu ($i$), przy pewnej określonej częstotliwości $f$, to bierzemy obwód o dużej selektywności; wtedy pożądana jest duża ostrość.

Oznaczmy przez $f_2$ — częstotliwość drgań własnych obwodu, a przez $L_2$, $R_2$, $C_2$ — spółczynniki poszczególne, odpowiadające powyższemu obwodowi.

Prąd uzyska największą wartość przy rezonansie, to znaczy przy $f_1 = f_2$.

Wtenczas: $\omega_1 L_1 = \frac{1}{\omega_1 C_1}$, lub $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ i

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$$

Wobec zachodzącej równości $f_1 = f_2$ możemy napisać $T = \frac{1}{f} = 2\pi\sqrt{LC}$

Oznaczmy prąd rezonansu przez $i_r$ i weźmy stosunek $\frac{i^2}{i_r^2}$

$$\frac{i^2}{i_r^2} = \frac{1}{1 - \frac{1}{R^2}\left[2\pi f_1 L - \frac{1}{2\pi f_1 C}\right]^2} =$$

$$= \frac{1}{1 - \frac{1}{R^2}\left[f_1^2 4\pi^2 C L - 1\right]^2 \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C^2}}$$

Jeżeli zamiast $4\pi^2 C L$ wstawimy $\frac{1}{f_2^2}$ to otrzymamy

$$\frac{i^2}{i_r^2} = \frac{1}{1 - \frac{1}{R^2 4\pi^2 f_1^2 C^2}\left(\frac{f_1^2}{f_2^2} - 1\right)^2}$$

W wypadku rezonansu $f_2 = f_1$ i $(2\pi f_1)^2 CL = 1$, mamy:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 C}, \text{ czyli } \delta = \frac{R}{2L} \cdot \frac{1}{f_1} = \pi R 2\pi f_1 C.$$

Zarazem wiadomo, iż $R^2 (2\pi f_1 C)^2 = \frac{\delta^2}{\pi^2}$.

Wprowadźmy tą wartość do ogólnego równania na dekrement log. tłumienia — to otrzymamy:

$$\delta = \pi\left[\frac{f_1^2}{f_1^2} - 1\right]\sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}$$

Jeżeli $f_1$ = const, a tylko $f_2$ zmienne, to $f_1$ przedstawia równocześnie $f$ rezonansu. Oznaczamy go przez $f_r$

$$\delta = \pi\left[\frac{f_r^2}{f_r^2} - 1\right]\sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}$$

Do powyższego równania możemy podstawić zamiast $f_r$ i $f_2$ wartości pojemności ($C$), lub długości fali ($\lambda$).

Jeżeli obierzemy, dla obliczenia dekrementu logarytmicznego tłumienia $\delta$, dwie równe wartości odcinków „$i^2$" i określimy dla nich pojemność ($C$) zapomocą $C'_2$ i $C''_2$, lub wprowadzimy wartości długości fali $\lambda'_2$ i $\lambda''_2$, to możemy obliczyć $\delta$ z równań następujących:

$$\delta = \frac{\pi}{2}\frac{C''_2 - C'_2}{C_r}\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i}\right)^2 - 1}} = \frac{\pi}{2}\frac{C''_2 - C'_2}{C_r}\sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}}$$

$$\delta = \frac{\pi}{2}\frac{\lambda''^2_2 - \lambda'^2_2}{\lambda_r^2}\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i}\right)^2 - 1}} = \frac{\pi}{2}\frac{\lambda''^2_2 - \lambda'^2_2}{\lambda_r^2}\sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}}$$

Możemy w przybliżeniu przyjąć że $\frac{\lambda''_2 + \lambda'_2}{2} \cong \lambda_r$

zarazem

$$\frac{\lambda''^2_2 - \lambda'^2_2}{\lambda_r^2} = \frac{(\lambda''_2 - \lambda'_2)(\lambda''_2 + \lambda'_2)}{\lambda_r^2} \cong 2\frac{\lambda''_2 - \lambda'_2}{\lambda_r}$$

Jeżeli powyżej otrzymane wyniki podstawimy do ostatniego równania, to otrzymamy równanie przybliżone.

$$\delta \cong \pi \cdot \frac{\lambda''_2 - \lambda'_2}{\lambda_r}\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i}\right)^2 - 1}} \cong \pi \cdot \frac{\lambda''_2 - \lambda'_2}{\lambda_r}\sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}}$$

$\alpha$ i $\alpha_r$ przedstawiają odchylenia przyrządu mierniczego, proporcjonalne do kwadratów prądów działających. Ostatnie równanie umożliwia obliczenie $\delta$ bez względu na to, jakiego rodzaju będą drgania w obwodzie generacyjnym.

Przeliczenia dekrementu dla kilku różnych punktów dały wyniki jednakowe i dlatego przeliczano dekrement w jednym punkcie — dla stosunku prądów $\left(\frac{i_r}{i}\right)^2 = 2$. Wtenczas równania powyżej podane uproszczą się i

$$\delta = \frac{\pi}{2}\frac{C''_2 - C'_2}{C_r}$$

gdzie $C_r$ — pojemność odpowiadająca max. prądowi, a $C_2'$, $C_2''$ — pojemności dwóch punktów krzywej, odpowiadające prądowi $i = \frac{i_r}{\sqrt{2}}$.

W obwodzie mierniczym oprócz badanego dielektryka znajduje się jeszcze oporność omowa i indukcyjna, które wpływają bardzo na straty w obwodzie, a zatem i na dekrement logarytmiczny tłumienia.

Straty jakie zachodzą w samym dielektryku możemy przeliczyć w następujący sposób:

Oznaczmy straty jakie zachodzą przy włączonym kondensatorze pomiarowym, lecz o dielektryku powietrznym przez

$$W_0 = I_1 V_1 \sin \partial_0.$$

Straty całkowite (przy włączonym kondensatorze pomiarowym z badanym dielektrykiem) przez

$$W_1 = I_1 V_1 \sin \partial_1,$$

a zatem straty zachodzące w samym dielektryku będą

$$W_x = W_1 - W_0 = I_1 V_1 \sin \partial_x,$$

czyli $I_1 V_1 \sin \partial_1 - I_1 V_1 \sin \partial_0 = I_1 V_1 \sin \partial_x$, stąd

$$\sin \partial_x = \sin \partial_1 - \sin \partial_0$$

Wyznaczamy w krzywych rezonansu dekrement logarytmiczny tłumienia dla kondensatora z dielektrykiem badanym ($\delta_1$), oraz dla kondensatora o dielektryku powietrznym ($\delta_0$). Ze wzoru $\delta = \pi \cos \varphi$ wyznaczamy dla obu wypadków $\cos \varphi_1$ i $\cos \varphi_0$.

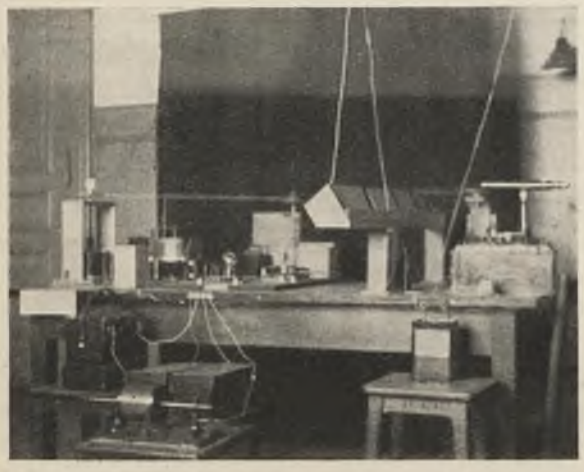
Kąty stratności $\partial_1$, $\partial_0$ są dopełnieniem powyższych kątów do 90°, czyli:

$$\cos \varphi_1 = \sin \partial_1 \text{ i } \cos \varphi_0 = \sin \partial_0.$$

A zatem sinus kąta stratności szukanego będzie równy

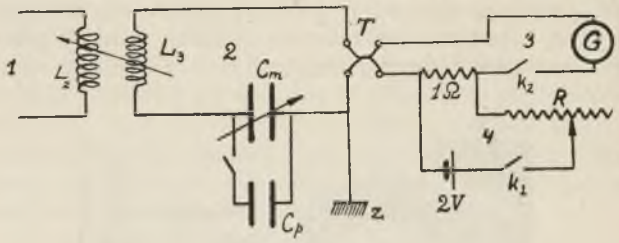
$$\sin \partial_x = \cos \varphi_1 - \cos \varphi_0 = \sin \partial_1 - \sin \partial_0.$$

*Aparatura.* Aparatura pomiarowa, na której przeprowadzona została powyższa praca, składa się z dwóch obwodów drgających, luźnie ze sobą sprzężonych za pomocą cewek samoindukcyjnych $L_2$ i $L_3$, oraz obwodów 3 i 4 służących jako pomocnicze.



Rys. 2.

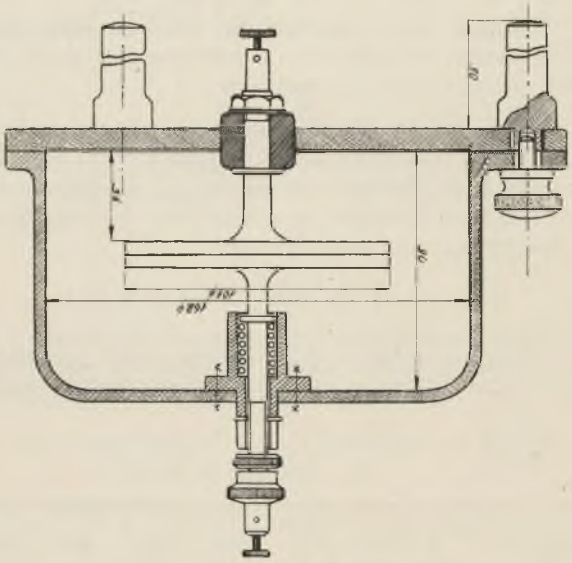
Obwód 1 służy jako generator prądów szybkozmiennych, o znanym schemacie, użyty w pracy M. Wolfkego i H. Kamerlingh - Onnesa przy badaniu stałej dielektrycznej ciekłego helu *).




Rys. 3.

Obwód ten odznacza się wielką stałością amplitudy drgań. Obwód 2 jest właściwym obwodem mierniczym. Składa się on z cewki samoindukcyjnej $L_3$, precyzyjnego kondensatora obrotowego mierniczego $Cm$ z równolegle załączonym kondensatorem pomiarowym $C_p$ (w którym badane są płytki), oraz termoelementu próżniowego $T$, służącego jako detektor prądów szybkozmiennych. W celu odpowiedniego nastrojenia obwodu 2, oraz zwiększenia czułości i dokładności pomiarów, służą obwody 3 i 4. Obwód 3, tak zwany obwód galwanometru, zawiera termoelement $T$, galwanometr G, opór stały 1 Ω i klucz $k_2$.

Prądy szybkozmienne obwodu 2 ogrzewają spojenie termoelementu $T$. Powstająca tam SEM. wywołuje prąd w obwodzie 3, galwanometr zatem daje wychylenie. Włączając obwód kompensacyjny 4 i dobierając oporność $R$ sprowadza się galwanometr do zerowego położenia. Czyli stosujemy tu metodę kompensacyjną zerową.

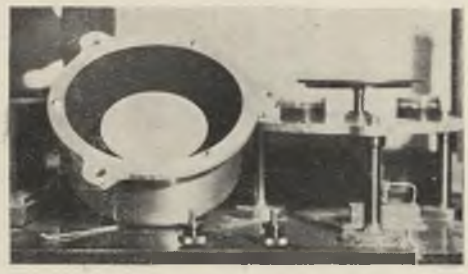


Rys. 4.

Kondensator pomiarowy, w którym były badane poszczególne dielektryki, składa się z korpusu aluminjowego, ściśle dopasowanego, oraz dwóch

*) (Leiden Communication Nr. 171 b 1924).

okładzin mosiężnych, z których dolna jest izolowana od korpusu za pomocą walca bursztynowego, a górna jest połączona elektrycznie z korpusem i jest ruchoma. Posiada ona bolec nagwintowany z nakrętką u góry, co pozwala ustawić powyższą okładzinę w dowolnej pozycji. Kondensator powyższy został wykonany w Zakł. Fiz. I przez p. Czesława Skłodowskiego.



Rys. 5.

Powyższe rozwiązanie konstrukcyjne kondensatora okazało się najodpowiedniejsze do pracy naszej, to znaczy do zdejmowania krzywych rezonansu. Możność ustawienia płytki ruchomej w dowolnej pozycji pozwala nam na badanie dielektryków o rozmaitej grubości, oraz zdejmowanie krzywych rezonansu dla dielektryka—powietrze, przy zachowaniu tej samej odległości pomiędzy okładzinami.

Bolec górny zawiera sprężynę, pozwalającą na dokładny docisk okładzin, aby zabezpieczyć się od warstewek powietrza, wpływających ujemnie na wyniki pomiaru. Oprócz tego obie okładziny były posrebrzone. W środku kondensatora umieszczone były dwa naczynia szklane z kwasem siarkowym, służącym jako środek hygroskopijny.

Badane były dielektryki, mające największe zastosowanie w technice, a mianowicie: dellit, bakelit, galalit, fibra i parafina.

Dla każdego dielektryka, przy długościach fali od 1 000 do 500 metrów (ze zmianą co 100 m), zdejmowane były krzywe rezonansu i z szeregu powyżej podanych równań przeliczaliśmy kąt stratności w zależności od częstotliwości.

$$[\sin \partial = f\ (f),\ \text{albo}\ \sin \partial = f\ (\lambda)].$$

Wyniki badań dla poszczególnych dielektryków zostały ujęte w poniżej podanych tabelkach.

*Dellit:*

| Dług. fali $\lambda^m$ | 1000 | 900 | 800 | 700 | 600 | 500 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f$ okr/sek. | $3 \cdot 10^5$ | $3{,}33 \cdot 10^5$ | $3{,}75\ 10^5$ | $4{,}28 \cdot 10^5$ | $5 \cdot 10^5$ | $6 \cdot 10^5$ |
| $\sin \partial_x$ | 0 0028 | 0.00358 | 0,00475 | 0,0064 | 0,0093 | 0,0136 |
| $\sphericalangle\ \partial_x^{min}$ | 9,63′ | 12,3′ | 16,32′ | 22,0′ | 31,95′ | 46,76′ |

*Bakelit:*

| Dług. fali $\lambda^m$ | 1000 | 900 | 800 | 700 | 600 | 500 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f$ okr/sek. | $3\ 10^5$ | $3{,}33 \cdot 10^5$ | $3{,}75 \cdot 10^5$ | $4{,}28\ 10^5$ | $5 \cdot 10^5$ | $6 \cdot 10^5$ |
| $\sin \partial_x$ | 0,00245 | 0 00295 | 0,00335 | 0,0046 | 0,0071 | 0,01214 |
| $\sphericalangle\ \partial_x^{min}$ | 8,42′ | 10,4′ | 15,51′ | 15,8′ | 24,4′ | 41,74′ |

*Galalit:*

| Dług. fali $\lambda^m$ | 1000 | 900 | 800 | 700 | 600 | 500 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f$ okr/sek. | $3 \cdot 10^5$ | $3{,}33 \cdot 10^5$ | $3{,}75 \cdot 10^5$ | $4{,}28 \cdot 10^5$ | $5 \cdot 10^5$ | $6 \cdot 10^5$ |
| $\sin \partial_x$ | 0,00207 | 0,0023 | 0,0026 | 0,00328 | 0,00445 | 0,00689 |
| $\sphericalangle\ \partial_x^{min}$ | 7,11′ | 7,9′ | 8,95′ | 11,28′ | 15,3′ | 23,68′ |

*Fibra:*

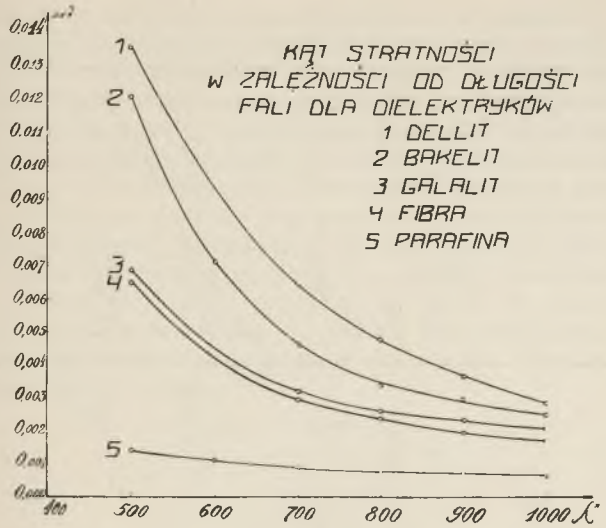
| Dług. fali $\lambda^m$ | 1000 | 900 | 800 | 700 | 600 | 500 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f$ okr/sek. | $3 \cdot 10^5$ | $3{,}33 \cdot 10$ | $3{,}75 \cdot 10^5$ | $4{,}28 \cdot 10^5$ | $5 \cdot 10^5$ | $6 \cdot 10^5$ |
| $\sin \partial_x$ | 0.0017 | 0,00197 | 0,00235 | 0,00292 | 0,0041 | 0,0065 |
| $\sphericalangle\ \partial_x^{min}$ | 5,85′ | 6.78′ | 8.1′ | 10,0′ | 14,09′ | 22,32′ |

*Parafina:*

| Dług. fali $\lambda^m$ | 1000 | 900 | 800 | 700 | 600 | 500 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f$ okr/sek. | $3 \cdot 10^5$ | $3{,}33 \cdot 10^5$ | $3{,}75 \cdot 10^5$ | $4.28\ 10^5$ | $5 \cdot 10^5$ | $6 \cdot 10^5$ |
| $\sin \partial_x$ | 0 00065 | 0,00072 | 0,0008 | 0,00091 | 0,00116 | 0,00145 |
| $\sphericalangle\ \partial_x^{min}$ | 2,23′ | 2,48′ | 2,75′ | 3,13′ | 4,0′ | 5,0′ |

Na zasadzie danych ujętych w tabelkach, zostały wykreślone krzywe charakterystyk zależności $\sin \partial = f\ (\lambda)$.

Z wykresu tego widzimy, że ze wzrostem częstotliwości (zmniejszeniem się długości fali), straty w dielektryku wzrastają i tak np. dla dellitu, przy




Rys. 6.

$\lambda = 1000$ m ($f = 3 \,.\, 10^5$ okr/sek) $\sphericalangle\, \delta = 9{,}63'$; zaś przy $\lambda = 500$ m ($f = 6 \,.\, 10^5$ okr/sek) $\sphericalangle\, \delta = 46{,}76'$

Isnieje pozatem duża różnica w dobroci pomiędzy badanemi dielektrykami. I tak, z badanych dielektryków, pod względem małej stratności najlepszym okazał się dielektryk parafina, później fibra i galalit; bakelit zaś i dellit dały największe kąty stratności. Pomimo, iż zasięg w jakim badaliśmy nie zmieniał się w dużych granicach ($3 \,.\, 10^5$ okr/sek — $6 \,.\, 10^5$ okr/sek), charakter krzywych w tych granicach jest zupełnie wyraźny i daje nam wielkość tych strat, tymsamym dobroć dielektryka pod względem własności elektrycznych.

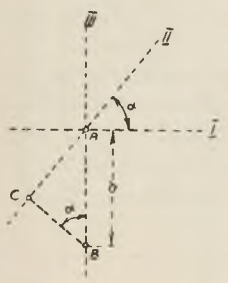
Kończąc powyższy artykuł pozwalamy sobie złożyć najserdeczniejsze podziękowanie Panu Prof. Dr. M. Wolfkemu za cenne rady i wskazówki, oraz stałe kierownictwo w ciągu całej pracy.

Zakład Fiz. I. Polit. Warsz. — Marzec 1929 r.

# MOŻLIWOŚĆ ODBIORU KIERUNKOWEGO ZAPOMOCĄ POWIELANIA CZĘSTOTLIWOŚCI.

**Inż. Józef Plebański.**

Zalety odbioru kierunkowego są dobrze znane, i jak wiadomo kierunkowe systemy odbiorcze polegają przeważnie na odpowiedniem rozstawianiu (w zależności od długości fali) wielu anten i sumowaniu prądów w nich powstających.



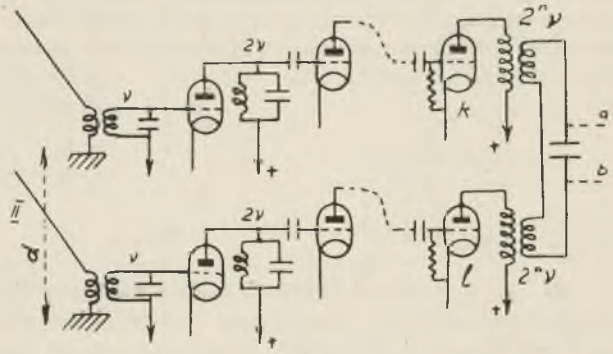
Rys. 1.

W antenach tego rodzaju fazy powstających prądów przy odbiorze z pewnego określonego kierunku dodają się i dają maksimum odbioru, gdy tymczasem z pozostałych kierunków fazy znoszą się i odbiór jest minimalnym.

Jeżeli weźmiemy dwie anteny z rys. 1 (widziane zgóry) rozstawione w odległości $d$ od siebie to wówczas jeśli fala przychodzi z kierunku $I$ indukowane prądy w obydwuch antenach $A$ i $B$ będą w fazie i suma ich (przy równych antenach) będzie się równała dwukrotnej wielkości w porównaniu z jedną anteną. Jeżeli fala przychodzi z kierunku III, to w antenach powstanie różnica faz równa $\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}$ i jeżeli $d = \frac{1}{2}\lambda$ to $\varphi = 180^0 = \pi$ i suma prądów z obydwuch anten będzie zerem.

Jeżeli teraz weźmiemy $d = \frac{1}{16}\lambda$, to oczywiście $\varphi = \frac{\pi}{8} = 22^0{,}30'$ i z kierunku III suma prądów nie będzie zerem.

Jeżeli jednak weźmiemy układ takich anten według rys. 2 i w dowolnych układach powiększających częstotliwość (transformatorów częstotliwości lub układów lampowych zwiększających częstotliwość), częstotliwość odbieranej fali powiększymy np. 8 razy (t. j. np. zastosujemy 3 systemy zwiększające częstotliwość dwukrotnie $2^3 = 8$) to natenczas możemy dowieść, że i różnica fazy prądów w lampach $k$ i $l$ będzie 8 razy większą niż w antenach I i II.



Rys. 2.

Jeżeli weźmiemy np. jakikolwiek układ detektorowy z charakterystyką kwadratową, to prąd po detekcji możemy wyrazić wzorem:

$$i_d = a_1 e + a_2 e^2 + \ldots; \text{ jeżeli } e = A \sin(\omega t + \varphi) + B \sin pt \sin(\omega t + \varphi)$$

1) $$i_d = a_2 \Big( A \sin(\omega t + \varphi) + B \sin pt \sin(\omega t + \varphi) \Big)^2 = a_2 \Big( \frac{A^2}{2} \Big[ 1 - \cos(2\omega t + 2\varphi) \Big] + AB \sin pt \, [1 - \cos(2\omega t + 2\varphi)] + \text{człony zwykłej detekcji} \Big) + \text{czł. w. częstotliwości}$$

2) $$= a_2 \Big( -\frac{A^2}{2} \cos(2\omega t + 2\varphi) - AB \sin pt \cos(2\omega t + 2\varphi) \ldots \Big)$$

Pierwszy człon tego równania powstaje z podniesienia A sin $(\omega t - \varphi)$ do kwadratu, drugi z rozwinięcia iloczynu

$$2\ AB\ \sin^2\ (\omega t + \varphi)\ .\ \sin p\,t$$

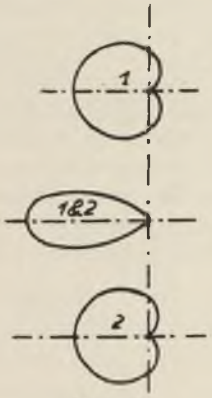
powstającego na skutek podnoszenia równania 1) do kwadratu.

Z powyższego widzimy, że przy podwajaniu częstotliwości jednocześnie zwiększa się również podwójnie przesunięcie fazowe.

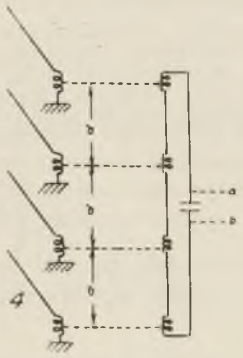
Można dowieść, że jeżeli weźmiemy jakiekolwiek urządzenie zwiększające częstotliwość 2, 3, 4 . . . . . razy to również i faza będzie odpowiednio zwiększoną 2, 3, 4 . . . . . razy.

A zatem jeżeli w przykładzie z rys. 1 weźmiemy rozstawienie anten $d = \frac{1}{16}\ \lambda$ i następnie zwiększymy częstotliwość np według rys 2 — 8 razy to $\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}\ .\ \times\ 8 = 180^0$ czyli otrzymamy taką samą charakterystykę, jak gdyby anteny były rozstawione o $d = \frac{1}{2}\ \lambda$ zamiast $\frac{1}{16}\ \lambda$. W ten sposób oczywiście zaoszczędzamy dużo miejsca.

Jeżeli według rysunku 2 skombinujemy dwa układy kierunkowe, mające charakterystyki według rys. 3 (1) i (2) to w rezultacie otrzymamy ulepszoną charakterystykę 1 i 2.

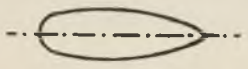


Rys. 3.



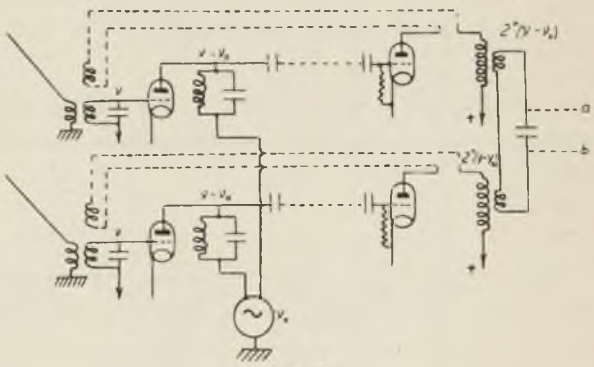
Rys. 4.

W ten sposób możemy dowolne systemy (lub pojedyńcze anteny) kierunkowe lub niekierunkowe kombinować i ulepszać charakterystykę kierunkową. Np. na rys. 4 mamy kombinację 4 anten lub systemów) i na rys. 5 charakterystykę całego systemu.


Rys. 5.

Ponieważ, jak z powyższego wynika, musimy za pomocą transformacji częstotliwości skrócić falę faktycznie do takich wymiarów, jakie byłyby niezbędne dla otrzymania danej charakterystyki zwykłym sposobem, t. j. np. jeżeli mamy falę 100 m i rozstawienie anten 2 m, to musimy falę 100 m zmienić na 4 m (gdyż 2 m $= \frac{\lambda}{2} = \frac{4}{2}$ przeto dla zbyt małych rozstawień anten, musielibyśmy pracować z bardzo krótkiemi falami.

Chcąc tego uniknąć, możemy za pomocą heterodyny (rys. 6), zasilającej jednocześnie wszystkie systemy, zmienić falę odbieraną na dłuższą (transformować falę) i następnie powiększyć częstotliwość fali pośredniej. Co do kierunkowości odbioru otrzymamy ten sam efekt, a konstrukcja będzie znacznie łatwiejszą.

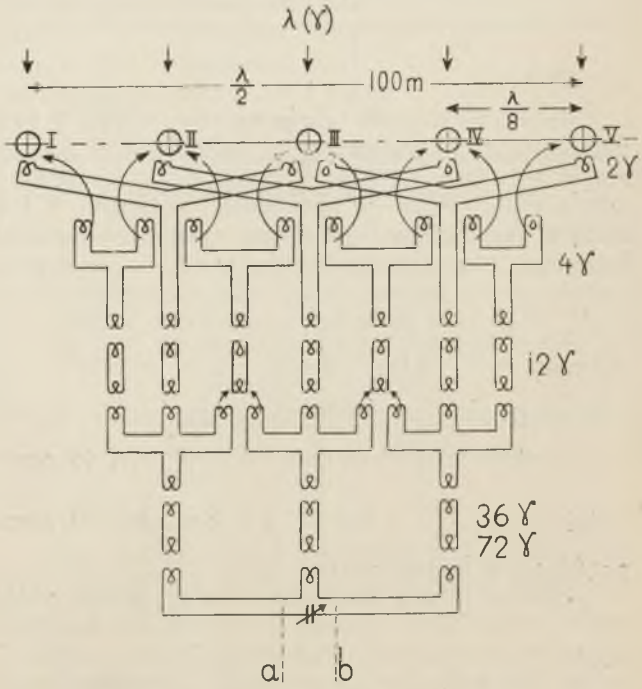

Rys. 6.

Nakoniec możemy pomnożoną częstotliwość pośrednią doprowadzić do tego samego znaczenia, co przed transpozycją fali, t. j. żeby mniej więcej $(\nu - \nu_0)\ X = \nu$ i wtedy możemy zastosować sprzężenie zwrotne, jak to jest pokazane kropkowanemi linjami na rys. 6. W ten sposób możemy zaoszczędzić liczbę lamp.

Jeżeli fazy, stosowane z heterodyny ($\nu_0$ na rys. 6) na różne anteny, będą odpowiednio dobrane, to w rezultacie będziemy mogli kierunek odbioru obracać.

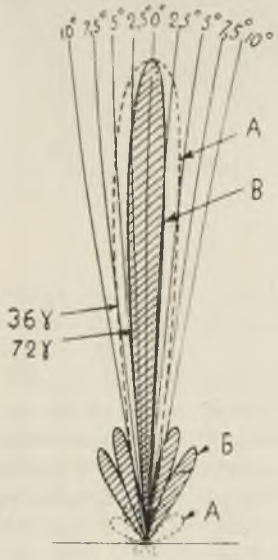
Na rys. 7 widzimy kombinację z 5 antenami, rozstawionemi na odległość 10 m. Odbierając falę $\lambda = 200$ m i kombinując anteny między sobą, jak to jest wskazane na rysunku 7 i 8, możemy otrzymać charakterystykę bardzo ostrą.

Urządzenie z rys. 7 należy rozumieć, oczywiście, w sposób następujący: Najwpierw podwa-



Rys. 7.

jamy częstotliwość prądów indukowanych z anten I, II, III, IV i V, kombinując, to znaczy dodając (np. z anteny I i III, albo z anteny I i II i t. d.) i potem jeszcze raz podwajamy częstotliwość (4 ν). W wyniku otrzymamy 7 cewek (obwodów wyjściowych). Następnie potrajamy częstotliwość (12 ν) i kombinujemy (składamy) je między sobą. Następnie jeszcze raz potrajamy częstotliwość i kombinujemy (składamy) 36 ν. Otrzymamy wtedy charakterystykę A (rys. 8). Jeżeli podwoimy tę częstotliwość, t. j. przejdziemy na 72 ν, otrzymamy charakterystykę B, która jest ostrzejszą, posiada jednak niepotrzebne dodatkowe promieniowanie z boków.




Rys. 8.

Oczywiście, zmieniając falę 200 m na krótszą 72 razy, otrzymamy falę 200 : 72 = 2,77 m, czyli bardzo nieracjonalną. Lepiej zatem transformować tę falę najwpierw na 7200 m (naprzykład) i potem powielić jej częstotliwość 72 razy, otrzymamy wtedy 7200 : 72 = 100 m. Jeżelibyśmy chcieli otrzymać taką samą charakterystykę, jak A lub B (rys. 8) w zwykły sposób, t. j. rozstawiając anteny na ½ λ musielibyśmy wziąć conajmniej system o 10½ λ t. j. w danym wypadku 10½ × 200 = 2500 m, zamiast 100 m. Stąd widzimy, jakie korzyści może dać proponowany system.

Powyższa zasada powielania częstotliwości i użytkowania różnicy faz w systemie różnicowym może być oprócz tego ogólnie zastosowaną we wszystkich przypadkach, kiedy chcemy zwiększyć małe przesunięcia fazowe.

Dodać należy, że powyższa zasada może być praktycznie zastosowana jedynie przy kaskadowem powielaniu częstotliwości. Jeżeli weźmiemy jakiekolwiek urządzenie generujące harmoniczne, np. lampę katodową, działającą na nieprostolinijnej części charakterystyki (lub t. p.), to, oczywiście, w jednej lampie będziemy mogli otrzymać wszystkie harmoniczne i potem możemy je, dajmy na to, odfiltrować i wzmocnić. Zasada ta jednak nie jest praktyczną, gdyż wyższe harmoniczne są tak geste, że niemożliwem jest je łatwo odfiltrować. Weźmy przykład: mamy falę 200 m zmniejszyć 100 razy, to znaczy częstotliwość 1 500 000 okresów zmienić na 150 000 000 okresów. W tym przypadku 99 harmoniczna będzie 200 : 99 = 2,02 m, 101-sza harmoniczna 200 : 101 = 1,98 m. Oczywiście, oddzielić te fale od siebie jest bardzo trudno i nawet niemożliwe. Jeżeli natomiast falę 200 m zmniejszymy najwpierw 5 razy, to 4 harmoniczna będzie 50 m, 5-ta 40 m, 6-ta 33,3 m — oddzielimy je łatwo. Następnie falę 40 m zmniejszymy 5 razy i falę 8 m 3 razy. Jednem słowem w urządzeniu kaskadowem możemy praktycznie i bez komplikacji żądane powielenie częstotliwości osiągnąć.

# WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

### Ostatnie dane z rozwoju radjogonjometrów.

*(Recent Developments In Direction-Finding Apparatus. BARFIELD. Proceedings of the Wireless Section, Institution of El. Engineer Vol. 5 Nr. 15. Wrzesień 1930).*

Radjogonjometry systemu Bellini- Tosi, z ramą pojedyńczą lub podwójną, posiadają wspólną wadę, że nie wskazują rzeczywistego kierunku stacji nadawczej, lecz tylko kierunek składowej poziomej pola magnetycznego. W normalnych warunkach te dwa kierunki są do siebie prostopadłe, lecz w razie odbicia fal od warstwy Heaviside'a pole magnetyczne posiada składową pionową, która indukuje S. E. M. w poziomych częściach ramy i fałszuje rezultaty.

Już w roku 1916 Adcock wskazał, że system odbiorczy składający się z kilku rozstawionych anten pionowych powinien, teoretycznie, określić prawdziwy kierunek stacji nadawczej.

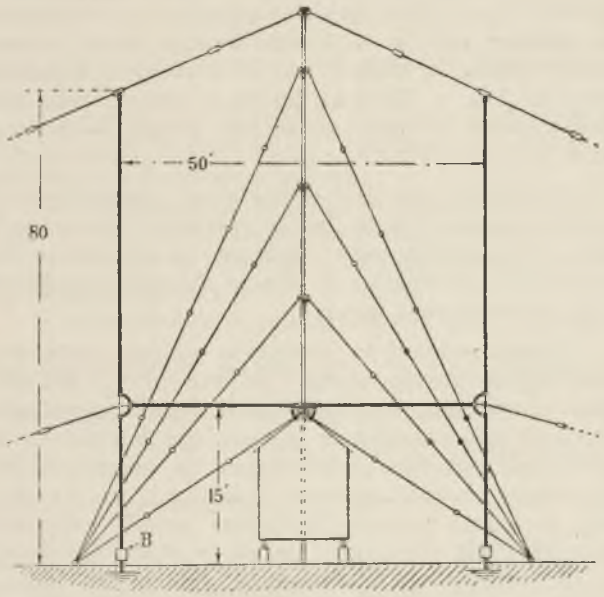
Autor opisuje nowy, zrównoważony, system Adcock'a, zbudowany przez Radio Research Station w miejscowości Slough*). System ten różni się tem od pierwotnego, że domek operacyjny jest na ziemi i że każda antena posiada tuż przy uziemieniu kondensator o pojemności 300 μμF (rys. 1.B), służący do zrównoważenia jej obwodu, oraz, że układ jest podtrzymywany przez jeden tylko maszt centralny zamiast czterech.

Domek operacyjny ma 1,35 m² przekroju i jest dokładnie ekranowany przez sieć drutów miedzianych. Maszt 30 m wysokości przechodzi przez jego środek.

Cztery anteny o wysokości 24 m są zawieszone na czterech promienisto rozchodzących się linach zakotwiczonych na odległości 120 m. Przewody poziome prowadzą do środka domku; uziemienia w postaci cylindrów są umieszczone dokładnie pod antenami. Goniometr G (rys. 2) i odbiornik są podobne do stosowanych w systemie Bellini—Tosi.

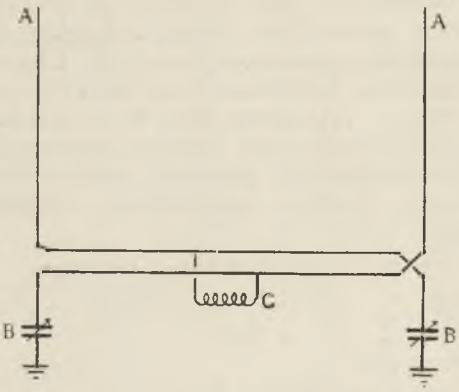
*) System Marconi—Adcock był referowany w Przegl. Radjotechn. VIII Z. 19—20, 1930 r., str. 108—111.

Równoważenie systemu ma na celu zrównanie impedancji wyższej części systemu z dolną wraz z S. E. M. wzbudzoną w poziomych przewodach przez składową pio-



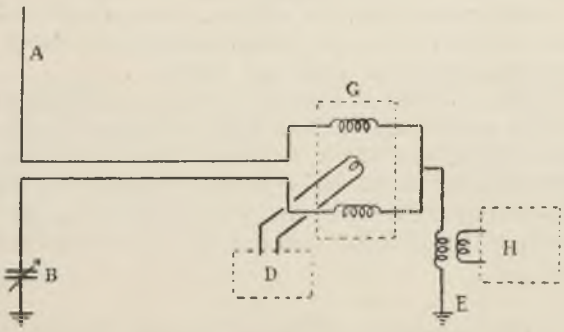

Rys. 1.

nową pola magnetycznego. Robi się to dla każdej anteny osobno (rys. 3). Antena jest połączona ze swojem uziemieniem przez obie cewki gonjometru, punkt zaś połączenia tych cewek jest uziemiony w środku systemu anten. Do-



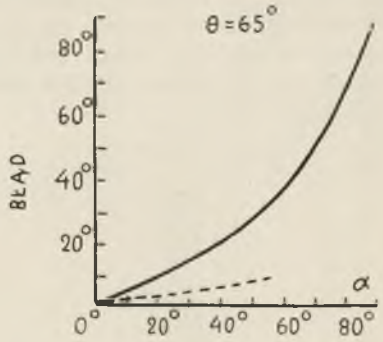

Rys. 2.

kładnie ekranowane źródło wielkiej częstotliwości modulowanej H zasila obie cewki gonjometru i antenę. Kondensator równoważący B nastawia się w ten sposób, żeby przy położeniu cewki D pod kątem 45° do cewek gonjometru uzyskać minimum tonu w odbiorniku D. Wówczas system jest zrównoważony.




Rys. 3.

Układ tego rodzaju, przeznaczony dla fal 300—600 m został poddany całemu szeregowi prób. Podczas dnia, przy falach przyziemnych, błąd nie przekraczał 1° i system Adcock'a nie wykazał znaczniejszych różnic z ramowym. Dopiero w nocy, przy odbiorze fal odbitych, system ten wykazał znaczną wyższość i dlatego zostały przedsięwzięte próby z nadajnikiem, umieszczonym na balonie w taki sposób, aby kąt nadchodzenia fal można było dowolnie zmieniać. Rys. 4 podaje błąd gonjometru ramowego (linja ciąg-

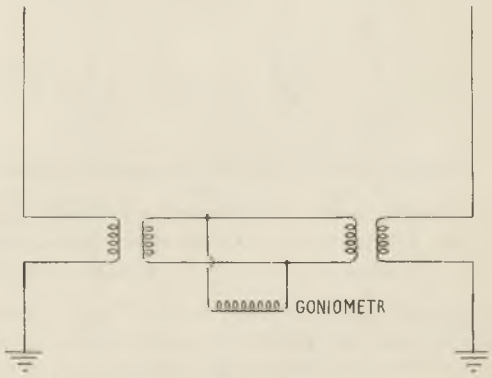



Rys. 4.

ła) i systemu Adcock'a w funkcji kąta nachylenia anteny nadawczej z pionem α dla stałej wartości kąta padania fal Θ

W części teoretycznej autor rozpatruje przypadek niezrównoważonych obwodów i dochodzi do wniosku, że błąd może wynosić nawet 14°. Po zrównoważeniu błąd teoretyczny nie powinien przekraczać 3°. Wyniki te z dużem przybliżeniem zostały potwierdzone doświadczalnie.

W n i o s k i. Jak widać z powyższego, system Adcock'a daje stosunkowo b. mały błąd. Obok błędu niemożliwego do uniknięcia (zboczenie fal z linji prostej lub rozproszenie) istnieje błąd, pochodzący stąd, że składowa nienormalnie zpolaryzowana pola magnetycznego indukuje pewną S. E. M. w poziomych przewodach. Autor rozpatruje kilka możliwych przypadków oddziaływania tej składowej i przychodzi do wniosku, że rozdzielając przewody poziome na szereg obwodów sprzężonych można błąd ten zmniejszyć do minimum.



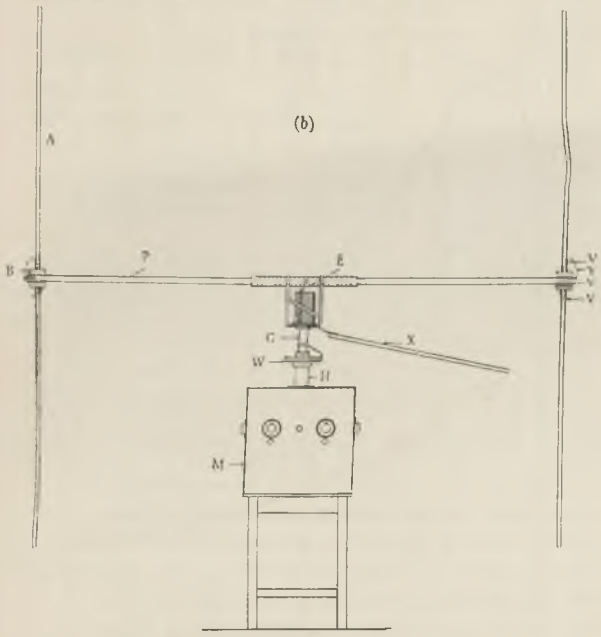

Rys. 5.

S y s t e m A d c o c k a d l a f a l k r ó t k i c h 12—60 m.

Układ polega na dwóch rozstawionych antenach pionowych, umocowanych na obracającym się poziomym ramieniu (rys. 6). Anteny te są połączone przeciwsobnie. Środki drutów poziomych są połączone na pierwotne uzwojenie transformatora. Cała część pozioma systemu, wraz z transformatorem, jest ekranowana siatką drucianą.

System taki poddano całemu szeregowi prób równolegle z gonjometrem ramowym. Próby z nadajnikiem

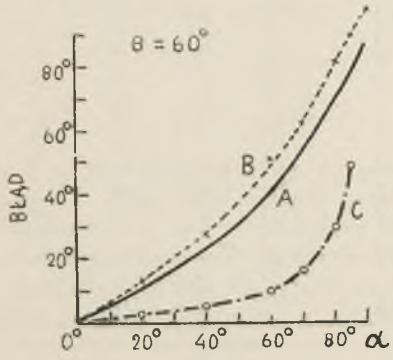
miejscowym małej mocy, umieszczonym w środku dużej otwartej płaszczyzny na odległości 100 y. (91 m.) od gonjometru dały błąd max. 2° dla $\lambda$ = 16 do 40 m.




Rys. 6.

Następnie umieszczono nadajnik na słupie o wysokości 12 m, pozostawiając możność zmiany kąta anteny z pionem $\alpha$. Wyniki prób są podane na rys. 7, gdzie krzywa A daje błąd, obliczony teoretycznie dla gonjometru ramowego, B — błąd otrzymany drogą doświadczalną tegoż gonjometru, C — błąd systemu Adcock'a. Otrzymane błędy syst. Adcock'a powstają, zdaniem autora, skutkiem asymetrji, spowodowanej przez nierówności powierzchni ziemi. Przez skrócenie dolnych gałęzi anten uzyskano pod tym względem znaczną poprawę (rys. 8). Wybór odpowiedniego miejsca (środek otwartej płaszczyzny) posiada również dodatni wpływ.

Próby na większych odległościach (10—250 km) i w różnych porach dnia dały błąd max. (gdy wogóle odczyt był możliwy z powodu fadingu) mniejszy od 4°. Gonjometr ramowy dawał znacznie gorsze wyniki.

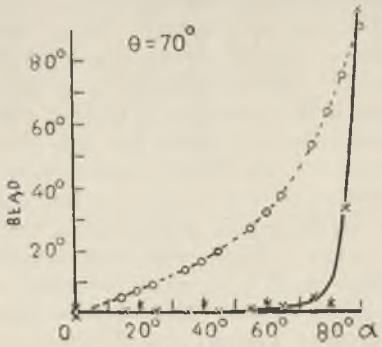



Rys. 7.

Przy b. dużych odległościach (stacja w Nauen) gonjometr ramowy wykazywał b. duże błędy, a często odczyt wogóle nie był możliwy. System Adcock'a dawał wyraźne minimum i choć czasem niepewność była 10°, jednak przeciętnie nie przekraczała 2—3°.

W n i o s k i. Błędy zaobserwowane dla odległości 30—800 km od nadajnika, dla obu systemów, są spowodowane przez fale odbite od warstwy Heaviside'a. Jeżeli znalezione błędy są jednakowe, powodem jest zboczenie fal z właściwego kierunku lub rozproszenie. Jeżeli ten przypadek nie zachodzi, system Adcock'a daje mniejsze błędy (rys. 7).

Odnajdywanie kierunku obu systemami było możliwe na fali 24 m aż do 110 km, w dzień i 50 km w nocy (dane dla jesieni). Aż do 30 km odczyty są ostre i *dokładność* około 2°, jeżeli miejsce ustawienia przyrządu jest dobrze obrane (100 m wolnej przestrzeni we wszystkich kierunkach). Powyżej tej odległości minima są coraz bardziej płaskie i błąd zbyt wielki. Dla odległości większych od 800 km system Adcock'a daje błędy nie większe od 5°, pod czas gdy gonjometr ramowy nie daje zazwyczaj żadnych wyników.




Rys. 8.

System Adcock'a, choć nie jest zupełnie wolny od błędów, mniej podlega działaniu fal nienormalnie zpolaryzowanych (o ile, oczywiście, nie są rozproszone), niż gonjometr ramowy (rys. 7) i z tego powodu bardziej się nadaje dla lotnictwa i dalekodystansowej pracy na ziemi. Na bliskich odległościach (do 20 km), gdzie promieniowanie pochyłe jest słabe, gonjometr ramowy bardziej zasługuje na wybór, ponieważ jest zwartej i mocnej budowy i łatwo daje się przenosić z miejsca na miejsce.

*K. Lewiński.*

### Projektowanie dokładnych falomierzy

*Accurate Wavemeter Design. G r i f f i t h, Wireless World 1930, Nr. 544, 545, 554.*

Wobec coraz większej dokładności, wymaganej od falomierzy, powstaje konieczność bardzo sumiennego ich opracowania w najdrobniejszych szczegółach. Dokładność ta zależy prawie wyłącznie od indukcyjności i, przedewszystkiem, kondensatorów. Bardzo staranne odwzorcowanie będzie bezcelowa gdy niestałość pojemności będzie dawała, wskutek wadliwej konstrukcji, błąd wyższego rzędu. Im lepszy jest gatunek kondensatora, zastosowanego do falomierza i im mniejszy zakres częstotliwości, pokryty jednym jego obrotem, tem bardziej dokładne może być odwzorcowanie. Te dane należy dostosować do rodzaju falomierza i wymaganej precyzji. Najlepszy kondensator i najmniejszy zakres nie mogą dać dokładności większej niż np 2% falomierzowi z brzęczykiem. Tabela podana niżej pozwala zorjentować się w rzędzie wielkości błędu, jakiego należy się spodziewać od różnych typów:

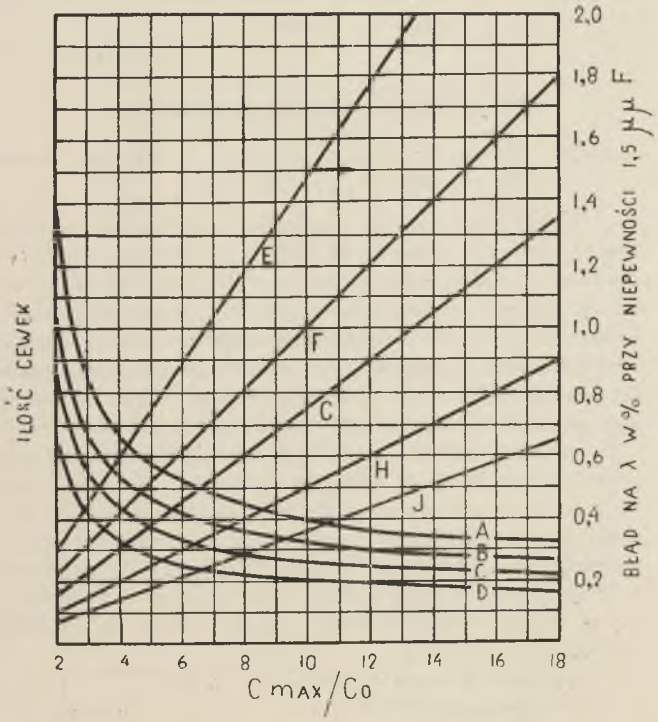
| | |
|---|---|
| narodowy wzorzec częstotliwości (z multiwibratorem) | 0,001% |
| wzorzec wtórny | 0,01% |
| dobry wzorzec roboczy | 0,05% |
| b. dobry falomierz-heterodyna | 0,2% |
| dobry przenośny falomierz-heterodyna | 0,5% |
| zwykły falomierz z brzęczykiem | 2 % |

W dobrym falomierzu kondensator zmienny musi być zabocznikowany kondensatorem stałym i wtedy pewna nieunikniona niedokładność staje się mniejszą wobec pojemności obwodu. Powoduje to jednak zmniejszenie zakresu pokrytego przez jeden obrót i zwiększa liczbę cewek, przeznaczonych dla pokrycia całości. Koszt wykonania zwiększa się i manipulacja staje się uciążliwszą. Od celu i rodzaju falomierza zależy wybór takiej czy innej drogi.

Do obliczenia liczby cewek służą krzywe A, B, C i D z rys. 1, odpowiadające zakresom ( $\lambda_{max}$ / $\lambda_{min}$ ) 100:1, 40:1, 20:1 i 10:1; na osi odciętych mamy stosunek pojemności końcowej od początkowej. Np. jeżeli falomierz ma pokryć zakres 10—1000 m., przy $C_m/C_0 = 10$ liczba cewek będzie 4 (krzywa A). Proste E, F, G, H, I pozwalają znaleźć procentowy błąd w długości fali, gdy niepewność pojemności wynosi 1,5 μμF przy kondensatorach 500, 750, 1000, 1500 i 2000 μμF. Gdy niepewność jest inna, błąd można znaleźć z reguły trzech. Wykresy te potwierdzają wyżej podaną zasadę o dokładności odwzorcowania.

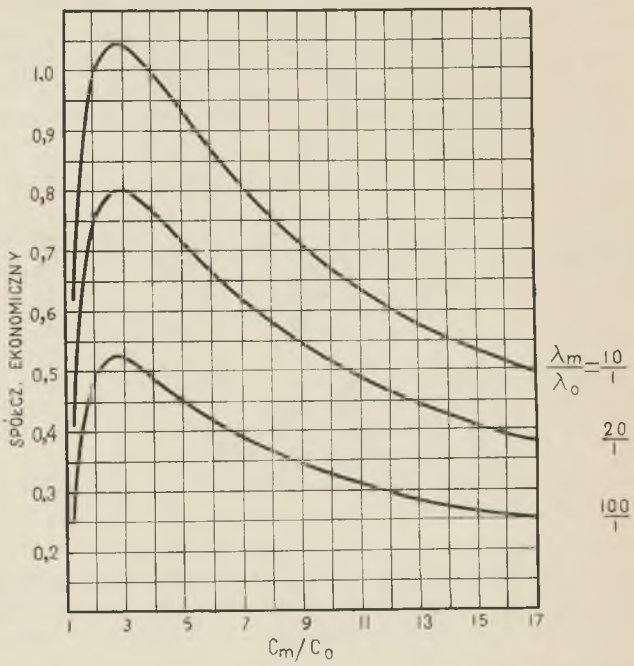
Z krzywych A, B, C, D widać, że liczba cewek szybko rośnie, gdy $C_{max}/C_0$ maleje i stać się może łatwo zbyt wielką. Gdy wykreślimy krzywą (rys. 2), gdzie pewien „spółczynnik ekonomiczny", równy: $\frac{1}{\text{niedokładność} \times \text{liczba cewek}}$ będzie funkcją $C_{max}/C_0$, to okaże się, że najlepszym stosunkiem pojemności końcowej do początkowej będzie mniej więcej 2,7. Np. przy kondensatorze o pojemności max. 1000 μμF i początkowej 100 μμF (wraz z poj. szkodliwemi) należy zastosować kondensator blokujący o poj. około 430 μμF

Rzeczą pierwszorzędnej wagi jest wyznaczenie odpowiedniej pojemności kondensatora obrotowego. Ponieważ stosunek $C_{max}/C_0$ został już poprzednio określony, pozostaje znaleźć $C_{max}$. Wartość ta musi być jaknajwiększa, ponieważ błąd wtedy maleje (rys. 1). Projektodawca jest tu ograniczony tem, że konstrukcja dokładnego kondensatora dużej pojemności natrafia na wielkie trudności. Ale nie jest



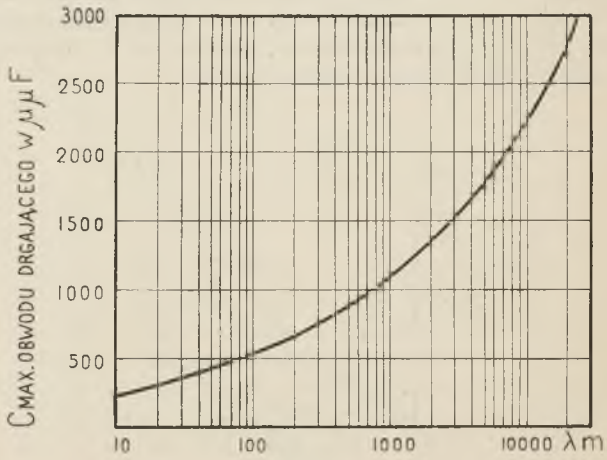

Rys. 1.

to główną przyczyną ograniczenia tej wartości. Gdy stosunek C/L staje się zbyt wielki, to podtrzymanie drgań w zwykłym oscylatorze ze strojoną anodą i cewką reakcyjną staje się (bez nadmiernego sprzężenia) niemożliwe. Sprzężenie cewek musi być większe od CRρ (C — poj. kondensatora, R — opór cewki, ρ — opór wewn. lampy). Zwiększając C, zmniejszamy L, lecz R nie maleje równie szybko i sprzężenie musi wzrosnąć, podczas gdy L zmalało. Również dekrement log. δ = R/2fL rośnie wraz z C. (Nie należy również zapominać, że niepewność nastawienia rośnie wraz z C). Te przesłanki powodują ograniczenie C. Rys. 3 podaje wartość pojemności dla odpowiedniej długości fali.




Rys. 2.

Podziałki kondensatorów mają również duży wpływ na dokładność odczytu. Podziałki naniesione na metalu nadają się lepiej do tego celu. Grubość kresek nie powinna naogół




Rys. 3.

przekraczać 0,2 mm, a odstęp powinien być jaknajmniejszy, lecz nie można zejść poniżej 1 mm, dla większej dokładności należy użyć nonjusza. Lecz nawet w tym przypadku nie można określić położenia wskaźnika z dokładnością większą od 0,25 mm.

Autor podaje empiryczne wzory na promień podziałki kondensatora dla różnych typów:

Prostolinijna zmiana pojemności $R = \frac{0{,}81\,(p-1)}{A}$

Prostolinijna zmiana λ lub f $R = \frac{1{,}62\,(\sqrt{p}-1)}{A}$

Kondensator logarytmiczny $R = \frac{1{,}85 \log p}{A}$

gdzie:

R — promień podziałki w cm.

p — $C_{max}/C_0$,

A — całkowita żądana dokładność w %.

Przy podziałkach na ebonicie należy R powiększyć o 50%.

Liczby na podziałkach powinny iść od lewej do prawej celem uniknięcia omyłek. Ruch obrotowy kondensatora powinien odbywać się bez szarpnięć i skoków.

*K. Lewiński.*

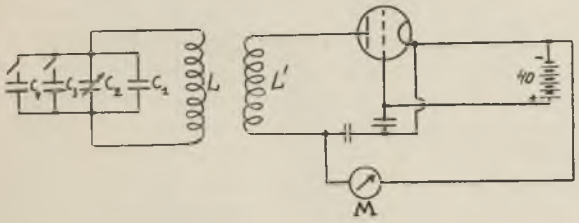
### Częstościomierz precyzyjny S. F. R.

*(Bulletin de la Société Française Radioélectrique Nr. 4, Maj 1930).*

W związku ze stale wzrastającą ilością stacyj nadawczych, pokrywających prawie cały zakres częstotliwości obecnie stosowanych, Międzynarodowy Komitet Doradczy do spraw radjotelegrafji (C. C. I. R.) na posiedzeniu, odbytem w Hadze w r. 1929, uznał za konieczne przedsięwziąć środki zaradcze celem usunięcia interferencyj i wynikającego ze wspomnianych przyczyn chaosu. W tym celu Komitet zalecił stosowanie pomiarów zapomocą częstościomierzy precyzyjnych.

W myśl dyrektyw Komitetu, Société Française Radioélectrique skonstruowała częstościomierz, którego dokładność wzorcowania względem wzorca Laboratoire National de Radioélectricité w Paryżu wynosi $^1/_{10000}$. Przyrząd ten pozwala zmierzyć wszystkie częstotliwości w zakresie od 9 500 do 21 500 kilocyklów (32—14 m). Częstościomierz tegoż typu został zrealizowany również dla częstotliwości od 3 000 do 6 000 kilocyklów (100—50 m).

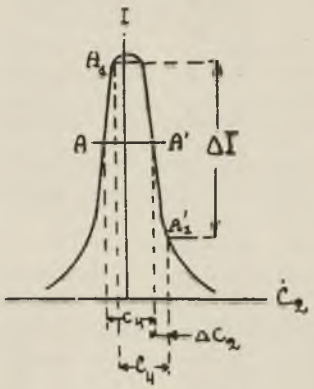
Częstościomierz zawiera przewzorcowany obwód drgań, sprzężony z obwodem pomiarowym.




Rys. 1.

Pojemność $C_1$ jest stale załączona na zaciskach cewki L. Pojemności $C_2$ i $C_3$ służą do regulacji natomiast $C_4$ pozwala osiągnąć nieznaczną zmianę pojemności strojenia. Pojemność ta umożliwia osiągnięcie wielkiej dokładności pomiarów. Indukcyjność L składa się z 1 lub 2 zwojów. Obwód pomiarowy posiada indukcyjność $L^1$ o jednym zwoju, sprzężoną z obwodem drgań i włączoną do obwodu anody lampy katodowej, której siatka posiada potencjał dodatni 40 V. Gdy niema drgań w obwodzie LC, prąd stały anodowy jest równy zeru. W przeciwnym razie, siła elktromotoryczna wielkiej częstotliwości, indukowana w cewce $L^1$, wytwarza w obwodzie anody w każdym półokresie napięcie dodatnie, wywołujące prąd, którego wartość średnią mierzy miliamperomierz M.

Po zastosowaniu odpowiedniej indukcyjności i ewentualnem włączeniu pojemności $C_3$, reguluje się kondensator zmienny $C_2$ tak, aby otrzymać największe wskazanie miliamperomierza; następnie wykańczamy regulację w ten sposób, aby włączenie lub usunięcie pojemności $C_4$ nie wpływało na natężenie prądu. W tych warunkach działanie częstościomierza jest określone przez punkty A i A'. Najdrobniejsza zmiana pojemności $C_2$ powoduje wielką zmianę natężenia prądu, co pozwala osiągnąć znaczną dokładność pomiarów.




Rys. 2.

Częstościomierz S. F. R. odznacza się wielką czułością, pozwala on wykryć wahania częstotliwości, wynoszące $^1/_{28000}$.

*Inż. Al. Launberg.*

### Skuteczny głośnik dla wyższych częstotliwości słyszalnych.

*An Efficient Loud Speaker at the Higher Audible Frequencies.*

L. G. Bostwick. Journal of Acoustic Society of America, lipiec 1930.

Autor opisuje głośnik, przeznaczony do stosowania równolegle z istniejącemi w celu rozszerzenia zakresu słyszalności do 11 000 lub 12 000 okresów. Jest to głośnik z ruchomą cewką w połączeniu z tubą, przepuszczającą częstotliwości powyżej 2000. Średnica wylotu tej tuby wynosi 5 cm. Pomiary wydajności mechanicznej tego głośnika wykazały średnią wydajność około 20% w zakresie od 3 000—11 000 okr. Różnice w wydajności nie przekraczały 5 decybeli (decybel = 10 log $P_{max}/P_{min}$).

Przez dodatkowe zastosowanie tego rodzaju głośnika skuteczność zwykłego głośnika została polepszona i krzywa wydajności może być jednostajna od 50 do 12 000 okresów.

*K. Lewiński*

### Nowy układ detektorowy.

*(Experimental Wireless, Vol. VIII, Nr. 88, r. 1931).*

Detekcja siatkowa odznacza się większą czułością, niż detekcja anodowa; jednakowoż należy podkreślić, że prąd wyprostowany nie jest ściśle proporcjonalny do siły odbieranych sygnałów. Początkowo prąd wyprostowany rośnie powoli, a następnie zachowuje wartość stałą, albo nawet maleje wraz ze wzrostem napięcia zmiennego. Zjawisko to należy przypisać przypadkowej detekcji na zakrzywieniu charakterystyki anodowej, co przeciwdziała skutkom detekcji siatkowej. Zniekształcenie , wynikające ze wspomnianego zjawiska, można zwalczać przez włączenie szeregowe oporu omowego do uzwojenia pierwotnego transformatora, sprzęgającego lampę detektorową z lampą małej częstotliwości. Opór ten zwiększa prostolinijną część charakterystyki, zmniejszając w ten sposób niepożądaną detekcję anodową.

*Inż. Al. Launberg.*

# KOMUNIKATY ZARZĄDU SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ SEP.

**Protokół**

**Walnego Zgromadzenia Sekcji Radjotechnicznej S.E.P. odbytego dn. 11 marca 1931 r. w lokalu S.E.P.**

1) Zebranie zagaił Prezes Sekcji kol. inż. Jackowski i zaproponował na Przewodniczącego kol. mjr. Pociaska, którego wybór przyjęto przez aklamację.

Wobec ogłoszenia protokółu ostatniego Walnego Zgromadzenia, które się odbyło w październiku 1930 r. w Przeglądzie Radjotechnicznym — protokółu nie czytano, akceptując jego treść.

2) Przewodniczący udzielił głosu Prezesowi Sekcji, który zdał ogólne sprawozdanie z działalności Zarządu. Z treści sprawozdania wynikło, że:

a) W okresie sprawozdawczym t. j. w ciągu 6 miesięcy zostały uporządkowane i uzgodnione z Zarządem Głównym S.E.P. wszystkie sprawy administracyjne Sekcji, a przedewszystkiem stosunek udziału Sekcji w składkach wpłacanych do S.E.P., prowadzeniu sekretarjatu, kasy, lokalu dla odczytów i t. d.;

b) W powyższym czasie odbyło się 6 posiedzeń Zarządu t. j. jedno na miesiąc.

Dalsze sprawy Zarządu referowali poszczególni referenci:

a) Kol. Krulisz, Wiceprezes, zdał sprawę ze swej delegacji do P.K.E. i Rady Teletechnicznej — które w tym czasie pracowały nad przepisami o antenach oraz kwestjami symboli.

b) Kol. Hubert, Skarbnik, przedstawił stan finansów Sekcji omawiając wysokość i podział składek oraz przedstawiając analizę rozchodów wedle załączników.

c) Kol. Jasiński, referent odczytowy, podał, że w okresie sprawozdawczym odbyło się 7 zebrań odczytowych, dalsze odczyty i ich terminy są już przewidziane. Zawiadomienia o odczytach rozsyłane są obecnie zawczasu i w miarę możności zawierają rozkład odczytów na cztery tygodnie naprzód. W m-cu kwietniu przygotowuje się wycieczkę na radjostację raszyńską. (Wykaz odczytów w załączniku).

d) Kol. Jasiński, jako Redaktor Przeglądu Radjotechnicznego podaje, że Przegląd wyszedł w okresie sprawozdawczym w 5 zeszytach o normalnej objętości i dalsze ukazywanie się jego ze względu na posiadane materjały jest zapewnione.

e) Wniosek Komisji Rewizyjnej o udzielenie Zarządowi absolutorjum zebrani jednomyślnie przyjęli, uchwalając jednocześnie wniosek Zarządu o niepobieraniu narazie osobnych wpłat od kolegów należących do S.E.P. i pragnących pozatem być członkami Sekcji.

3) Następnie kol. skarbnik omówił preliminarz budżetowy (wedle załącznika). W preliminarzu specjalnie zwrócono uwagę na sumę zł. 1 500 podaną jako subwencję na bibljotekę Instytutu Radjotechnicznego. Powyższy wniosek Zarządu uchwalono przyjmując pozatem całkowity preliminarz budżetowy. Równocześnie uchwalono podziękować kol. skarbnikowi za wzorowe opracowanie bilansu jak i preliminarza budżetowego. Postanowiono zwrócić się do Instytutu Radjotechn. o formalne potwierdzenie, że członkowie Sekcji będą mogli korzystać z bibljoteki Instytutu.

4) Wobec wylosowania dwóch członków Zarządu: kol. Jasińskiego i Rudniewskiego przeprowadzono uzupełniające wybory, wybierając do Zarządu kol. R. Rudniewskiego i kol. K. Wołowskiego. Uchwalono również, że kol. S. Jasiński, będzie miał prawo brać stale udział w posiedzeniach Zarządu jako redaktor Przeglądu Radjotechnicznego i będzie pomagał kol. Wołowskiemu jako referentowi odczytowemu.

5) Do Komisji Rewizyjnej wybrano ponownie prof. Dr. J. Groszkowskiego, Dyr. T. Jawora i Dyr. mjr. K. Krzyczkowskiego.

6) W wolnych wnioskach podniósł prezes Sekcji kol. Jackowski sprawę niedostatecznej frekwencji członków na zebraniach odczytowych Sekcji wzywając wszystkich obecnych do rozwinięcia wśród członków odpowiedniej propagandy w kierunku uczestniczenia na zebraniach Sekcji. Mówca stwierdził, że referent odczytowy kol. Jasiński czynił dużo starań i zabiegów, aby tematy odczytów mogły zainteresować ogół członków.

Sekretarz — Przewodniczący Zebrania
**R. Rudniewski** — **mjr. Pociask**

Załączniki:
1) Bilans i rach. strat i zysków.
2) Preliminarz budżetowy.
3) Wykaz odczytów.
4) Protokół Komisji Rewizyjnej.

**Załączniki umieszczone będą w następnym zeszycie Przeglądu Radjotechnicznego.**

———o———

Pełny skład Zarządu Sekcji Radjotechnicznej S.E.P. na rok 1931:

Dyr. inż. K. Jackowski — prezes.
Mjr. inż. K. Krulisz — wiceprezes.
Dyr. R. Rudniewski — sekretarz.
Kpt. inż. T. Hubert — skarbnik.
Kpt. inż. K. Wołowski — ref. odczytowy.
Por. S. Jasiński — redaktor Przegl. Radjotechn.

———o———

Dnia 18 marca r. b. w lokalu S.E.P. odbyło się zebranie odczytowe, na którem mjr. inż. K. Krulisz wygłosił odczyt p. t. Zadania i prace Komisji Technicznej Międzynarodowej Unji Radjotechnicznej. Prelegent przedstawił stan prac Komisji oraz cele i zadania. Na szczególną uwagę zasługuje zamiar przeprowadzenia zmian rozdziału fal radjofonicznych na podstawie rzeczywistego rozchodzenia się fal elmagnetycznych i natężenia pól elektrycznych w różnych punktach Europy. W tym celu w niedługim czasie mają być rozpoczęte pomiary i stworzone odpowiednie mapy. Pozatem Radjofonja w dążeniu do rozszerzania swego zakresu fal zmuszona jest do badania przydatności fal rzędu 100 m dla komunikacji nadbrzeżnej, celem zwężenia w przyszłości zakresu fal obecnie przeznaczonych dla komunikacji morskiej. Odpowiednie badania prowadzone są obecnie w Holandji, Belgji i krajach Skandynawskich. Po odczycie wywiązała się dyskusja.

Dnia 25 marca r. b. w lokalu S.E.P. odbyło się zebranie odczytowe, na którem inż. Władysław Heller wygłosił odczyt p. t. Radjostacja Raszyńska. Prelegent przedstawił dane techniczne nowej stacji oraz szczegółowo omówił trudności techniczne oraz eksploatacyjne jakie napotkano przy projektowaniu i uruchomieniu urządzeń o tak wielkiej mocy. Po odczycie wywiązała się dyskusja.

W m-cu kwietniu r. b. projektowana jest wycieczka na radjostację Raszyńską, o czem będą rozesłane osobne zawiadomienia.

Wydawca: Wydawnictwo czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny", spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

Sp. Akc. Zakł. Graf. „Drukarnia Polska" Warszawa Szpitalna 12