

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO

Rok XV.

1 Czerwca 1937 r.

Zeszyt 11—12

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

Obliczanie obwodów oscylatora i wielkiej częstotliwości w superheterodynach *)

inż. B. Starnecki
i inż. H. Łukasiak

2. Sposób obliczenia.

Dotychczas w większości przypadków stosowano do obliczeń obwodów oscylatora i wielkiej częstotliwości wzory w założeniu, że dokładne zestrojenie obwodów będzie miało miejsce na początku (minimum pojemności kondensatora obrotowego), w środku (punkt obierany dość dowolnie) i na końcu (maksimum pojemności kondensatora obrotowego), przeliczanego zakresu częstotliwości. W ten sposób przeliczone obwody dają, jak zaznaczyliśmy, duże błędy zestrojenia (Δf) max.

Dla ogólnego obliczenia obwodów, w założeniu zakresu częstotliwości odbieranych $f_{0\max}$, $f_{0\min}$ oraz punktów dokładnego zestrojenia f_1 , f_2 i f_3 należałoby postępować w sposób następujący:

dla obwodu wejściowego wielkiej częstotliwości (rys. 1) winno spełniać się dla wszystkich częstotliwości zakresu f_{ω} równanie:

$$4\pi^2 f_{\omega}^2 L_1 (C + C_0) = 1, \dots \dots \dots (3)$$

gdzie C — pojemność kondensatora zmiennego o znanych wartościach końcowych pojemności: C_{\min} i C_{\max} .

Dla obwodu oscylatora (rys. 1) mamy analogiczne równanie:

$$4\pi^2 f_h^2 L_2 \left(\frac{CC_2}{C + C_2} + C_3 \right) = 1 \dots \dots \dots (4)$$

W celu uzyskania określonego zakresu $f_{0\max} \div f_{0\min}$ równanie (4) winno spełniać się dla wartości:

$$f_h = f_{h\max} = f_{0\max} + f_p \text{ przy } C = C_{\min}$$

oraz

$$f_h = f_{h\min} = f_{0\min} + f_p \text{ przy } C = C_{\max}.$$

Mamy tu za tym 2 równania.

Prócz tego dla dokładnego zestrojenia obwodów przy częstotliwościach odbieranych f_1 , f_2 i f_3 winny spełniać się równania (3) i (4) dla $f_{\omega} = f_1; f_2; f_3$ i dla $f_h = = (f_1 + f_p); (f_2 + f_p); (f_3 + f_p)$.

Otrzymujemy stąd dalszych 6 równań.

Częstotliwościom tym, które zakładamy w myśl uprzednio podanych wzorów, odpowiadają 3 różne wartości pojemności C .

Ostatecznie dla wyznaczenia 5 niewiadomych: L_1 , C_0 , L_2 , C_2 , C_3 otrzymujemy 8 równań, w których dodatkowymi niewiadomymi są wartości pojemności C , odpowiadające częstotliwościom f_1 , f_2 , f_3 .

Rozwiązanie tych 8 równań z 8 niewiadomymi dałoby wyniki nader ścisłe, nastęrczałoby jednak spore trudności natury rachunkowej. Zagadnienie uprościłoby się

ogromnie, gdybyśmy potrafili w prosty sposób wyznaczyć wartości pojemności C , odnoszące się do częstotliwości f_1 , f_2 , f_3 . Z kształtu równań (3) i (4) wynika, że równanie (3) rozwiązuje się znacznie prościej niż równanie (4), zawiera bowiem tylko 2 niewiadome L_1 i C_0 , podczas, gdy równanie (4) zawiera 3 niewiadome L_2 , C_2 i C_3 .

Otóż równanie (3) możemy rozwiązać z b. dużym przybliżeniem dla wartości $C = C_{\max}$ i $C = C_{\min}$ biorąc pod uwagę, że odpowiednie częstotliwości: $f_{\omega\min} = f_{0\min} + \Delta f'$ i $f_{\omega\max} = f_{0\max} + \Delta f''$, przy czym, jak już mówiliśmy uprzednio, błędy $\Delta f'$ i $\Delta f''$ są znikome w stosunku do $f_{0\min}$ względnie $f_{0\max}$.

Rozwiązujemy za tym przede wszystkim równanie (3) dla:

$$f_{\omega} = f_{0\max} \text{ przy } C = C_{\min}$$

$$f_{\omega} = f_{0\min} \text{ przy } C = C_{\max}.$$

Wprowadzmy oznaczenia *):

$$\alpha = L_1 \cdot (C_{\min} + C_0) = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{\max}^2};$$

$$\gamma = L_1 \cdot (C_{\max} + C_0) = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{\min}^2};$$

W obliczeniach posługujemy się L i C wyrażonymi w centymetrach zaś f — w kilocyklach/sek. i wówczas otrzymujemy:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{f_{\max}^2} \\ \gamma &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{f_{\min}^2} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (5)$$

Rozwiązanie równania (3) przybiera wówczas postać:

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= \frac{\alpha \cdot C_{\max} - \gamma \cdot C_{\min}}{\gamma - \alpha}; \\ L_1 &= \frac{\gamma - \alpha}{C_{\max} - C_{\min}}; \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6)$$

Mając L_1 i C_0 obliczamy wartości pojemności C dla częstotliwości zestrojenia f_1 , f_2 , f_3 , według wzoru:

$$C = \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{(f^2 \cdot L_1)} - C_0; \dots \dots \dots (7)$$

Wprowadzmy dalsze oznaczenia, pamiętając nadto, że $f_1 > f_2 > f_3$.

*) Ciąg dalszy do art. ze str. 26, Nr. 7—8.

*) Oznaczenia i forma wzorów — według artykułu: A. L. M. Sowerby: „Ganging the tuning controls of a superheterodyne receiver”. Wireless Eng. luty 1932.

$$\left. \begin{aligned} \delta &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{(f_1 + f_p)^2}; \\ \varepsilon &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{(f_2 + f_p)^2}; \\ \eta &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{(f_3 + f_p)^2}; \\ \theta &= \frac{\varepsilon - \delta}{\eta - \varepsilon}; \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (8)$$

oraz oznaczenia dla pojemności C obliczanych według wzoru (7).

$$\left. \begin{aligned} C_\delta &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{f_1^2 \cdot L_1} - C_0; \\ C_\varepsilon &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{f_2^2 \cdot L_1} - C_0; \\ C_\eta &= \frac{2,28 \cdot 10^{13}}{f_3^2 \cdot L_1} - C_0; \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (9)$$

Otrzymujemy wówczas rozwiązanie równania (4) w postaci:

$$\left. \begin{aligned} C_2 &= \frac{C_\varepsilon \cdot (\theta \cdot C_\delta + C_\eta) - C_\delta \cdot C_\eta \cdot (1 + \theta)}{C_\delta + \theta \cdot C_\eta - C_\varepsilon \cdot (1 + \theta)}; \\ L_2 &= \frac{(C_2 + C_\eta)(C_2 + C_\delta)(\eta - \delta)}{C_2^2 \cdot (C_\eta - C_\delta)}; \\ C_3 &= \frac{\delta}{L_2} - \frac{C_2 \cdot C_\delta}{C_2 + C_\delta}; \end{aligned} \right\} \dots (10)$$

Reasumując, bieg obliczenia będzie następujący:

- Znany C_{\min} , C_{\max} , $f_{0 \min}$, $f_{0 \max}$, oraz f_p ;
- Obliczamy f_1 , f_2 i f_3 według wzorów (1).
- Obliczamy σ , γ , δ , ε , η i θ według wzorów (5) i (8).
- Obliczamy C_0 i L_1 z równań (6).
- Obliczamy C_δ , C_ε , C_η z równań (9).
- Obliczamy C_2 , L_2 i C_3 z równań (10).

Punkty D i F dają poszukiwane wartości stałych obwodów.

Obliczenia powyższe obarczone są pewnym błędem, którego omówieniem obecnie się zajmujemy.

Otrzymany mianowicie na podstawie tych obliczeń zakres częstotliwości oscylatora będzie wynosił nie:

$$\begin{aligned} f_{h \max} &= f_{0 \max} + f_p; \\ f_{h \min} &= f_{0 \min} + f_p. \end{aligned}$$

lecz $f_{h \max} - \Delta f'$ oraz $f_{h \min} - \Delta f''$, ze względu na to, że przyjęliśmy jako podstawę do obliczeń zakres obwodu wejściowego $f_{0 \max} \div f_{0 \min}$, zamiast $f_{0 \max} + \Delta f' \div f_{0 \min} + \Delta f''$.

Ponieważ, jak już wspomnieliśmy $\Delta f'$ i $\Delta f''$ są znikomo małe, zatem i obliczone wartości L_1 , C_0 , C_2 , L_2 i C_3 różnią się bardzo nieznacznie od wartości, jakie otrzymalibyśmy rozwiązując zagadnienie zupełnie ściśle. Pozatym, różnice te leżą w granicach tolerancji, przyjmowanych dla pojemności i indukcyjności, stosowanych do budowy odbiorników; wreszcie — różnice te można z łatwością wyrównać przy ostatecznym zestrzajaniu odbiornika.

3. Zestrzajanie superheterodyny.

Ponieważ obliczenie obwodów łączy się bezpośrednio z zestrzajaniem odbiornika, podamy zatem krótko przebieg zestrzajania.

Po nastrojeniu obwodów częstotliwości pośredniej na częstotliwość f_p , przyjętą w obliczeniach, przystępujemy do zestrojenia obwodów oscylatora i wielkiej częstotliwości.

Kolejne czynności będą następujące:

A. Nastrojenie obwodu oscylatora.

Teoretycznie, wartości L_2 i C_2 powinny być wykonane ściśle zgodnie z obliczeniami, a tylko pojemność C_3 należałoby regulować, celem wyrównania przypadkowych pojemności w obwodzie. Wymagałoby to jednak wielkiej dokładności przy konstrukcji cewek i kondensatorów, jak również uniemożliwiłoby uwzględnienie wpływu czynników ubocznych (montażu i t. p.). Dlatego też zazwyczaj cewka L_2 lub kondensator C_2 wykonane są w ten sposób, że można je w pewnych granicach regulować.

Wybór czynnika regulowanego — C_2 czy L_2 — zależy od uznania konstruktora, w każdym razie pamiętać należy, że jedna z tych wielkości winna być ustalona i to możliwie zgodnie z obliczeniami (tolerancje $0,5 \div 1\%$).

W ten sposób w obwodzie występują 2 wielkości regulowane: C_3 i C_2 albo C_3 i L_2 .

Po ustawieniu kondensatora obrotowego w położeniu C_{\max} regulujemy C_2 lub L_2 tak, aby doprowadzoną z generatora sygnałów wzorcowych częstotliwość $f_{0 \min}$ odebrać z maksymalnym efektem na wyjściu odbiornika.

Przestawiamy kondensator obrotowy w położenie C_{\min} i regulujemy pojemność C_3 , aż do odebrania sygnału o częstotliwości $f_{0 \max}$.

Wracamy do położenia C_{\max} i korygujemy C_2 względnie L_2 przy częstotliwości $f_{0 \min}$ i t. d.

Zależnie od stosunku C_3 do C_{\max} czynności powyższe powtarzamy 2 lub 3 krotnie. (Im stosunek ten jest mniejszy, tym prędzej dochodzimy do pożądanego wyniku).

B. Nastrojenie obwodów wielkiej częstotliwości.

W obwodzie wejściowym zazwyczaj regulowane jest jedynie C_0 , chociaż bardzo wskazane jest stosowanie indukcyjności L_1 również regulowanej. W tym przypadku postępujemy, jak niżej:

Doprowadzamy z generatora sygnałów wzorcowych częstotliwość f_3 na wejście odbiornika i dostrajamy kondensator obrotowy tak, aby tę częstotliwość odebrać. Następnie regulujemy indukcyjność L_1 tak, aby uzyskać maksymalny efekt na wyjściu odbiornika.

Doprowadzamy częstotliwość f_1 i znów wyszukujemy ją przez obracanie kondensatora zmiennego. Regulujemy wówczas pojemność C_0 , aż do uzyskania maksymalnego efektu wyjściowego.

Wracamy z powrotem do częstotliwości f_3 , korygujemy L_1 i t. d.

W przypadku, gdy L_1 nie posiada regulacji, winno ono być jaknajbardziej zgodne z obliczeniem (tolerancja $0,5\%$), zestrojenie zaś skutecznia się tylko pojemnością C_0 przy częstotliwości f_1 .

Powyżej podana metoda obliczenia obwodów w superheterodynie była wielokrotnie stosowana przez autorów, na najróżniejszych zakresach częstotliwości odbieranych i przy różnych częstotliwościach pośrednich, dając zawsze wyniki bez porównania lepsze, niż dawniej stosowana metoda, polegająca na uzgadnianiu obwodów na początku, w środku i końcu zakresu.

O jakości sprzężenia zwrotnego

J. Szpitbaum

W popularnym sposobie wzmacniania wielkiej częstotliwości, zapomocą od tłumienia obwodu strojonego, odgrywa wielką rolę t. zw. „miętkość reakcji”. Ponieważ wzmocnienie jest tym większe, im bardziej zbliżamy się przy od tłumianiu do p-tu wzbudzenia się drgań, przebieg reakcji t. zw. „miękki”, umożliwiającą dostateczne przybliżenie się do tego p-tu, jest bardziej pożądaną od reakcji „twardej”, przy której drgania powstają wybuchowo.

Dobroć statyczna.

Dobrocią statyczną reakcji, D_s nazywać będziemy nachylenie krzywej przedstawiającej zależność R , wielkości regulującej reakcję, od pojemności zmiennego kondensatora strojeniowego C_s . Na granicy powstawania drgań, wielkości te są powiązane pewną zależnością:

$$R = f(C_s);$$

Wtedy dobroć statyczną D_s określimy:

$$D_s = f'(C_s);$$

Im większa jest ona, tym większe muszą być zmiany wielkości R , odpowiadające przyrostom C_s . Przejście więc od małych wzmocnień do bardzo dużych (w p-cie wzbudzenia), rozłożone jest na większe przeregulowanie R , i należyte podejście do p-tu wzbudzenia w ten sposób ułatwione. W artykule: „Sprzężenie regulowane pojemnościowo”¹⁾ podane były warunki, zapewniające statyczną dobroć reakcji dla tego rodzaju sprzężenia. (Nazwane były one warunkami „miękkiej” reakcji wogóle, wskutek niezwrócenia uwagi, że jest to jedynie „miętkość” statyczna).

Należy zauważyć, że dobroć statyczna może być za pomocą pewnych urządzeń zmieniana. Wyrażając wartość R , w podziałkach kątowych δ gałki regulującej reakcję, można napisać:

$$\delta = \varphi(R) = \psi(C_s);$$

Zależność $\varphi(R)$ może być dowolna; δ może nie być proporcjonalne do R (jak np. w przypadku kondensatora reakcyjnego wykrojonego logarytmicznie). Można kierować zależnością $\varphi(R)$ w celu otrzymania przy regulowaniu stałej dobroci statycznej, lub wogóle korzystnej dobroci wypadkowej (o której będzie dalej mowa). Tak, że dobroć statyczna przy regulacji, D_{sR} , wyrażać się będzie przez:

$$D_{sR} = \frac{d\delta}{dC_s} = \frac{d\varphi}{dR} f'(C_s);$$

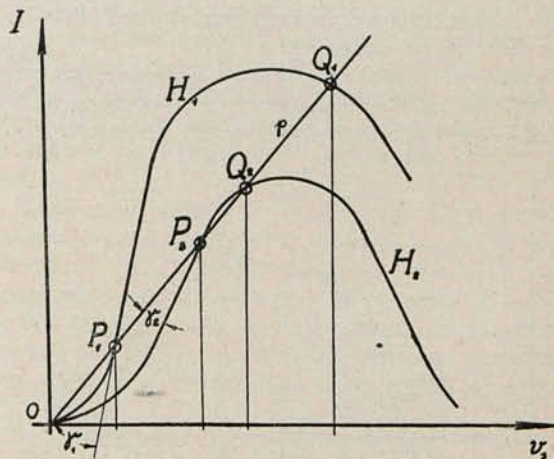
lub:

$$D_{sR} = \frac{d\varphi}{dR} D_s.$$

Dobroć dynamiczna.

W celu określenia dynamicznej dobroci reakcji, zwrócimy uwagę na dynamiczną stronę powstawania drgań w oscylatorze. Na rys. 1 przedstawione są dwie krzywe H_1 , H_2 , z rodziny charakterystyk dynamicznych oscylatora, przy stałym obciążeniu anodowym i zmiennej polaryzacji siatki. Obciążenie anodowe w odbiornikach jest praktycznie stałe, gdy za lampą generacyjną następuje wzmacniacz oporowy. Prosta sprzężności zwrotnej p , wyznacza p-tę pracy oscylatora, z tego P_1 , P_2 są p-tami równowagi niestabilnej, Q_1 , Q_2 zaś, p-tami równowagi stałej.

Jeśli napięcie siatki v_s stanie się równe napięciu odpowiadającemu punktowi P , nastąpi wzrastanie jego amplitudy, aż do wielkości wyznaczonej przez punkt Q . Proces samoczynnej zmiany amplitudy (wzbudzenie się drgań)



Rys. 1.

będzie tym raptowniejszy, im większy jest przyrost różnicy rzędnych krzywej H i prostej p , w okolicy punktu P , czyli im większy będzie kąt γ między prostą p , a styczną do charakterystyki w punkcie P .

$$\operatorname{tg} \gamma = \left(\frac{d(I_H - I_P)}{d v_s} \right)_P;$$

Im mniejszy będzie ten kąt, tym łagodniejsze wzbudzenie się drgań, tym „miększa” reakcja. (Podkreślić należy, że aby nastąpiło wzbudzenie, nachylenie prostej p musi spełniać warunek podtrzymywania drgań).

Dynamiczną dobroć reakcji D_d określimy jak następuje:

$$D_d = \frac{1}{\operatorname{tg} \gamma};$$

Równanie prostej p wyrazi się przez:

$$I = B v_s;$$

gdzie B jest funkcją zmiennych wielkości elektrycznych obwodów oscylatora. Najczęściej jest:

$$B = m C_s;$$

(m — współczynnik).

Ponieważ na granicy powstawania drgań istnieje zależność:

$$C_s' = F(R);$$

istnieje więc zależność:

$$B = A(R);$$

Równanie prostej p przedstawić więc można:

$$I = A(R) v_s;$$

Uwidoczniona jest w ten sposób zależność nachylenia tej prostej od elementów regulujących reakcję.

Kształt charakterystyk dynamicznych można podporządkować funkcji następującej:

$$I = N (e^{-a v_s} - e^{-b v_s});$$

Gdzie N , a , b są funkcjami potencjału polaryzacji siatki i napięcia anodowego.

Nachylenie prostej p jest jak wiadomo $m C_s$;

Nachylenie charakterystyki dynamicznej jest;

¹⁾ Przgl. Radiot. XIV, z. 17—18, s. 112—114; z. 19—20, s. 121—122.

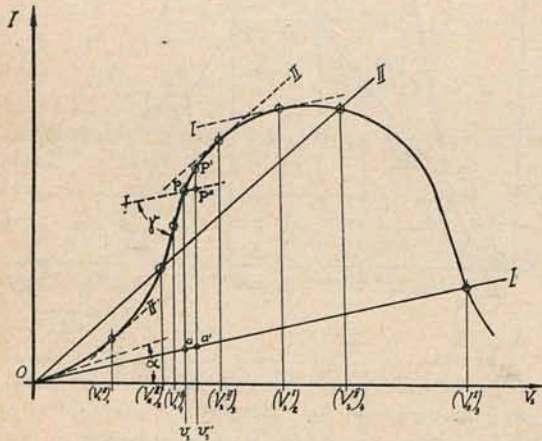
$$N(b e^{-b v_s} - a e^{-a v_s});$$

Dobroć dynamiczna D_d wyrażona przez te nachylenia przedstawi się:

$$D_d = \frac{m C_s \times N(b e^{-b v_s} - a e^{-a v_s}) + 1}{N(b e^{-b v_s} - a e^{-a v_s}) - m C_s};$$

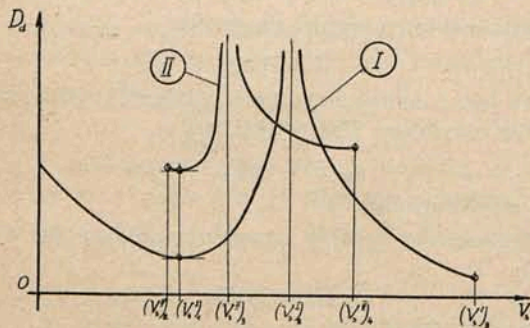
W ten sposób dobroć dynamiczna wyznaczona jest w funkcji pojemności kondensatora strojeniowego i napięcia roboczego na siatce v_s .

Lampa, przy odbiorze, pracuje przy pewnym wstępnym napięciu siatki, spowodowanym obecnością stacji nadawczej. Zjawiska zachodzące wtedy przedstawia rys. 2.



Rys. 2.

Napięcie v_s jest wzmocnionym przez od tłumienie napięciem odbioru. Dobroć dynamiczna dla danego napięcia v_s scharakteryzowana jest przez kąt γ , zawarty między prostą sprężności zwrotnej, a styczną do charakterystyki w punkcie, którego odcięta jest v_s . Udawadnia się to, rozpatrując tendencję do wzrostu napięcia v_s , do pobliskiej wielkości v'_s . Wzrost ten następuje jedynie wskutek istnienia przyrostu prądu $P'P''$, uwarunkowanego wielkością kąta γ , gdyż odcinek $P''a$, jako równy Pa , nie wpływa na zmianę równowagi stanu. Rys. 3 przedstawia ogólny cha-



Rys. 3.

akter przebiegu wielkości $D_d = \frac{1}{\text{tg } \gamma}$ w funkcji od v_s , przy dwóch położeniach I i II prostej sprężności (dla dwóch wartości C_s). Krytyczne wartości v_s , dla których wielkość D_d zmienia znak, wyznaczone są odciętami punktów przecięcia prostej p z charakterystyką dynamiczną. Są to: $(V_s^I)_3$, $(V_s^II)_2$, $(V_s^II)_4$; Wartości v_s dla których D_d dąży do nieskończoności, wyznaczone są przez odcięte punktów, w których styczne do charakterystyki są równoległe do prostych sprężności. Są to: $(V_s^I)_2$ i $(V_s^II)_3$. Minimum D_d odpowiada punktowi przecięcia krzywej dla odciętej $(V_s^I)_1$. W okolicach napięć siatki, dla

których D_d dąży do nieskończoności, istnieją dziury reakcyjne, zmieniające swe położenie wraz z przestrojeniem kondensatora obwodu drgań (nachyleniem prostej sprężności). Pożądane jest, aby prosta sprężności zwrotnej dla całego zakresu strojeniowego znajdowała się wewnątrz kąta α , danego przez styczną w punkcie zero. (Polożenie I). Wyraża się to przez:

$$m \cdot C_s \max < N(b - a);$$

Gdy ta zależność jest spełniona, istnienie reakcji jest niezależne od wielkości napięcia wejściowego, wywołanego przez stację nadawczą; zależy jedynie od spełnienia warunku podtrzymywania drgań. W przypadku położenia II, począwszy od napięcia wejściowego 0, do tegoż napięcia $(V_s^II)_2$, wielkość D_d będzie posiadać znak ujemny. Istnienie więc reakcji dla napięcia wstępnego, mniejszego od $(V_s^II)_2$ będzie niemożliwe. Nie powinno to zachodzić w odbiornikach, od których wymaga się samowzbudności w całym zakresie strojenia i dla dowolnych amplitud wejściowych.

W przypadku sprzężenia typu Reinartza, współczynnik kątowy prostej p jest:

$$m = \frac{R_s C_s}{M};$$

gdzie R_s — opór obwodu, C_s — pojemność obwodu, M — indukcyjność wzajemna.

W tym też przypadku istnieje zależność²⁾:

$$C_s = \frac{E C_p}{D C_p + 2};$$

i w równaniu prostej p :

$$I = A \cdot v_s;$$

współczynnik kątowy A będzie:

$$A = \frac{R_s}{M} \cdot \frac{E C_p}{D C_p + 2};$$

Zależność tę przedstawia rys. 4. A , nie może być większe od A_0 :

$$A_0 = \frac{R_s E}{M D};$$

Podstawiając odpowiednie wartości otrzymuje się:

$$A = \frac{k R_s}{L_s} \frac{C_p}{\delta \frac{R_s}{L_s} C_p + 2};$$

$$A_0 = S;$$

S — nachylenie charakterystyki.

Jeżeli obracać się będziemy w granicach kąta α dobroć dynamiczna będzie tym większa, im większy jest współczynnik A .

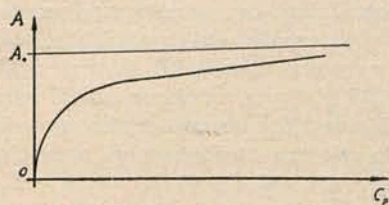
Aby więc istniała możliwość osiągnięcia dużej dobroci dynamicznej nachylenie charakterystyki lampy powinno być jaknajwiększe.

Wpływ amplitudy wzmacnianej.

Lampa odtłumiająca jest zazwyczaj lampą detekcyjną. Na skutek tego, im większa jest amplituda napięcia siatkowego v_s , tym bardziej polaryzacja siatki przesuwana się w kierunku ujemnym. Powoduje to tendencję do zmniejszania się stromości charakterystyk dynamicznych i tym samym tendencję do wzrostu D_d . Z drugiej zaś strony widać z rys. 3, że wzrost amplitudy napięcia siatki powoduje malenie D_d w pobliżu zera w przypadku

²⁾ Loc. cit.¹⁾.

1-szym, a więc w interesującym nas przypadku odbiornika. Która z tych przeciwstawnych tendencji przeważy, zależy to będzie od najrozmaitszych wielkości, jak prąd siatki, stała czasu mostka oporowo-pojemnościowego (mających wpływ na polaryzację siatki), jak pojemność kondensatora strojeniowego — (wpływ na kształt D_d , przy stałej polaryzacji siatki). Jeżeli obie te przeciwstawne



Rys. 4.

tendencje są silnie uwydatnione, mogą mieć miejsce zakłócenia w postaci okresowego zrywania się drgań, lub dodatkowej modulacji w takt zmian amplitudy małej częstotliwości. Będzie to spowodowane tym, że pewien przypadkowy lub wymuszony wzrost amplitudy napięcia siatki, zmniejszy D_d , czyli powiększy tendencję do wzbudzenia się drgań. Narastające amplitudy stopniowo ładują

siatkę do potencjału ujemnego, co po pewnym czasie powiększy D_d , drgania więc będą wygasać i t. d.

Dobroć wypadkowa.

Dobrocią wypadkową D_w nazwiemy sumę dobroci statycznej i dobroci dynamicznej.

$$D_w = D_s + D_d;$$

Największą uwagę należy zwrócić na dobroć dynamiczną, gdyż od niej zależy stałość przebiegów reakcyjnych to zn. brak czułości na wpływy postronne. Pod tą czułością rozumiemy tendencję do przekraczania punktu wzbudzenia pod wpływem wstrząsu mechanicznego, zmiany napięcia i t. p. Im większa bowiem dobroć dynamiczna, tym słabsza tendencja do raptownego wzbudzenia się drgań.

Dobroć wypadkowa wzrasta wraz z pojemnością C_s kondensatora strojeniowego. Lampy zapewniające dużą „miękość” reakcji winny posiadać jaknajmniejszy opór wewnętrzny. Ma to zapewnić dużą wartość nachylenia charakterystyki, czego wymaga warunek dużej dobroci dynamicznej, przy zachowaniu małego współczynnika wzmocnienia, faworyzującego dużą dobroć statyczną (P. R. 17, 19).

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

Telefoniczne połączenie na falach bardzo krótkich.

Poczta angielska wprowadza — począwszy od 1933 roku — połączenie telefoniczne na falach b. kr. Urządzenia takie, zastępują krótkie stosunkowo odcinki sieci telefonicznej, na których poprowadzenie normalnej trasy telefonicznej przedstawia znaczne trudności, lub też wymaga dużego nakładu kosztów. Ma to miejsce przede wszystkim przy przekraczaniu cieśnin morskich i t. p.

Wybór fal b. kr. do tego celu miał kilka powodów

Przede wszystkim rozporządzane widmo częstości jest tutaj wcale pokaźne; przy odpowiednim rozstawieniu stacji może być ono w całości wyzyskane na każdej stacji — poszczególne bowiem nadajniki mają zasięg jedynie niewiele przekraczający horyzont. Brak odbić od jonosfery charakteryzujący fale b. kr. pociąga za sobą niewystępowanie zaników. Również zakłócenia atmosferyczne są dla tego pasa wielokrotnie mniejsze niż dla fal dłuższych — co pozwala na wydajne zredukowanie mocy nadajnika. Również anteny i reflektory wypadają małe i tanie, co znów pozwala na zmniejszenie mocy wypromieniowanej.

Jednym słowem urządzenia tego rodzaju powinny wypadać pewne, proste i tanie, co pozwala im konkurować np. z kablami podmorskimi.

1. Pierwsze urządzenie tego rodzaju w Anglii wprowadzono w roku 1932 celem uzupełnienia sieci telefonicznej na trasie: Cardiff — Weston-Super-Mare, poprzez kanał Bristolki.

(Ultra short radio waves and the Cardiff — Weston-Super-Mare radio link. — The Post Off. El. J. 25 1933 303 F. E. Nancarrow).

Dane techniczne były następujące:

Odległość połączenia — 20 km; widzialność optyczna między stacjami zachowana. Nadajnik samowzbudny symetryczny; modulacja anodowa, długość fali — 5 m; moc wypromieniowana prawdopodobnie — 3 W. Odbiornik superreakcyjny, zasilany z sieci ogólnej, jednak przy zastosowaniu stabilizatora. Antena ½ falowa pozioma.

Jako dodatkowe zagadnienie wystąpiło zastosowanie

połączeń wielokrotnych na tej samej trasie. Nasuwały się tutaj dwa możliwe rozwiązania:

a) użycie równocześnie kilku pasów (kanałów) wys. cz., pochodzących z niezależnych nadajników. Ma to dużą zaletę niezależności; uszkodzenie na jednym z pasów nie przerywa łączności, podobnie jak w telefonji przy kilku kablach pracujących na tej samej trasie. Wadę stanowi jednak wysoka cena urządzenia i jego eksploatacji.

b) Drugie rozwiązanie stanowi użycie jednego pasma w. cz., zmodulowanego kilkoma pasmami małej cz.; urządzenie nadawcze jest jedno, zatem tanie i proste; natomiast wyzyskanie samej fali nośnej jest tem gorsze, im więcej pasm wymodulowujemy. Również uszkodzenie w stacji nadawczej przerywa wszystkie pasma równocześnie, podobnie jak zniszczenie pojedynczego, wielożyłowego kabla w telefonii przewodowej. W stacji przytoczonej pracowano na pojedynczej fali — jednym pasmem modulacyjnym.

2) Telefonie wielokrotną zastosowano dopiero w następnym urządzeniu, łączącym Irlandję z Anglią.

(Ultra short radio link telephone circuits to Northern Ireland).

Post. Off. El. J. 28 1935 121 A. J. A. Gracie.

Techniczne dane tego urządzenia były następujące:

Odległość — 56 km, widzialność optyczna między stacjami zachowana. Nadajniki samowzbudne, symetryczne, modulacja anodowa. Moc każdego nadajnika — 5 W (wypromieniowana). Nadajników było ogółem 6, przyczem każdy nastrojony na jedną z fal pasa 4 — 6 m.

Odbiorniki superreakcyjne — w liczbie 6-ciu — posiadały wspólny generator częstości nadakustycznej. Zgrupowane razem, — 180 m od zespołu nadajników. Zasilanie z baterii akumulatorowych, doładowywanych stale urządzeniem prostowniczym (suche prostowniki).

Anteny: każdy nadajnik i każdy odbiornik ma swoją własną antenę ½ falową z reflektorem. Zysk osiągnięty reflektorami odpowiadał — 12 Dcbl zwiększenia mocy nadajnika.

Jak widzimy, zastosowano tutaj telefonie wielokanałową, z ilością fal nośnych równą ilości dróg telefonicz-

nych. Drugą metodę telefonii wielokrotnej — t. j. jedną falę nośną modulowaną kilkoma pasami m. cz. zastosowano w trzeciej z kolei wykonanej stacji.

3) (The Guernsey Cheldon Ultra short wave radio telephone, circuit. — The Post Office El. Eng. J. 29 1936 124 A. H. Mumford).

Po kilkoletnich, zupełnie zadowalających wynikach pracy dwu stacji telefonicznych na falach 6 kV, łączących Cardiff i Weston-Super-Mare, wzgl. Belfast i Stanraer, poczta angielska zdecydowała się na wykonanie trzeciego z rzędu, czterokanałowego połączenia między wyspą Guernsey, a lądem angielskim w okolicy Cheldon.

Połączenie to jest właściwie urządzeniem doświadczalnym; przy odległości bowiem 130 km, oraz wysokości anten 80 wzgl. 150 m, zasięg optyczny został przekroczony 1,7-krotnie. Przy wstępnych próbach przeprowadzanych przez blisko rok nadajnikiem małej mocy i odbiornikiem superreakcyjnym, zauważono zaniki o długim okresie (kilku minutowym). Udało się je usunąć po starannym doborze miejsca, długości fali, w końcu zwiększeniu mocy nadajników.

Dane techniczne stacji są następujące:

Nadajnik: 6-cio stopniowy, moc wypromieniana — 250 W, sterowany kwarcem (termostat 50° C — 1° C), z dwukrotnym podwajaniem częstotliwości.

Stałość częstotliwości — 5 kc/s. Modulacja anodowa, w klasie AB, odchylenia od liniowości — 1 dbc w zakresie 30 ÷ 10 000 1/sek; na tym zakresie wymodulowano dwa kanały: 30 — 3 000 1/sek oraz 6 000 — 9 000 1/sek, przy czym pierwszy z pasów odwrócono, dla uzyskania tajności.

Długość fali: w Guernsey 5 i 8 m w Chaldon 5,5 i 8,5 m; obrano fale znacznie różniące się między sobą by przynajmniej jedną z nich mieć pewne połączenie w czasie każdej pogody.

Odbiornik: superheterodyna, o oscylatorze sterowanym kwarcem (w termostacie) o podwójnym podwajaniu częstotliwości — analogiczna jak nadajnik. Układ obejmuje pierwszy detektor w push-pullu, trzy stopnie pośredniej *) części z regulacją antifadingową, duodiody jako drugi detektor, w końcu jedna m. cz.

Anteny: kierunkowe, spolaryzowane różnie dla odbiornika i nadajnika rozstawione ~ 90 m. Antenę poziomą tworzą zespoły z 64 dipolów, pionową 24. Za właściwymi antenami w odległości ¼ λ umieszczono reflektory. Anteny umieszczone są na konstrukcjach drewnianych 80 wzgl. 150 m wysokich, przy czym wyżej umieszczono dipole poziome, dla otrzymania możliwie płaskiej charakterystyki promieniowania.

Zasilenie w Guernsey z sieci; natomiast w Cheldon narazie zespołem dieslowskim sprzężonym z prądnicą 3 × 240 V 10 KVA.

Czas uruchomienia ~ 1 min.

Urządzenie jest czynne od 1.IV.1936; stanowi ono przedłużenie angielskiej sieci telefonicznej będąc częścią trasy łączącej Belfast z Glasgowem wzgl. Londynem.

A. Jellonek.

Nowy radiokompas.

(Blodgett E. and E. Bickey: An Aircraft Radiocompas. Communication and Broadcast Engineering 4, Nr. 1, 1937, pp. 14 — 16).

Amerykańska firma R. C. A. opracowała w ostatnich czasach nowy typ radiokompasu dla samolotów. Nowy ten model (AVR-8) składa się z urządzenia radionawigacyjnego i aparatu odbiorczego superheterodynowego. Odbiornik 10-cio lampowy o bardzo daleko posunię-

tej czułości i selektywności służy nie tylko do odbioru sygnałów kierunkowych radiolatarń, lecz jednocześnie może być użyty do odbioru dowolnej radiostacji telefonicznej lub telegraficznej pracującej na fali jednego z trzech zakresów roboczych odbiornika (200 — 410 kc/sek; 550 — 1500 kc/sek i 2200 — 6700 kc/sek). Zasilanie aparatu odbywa się z 12-to woltowej baterii samolotu za pośrednictwem wibratora i prostownika zopatrzonego w starannie obliczony filtr wygładzający. Pobór prądu z baterii wynosi 2,8 A, przy pracy z radiokompasem i 2,5 A, przy odbiorze słuchowym (kompas wyłączony). Moc wyjściowa odbiornika wynosi ok. 0,7 W. Urządzenia do odbioru kierunkowego składają się z ruchomej anteny ramowej o średnicy ok. 9 cali umieszczonej na tylnej górnej części kadłuba samolotu w osłonie o kształtach aerodynamicznych (kroplowy); właściwego radiokompasu — przyrządu wskazówkowego załączanego na wyjście odbiornika a wskazującego odchylenie samolotu od właściwego obranego kierunku lotu (specjalnie skonstruowany elektrodynamometr) i urządzenia regulującego położenie anteny ramowej wewnątrz osłony względem osi podłużnej samolotu. Ciekawym jest przewidziane rozmieszczenie poszczególnych części radiokompasu wewnątrz samolotu. Odbiornik wraz z zasilaczem przymocowany jest elastycznie do dna kadłuba samolotu pod drugim siedzeniem (rozpatrywany przykład odnosi się do dwuosobowego samolotu) w pomieszczeniu bagażowym. Wszystkie organa kontrolne, przełączeniowe i strojenio-we znajdują się na tablicy umieszczonej przed siedzeniem pilota obok przyrządów kontrolnych samolotu. Sterowanie anteny i odbiornika odbywa się przy pomocy giętkich kabli stalowych odpowiednio poprowadzonych.

Przewidziane są trzy rodzaje pracy urządzenia: 1) odbiornik jest zasilany ze zwykłej anteny samolotowej, odbiór na słuch dowolnej radiostacji pracującej w zakresie fal roboczych aparatu; 2) radiokompas jest załączony, lot docelowy w kierunku obranej radiostacji lub radiolatarń. Odbiornik jest zasilany z anteny ramowej; 3) odbiór kierunkowy na słuch sygnałów dowolnej radiostacji lub radiolatarń. Załączona jest antena ramowa.

Normalnie antena ramowa jest ustawiona swą płaszczyzną prostopadle do osi samolotu. Tylko przy kierunkowaniu na kilka radiostacji dla określenia położenia samolotu może ona być obracana (również za pomocą kabli sterujących). W odbiorniku zastosowano wszystkie nowoczesne udoskonalenia zarówno w konstrukcji elektrycznej jak i mechanicznej a to w celu zapewnienia wierności i stałości odbioru oraz łatwości dostrojenia. Wyniki zastosowania praktycznego stwierdziły przydatność aparatu do celów nawigacji powietrznej.

M. Pcz.

KOMUNIKATY ZARZĄDU SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ S. E. P.

Załącznik do protokołu Walnego Zebrania Sekcji Radiotechnicznej S.E.P. *).

Załącznik 2.

RACHUNEK STRAT I ZYSKÓW SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ

na 31 grudnia 1936 roku.

Wpływy:	Preliminary wano na 1936 r. Zł.	Otrzymano w 1936 r. Zł.
1. Składki:		
Członkowie zwyczajni	2.570.—	
za pobrane składki		2.139.60
składki do pobrania zaległe		382.50
		<hr/> 2.522.10

*) f. pośr. = 3 Mc/s; szerokość pasa 50 kc/s.

*) Patrz Przegl. Radiot. XV, Z. 7 — 8, str. 30.

Członkowie zbiorowi:		
Państw. Zakłady Tele- i Radiotechniczne	300.—	300.—
Korpus Ofic. Pułku Radiotelegraficznego	120.—	120.—
2. Dotacje:		
Polskie Radio	600.—	600.—
3. Różne wpływy	10.—	183.60
4. Za sprzedane Akcje B-ci Jabłkowskich	—	16.—
	<u>3.600.—</u>	<u>3.741.70</u>
Wydanki:		
1. Prenumerata czasopism	100.—	100.—
2. Wydatki na bibliotekę	200.—	200.—
3. Zwrot części dotacji Polskiego Radia do SEP	200.—	200.—
4. Zwrot części składek członków zbiorowych do SEP: od Państw. Zakł. Tele- i Radiotechn.	100.—	100.—
od Korpusu Ofic. Pułku Radioteleg.	40.—	40.—
5. Składki członk. zwyczajnych do S. E. P.	1.800.—	1.817.50
6. Zwroty do S. E. P. za lokal, światło, opał i kancelarię	600.—	600.—
7. Wydatki administracyjne	150.—	150.—
8. Składki Sekcji Radiotechnicznej do Muzeum Przemysłu i Techniki i Tow. Przyjaciół Pułku Radioteleg.	100.—	100.—
9. Nieprzewidziane	20.—	110.—
10. Odpis nieściągalnych składek	100.—	15.—
11. Strata na kursie przy sprzedaży Akcji B-ci Jabłkowskich	—	12.—
	<u>3.410.—</u>	<u>3.445.56</u>
Nadwyżka dochodów za 1936 rok	190.—	296.14
	<u>3.600.—</u>	<u>3.741.70</u>

Zarząd Sekcji Radiotechnicznej:

Prezes. (—) *Jasiński Stefan*
 Skarbnik: (—) *Rabęcki Władysław*
 Sekretarz: (—) *Richter Herman*

Komisja Rewizyjna Sekcji Radiotechnicznej:

(—) *Jackowski Kazimierz* (—) *Krzyczkowski Antoni*
 †(—) *Mrazek Stanisław*

Warszawa, dn. 22.II. 1937 r.

Załącznik 3.

BILANS ZAMKNIĘCIA SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ

na 31 grudnia 1936 roku.

Aktywa:	Zł.	Zł.
1. Zaległe składki za 1935 rok	38.—	
2. Zaległe składki za 1936 rok	382.50	
3. Stowarzyszenie Elektryków Polskich	2.574.88	2.995.38
4. S. E. P. Fundusz Zasad Radiotechniki:		
Min. Poczt i Tetegrafów — subwencja	12.000.—	

Przedpłata na 2 tomy Zasad Radiotechniki	5.409.45	
Sprzedaż I tomu Zasad Radiotechniki	5.174.76	22.584.21
5. Wydatki związane z wydawn. Zasad Radiotechn.	11.686.79	
25% prowizji od sprzedaży	Zł. 1.293.68	
25% prowizji od przedpłaty	1.352.35	2.646.03
		<u>14.332.82</u>
6. Udziały Przeglądu Elektrotechnicznego (150 udz. à Zł.20.—)		3.000.—
7. Sumy Przechodnie		30.—
		<u>42.942.41</u>
Passywa:		
Majątek Sekcji:	Zł.	Zł.
1. Kapitał Obrotowy	2.717.24	
2. Udziały Przeglądu Elektrotechn. (150 udz. à Zł. 20.—)	3.000.—	5.717.24
3. Fundusz Wydawniczy Zasad Radiotechniki:		
Min. Poczt i Telegrafów — subwencja	12.000.—	
Wpłaty na przedpłatę 2 Tomów Zasad Radiotechn.	5.409.45	
Sprzedaż I tomu Zasad Radiotechniki	5.174.76	22.584.21
4. S. E. P. Fundusz Zasad Radiotechniki:		zzzz
Za wydatki związane z wydaniem Zasad Radiotechniki	11.686.79	
25% prowizji od sprzedaży	Zł. 1.293.68	
25% prowizji od przedpłaty	1.352.35	2.646.03
		<u>14.332.82</u>
5. Sumy przechodnie		12.—
		<u>42.646.27</u>
Nadwyżka dochodów w 1936 roku		296.14
		<u>42.942.41</u>

Zarząd Sekcji Radiotechnicznej:

Prezes: (—) *Jasiński Stefan*
 Skarbnik: (—) *Rabęcki Władysław*
 Sekretarz: (—) *Richter Herman*

Komisja Rewizyjna Sekcji Radiotechnicznej:

(—) *Jackowski Kazimierz* (—) *Krzyczkowski Antoni*
 (—) *Mrazek Stanisław*

Załącznik 4.

SPRAWOZDANIE

referatu odczytowego Sekcji Radiot. S.E.P. za rok 1936/37

W roku sprawozdawczym 1936/37 urządzono 12 zebrań odczytowych.

Poruszane były różne zagadnienia techniczne, jak: rozbudowa rozgłośni Polskiego Radia, radiostacyj M. P. i T. w Gdyni, sprawy badania i usuwania zakłóceń (trasków) w radioodbiornikach, telewizja i inne.

Poza tym urządzone były dwa zebrania niezwiązane bezpośrednio z technicznymi zagadnieniami, lecz bardzo interesujące ogół elektryków. Na zebraniach tych dr.

med. St. Kochanowski, adjunkt U. J. P. wygłosił odczyt p. t. „Porażenia prądem elektrycznym”.

W roku bieżącym dał się odczuć brak prelegentów i tematów.

Referent odczytowy

(—) S. Wolski

SPRAWOZDANIE. Załącznik 5.

Redaktora „Przeglądu Radiotechnicznego” na Walne Zebranie Sekcji Radiotechnicznej SEP w dniu 10.III. 1937 r. za czas od dn. 1 marca 1936 do dn. 1 marca 1937 r.

W okresie sprawozdawczym „Przegląd Radiotechniczny” ukazał się w 12 zeszytach podwójnych, zawierających ogółem 140 kolumn dwuszpaltowych petitowych.

Na łamach „Przeglądu” ogłoszono 28 artykułów oryginalnych oraz szereg referatów opracowanych przez 21 autorów. W porównaniu do poprzedniego okresu liczba oryginalnych artykułów uległa pewnemu powiększeniu, a liczba współpracowników pozostała bez zmian.

Wzorem lat poprzednich na łamach Przeglądu znalazły miejsce prawie wszystkie poważniejsze prace z dziedziny radiotechniki, ogłaszane w Polsce. Redakcja nadal stara się utrzymać kontakt z instytucjami naukowymi, technicznymi i przemysłem radiotechnicznym.

Z okazji VIII Walnego Zebrania S. E. P. w Wilnie zaszyt 9 — 10 „Przeglądu Radiotechnicznego” ukazał się w znacznie zwiększonej objętości i zawierał 52 kolumny. W roku bieżącym zwiększony zeszyt przewidziany jest na dz. 1 maja.

Objętość „Przeglądu” pozostała bez zmian, natomiast strona graficzna uległa modernizacji, a mianowicie poczynając od zeszytu 5 — 6/1937 r. zaczęto stopniowo przechodzić na nowy, bardziej czytelny, krój czcionek.

Redaktor

(—) St. Jasiński

PROTOKÓŁ. Załącznik 6

Dnia 23 lutego 1937 roku Komisja Rewizyjna Sekcji Radiotechnicznej S. E. P. w składzie:

Inż. K. Jackowskiego, inż. A. Krzyczkowskiego, mjr. S. Mrazka sprawdziła księgę główną Sekcji Radiotechnicznej S. E. P. i stwierdziła jej zgodność z załączonymi dowodami, sprawdzonymi na wrywkę.

Komisja Rewizyjna zbadała poszczególne pozycje R-ku Strat i Zysków oraz Bilansu Zamknięcia z 1936 roku i stwierdziła zgodność poszczególnych pozycji z Księgą Główną Sekcji.

Komisja Rewizyjna proponuje scalenie księgowości Sekcji z księgowością ogólną S. E. P.-u na warunkach ustalonych przez Zarząd Sekcji Radiotechnicznej.

Komisja Rewizyjna proponuje udzielenie absolutionu Zarządowi z działalności finansowej w roku 1936 i wyrazić podziękowanie za dokonane prace.

(—) K. Jackowski (—) A. Krzyczkowski

(—) S. Mrazek

Załącznik 7.

PRELIMINARZ SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ

na 1937 rok.

Wpływy:	Budżet na 1936 r.	Wokowanie budżetu w 1936 r.	Preliminarz na 1937 r.
1. Składki:			
Członkowie Zwyczajni	2.570.—	2.522.10	2.500.—
Członkowie zbiorowi:			
Państw. Zakł. Tele- i Radiotechniczne	300.—	300.—	300.—
Korpus Ofic. Pułku Radj.	120.—	120.—	120.—
2. Dotacje:			
Polskie Radio	600.—	600.—	600.—
3. Różne wpływy	10.—	183.60	50.—
4. Za sprzedane Akcje B-ci Jabłkowskich	—	16.—	—
	3.600.—	3.741.70	3.570.—
Wydatki:	Budżet na 1936 r.	Wykonanie budżetu w 1936 r.	Preliminarz na 1937 r.
1. Prenumerata czasopism	100.—	100.—	100.—
2. Wydatki na Bibliotekę	200.—	200.—	200.—
3. Zwrot części dotacji Polskiego Radia S.E.P.	200.—	200.—	200.—
4. Zwrot części składek czł. zbior.:			
od Państw. Zakł. Tele- i Radio	100.—	100.—	100.—
od Korp. Ofic. Pułku Radioteleg.	40.—	40.—	40.—
5. Udział w wydatkach związanych z wydaniem przepisów radiotechnicznych	—	—	100.—
6. Składki cz. zwycz. do S. E. P.	1.800.—	1.817.50	1800.—
7. Zwroty do S.E.P. za lokal	600.—	600.—	600.—
8. Wydatki administracyjne	150.—	151.06	150.—
9. Różne składki płacone przez Sekcję Radiotechniczną	100.—	100.—	100.—
10. Odpis nieściągalnych składek	100.—	15.—	100.—
11. Nieprzewidziane	20.—	110.—	50.—
12. Straty na kursie przy sprzedaży Akcji	—	12.—	—
13. Nadwyżka dochodów	190.—	296.14	30.—
	3.600.—	3.741.70	3.570.—

Zarząd Sekcji Radiotechnicznej

Prezes (—) Jasiński Stefan

Skarbnik (—) Rabecki Władysław

Sekretarz (—) Richter Herman

Warszawa, dn. 22.II. 1937 r.

PRZEDPŁATA:
kwartalnie zł. 9.—
rocznie zł. 36.—
 zagranicą + 50%
 za zmianę adresu
 (znaczkami pocztowymi) gr. 50

Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa, Królewska 15, II piętro-telefon № 690-23.

Administracja otwarta codz. od godz. 9 do 15 w soboty od 9 do 13 Redaktor przyjmuje we wtorki i piątki od godziny 19-ej do 20-ej.

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 w dzierżawie Sp. Wydawnicze Czasopism Sp. z o. o.