

# PRZEGLĄD TELETECHNICZNY

## MIESIĘCZNIK POŚWIĘCONY SPRAWOM TELEFONJI-TELEGRAFJI-SYGNALIZACJI-RADJA

WYDAWANY PRZEZ STOWARZYSZENIE TELETECHNIKÓW POLSKICH  
PRZY POPARCIU MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW.

KOMITET REDAKCYJNY:

S. IGNATOWICZ, S. KUHN, A. PACIOREK, C. RAJSKI, S. ZUCHMANTOWICZ.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa Nowogrodzka 45, telefon 9-38-70.

Konto czekowe w P. K. O. 16841.

Sekretariat czynny codziennie od godz. 10 do godz. 3 i z wyjątkiem sobót  
od godz. 6 do godz. 8 wieczorem.

Redaktor przyjmuje w czwartki od godz. 6 do godz. 8 wieczorem.

### WARUNKI PRENUMERATY:

Rocznie . . . . .	Zł. 25.—
Kwartalnie . . . . .	" 7.—
Pojedynczy zeszyt . . . . .	" 2.50

### CENY OGŁOSZEŃ:

I strona okładki . . . . .	Zł. 400.—
II strona okładki . . . . .	" 250.—
III strona okładki . . . . .	" 220.—
IV strona okładki . . . . .	" 300.—
Inne stronicę . . . . .	" 200.—

### Treść Nr. II.

	Str.
1. Teoria linii łańcuchowych. Inż. W. Żochowski . . . . .	322
2. Prace X Zjazdu C. C. I. F. w Budapeszcie. Inż. K. Dobrski . . . . .	331
3. Foto-elektryczna maszyna mówiąca. Inż. S. Całus . . . . .	338
4. Kable telefoniczne stosowane w państwowym przedsiębiorstwie „Polska Poczta Telegraf i Te- lefon” Inż. A. Spira . . . . .	342
5. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich . . . . .	347
6. Bibliografia . . . . .	348
7. Przegląd pism . . . . .	348
8. Nowiny teletechniczne . . . . .	350

### Sommaire du No II.

	Page
1. Théorie des réseaux récurrents, par W. Zochowski ing . . . . .	322
2. Travaux du X Congrès C. C. I. F. de Budapest, par K. Dobrski, ing . . . . .	331
3. Machine photoélectrique parlante, par S. Całus, ing . . . . .	338
4. Câbles téléphoniques usités par l'entreprise d'Etat „Les Postes, Téléphones et télégraphes po- lonais”, par A. Spira, ing . . . . .	342
5. De l'Association des Télétechniciens Polonais . . . . .	347
6. Bibliographie . . . . .	348
7. Revue des journaux . . . . .	348
8. Nouvelles télétechniques . . . . .	350

# TEORJA OBWODÓW ŁAŃCUCHOWYCH.

Inż. W. ŻOCHOWSKI.

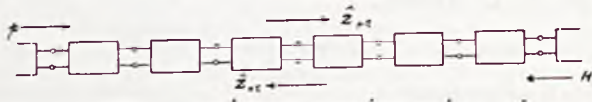
W zeszycie 5 „Przeгляdu Teletechnicznego“ z miesiąca maja 1934 r., w artykule p. t. „Teoria uniwersalnego czwórnik’a” rozpatrywaliśmy również teorię łańcucha czwórników (rys. 1), złożonego z szeregu ogniów niesymetrycznych. Wyprowadzone równania prądów i napięć czwórnik’a równoważnego, zastępującego  $n$  ogniów łańcucha, miały postać następującą:

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \hat{V}_{n+1} (\text{Csh } ng_l K + \text{Snh } ng_l) \sqrt{W^n} + \\ &+ \hat{I}_{n+1} \sqrt{W^n} \sqrt{1 - K^2} \hat{Z} \cdot \text{Snh } ng_l \\ \hat{I}_1 &= \hat{I}_{n+1} (\text{Csh } ng_l - K \text{Snh } ng_l) \sqrt{W^n} + \\ &+ \hat{V}_{n+1} \sqrt{W^n} \sqrt{1 - K^2} \frac{1}{\hat{Z}} \cdot \text{Snh } ng_l \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

$$g_l = \frac{g_1 + g_2}{2} \dots \dots \dots (2)$$

przyczem  $g_1$  było przewodzeniem ogniwa w łańcuchu nieskończenie długim, zasilanym w kierunku strzałki  $p$ , zaś  $g_2$  — przy zasilaniu w kierunku strzałki  $k$ .



RYS. 1. ŁAŃCUCH CZWÓRNIKÓW.

Literą  $K$  oznaczono stosunek:

$$K = \frac{\hat{Z}_{pl} - \hat{Z}_{kl}}{\hat{Z}_{pl} + \hat{Z}_{kl}} \dots \dots \dots (3)$$

gdzie  $\hat{Z}_{pl}$  było opornością falową łańcucha nieskończenie długiego, zasilanego w kierunku strzałki  $p$ , zaś  $\hat{Z}_{kl}$  — przy zasilaniu w kierunku strzałki  $k$ . Oporności te wyrażały się wzorami:

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{pl} &= \frac{\hat{B}}{e^{g_l} - \hat{A}} = \frac{e^{g_l} - \hat{C}}{\hat{D}} = \\ &= \frac{\hat{B}}{\hat{C} - W e^{-g_l}} = \frac{\hat{A} - W e^{-g_l}}{\hat{D}} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{kl} &= \frac{\hat{B}}{W e^{g_2} - \hat{C}} = \frac{W e^{g_2} - \hat{A}}{\hat{D}} = \\ &= \frac{\hat{B}}{\hat{A} - e^{-g_2}} = \frac{\hat{C} - e^{-g_2}}{\hat{D}} \end{aligned} \quad (5)$$

Oporność falowa  $\hat{Z}$  została określona wzorem:

$$\hat{Z} = \sqrt{\hat{Z}_{pl} \hat{Z}_{kl}} \dots \dots \dots (6)$$

Wielkość  $W$ , zwana wyznacznikiem pojedynczego ogniwa, wynosiła:

$$W = e^{g_1 - g_2} \dots \dots \dots (7)$$

Zaznaczyć należy, że powyższe wzory zachowują również swą moc dla łańcucha czwórników, złożonego ze skończonej liczby ogniów i zamkniętego na końcu opornością  $\hat{Z}_{pl}$  względnie  $\hat{Z}_{kl}$ , zależnie od kierunku zasilania.

Obwód łańcuchowy stanowi szczególny wypadek łańcucha czwórników, kiedy łańcuch ten jest utworzony z ogniów symetrycznych, zawierających oporności, indukcyjności, i pojemności. W tym szczególnym wypadku mamy:

$$g_1 = g_2 = g$$

Z równania (2) wynika:

$$g_l = g_1 = g_2 = g \dots \dots \dots (8)$$

zaś z równania (7):

$$W = 1 \dots \dots \dots (9)$$

Jeśli weźmiemy pod uwagę, że w równaniach prądów i napięć:

$$\hat{V}_1 = \hat{A} \hat{V}_2 + \hat{B} \hat{I}_2$$

$$\hat{I}_1 = \hat{C} \hat{I}_2 + \hat{D} \hat{V}_2$$

odniesionych do ogniwa symetrycznego, parametry  $\hat{A}$  i  $\hat{C}$  są sobie równe t. j.:

$$\hat{A} = \hat{C} \dots \dots \dots (10)$$

i jeżeli uwzględnimy warunki (8), (9) i (10) w równaniach (4) i (5), to otrzymamy:

$$\hat{Z}_{pl} = \hat{Z}_{kl}$$

Z równania (6) wynika:

$$\hat{Z}_{pl} = \hat{Z}_{kl} = \hat{Z}$$

zaś z równania (3):

$$K = 0$$

Równania (1) dla przewodu łańcuchowego przyjmują zatem postać następującą:

$$\hat{V}_1 = \hat{V}_{n+1} \text{Csh } ng + \hat{I}_{n+1} \hat{Z} \cdot \text{Snh } ng$$

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_{n+1} \text{Csh } ng + \hat{V}_{n+1} \frac{1}{\hat{Z}} \text{Snh } ng$$

Dla pojedynczego ogniwa ( $n = 1$ ) otrzymujemy:

$$\hat{V}_1 = \hat{V}_2 \text{Csh } g + \hat{I}_2 \hat{Z} \text{Snh } g$$

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_2 \text{Csh } g + \hat{V}_2 \frac{1}{\hat{Z}} \text{Snh } g \dots \dots \dots (11)$$

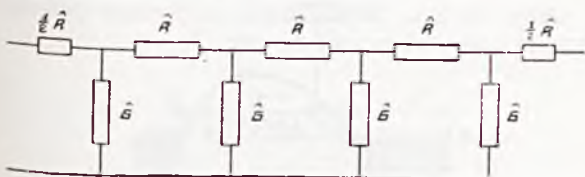
Otrzymane równania wskazują, że wielkościami, charakteryzującymi ogniwo przewodu łańcuchowego, są przewodzenie  $g$  i oporność falowa  $\hat{Z}$ . Przewodzenie  $g$  może być przedstawione w postaci zespolonej:

$$g = b + ja$$

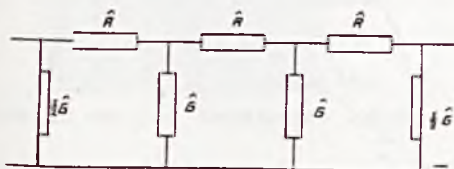
gdzie  $b$  jest tłumieniem, zaś  $a$  kątem fazowym ogniwa.

Rozróżniamy następujące rodzaje obwodów łańcuchowych:

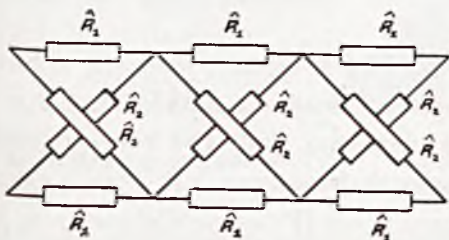
- a) obwód, utworzony z ogniów formy **T** (rys. 2),
- b) obwód, utworzony z ogniów formy **Π** (rys. 3),
- c) obwód, utworzony z ogniów krzyżowych (rys. 4),
- d) obwód utworzony z ogniów bocznikowanych (rys. 5),



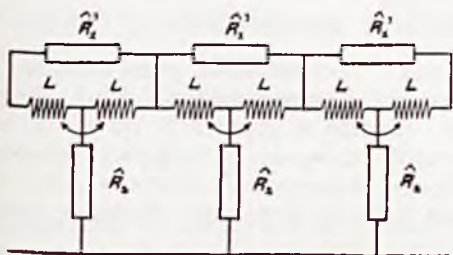
RYŚ. 2. OBWÓD ŁAŃCUCHOWY, UTWORZONY Z OGNIW **T**.



RYŚ. 3. OBWÓD ŁAŃCUCHOWY, UTWORZONY Z OGNIW **Π**.



RYŚ. 4. OBWÓD ŁAŃCUCHOWY, UTWORZONY Z OGNIW KRZYŻOWYCH.



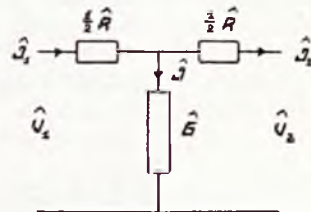
RYŚ. 5. OBWÓD ŁAŃCUCHOWY, UTWORZONY Z OGNIW BOCZNIKOWANYCH.

Ogniwo formy **T** przedstawia rys. 6, w którym  $\hat{R}$  jest opornością zespoloną, zaś  $\hat{G}$  — przewodnością zespoloną.

Przyjmując oznaczenia natężeń prądów i napięć, podane na rys. 6, możemy na zasadzie praw Kirchoff'a utworzyć następujące równania:

$$\begin{aligned} \hat{I}_1 &= \hat{I}_2 + \hat{I} = \hat{I}_2 + \left( \hat{V}_2 + \hat{I}_2 \frac{\hat{R}}{2} \right) \hat{G} = \\ &= \hat{I}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{V}_2 \hat{G}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \hat{V}_2 + \hat{I}_1 \frac{\hat{R}}{2} + \hat{I}_2 \frac{\hat{R}}{2} = \hat{V}_2 + \\ &+ \hat{I}_2 \frac{\hat{R}}{2} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{V}_2 \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} + \hat{I}_2 \frac{\hat{R}}{2} = \\ &= \hat{V}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{I}_2 \hat{R} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4} \right). \end{aligned}$$



RYŚ. 6. OGNIWO FORMY **T**.

Z równań tych otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \hat{V}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{I}_2 \hat{R} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4} \right) \\ \hat{I}_1 &= \hat{I}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{V}_2 \hat{G} \end{aligned}$$

W celu wyznaczenia przewodzenia  $g$  i oporności falowej  $\hat{Z}$  rozpatrywanego ogniwa, porównujemy ze sobą powyższe równania z równaniami (11). Z porównania tego wyniknie:

$$\text{Csh } g = 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \dots (12)$$

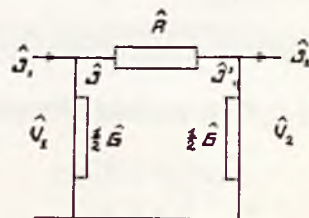
$$\hat{Z} \text{Shn } g = \hat{R} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4} \right) \dots (13)$$

$$\frac{1}{\hat{Z}} \text{Shn } g = \hat{G} \dots (14)$$

Oporność falową  $\hat{Z}$  otrzymujemy z podzielenia równań (13) i (14) przez siebie stronami:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{\hat{R}}{\hat{G}}} \sqrt{1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4}} \dots (15)$$

Znając wartości zespolone oporności  $\hat{R}$  i przewodności  $\hat{G}$ , możemy z równania (12) wyznaczyć przewodzenie  $g$ , zaś z równania (15) — oporność falową  $\hat{Z}$  ogniwa.



RYŚ. 7. OGNIWO FORMY **Π**.

Ogniwo formy **Π** przedstawia rys. 7, z którego na zasadzie praw Kirchoff'a wynikają następujące równania:

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \hat{V}_2 + (\hat{I}_2 + \hat{I}') \hat{R} = \hat{V}_2 + \\ &+ \left( \hat{I}_2 + \hat{V}_2 \frac{\hat{G}}{2} \right) \hat{R} = \hat{V}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{I}_2 \hat{R}. \\ \hat{I}_1 &= \hat{I}_2 + \hat{I} + \hat{I}' = \hat{I}_2 + \hat{V}_1 \frac{\hat{G}}{2} + \\ &+ \hat{V}_2 \cdot \frac{\hat{G}}{2} = \hat{I}_2 + \hat{V}_2 \frac{\hat{G}}{2} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \\ &+ \hat{I}_2 \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} + \hat{V}_2 \frac{\hat{G}}{2} = \hat{I}_2 \left( 1 + \frac{\hat{G}\hat{R}}{2} \right) + \\ &+ \hat{V}_2 \hat{G} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4} \right). \end{aligned}$$

Z równań tych otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \hat{V}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{I}_2 \hat{R}. \\ \hat{I}_1 &= \hat{I}_2 \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \right) + \hat{V}_2 \hat{G} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4} \right). \end{aligned}$$

Z porównania powyższych równań z równaniami (11) wynika:

$$\text{Csh } g = 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} \dots (16)$$

$$\hat{Z} \text{Shn } g = \hat{R} \dots (17)$$

$$\frac{1}{\hat{Z}} \text{Csh } g = \hat{G} \left( 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4} \right) \dots (18)$$

zaś z podzielenia równań (17) i (18) przez siebie stronami:

$$\hat{Z} = \frac{\sqrt{\frac{\hat{R}}{\hat{G}}}}{\sqrt{1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4}}} \dots (19)$$

Znając wartości zespolone oporności  $\hat{R}$  i przewodności  $\hat{G}$ , możemy z równania (16) wyznaczyć przewodzenie  $g$ , zaś z równania (19)—oporność falową  $\hat{Z}$  ogniwa.

Widzimy zatem, że  $\text{Csh } g$ , tak w ogniwie formy **T**, jak i w ogniwie formy **Π**, wyraża się tym samym wzorem, i w wypadku najogólniejszym jest wielkością wektorjalną, którą możemy przedstawić w postaci:

$$\text{Csh } g = P + jQ = \text{Csh}(b + ja)$$

lub:

$$\text{Csh } g = \text{Csh } b \cdot \text{Csa} + j \text{Shn } b \cdot \text{Sna} = P + jQ,$$

skąd:

$$P = \text{Csh } b \cdot \text{Csa},$$

$$Q = \text{Shn } b \cdot \text{Sna}.$$

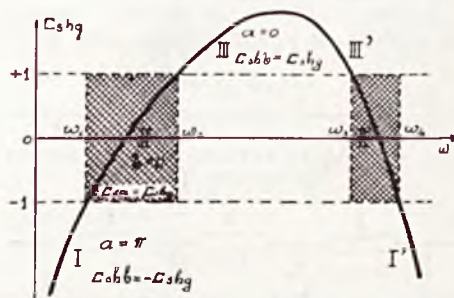
Rozpatrzmy naprzód wypadek szczególny, kiedy ogniwo składa się z dławików o możliwie czystej indukcyjności oraz kondensatorów o możliwie czystej pojemności. Jest to wypadek ogni-

wa bez strat, w którym wielkości  $\hat{R}$  i  $\hat{G}$  wyrażają się liczbami urojonymi, zaś ich iloczyn  $\hat{R} \cdot \hat{G}$  — liczbą rzeczywistą. Wskutek tego  $\text{Csh } g$  jest liczbą rzeczywistą, czyli:

$$\text{Csh } g = \text{Csh } b \cdot \text{Csa} \dots (20)$$

$$\text{Shn } b \cdot \text{Sna} = 0 \dots (21)$$

Ponieważ tłumienie  $b$  i kąt fazowy  $a$  w wypadku ogólnym są pewnymi funkcjami pulsacji  $\omega$ , to równanie (20) wyraża zależność  $\text{Csh } g$  od  $\omega$ , którą można przedstawić w formie pewnej krzywej, np. takiej, jak na rys. 8.



RYŚ. 8. OGÓLNA ZALEŻNOŚĆ  $\text{Csh } g$  OD PULSACJI  $\omega$

Jak objaśnia rys. 8, układowi równań (20) i (21) odpowiadają trzy obszary pulsacji, charakteryzujące się gałęziami I, II i III lub I', II' i III' krzywej zależności  $\text{Csh } g$  od pulsacji  $\omega$ , a mianowicie:

dla obszaru I lub I'  $\text{Csh } g < -1$ ;  $b \neq 0$ ;  $\text{Sna} = 0$ ;  $a = \pi$ ;  $\text{Csa} = -1$ ;  $\text{Csh } b = -\text{Csh } g$  gdyż, jak wiadomo, jest:  $\text{Csh } b > +1$ , czyli jest liczbą dodatnią.

dla obszaru II lub II':  $-1 < \text{Csh } g < +1$ ;  $b = 0$ ;  $\text{Shn } b = 0$ ;  $\text{Csh } b = 1$ ;  $\text{Csa} = \text{Csh } g$ .

dla obszaru III lub III':  $\text{Csh } g > +1$ ;  $b \neq 0$ ;  $\text{Sna} = 0$ ;  $a = 0$ ;  $\text{Csa} = 1$ ;  $\text{Csh } b = \text{Csh } g$ .

Obszary, zakreśkowane podwójnie na rys. 8, są obszarami przepuszczania, gdyż wszystkie pulsacje, zawarte w granicach od  $\omega_1$  do  $\omega_2$  lub w granicach od  $\omega_3$  do  $\omega_4$ , ogniwo przepuszcza bez żadnego tłumienia. A zatem  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_3$  i  $\omega_4$  oznaczają pulsacje graniczne obszarów przepuszczania.

Obszary I, I', III i III' są obszarami tłumienia, zaś II i II' — obszarami przepuszczania.

Obecnie rozpatrzmy kilka przykładów ogniw bez strat i wskażemy sposób stosowania powyżej wyprowadzonych wzorów przy analizowaniu tych ogniw. W poniższych przykładach przez  $L$  i  $L_1$  oznaczono współczynnik samoindukcji dławika, zaś przez  $C$  i  $C_1$  — pojemność kondensatora.

#### Filtr dławikowy (rys. 9)

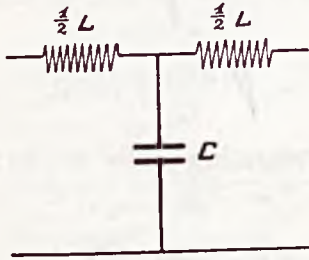
Dla filtra dławikowego jest:

$$\hat{R} = j\omega L,$$

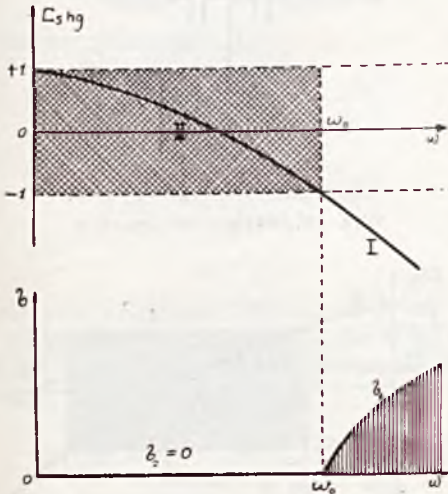
$$\hat{G} = j\omega C.$$

$$Cshg = 1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{2} = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \quad (22)$$

Krzywą zależności Cshg od pulsacji  $\omega$  przedstawia rys. 10.



RYS. 9. FILTR DŁAWIKOWY.



RYS. 10. KRZYWA ZALEŻNOŚCI Cshg I TŁUMIENIA b OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA DŁAWIKOWEGO.

W celu wyznaczenia pulsacji granicznych, zakładamy w równaniu (22) wartość Cshg równą  $\pm 1$ , otrzymujemy:

dla Cshg = 1

$$\omega = 0,$$

dla Cshg = -1

$$\omega = \frac{2}{\sqrt{LC}} = \omega_0$$

Równanie (22) w zależności od pulsacji granicznej  $\omega_0$  wyrazi się w sposób następujący:

$$Cshg = 1 - 2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2.$$

A zatem otrzymamy:  
dla obszaru tłumienia I:

$$Cshb_1 = -Cshg = 2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1,$$

$$a_1 = \pi$$

czyli:

$$Csh\frac{b_1}{2} = \frac{\omega}{\omega_0},$$

dla obszaru przepuszczania II:

$$b_2 = 0,$$

$$Csa_2 = Cshg = 1 - 2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2,$$

czyli:

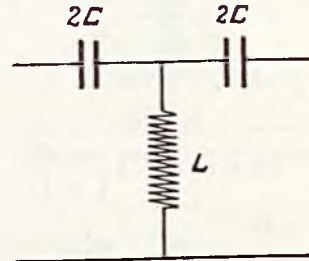
$$Sn\frac{a_2}{2} = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

Krzywa zależności tłumienia b od pulsacji  $\omega$  jest przedstawiona w dolnej części rysunku 10. Filtr dławikowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od 0 do  $\omega_0$ , i tłumি te wszystkie pulsacje, których wartość jest większa od  $\omega_0$ .

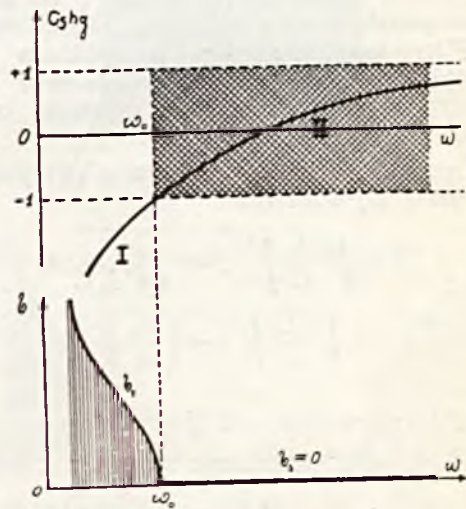
Oporność falową w obszarze przepuszczania filtra dławikowego formy **T** wyznaczmy za pomocą wzoru 15:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{\hat{R}}{\hat{G}}} \sqrt{1 + \frac{\hat{R}\hat{G}}{4}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC}{4}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Filtr kondensatorowy (rys. 11).



RYS. 11. FILTR KONDENSATOROWY.



RYS. 12. KRZYWA ZALEŻNOŚCI Cshg I TŁUMIENIA b OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA KONDENSATOROWEGO.

Dla filtra kondensatorowego jest:

$$\hat{R} = \frac{1}{j\omega C}.$$

$$\hat{G} = \frac{1}{j\omega L}.$$

$$Cshg = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} \quad (23)$$

Krzywą zależności Cshg od pulsacji ω przedstawia rys. 12.

Wartość pulsacji granicznych wynosi:

dla Cshg = 1

$$\omega = \infty,$$

dla Cshg = -1

$$\omega = \frac{1}{2\sqrt{LC}} = \omega_0.$$

Równanie (23) w zależności od pulsacji granicznej ω<sub>0</sub> wyrazi się w sposób następujący;

$$Cshg = 1 - 2\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2$$

A zatem otrzymamy:  
dla obszaru tłumienia I:

$$Cshb_1 = 2\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 - 1$$

$$a_1 = \pi$$

czyli:

$$Csh \frac{b_1}{2} = \frac{\omega_0}{\omega}.$$

dla obszaru przepuszczania II:

$$b_2 = 0.$$

$$Csa_2 = 1 - 2\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2$$

czyli:

$$Sna_2 = \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Krzywa zależności tłumienia b od pulsacji ω jest przedstawiona w dolnej części rysunku 12. Filtr kondensatorowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od ω<sub>0</sub> do ∞, i tłumি te wszystkie pulsacje, których wartość jest mniejsza od ω<sub>0</sub>.

Oporność falowa w obszarze przepuszczania wyrazi się wzorem:

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{1}{4\omega^2 LC}} = \\ &= \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}. \end{aligned}$$

Filtry widmowe (jednowidmowe).

Dla filtra, przedstawionego na rys. 13, jest:

$$\hat{R} = j\omega L - \frac{j}{\omega C_1} = j \frac{\omega^2 LC_1 - 1}{\omega C_1}$$

$$\hat{G} = j\omega C$$

$$Cshg = 1 - \frac{C(\omega^2 LC_1 - 1)}{2C_1} \dots (24)$$

Krzywą zależności Cshg od pulsacji ω przedstawia rys. 14. Odcinek ef wyznaczmy z równania (24), zakładając ω = 0:

$$ef = (Cshg)_{\omega=0} - 1 = \frac{C}{2C_1}.$$

Wartość pulsacji granicznych wynosi:

dla Cshg = 1

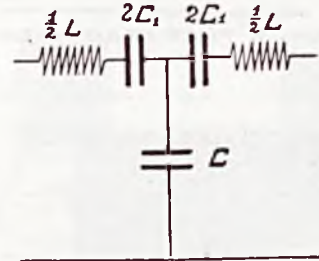
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} = \omega_1 \dots (25)$$

dla Cshg = -1

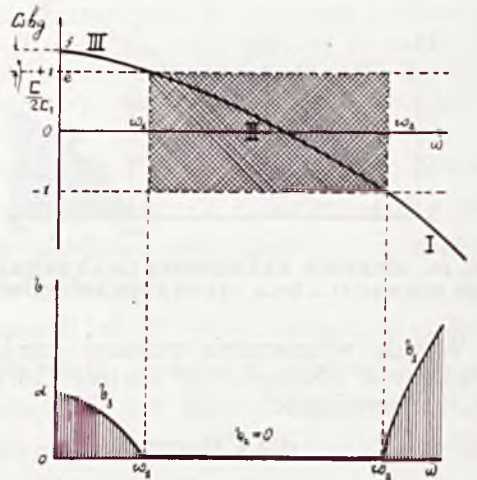
$$\begin{aligned} \omega &= \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \sqrt{\frac{4C_1 + C}{C}} = \\ &= \omega_1 \sqrt{\frac{4C_1}{C} + 1} = \omega_2 \dots (26) \end{aligned}$$

Z powyższych wzorów wynika:

$$\omega_2 > \omega_1.$$



RYŚ. 13. FILTR WIDMOWY.



RYŚ. 14. KRZYWA ZALEŻNOŚCI Cshg I TŁUMIENIA b OD PULSACJI ω DLA FILTRA WIDMOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYŚ. 13.

W celu wyrażenia równania (24) w zależności od pulsacji ω<sub>1</sub> i ω<sub>2</sub>, wyznaczmy wartość LC<sub>1</sub> z równania (25) i wartość  $\frac{C}{2C_1}$  z równania (26):

$$LC_1 = \frac{1}{\omega_1^2}$$

$$\frac{C}{2C_1} = \frac{2\omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$

Po podstawieniu w równanie (24) otrzymamy:

$$Cshg = 1 - \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$

A zatem:

dla obszaru tłumienia I:

$$\text{Csh } b_1 = \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2} - 1$$

czyli :

$$\text{Csh } \frac{b_1}{2} = \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

$$a_1 = \pi$$

dla obszaru przepuszczania II :

$$b_2 = 0$$

$$\text{Cs } a_2 = 1 - \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$

czyli :

$$\text{Sn } \frac{a_2}{2} = \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

dla obszaru tłumienia III :

$$\text{Csh } b_3 = 1 - \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$

czyli :

$$\text{Csh } \frac{b_3}{2} = \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

$$a_3 = 0$$

Krzywe zależności tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione w dolnej części rys. 14. Odcinek  $od$ , jaki odcina krzywa tłumienia  $b_3$  na osi rzędnych, określa wzór :

$$\left(\text{Csh } \frac{b_3}{2}\right)_{\omega=0} = \frac{\omega_2}{\sqrt{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

Rozpatrywany filtr widmowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od  $\omega_1$  do  $\omega_2$ , i tłumí te wszystkie pulsacje, których wartości znajdują się nazewnątrz tego obszaru (widma).

Oporność falowa w obszarze przepuszczalności wyrazi się wzorem :

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{\omega^2 LC_1 - 1}{\omega^2 C_1 C}} \sqrt{1 - \frac{C(\omega^2 LC_1 - 1)}{4 C_1}}$$

$$= \frac{1}{\omega C} \sqrt{\frac{(\omega^2 LC_1 - 1) C}{C_1} \left[1 - \frac{(\omega^2 LC_1 - 1) C}{4 C_1}\right]}$$

$$= \frac{2}{\omega C (\omega_2^2 - \omega_1^2)} \sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}$$

Dla filtra, przedstawionego na rys. 15, jest :

$$\hat{R} = j\omega L - \frac{j}{\omega C_1} = j \frac{\omega^2 LC_1 - 1}{\omega C_1}$$

$$\hat{G} = \frac{1}{j\omega L_1}$$

$$\text{Csh } g = 1 + \frac{\omega^2 LC_1 - 1}{2 \omega^2 L_1 C_1} \dots (27)$$

Krzywą zależności  $\text{Csh } g$  od pulsacji  $\omega$  przedstawia rys. 16. Odcinek  $ef$ , określający położenie asymptoty, wyznaczmy z równania (27), zakładając  $\omega = \infty$  :

$$ef = (\text{Csh } g)_{\omega = \infty} - 1 = \frac{L}{2 L_1 C_1}$$

Wartość pulsacji granicznych wynosi :

dla  $\text{Csh } g = 1$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} = \omega_2 \dots (28)$$

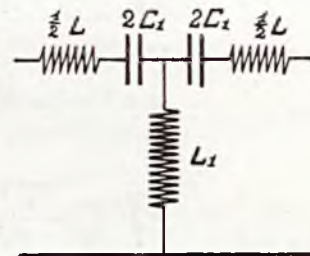
dla  $\text{Csh } g = -1$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1(L + 4L_1)}} = \omega_1 \dots (29)$$

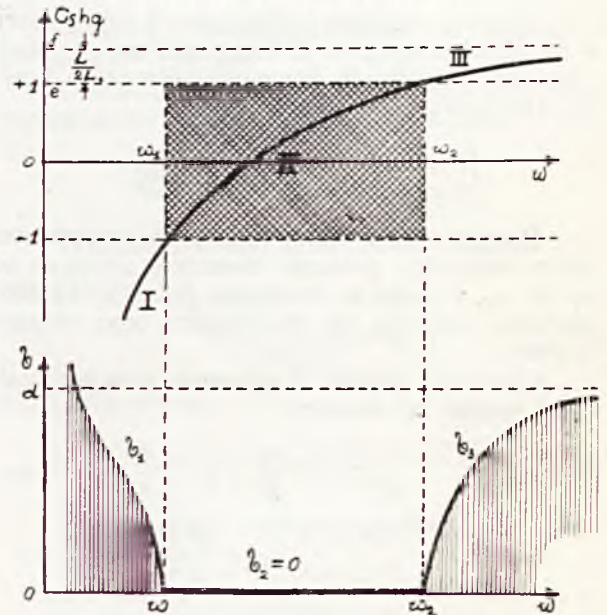
Z powyższych wzorów wynika :

$$\omega_2 > \omega_1$$

W celu wyrażenia równania (27) w zależności od pulsacji  $\omega_1$  i  $\omega_2$ , wyznaczmy wartość  $LC_1$  z równania (28) i wartość  $L_1 C_1$  z równania (29) :



RYŚ. 15. FILTR WIDMOWY.



RYŚ. 16. KRZYWA ZALEŻNOŚCI  $\text{Csh } g$  I TŁUMIENIA  $b$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA WIDMOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYŚ. 15.

$$LC_1 = \frac{1}{\omega_2^2}$$

$$L_1 C_1 = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{4 \omega_1^2 \omega_2^2}$$

Po podstawieniu w równanie (27) otrzymamy :

$$\text{Csh } g = 1 - \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}$$

A zatem :

dla obszaru tłumienia I :

$$\text{Csh } b_1 = \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)} - 1$$

czyli :

$$\text{Csh } \frac{b_1}{2} = \frac{\omega_1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

$$a_1 = \pi$$

dla obszaru przepuszczania II :

$$b_2 = 0$$

$$\text{Csh } a_2 = 1 - \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}$$

czyli :

$$\text{Sn } \frac{a_2}{2} = \frac{\omega_1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

dla obszaru tłumienia III :

$$\text{Csh } b_3 = 1 - \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}$$

czyli :

$$\text{Csh } \frac{b_3}{2} = \frac{\omega_2}{\omega} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

$$a_3 = 0$$

Krzywe zależności tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione w dolnej części rys. 16. Odcinek  $od$ , określający położenie asymptoty krzywej tłumienia  $b_3$ , wyznacza wzór :

$$\left( \text{Csh } \frac{b_3}{2} \right)_{\omega = \infty} = \frac{\omega_2}{\sqrt{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

Rozpatrywany filtr widmowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od  $\omega_1$  do  $\omega_2$ , i tłumí te wszystkie pulsacje, których wartości znajdują się nazewnątrz tego obszaru (widma).

Oporność falowa w obszarze przepuszczalności wyrazi się wzorem :

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \sqrt{\frac{(1 - \omega^2 LC_1) L_1}{C_1}} \sqrt{1 + \frac{\omega^2 LC_1 - 1}{4 \omega^2 L_1 C_1}} = \\ &= L_1 \sqrt{\frac{1 - \omega^2 LC_1}{L_1 C_1}} \left( 1 + \frac{\omega^2 LC_1 - 1}{4 \omega^2 L_1 C_1} \right) = \\ &= \frac{2 L_1 \omega_1 \omega_2}{\omega (\omega_2^2 - \omega_1^2)} \sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2) (\omega_2^2 - \omega^2)} \end{aligned}$$

Dla filtra, przedstawionego na rys. 17, jest :

$$\hat{R} = j \omega L$$

$$\hat{G} = \frac{1}{j \omega L_1} + j \omega C = \frac{1 - \omega^2 L_1 C}{j \omega L_1}$$

$$\text{Csh } g = 1 + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C) L}{2 L_1} \dots (30)$$

Krzywą zależności  $\text{Csh } g$  od pulsacji  $\omega$  przedstawia rys. 18. Odcinek  $ef$  wyznaczmy z równania (30), zakładając  $\omega = 0$  :

$$ef = (\text{Csh } g)_{\omega = 0} - 1 = \frac{L}{2 L_1}$$

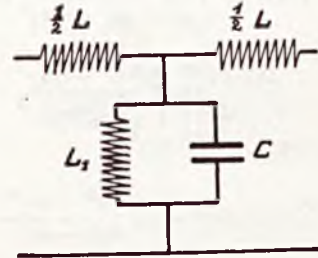
Wartość pulsacji granicznych wynosi :

dla  $\text{Csh } g = 1$

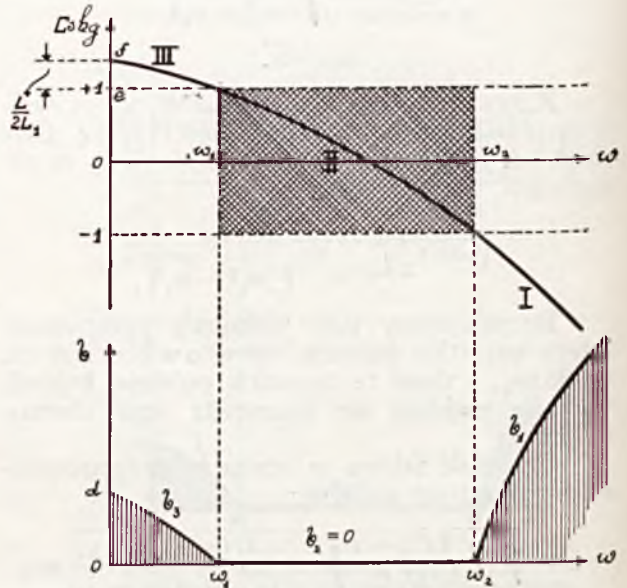
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} = \omega_1 \dots (31)$$

dla  $\text{Csh } g = -1$

$$\omega = \sqrt{\frac{4 L_1 + L}{L_1 L C}} = \omega_1 \sqrt{\frac{4 L_1}{L} + 1} = \omega_2 \quad (32)$$



RYC. 17. FILTR WIDMOWY.



RYC. 18. KRZYWA ZALEŻNOŚCI  $\text{Csh } g$  I TŁUMIENIA  $b$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA WIDMOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYC. 17.

Z powyższych wzorów wynika :

$$\omega_2 > \omega_1$$

W celu wyrażenia równania (30) w zależności od pulsacji  $\omega_1$  i  $\omega_2$ , wyznaczmy wartość  $L_1 C$  z równania (31) i wartość  $\frac{L}{L_1}$  z równania (32) :

$$L_1 C = \frac{1}{\omega_1^2}$$

$$\frac{L}{L_1} = \frac{4 \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$

Po podstawieniu w równanie (30) otrzymamy :

$$\text{Csh } g = 1 - \frac{2 (\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$



A zatem:  
dla obszaru tłumienia I:

$$\text{Csh } b_1 = \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2} - 1,$$

czyli:

$$\text{Csh } \frac{b_1}{2} = \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}},$$

$$a_1 = \pi.$$

dla obszaru przepuszczania II:

$$b_2 = 0.$$

$$\text{Cs } a_2 = 1 - \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2},$$

czyli:

$$\text{Sn } \frac{a_2}{2} = \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}},$$

dla obszaru tłumienia III:

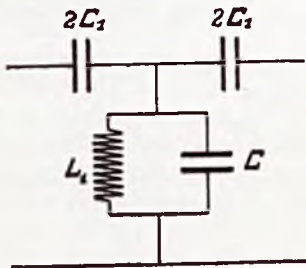
$$\text{Csh } b_3 = 1 - \frac{2(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2},$$

czyli:

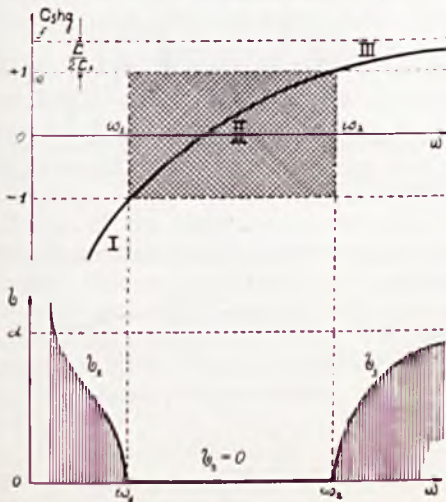
$$\text{Csh } \frac{b_3}{2} = \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}},$$

$$a_3 = 0.$$

Krzywe zależności tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione w dolnej części rys. 18. Odcinek  $od$ , jaki odcina krzywa tłumienia  $b_3$  na osi rzędnych, określa wzór:



RYS. 19. FILTR WIDMOWY.



RYS. 20. KRZYWA ZALEŻNOŚCI  $\text{Csh } g$  I TŁUMIENIA  $b$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA WIDMOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYS. 19.

$$\left(\text{Csh } \frac{b_3}{2}\right)_{\omega=0} = \frac{\omega_2}{\sqrt{\omega_2^2 - \omega_1^2}}.$$

Rozpatrywany filtr widmowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od  $\omega_1$  do  $\omega_2$ , i tłumí te wszystkie pulsacje, których wartości znajdują się nazewnątrz tego obszaru (widoma).

Oporność falowa w obszarze przepuszczania wyrazi się wzorem:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{\omega^2 L L_1}{\omega^2 L_1 C - 1}} \sqrt{1 + \frac{L(1 - \omega^2 L_1 C)}{4 L_1}} =$$

$$= \omega L \sqrt{\frac{L_1}{L(\omega^2 L_1 C - 1)}} \left[1 + \frac{L(1 - \omega^2 L_1 C)}{4 L_1}\right] =$$

$$= \frac{\omega L}{2} \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega^2 - \omega_1^2}}.$$

Dla filtra, przedstawionego na rys. 19, jest:

$$\hat{R} = \frac{1}{j \omega C_1}$$

$$\hat{G} = \frac{1 - \omega^2 L_1 C}{j \omega L_1}.$$

$$\text{Csh } g = 1 - \frac{1 - \omega^2 L_1 C}{2 \omega^2 L_1 C_1} \dots (33)$$

Krzywą zależności  $\text{Csh } g$  od pulsacji  $\omega$  przedstawia rys. 20.

Odcinek  $ef$ , określający położenie asymptoty, wyznaczmy z równania (33), zakładając  $\omega = \infty$ :

$$ef = (\text{Csh } g)_{\omega = \infty} - 1 = \frac{C}{2 C_1}.$$

Wartość pulsacji granicznych wynosi:

dla  $\text{Csh } g = 1$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} = \omega_2 \dots (34)$$

dla  $\text{Csh } g = -1$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1(C + 4 C_1)}} = \omega_1 \dots (35)$$

Z powyższych wzorów wynika:

$$\omega_2 > \omega_1.$$

W celu wyrażenia równania (33) w zależności od pulsacji  $\omega_1$  i  $\omega_2$ , wyznaczmy wartość  $L_1 C$  z równania (34) i wartość  $L_1 C_1$  z równania (35):

$$L_1 C = \frac{1}{\omega_2^2}$$

$$L_1 C_1 = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{4 \omega_1^2 \omega_2^2}.$$

Po podstawieniu w równanie (33) otrzymamy:

$$\text{Csh } g = 1 - \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}.$$

A zatem :

dla obszaru tłumienia I :

$$Csh b_1 = \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)} - 1$$

czyli :

$$Csh \frac{b_1}{2} = \frac{\omega_1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

$$a_1 = \pi$$

dla obszaru przepuszczania II :

$$b_2 = 0$$

$$Cs a_2 = 1 - \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}$$

czyli :

$$Sn \frac{a_2}{2} = \frac{\omega_1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

dla obszaru tłumienia III :

$$Csh b_3 = 1 - \frac{2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega^2)}{\omega^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}$$

czyli :

$$Csh \frac{b_3}{2} = \frac{\omega_2}{\omega} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

$$a_3 = 0$$

Krzywe zależności tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione w dolnej części rys. 20. Odciętek  $od$ , określający położenie asymptoty krzywej tłumienia  $b_3$ , wyznacza wzór :

$$\left( Csh \frac{b_3}{2} \right)_{\omega = \infty} = \frac{\omega_2}{\sqrt{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

Rozpatrywany filtr widmowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od  $\omega_1$  do  $\omega_2$ , i tłumia te wszystkie pulsacje, których wartości znajdują się nazewnątrz tego obszaru (widma).

Oporność falowa w obszarze przepuszczania wyrazi się wzorem :

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1(1 - \omega^2 L_1 C)}} \sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_1 C - 1}{\omega^2 L_1 C_1}} =$$

$$= \frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{L_1 C_1}{1 - \omega^2 L_1 C} \left( 1 + \frac{\omega^2 L_1 C - 1}{\omega^2 L_1 C_1} \right)}$$

$$= \frac{\omega_2}{2 C_1 \omega_1 \omega} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega^2}}$$

Filtr o podwójnym widmie (dwuwidmowy).

Dla filtra, przedstawionego na rys. 21, jest :

$$\hat{R} = j \omega L - \frac{j}{\omega C_1} = j \frac{\omega^2 L C_1 - 1}{\omega C_1}$$

$$\hat{G} = \frac{1 - \omega^2 L_1 C}{j \omega L_1}$$

$$Csh g = 1 + \frac{(\omega^2 L C_1 - 1)(1 - \omega^2 L_1 C)}{2 \omega^2 L_1 C_1} \quad (36)$$

Wartość pulsacji granicznych wynosi :  
dla  $Csh g = 1$  :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C_1}} = \omega_0'$$

oraz

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} = \omega_0''$$

Jeżeli dobierzemy tak  $L, C$  i  $L_1, C_1$ , aby był spełniony warunek :

$$L C_1 = L_1 C$$

to wówczas :

$$\omega_0' = \omega_0'' = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (37)$$

Równanie (36) w zależności od pulsacji  $\omega_0$  wyrazi się w sposób następujący :

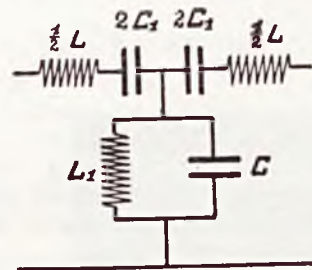
$$Csh g = 1 - \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}{2 \omega^2 \omega_0^4 L_1 C_1} \quad (38)$$

Zakładając w równaniu (38) :

$$Csh g = -1,$$

otrzymujemy równanie kwadratowe :

$$\omega^2 \pm 2 \omega \omega_0^2 \sqrt{L_1 C_1} - \omega_0^2 = 0$$



RYC. 21. FILTR DWUWIDMOWY.

Rozwiązanie tego równania względem niewiadomej  $\omega$  ma postać :

$$\omega_{1,2} = \mp \omega_0^2 \sqrt{L_1 C_1} + \sqrt{\omega_0^4 L_1 C_1 + \omega_0^2}$$

Jeżeli uwzględnimy w tem rozwiązaniu wartość pojemności  $C_1$  z równania (37) :

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

to otrzymamy ostatecznie :

$$\omega_1 = \omega_0 \left( \sqrt{\frac{L_1}{L} + 1} - \sqrt{\frac{L_1}{L}} \right)$$

$$\omega_2 = \omega_0 \left( \sqrt{\frac{L_1}{L} + 1} + \sqrt{\frac{L_1}{L}} \right) \quad (39)$$

Z powyższych wzorów wynika :

$$\omega_2 > \omega_1$$

Z pomnożenia równań (39) przez siebie stronami wypadnie :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

Dla obszarów tłumień  $I'$  i  $I''$  jest :

$$Csh b_1 = \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}{2 \omega^2 \omega_0^4 L_1 C_1} - 1 =$$

$$= \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}{2 \omega^2 \omega_0^2 \frac{L_1}{L}} - 1 \quad (40)$$

(Dokończenie nastąpi)

# PRACE X ZJAZDU C. C. I. F. W BUDAPESZCIE.

Inż. K. DOBRSKI, Państw. Inst. Telekomunikacyjny.

Na zjeździe IX C. C. I. F. (międzynarodowego doradczego komitetu telefonicznego), który odbył się w Paryżu w jesieni roku 1931-ego, utworzono 7 komisji, złożonych z przedstawicieli państw zainteresowanych, celem opracowania kwestyj, wysuniętych na tym zjeździe i sformułowanych w postaci odpowiednich pytań.

Tematy prac rozdzielono pomiędzy komisje, a mianowicie powierzono zagadnienia, dotyczące: ochrony linii telefonicznych od zakłóceń przez instalacje prądu silnego — Komisji I-ej; ochrony kabli od elektrolizy i działań chemicznych — Komisji II-ej; transmisji i konserwacji — Komisji III-ej; aparatur wzorcowych, służących do pomiarów telefonicznych — Komisji IV-ej; współdziałania radjotelefonji i telefonji — Komisji V-ej; oraz eksploatacji i taryfikacji — Komisjom VI i VII.

Odpowiedzi na postawione pytania zostały sformułowane przez Komisje w postaci referatów lub uchwał i uzgodnione ostatecznie na zjeździe sprawozdawców w Sztokholmie w połowie roku 1934-go. Tym sposobem Zjazd C. C. I. F. w Budapeszcie otrzymał materiał naogół całkowicie przygotowany, co pozwoliło ograniczyć debaty czterokrotnie do zwykłego przyjęcia do wiadomości tekstów przygotowanych.

Należy zaznaczyć, że delegacja polska na zjeździe IX w Paryżu nie zgłosiła udziału Polski w pracach komisji C. C. I. F.; również delegaci polscy nie brali udziału w naradach w Sztokholmie lub w innych zjazdach komisji technicznych.

Niniejsze sprawozdanie z konieczności będzie ograniczone do ważniejszych prac komisji I, III, IV, oraz utworzonej na zjeździe w Budapeszcie komisji VIII — symbolów, gdyż ze względu na ogrom materiałów i różnorodność tematu nie byłoby rzeczą możliwą streszczenie w krótkim artykule całości prac objętych uchwałami Zjazdu.

## Definicje ważniejszych wielkości z dziedziny komunikacji telefonicznej po przewodach.

Zjazd przeprowadził rewizję definicji dawniej używanych, oraz ustalił szereg nowych.

Uważam, że jest rzeczą ważną wprowadzenie tych definicji do polskiej literatury technicznej i dlatego pozwalam sobie poświęcić im nieco więcej miejsca. Nazwy poszczególnych wielkości, podane w artykule, zostały naogół uzgodnione z Komisją Słowniczą Stowarzyszenia Teletechników. Te nazwy, które w chwili pisania tego artykułu jeszcze nie zostały uzgodnione, są zaznaczone gwiazdką.

1. Opory charakterystyczne czwórnika (impédances images, image impédances, Kennwiderstände). Zamknijmy czwórnik bierny 1, 2 — 3, 4 (rys. 1-y) oporami zespolonymi  $Z_1$  i  $Z_2$  tak dobranymi, aby opór czwórnika, mierzony na zaciskach

1, 2 w kierunku  $Z_2$  wynosił  $Z_1$ , zaś opór mierzony na zaciskach 3, 4 w kierunku  $Z_1$  wynosił  $Z_2$ . Wówczas opory  $Z_1$  i  $Z_2$  będą się nazywały „oporami charakterystycznymi” czwórnika. Przy zamknięciu więc czwórnika z obu stron oporami charakterystycznymi opory mierzone na zaciskach wejściowych 1, 2 (lub wyjściowych 3, 4) w obu kierunkach, będą jednakowe, to jest będą miały równe moduły i równe argumenty.

Opory charakterystyczne czwórnika  $Z_1$  (lub  $Z_2$ ) można obliczyć z wartości otrzymanych przy mierzeniu z zacisków 1, 2 (lub 3, 4) danego czwórnika oporów zespolonych: jałowego  $Z_0$  i zwarcia  $Z_Z$ . A mianowicie:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 \cdot Z_Z}$$



RYC. 1. CZWÓRNIK ZAMKNIĘTY OPORAMI CHARAKTERYSTYCZNYMI.

Jak wiemy z teorii czwórników (np. „Teoria uniwersalnego czwórnika” — inż. W. Zochowski, Przegląd Teletechniczny, zeszyt 4 i 6) te opory ( $Z_1$  i  $Z_2$ ) wchodzić jako parametry do równań podstawowych przepływu prądu wzdłuż czwórnika.

2. Opory charakterystyczne łańcucha\* (impédances itératives, iterative impédances, Kettenwiderstände). Jeżeli czwórnik bierny 1, 2 — 3, 4 (rys. 2) zamknijmy oporami zespolonymi  $Z_3$  i  $Z_4$  tak dobranymi, aby opór czwórnika mierzony na zaciskach 1, 2 w kierunku  $Z_4$  wynosił również  $Z_4$ , a mierzony na zaciskach 3, 4 w kierunku  $Z_3$  wynosił  $Z_3$ , to opory  $Z_3$  i  $Z_4$  będą się nazywały „oporami charakterystycznymi łańcucha”.



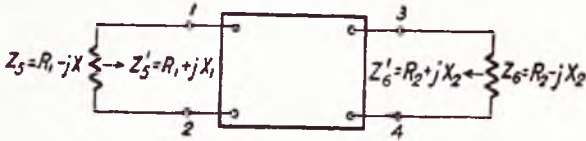
RYC. 2. CZWÓRNIK ZAMKNIĘTY OPORAMI CHARAKTERYSTYCZNYMI ŁAŃCUCHA.

Jest widoczne, że opory te będą oporami łańcucha nieskończenie długiego, złożonego z czwórników danego rodzaju, mierzonymi w jednym lub w drugim kierunku. Przy rozważaniu przepływu prądu wzdłuż takiego łańcucha wejść one jako parametry do odpowiednich równań.

W przypadku czwórnika symetrycznego  $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z$ , t. j. opory charakterystyczne czwórnika i łańcucha stają się sobie równe.

3. Opory sprzężone\* (impédances conjuguées, conjugate impédances, Konjugiert-Komplexe Scheinwiderstände). Jeżeli czwórnik bierny

1, 2 — 3, 4 (rys. 3) zamkniemy oporami  $Z_5$  i  $Z_6$  tak dobranymi, aby ich części rzeczywiste były takie same, a części urojone miały znaki przeciwne, niż opory czwórnika mierzone na odpowiednich zaciskach, to opory te będą się nazywały „oporami sprzężeniami”.



RYC. 3. CZWÓRNIAK ZAMKNIĘTY OPORAMI SPRZĘŻENIAMI.

Opory sprzężone wynikają z rozważań, kiedy poszukujemy np., w jakich warunkach odbiornik (lub nadajnik) może wyciągnąć (lub dostarczyć) z danego układu maximum mocy.

4. Opór charakterystyczny przewodu lub opór falowy (impédance caractéristique, characteristic impedance, Wellenwiderstand). Jest to opór przewodu jednorodnego nieskończenie długiego. Jak wiadomo, opór ten wynika bezpośrednio z równań przewodzenia prądów zmiennych wzdłuż przewodu jednorodnego i razem z tłumieniem zespolonym charakteryzuje całkowicie przewód jednorodny. W przypadku przewodu o długości skończonej znajduje się go z pomiarów oporu jałowego i zwarcia, jak opór charakterystyczny czwórnika.

5. Tłumienie zespolone, tłumienie i przesunięcie fazowe czwórnika.

Wyrażenie:

$$g = \frac{1}{2} \lg_e \frac{V_1 J_1}{V_2 J_2}$$

gdzie  $V_1$ ,  $J_1$ ,  $V_2$  i  $J_2$  są to liczby zespolone, przedstawiające napięcia i natężenia prądów na zaciskach wejściowych i wyjściowych czwórnika, zamkniętego przez jego opory charakterystyczne, nazywa się „tłumieniem zespolonym własnym” czwórnika lub w skr. „tłumieniem zespolonym” czwórnika (exposant de transfert, image transfer constant Vierpolübertragungsmass).

Tłumienie to wchodzi jako parametr charakterystyczny do równań podstawowych przepływu prądu wzdłuż czwórnika.

Część rzeczywista tłumienia zespolonego nazywa się „tłumieniem własnym” czwórnika lub w skr. „tłumieniem” czwórnika (affaiblissement image, image attenuation constant, Vierpoldämpfung) i wyraża się w neperach; część urojona nazywa się „przesunięciem fazowym własnym” czwórnika lub w skr. „przesunięciem własnym” czwórnika (dephasage image, image phase constant, Vierpolwinkelmaß).

Jeżeli czwórnik jest zamknięty z jednej i z drugiej strony przez inne opory, niż jego opory charakterystyczne, to tłumienie zdefiniowane wyżej tym mniej daje wyobrażenia o wpływie czwórnika na przepływ prądów zmiennych z oporu wejściowego (z nadajnika) do oporu wyjściowego (do odbiornika), im bardziej czwórnik będzie niedopasowany do nadajnika i odbiornika.

W przypadku przewodu jednorodnego, zamkniętego przez opór charakterystyczny, wyrażenie

$$\lg_e \frac{V_1}{V_2} = \lg_e \frac{J_1}{J_2} = \frac{1}{2} \lg_e \frac{P_1}{P_2}$$

nazywa się „tłumieniem zespolonym własnym” przewodu, lub w skr. „tłumieniem zespolonym” przewodu ( $\alpha l = \beta l + j\alpha l$ ). Część rzeczywista i część urojona będą się nazywały w skróceniu: „tłumieniem” ( $\beta l$ ) i „przesunięciem fazowym” ( $\alpha l$ ).

Przez podzielenie tłumienia przewodu przez jego długość otrzymujemy „spółczynnik tłumienia własnego”, lub w skr. „spółczynnik tłumienia” (constante d'affaiblissement lub affaiblissement linéique, attenuation constant, Dämpfungskonstante).

Również przez podzielenie przesunięcia fazowego przewodu jednorodnego przez jego długość otrzymujemy „spółczynnik przesunięcia fazowego własnego” lub w skr. „spółczynnik przesunięcia fazowego” (constante de déphasage lub constante de longueur d'onde, lub déphasage linéique, phase constant, wave-length constant, Winkelmaß).

6. Tłumienie zespolone, tłumienie i przesunięcie fazowe ogniwa łańcucha\*.

Wyrażenie:

$$\lg_e \frac{V_1}{V_2} = \lg_e \frac{J_1}{J_2}$$

gdzie  $V_1$ ,  $J_1$ ,  $V_2$  i  $J_2$  są to liczby zespolone, przedstawiające napięcie i natężenie prądu na wejściu i na wyjściu czwórnika, zamkniętego przez opory charakterystyczne łańcucha, nazywa się „tłumieniem zespolonym ogniwa łańcucha” (exposant itératif de propagation, iterative propagation constant, Kettenübertragungsmass).

Część rzeczywista tego tłumienia nazywa się „tłumieniem ogniwa łańcucha” (affaiblissement itératif, iterative attenuation constant, Ketten-dämpfung) i wyraża się w neperach, zaś część urojona nazywa się „przesunięciem fazowym ogniwa łańcucha” (déphasage itératif, iterative phase constant, Kettenwinkelmaß).

Tłumienie zespolone ogniwa łańcucha jest wielkością charakterystyczną w równaniach przepływu prądu wzdłuż łańcucha.

7. Tłumienie zespolone sprzężone\* (exposant conjugué de transfert, conjugate transfer constant, Konjugiert-Komplexer-Übertragungsmass).

Wyrażenie:

$$\frac{1}{2} \lg_e \frac{R_1 J_1^2}{R_2 J_2^2}$$

gdzie  $I_1$  i  $I_2$  są to wartości zespolone prądów na wejściu i na wyjściu czwórnika, zamkniętego przez jego opory sprzężone, zaś  $R_1$  i  $R_2$  są to części rzeczywiste tych oporów, nazywa się „tłumieniem zespolonym sprzężonym”. Część rzeczywista tego tłumienia nazywa się „tłumieniem sprzężonym” (affaiblissement conjugué, conjugate attenuation constant, Konjugiert-Komplexe-Dämpfung), a część urojona „przesunięciem fazowym sprzężonym”. Zgodnie z powyższą definicją tłumienie

sprężone wyraża się w neperach przez  $1/2$  logarytmu naturalnego stosunku mocy rzeczywistych na wejściu i wyjściu czwórnika, zamkniętego przez opory sprężone.

Powyższe definicje tłumień zespolonych stosują się również do czwórników czynnych, to jest zawierających źródła energii, w dwóch przypadkach, a mianowicie, kiedy:

- a) czwórnik przenosi energję tylko w jednym kierunku (np. wzmacniaki 4-ro drutowe);
- b) czwórnik przenosi energję w obu kierunkach, lecz jest całkowicie symetryczny (np. wzmacniaki 2-u drutowe o jednakowym wzmacnieniu w obu kierunkach).

8. Tłumienie i wzmacnienie skuteczne (affaiblissement ou gain composite, operative attenuation or gain, Betriebsdämpfung oder Betriebsverstärkung). Tłumienie skuteczne czwórnika, włączonego pomiędzy dwoma dowolnymi oporami o wartościach zespolonych  $Z_n$  (nadajnik) i  $Z_0$  (odbiornik), wyraża się w neperach przez  $1/2$  logarytmu naturalnego stosunku mocy pozornej, jaką nadajnik  $Z_n$  dostarczyłby odbiornikowi o takim samym oporze zespolonym  $Z_n$ , do mocy pozornej, jaką ten nadajnik dostarcza odbiornikowi  $Z_0$  po przez dany czwórnik. Jeżeli otrzymalibyśmy przytem liczbę ujemną, to będziemy mieli wzmacnienie skuteczne.

Z powyższej definicji wynika, że za podstawę porównawczą przy określaniu tłumienia skutecznego przyjmuje się moc pozorną, jaką nadajnik dostarczyłby przyłączonemu doń bezpośrednio odbiornikowi o takim samym oporze jak i nadajnik, lub też moc pozorną, jaką nadajnik  $Z_n$  mógłby dostarczyć danemu odbiornikowi  $Z_0$ , gdyby ten odbiornik był doń przyłączony poprzez idealny transformator, dopasowujący go ściśle pod względem oporu do nadajnika.

Jeżeli nadajnik i odbiornik są dopasowane do czwórnika, a więc ich opory  $Z_n$  i  $Z_0$  są właśnie oporami charakterystycznymi czwórnika, to tłumienie skuteczne staje się tłumieniem własnym.

Tłumienie skuteczne uwzględnia więc wpływ niedopasowania zarówno nadajnika jak i odbiornika do danego czwórnika i dlatego daje praktyczną miarę zdolności czwórnika do przewodzenia prądów zmiennych w danym układzie:  $Z_n$  — czwórnik —  $Z_0$ .

Zauważmy, że tłumienie skuteczne może być w poszczególnych przypadkach mniejsze, niż tłumienie własne. Może to mieć np. miejsce wówczas, kiedy czwórnik będzie zamknięty przez odbiornik o oporze zbliżonym do oporu sprężonego.

Istnieje kilka metod pomiaru tłumienia skutecznego. Tytułem przykładu można przytoczyć metodę, przedstawioną schematycznie na rys. 4-m. Tłumienie skuteczne czwórnika badanego porównywa się z tłumieniem linii sztucznej (o oporze charakterystycznym  $W$ ).  $G$  przedstawia wskaźnik o bardzo dużym oporze np. woltomierz katodowy. Jeżeli opory  $Z_n$  i  $Z_0$  nie są sobie równe, to przy obliczaniu tłumienia skutecznego należy uwzględniać poprawkę:

$$\frac{1}{2} \lg_e \frac{Z_0}{Z_n}$$

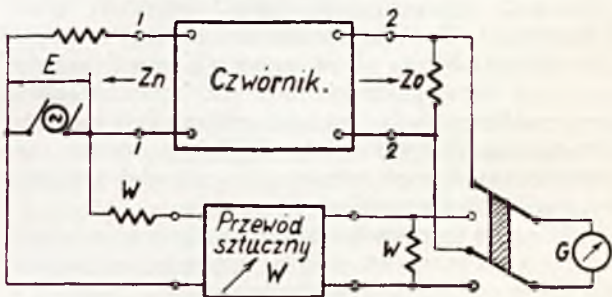
9. Tłumienie i wzmacnienie mocy rzeczywistej (affaiblissement ou gain transductique, transducer loss or gain, Wirkdämpfung oder Wirkverstärkung). Tłumienie mocy rzeczywistej czwórnika włączonego pomiędzy dwoma oporami zespolonymi  $Z_n$  (nadajnik) i  $Z_0$  (odbiornik) wyraża się w neperach przez  $1/2$  logarytmu naturalnego stosunku maksymalnej mocy rzeczywistej, jaką nadajnik  $Z_n$  może dostarczyć odbiornikowi  $Z_0$ , do mocy rzeczywistej, jaką nadajnik  $Z_n$  dostarcza odbiornikowi  $Z_0$  poprzez dany czwórnik. W razie otrzymania liczby ujemnej będziemy mieli wzmacnienie mocy rzeczywistej.

A więc za podstawę porównawczą przy określaniu tłumienia mocy rzeczywistej przyjmuje się moc rzeczywistą, jaką nadajnik  $Z_n$  mógłby dostarczyć odbiornikowi  $Z_0$ , gdyby ten odbiornik był doń przyłączony po przez układ idealny, a więc bez strat i dopasowujący go do odbiornika ze względu na maximum mocy. Zauważmy, że jeżeli opór zespolony nadajnika  $Z_n$  równa się np.  $A + jB$ , to taki układ dopasuje odbiornik ze względu na maximum mocy, który sprowadzi opór zespolony odbiornika do wartości  $A - jB$ .

10. Tłumienie i wzmacnienie wtrącone (affaiblissement ou gain d'insertion, insertion loss or gain, Einfügungsverlust oder Einfügungsgewinn). Tłumienie wtrącone czwórnika, wstawionego pomiędzy opory  $Z_n$  (nadajnik) i  $Z_0$  (odbiornik), wyraża się w neperach jako  $1/2$  logarytmu naturalnego stosunku mocy pozornej na zaciskach odbiornika przed i po wstawieniu danego czwórnika.

Zatem tłumienie wtrącone będzie się wyrażało przez różnicę tłumień skuteczkich, zmierzonych przed i po wtrąceniu czwórnika. Jeżeli odpowiednia cyfra wypadnie ujemna, otrzymujemy wzmacnienie wtrącone.

11. Tłumienie pomiarowe (equivalent, overall attenuation, net loss, Restdämpfung). Jeżeli czwórnik zamkniemy z obu stron oporami czystymi równymi  $600\Omega$  omom, to tłumienie sku-



RYŚ. 4. POMIAR TŁUMIENIA SKUTECZNEGO.

teczne, tłumienie mocy rzeczywistej i tłumienie wtrącone staną się jednakowe. W tym przypadku ich wartość wspólna otrzymuje nazwę tłumienia pomiarowego.

W praktyce telefonicznej — za przykładem Stanów Zjednoczonych Ameryki Półn. — najczęściej mierzy się tłumienie pomiarowe przewo-

dów telefonicznych. Uskutecznia się to przy pomocy hypsometrów<sup>1)</sup> normalnych, zawierających generator prądów sinusoidalnych o oporze wewnętrznym 600/0<sup>0</sup> omów i mocy 1 mW, oraz odbiornik o oporze wewnętrznym również 600/0<sup>0</sup> omów. Pomiary wykonywa się w Ameryce prądem 1000 okresowym.

Wartość oporu 600 omów przyjęta jest na zasadzie umowy. Ponieważ opory przewodów międzymiastowych, mierzone od strony stacji międzymiastowej, sprowadza się zazwyczaj przy pomocy przenosińców telefonicznych do wartości bliskich 600 omom, zatem wynik otrzymany odpowiada dość dobrze warunkom rzeczywistym pracy.

12. Poziomy energii prądu<sup>2\*)</sup>.

1<sup>0</sup>. Poziom względny (niveau relatif, relative (transmission) level, relative Übertragungspegel). „Poziom względny mocy” pozornej lub rzeczywistej w danym punkcie układu (przewodu) wyraża się w neperach przez 1/2 logarytmu naturalnego stosunku wartości mocy w tym punkcie do wartości mocy w punkcie obranym za początek układu.

„Poziom względny napięcia” (lub natężenia prądu) w danym punkcie układu wyraża się w neperach przez logarytm naturalny stosunku wartości skutecznej napięcia (lub natężenia prądu) w tym punkcie do wartości skutecznej napięcia (lub natężenia prądu) w punkcie obranym za początek układu.

2<sup>0</sup>. Poziom bezwzględny (niveau absolu, absolute (transmission) level, absoluter Pegel). „Poziom bezwzględny mocy” pozornej lub rzeczywistej w danym punkcie układu wyraża się w neperach przez 1/2 logarytmu naturalnego stosunku mocy w danym punkcie do 1 mVA (moc pozorna) lub do 1 mW (moc rzeczywista).

„Poziom bezwzględny napięcia” (lub natężenia prądu) w danym punkcie układu wyraża się w neperach przez logarytm naturalny stosunku wartości skutecznej napięcia (lub natężenia prądu) w tym punkcie do 0,775 V (napięcia) lub do 1,29 mA (natężenia prądu).

3<sup>0</sup>. „Poziom pomiarowy” (dénivellement, measured (transmission) level, expected level, Messpegel). Poziom pomiarowy w danym punkcie układu wyraża się w neperach przez wartość poziomu bezwzględnego napięcia, zmierzono w tym punkcie, kiedy początek układu jest zasilany z generatora prądów 800 okr/sek o oporze wewnętrznym 600 0<sup>0</sup> omów i o sile elektromotorycznej  $2 \times 0,775$  V.

Pomiar poziomów energii prądu telefonicznego ma na celu upewnienie się, czy prąd telefoniczny, przenoszony wzdłuż danego układu, posiada w

punktach badanych należytą wartość. W praktyce telefonicznej najczęściej skutecznia się pomiar poziomów pomiarowych. Wielkość poziomu absolutnego, względnego i pomiarowego odnosi się do prądów, przy pomocy których wykonywamy pomiary.

13. Tłumienie względem wzorca (équivalent de référence, reference equivalent or volume equivalent, Bezugsdämpfung). 1<sup>0</sup>. Tłumienie badanego układu telefonicznego względem wzorca jest to wskazanie Podstawowego Wzorca Telefonicznego (S. F. E. R. T.) pozbawionego filtrów zniekształcających i tak wyregulowanego, aby efekt akustyczny, otrzymany na końcu układu badanego i wzorca, był jednakowy, jeżeli przytem moce akustyczne nadawane do obu układów będą jednakowe.

Zatem tłumienie względem wzorca otrzymuje się przez porównanie bezpośrednie danego układu z Podstawowym Wzorcem Telefonicznym, znajdującym się w Paryżu, albo przez porównanie pośrednie, korzystając z wzorców roboczych. W chwili obecnej używane są wzorce robocze dwóch typów: a) z mikrofonem węglowym (S. E. T. A. C.) i b) z mikrofonem elektromagnetycznym (S. E. T. E. M.). Pomiary wykonywa się na słuch i na ucho.

Znak dodatni tłumienia względem wzorca oznacza, że dla uzyskania równowagi akustycznej należy włączyć do układu Wzorca pewne dodatkowe tłumienie, czyli że układ badany posiada większe tłumienie niż Wzorec. Znak ujemny daje się w przypadku przeciwnym.

2<sup>0</sup>. Tłumienie względem wzorca zasadniczej części badanego układu telefonicznego, jak np. układu nadawczego przewodu, lub układu odbiorczego otrzymuje się przez wskazanie odpowiedniej części Podstawowego Wzorca Telefonicznego (bez filtrów zniekształcających) tak wyregulowanego, aby efekt akustyczny, otrzymany na końcu układu przed i po włączeniu części badanej na miejsce odpowiedniej części wzorca, był jednakowy w obu wypadkach, jeżeli przytem moc akustyczna nadawana pozostaje bez zmiany. Znak dodatni tłumienia względem wzorca oznacza, że dana część jest mniej skuteczna, niż odpowiednia część wzorca.

Dla ścisłości należy podkreślić, że suma tłumień względem Wzorca poszczególnych części układu telefonicznego nie określa dokładnie tłumienia względem Wzorca całego układu. Chcąc z poszczególnych czynników obliczyć tłumienie całego układu, należy uwzględnić wpływ stopnia wzajemnego dopasowania części, oraz wpływ różnych charakterystyk zniekształcenia.

3<sup>0</sup>. Tłumienie względne (équivalent relatif, relative equivalent, relative Dämpfung) układu A w stosunku do układu B, lub części układu A w stosunku do takiejże części układu B, wyraża się przez różnicę:  $a - b$ , gdzie  $a$  jest to tłumienie względem wzorca układu A lub jego części, zaś  $b$  jest to tłumienie względem wzorca układu B, lub jego części.

<sup>1)</sup> Hypsometr (hypsomètre, Pegelmesser oder Pegelzeiger, transmission measuring set) jest to przyrząd do pomiarów poziomów absolutnego, względnego lub pomiarowego, oraz tłumień pomiarowych.

<sup>2)</sup> W polskiej literaturze technicznej używa się terminu: „poziom przenoszenia”. Nie wydaje mi się ten termin możliwym do utrzymania. Właściwie bowiem chodzi o poziom tego co jest przenoszone, a więc o poziom natężenia prądu, napięcia, mocy, ogólniej mówiąc, o poziom energii prądu, a nie o poziom samego przenoszenia.

14. Wyrazistość (netteté, articulation or intelligibility, Verständlichkeit).

„Wyrazistość zgłoskowa” (netteté pour les logatomes, syllabic articulation, Silbenverständlichkeit oder Logatomverständlichkeit) określa się przez procent zgłosek (zawartych w określonych listach) odebranych prawidłowo w stosunku do liczby całkowitej zgłosek przesłanych.

„Wyrazistość słowna” (netteté pour les mots, intelligibility of Words, Wortverständlichkeit) określa się przez procent słów (zawartych w listach) odebranych prawidłowo w stosunku do liczby całkowitej słów przesłanych.

„Wyrazistość zdaniowa” (netteté pour les phrases, intelligibility of phrases, Satzverständlichkeit) — określa się analogicznie jak wyżej.

„Zrozumiałość” (intelligibilité, intelligibility, Sinnverständlichkeit) wyraża się przez procent słów prawidłowo przyjętych w stosunku do liczby całkowitej słów przesłanych w rozmowie.

15. Liczba powtórzeń, przypadających na 100 sekund\* (taux de répétition, repetition rate, Zahl der Rückfragen). Jest to liczba powtórzeń zanotowanych podczas rozmowy abonentów telefonicznych i wywołanych przez niezrozumienie jednego abonenta przez drugiego. Liczba ta powinna odnosić się do obwodu telefonicznego o określonym tłumieniu względem Wzorca i powinna być obliczona dla okresu 100 sekund; przytem obserwacje rozmów powinny rozciągać się na okres dłuższy np. 50 000 do 150 000 sekund i dotyczyć różnych abonentów, przeprowadzających zwykłe rozmowy handlowe. Liczba ta może być również oparta na obserwacji rozmów próbnych, ale rozmowy takie winny być przeprowadzane w warunkach ściśle zbliżonych do warunków eksploatacji handlowej.

Liczba powtórzeń, przypadających na 100 sekund, służy w Ameryce za miarę jakości połączeń telefonicznych. Miara ta z natury rzeczy obejmuje wszystkie czynniki, które mają wpływ na jakość komunikacji telefonicznej i tem większą uzyskuje wartość obiektywną, im z większej liczby obserwacji wynika.

16. Tłumienie użytkowe (equivalent de transmission effective, effective transmission equivalent, Nützdämpfung). Tłumienie użytkowe obwodu telefonicznego wyraża się przez liczbę jednostek tłumienia (neperów lub decybelów), jaką należy włączyć do obranego Wzorca Tłumienia Użytkowego, aby jakość komunikacji telefonicznej układu badanego i Wzorca, oceniane na podstawie przyjętego kryterjum jakości komunikacji telefonicznej, uwzględniającego wszystkie czynniki, wpływające na tę jakość, wyrażała się tą samą liczbą.

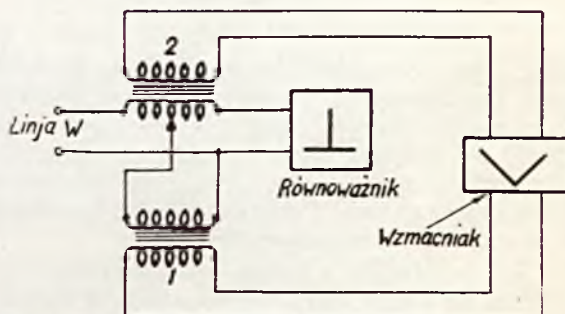
Kryterjum jakości połączenia telefonicznego, któreby miało wartość praktyczną i pozwalało w syntetycznym pomiarze objąć wszystkie czynniki, wpływające na jakość połączenia telefonicznego, nie zostało do tej pory ustalone. Takim kryterjum mogłaby być np. liczba powtórzeń, przypadających na 100 sekund, lecz wymaga ono wielkiej liczby pomiarów i w Europie nie przyjęło się. Również własności Wzorca Tłumienia Użytkowego są określone tylko w bardzo ogólnych zarysach.

17. Zwiększenie tłumienia użytkowego na skutek ograniczenia pasma częstotliwości przewodzonych (réduction de qualité de transmission due à la limitation de la bande des fréquences effectivement transmises, distortion transmission impairment, Erhöhung der Nützdämpfung durch Frequenzbandbegrenzung). Zwiększenie tłumienia użytkowego na skutek ograniczenia pasma częstotliwości przewodzonych wzdłuż międzymiastowego przewodu telefonicznego równa się różnicy tłumienia użytkowego określonego połączenia typowego, zawierającego ten przewód, i tłumienia użytkowego połączenia identycznego z poprzednim, lecz zawierającego przewód bez zniekształceń.

W podobny sposób definiuje się „zwiększenie tłumienia użytkowego na skutek zakłóceń w przewodzie” (reduction de qualité de transmission due aux bruits de circuit, noise transmission impairment, Erhöhung der Nützdämpfung durch Geräusche).

18. Tłumienie nierównowagi (affaiblissement d'équilibre, out of balance attenuation, return loss, Fehlerdämpfung). Jeżeli opór wejściowy przewodu dla częstotliwości  $f$  wynosi  $Z$ , zaś opór odpowiedniego równoważnika wynosi dla tej częstotliwości  $W$ , to tłumienie nierównowagi dla częstotliwości  $f$  wyraża się w neperach przez logarytm naturalny modułu stosunku sumy  $Z+W$  do różnicy  $Z-W$ .

Tłumienie nierównowagi ma charakteryzować dokładność odtworzenia przewodu przez równoważnik. Najczęściej służy ono do scharakteryzowania równoważników wzmacniaków 2-u drutowych, lub rozwidleń w obwodach 4-0 drutowych.



RYC. 5. POMIAR TŁUMIENIA NIERÓWNOWAGI.

Rys. 5-y przedstawia schematycznie jedną z metod, pozwalających na zmierzenie tego tłumienia. Pomiar polega na wyregulowaniu wzmacniaka do punktu powstawania gwizdu. Wówczas tłumienie nierównowagi równa się wzmocnieniu wzmacniaka mniej lg 2.

19. Tłumienie niejednorodności (affaiblissement de régularité, irregularity attenuation, structural return loss, Rückflussdämpfung). Jeżeli przewód jednorodny lub o budowie perjodycznej (np. przewód spupinizowany) zamkniemy na zaciskach wyjściowych przez wartość nominalną oporu charakterystycznego  $W$ , obliczoną na podstawie średnich wartości stałych przewodu ( $R, L, A, C$ ), to tłumienie niejednorodności przewodu wyraża się w neperach przez logarytm na-

turalny modułu stosunku sumy  $Z+W$  do różnicy  $Z-W$ , gdzie  $Z$  jest to opór przewodu zmierzony przy częstotliwości  $f$  na zaciskach wejściowych przewodu, kiedy na zaciskach wyjściowych znajduje się opór  $W$  podany wyżej.

Tłumienie niejednorodności ma charakteryzować jednorodność budowy przewodu i mierzy się w analogiczny sposób, jak tłumienie zrównowazenia.

20. Tłumienie niedopasowania, lub tłumienie odbicia (affaiblissement de non réflexion, non reflection attenuation, return loss between a line and apparatus, Anpassungsfehlerdämpfung) Tłumienie niedopasowania dla częstotliwości  $f$  czwórnika o oporze charakterystycznym  $Z$  przy częstotliwości  $f$  i aparatu o oporze  $W$  przy tej samej częstotliwości mierzy się logarytmem naturalnym modułu stosunku sumy  $Z+W$  do różnicy  $Z-W$ .

Tłumienie niedopasowania charakteryzuje stopień dopasowania aparatu do obwodu ze względu na odbicia.

Współczynnik odbicia (coefficient de réflexion, reflection factor, Anpassungsfehler oder Reflexionsfaktor) wyraża się przez moduł stosunku  $Z-W$  do  $Z+W$ , przy czym  $Z$  i  $W$  mają takie same znaczenia, jak poprzednio.

Należy zauważyć, że zjawisko „echa” jest uwarunkowane przez tłumienie zrównowazenia, jednorodności i dopasowania, i przytem im te tłumienia są większe, tym echo będzie mniejsze.

21. Bezpieczeństwo gwizdu (stabilité, stability, Pfeifsicherheit). Bezpieczeństwo gwizdu obwodu telefonicznego wyraża się w neperach i oblicza przy pomocy wzoru:

$$\sigma = e - \frac{e_1 + e_2}{2}$$

gdzie  $e$  jest to wartość średnia nominalnych tłumień pomiarowych obwodu w obu kierunkach przenoszenia energii prądu telefonicznego, kiedy obwód ten znajduje się w normalnych warunkach eksploatacji,  $e_1$  i  $e_2$  są to „tłumienia pomiarowe powstawania gwizdu”, mierzone w obu kierunkach w warunkach następujących:

W przypadku obwodu dwudrutowego powiększa się wzmocnienie jednocześnie w obu kierunkach jednego (lub więcej) wzmacniaka (najlepiej znajdującego się w środku obwodu), aż do punktu gwizdu. Wówczas nie zmieniając położenia potencjometrów, przerywa się przewodzenie prądu w drugim kierunku i mierzy tłumienie pomiarowe obwodu przy 800 okr./sek w kierunku pierwszym: wartość otrzymana jest to tłumienie pomiarowe powstawania gwizdu  $e_1$ . W podobny sposób, przerywając przewodzenie prądu w kierunku pierwszym, mierzy się  $e_2$ .

W przypadku przewodu czterodrutowego usuwa się zawory echa i postępuje dalej, jak wyżej.

22. Marża powstawania gwizdu\* (marge d'amorçage, singing margin, Abstand vom Pfeifpunkte). Marża powstawania gwizdu wyraża się w neperach przez sumę maksymalną wzmocnień, które można dorzucić w obu kierunkach przewodzenia we wzmacniaku, znajdującym się w warun-

kach najbardziej krytycznych ze względu na powstawanie gwizdów, nie dochodząc przytem jeszcze do gwizdów ciągłych lub przerywanych. Marżę tą podaje się dla określonych warunków pracy obwodu (wartości oporów końcowych, tłumienie etc.). Zazwyczaj mierzy się ją, kończąc obwód telefoniczny na obu jego końcach przez opory, odpowiadające najtrudniejszym warunkom pracy, które mogą trafiać się w praktyce i stopniowo powiększając wzmocnienie aż do punktu krytycznego.

Naogół marża powstawania gwizdu równa się podwójnej wartości bezpieczeństwa gwizdu.

23. Zniekształcenie tłumieniowe\* (distorsion d'affaiblissement, frequency distorsion, Dämpfungszerrung). Zniekształcenie tłumieniowe ma miejsce wówczas, kiedy tłumienie czwórnika lub łańcucha przy danych oporach na jego końcach nie jest jednakowe dla wszystkich częstotliwości głosu ludzkiego lub częstotliwości muzycznych.

Krzywą tłumienia w zależności od częstotliwości, ilustrującą zniekształcenie tłumieniowe, najszybciej wyznaczyć można przy pomocy hypsografów.

24. Zniekształcenie fazowe (distorsion de phase, phase distortion, delay distortion, Phasenverzerrung). Zniekształcenie fazowe czwórnika wynika stąd, że pochodna przesunięcia fazowego względem pulsacji nie jest jednakowa dla wszystkich częstotliwości przewodzonych. Zniekształcenie fazowe określa się przez „wskaznik zniekształcenia fazowego”\* (indice de distorsion de phase), który mierzy się różnicą pomiędzy wartością największą i wartością najmniejszą — w zakresie pasma częstotliwości przewodzonych — pochodnej przesunięcia fazowego danego czwórnika względem pulsacji.

Wskaznik zniekształcenia fazowego dla danej pulsacji  $\omega$  mierzy się różnicą pomiędzy pochodną przesunięcia fazowego względem pulsacji, odpowiadającą danej wartości  $\omega$ , i najmniejszą wartością tej pochodnej w zakresie przewodzonych częstotliwości.

Ponieważ pochodna przesunięcia fazowego względem pulsacji wyraża czas przewodzenia prądu o danej częstotliwości wzdłuż czwórnika (lub przewodu), zatem można również powiedzieć, iż wskaznik przesunięcia fazowego mierzy się różnicą wartości największej i wartości najmniejszej czasu przewodzenia w zakresie danego pasma częstotliwości.

25. Zniekształcenia nieliniowe\* (distorsions de non linéarité, non linear distortions, nicht-lineare Verzerrungen). Zniekształcenia nieliniowe mają miejsce wówczas, kiedy zależności, wiążące napięcia (albo prądy) na obu końcach czwórnika podczas okresu ustalonego, nie są linijowe. Innymi słowy zniekształcenia nieliniowe powstają wówczas, kiedy charakterystyki jakiegokolwiek części obwodu zmieniają się wraz z natężeniem prądu albo z napięciem.

Skutkiem zniekształceń nieliniowych tłumienie obwodu zmienia się wraz z natężeniem prądu,



pojawiają się obok fali podstawowej, nadawanej na początku układu, jej harmoniczne, tworzą się tony różnicowe, zmienia się amplituda jednej częstotliwości, jeżeli została zmieniona amplituda innej częstotliwości.

Wartość zniekształceń nieliniowych charakteryzują następujące wielkości:

1<sup>o</sup>. Tłumienie zawartości harmonicznych\* (affaiblissement de distorsion harmonique, non linear distortion factor, Klirrdämpfung). Tłumienie to wyraża się w neperach przez logarytm naturalny stosunku napięcia skutecznego fali podstawowej do napięcia skutecznego wszystkich harmonicznych, powstałych na skutek zniekształceń nieliniowych. Oba napięcia należy mierzyć na zaciskach wyjściowych danego czwórnika, zasilając go na zaciskach wejściowych prądem sinusoidalnym o danej amplitudzie.

Tłumienie zawartości harmonicznych można obliczyć, mierząc odpowiednie napięcia skuteczne. Pomiar napięć można wykonać, posługując się filtrami, obwodami rezonansowymi, mostkiem zrównoważonym dla fali podstawowej i t. p. Inna metoda polega na zastosowaniu analizy harmonicznych przy pomocy modulacji falą o określonej częstotliwości.

2<sup>o</sup>. Współczynnik zawartości harmonicznych\* (coefficient de distorsion harmonique, Klirrfaktor). Współczynnik ten wyraża się przez stosunek napięcia skutecznego wszystkich harmonicznych, powstałych na skutek zniekształceń nieliniowych, do napięcia skutecznego fali podstawowej. Oba napięcia należy mierzyć, jak wyżej.

3<sup>o</sup>. Przyrost tłumienia wskutek nieliniowości\* (affaiblissement de non linéarité, non linear distortion attenuation, amplitude distortion, net loss variation with applied power, Dämpfungserhöhung durch Nichtlinearität). Jest to przyrost tłumienia skutecznego czwórnika, kiedy moc fali sinusoidalnej o częstotliwości  $f$ , przyłożonej do zacisków wejściowych czwórnika, zmienia się od wartości bardzo małej do wartości określonej  $P$ .

27. Przesłuch zrozumiały (diaphonie intelligible, intelligible crosstalk, uninverted crosstalk, Verständliches Nebensprechen).

28. Przesłuch niezrozumiały (diaphonie intelligible, unintelligible crosstalk, unverständliches Nebensprechen) — (np. w przypadku telefonji nośnej, lub telefonji tajnej).

29. Przesłuch (diaphonie, crosstalk, Nebensprechen).

1<sup>o</sup>. Przesłuch prosty (paradiaphonie, near end crosstalk, Nebensprechen). Jest to przesłuch mierzony na tym końcu obwodu zakłóconego, który znajduje się w pobliżu początku obwodu zakłócającego, do którego jest przyłożone napięcie zakłócające.

2<sup>o</sup>. Przesłuch skośny (télédiaphonie, far end crosstalk, Gegennebensprechen). Jest to przesłuch mierzony na tym końcu obwodu zakłóconego, który jest oddalony od początku obwodu zakłócającego, do którego jest przyłożone napięcie zakłócające.

30. Tłumienie przesłuchu (affaiblissement diaphonométrique) pomiędzy dwoma obwodami

wyraża się w neperach przez  $1/2$  logarytmu naturalnego stosunku mocy pozornych w określonych punktach obu obwodów.

31. Tłumienie przesłuchu prostego\* (affaiblissement paradiaphonométrique, near end crosstalk coupling, Nebensprechdämpfung).

32. Tłumienie przesłuchu skośnego\* (affaiblissement télédiaphonométrique, far end crosstalk coupling, Gegennebensprechdämpfung).

Pomiar przesłuchu wykonywa się najczęściej, porównyując natężenie prądu, otrzymanego z przesłuchu z natężeniem prądu, otrzymanego po przejściu przez przewód sztuczny o wiadomym tłumieniu.

W przypadku pomiaru tłumienia przesłuchu prostego zamyka się przewody międzymiastowe na drugim końcu oporami czystymi  $600/\Omega$  omowe.

33. Siła elektromotoryczna psofometryczna. Napięcie psofometryczne (force électromotrice psophonométrique, tension psophonétrique).

W przypadku połączenia telefonicznego zakłóconego z obcych źródeł prądu porównywa się efekt zakłócający, spowodowany przez te źródła, z zakłóceniem, jakie spowodowały prąd sinusoidalny 800 okr/sek i określa się, jakie powinno być natężenie tego prądu, aby efekt zakłócający był w obu wypadkach jednakowy. Natężenie tego prądu może służyć wówczas miarą zakłócenia.

Ponieważ ucho nie jest jednakowo wrażliwe dla różnych częstotliwości, jak również ich efekt maskujący nie jest jednakowy, dlatego też stosunek prądu 800 okr/sek do równoważnego mu prądu zakłócającego zmienia się wraz z częstotliwością. Stosunek ten jest wyznaczony i jest określony przepisami C. C. I. F.

Jeżeli odbiornik posiada opór czysty 600 omowy i został określony prąd 800 okr/sek równoważny ze względu na zakłócenie, to „siła elektromotoryczna psofometryczna” na końcu obwodu będzie określona przez podwójną wartość napięcia tego prądu równoważnego, otrzymanego na zaciskach odbiornika 600 omowego. A zatem siła elektromotoryczna psofometryczna jest to siła elektromotoryczna źródła prądu o oporze  $600/\Omega$  omów, przyłączonego bezpośrednio do odbiornika  $600/\Omega$  omowego, wysyłającego doń prąd o częstotliwości 800 okr/sek i wywołującego równoważny efekt zakłócający.

Zostały ustalone warunki, jakim powinien odpowiadać przyrząd, który przyłączony do zacisków odbiornika 600 omowego daje odchylenie, odpowiadające połowie siły elektromotorycznej psofometrycznej. Napięcie wskazane przez ten przyrząd nazywa się „napięciem psofometrycznym”.

Przyrząd ten zawiera układ filtrujący, połączony z przyrządem pomiarowym; charakterystyka układu filtrującego jest taka, że kiedy do przyrządu jest przyłożone napięcie zmienne o określonej częstotliwości, to wartość wskazana przez przyrząd jest proporcjonalna do efektu zakłócającego danej częstotliwości. W przypadku kilku częstotliwości wskazania przyrządu są proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego z sumy kwadratów odczytów, odpowiadających każdej składowej oddzielnie.

Jeżeli rozważamy zakłócenia, występujące na końcu danej sekcji obwodu, to siła elektromotoryczna psofometryczna, odnosząca się do końca tej sekcji, wyraża się przez podwójną wartość napięcia psofometrycznego, zmierzonego na zaciskach oporu 600 omowego, przyłączonego do końcówek sekcji, w razie potrzeby — za pośrednictwem transformatora dopasowującego.

34. Poziom zakłóceń (exposant de non perturbation, signal noise ratio expressed in nepers

or in decibels, Geräuschabstand). Poziom zakłóceń wyraża się w neperach przez logarytm naturalny stosunku napięcia prądu użytecznego, mierzonego na końcu obwodu, zamkniętego oporem 600/0<sup>0</sup> omowym, do napięcia psofometrycznego mierzonego w tym samym końcu obwodu.

Poziom zakłóceń w punkcie pośrednim obwodu określa się w sposób, jak wyżej, zakładając jednak, że przewód kończy się w danym punkcie. (Dalszy ciąg nastąpi).

## FOTO-ELEKTRYCZNA MASZYNA MÓWIĄCA.

Inż. S. CAŁUS.

Od dawna próbowano zastosować w teletechnice maszyny służące do powtarzania słów, lub krótkich zdań, lecz napotymano na dosyć znaczne przeszkody. Maszyny te początkowo posiadały głos utrwalony na płytach lub taśmach stalowych. Sam sposób utrwalenia słów był dość trudny z powodu wysokiej częstotliwości mowy. Każdą płytę trzeba było nagrywać osobno, gdyż nie można było robić kopij. Pozatem część nagrana płyty różniła się nieznacznie od części nienagranej, co utrudniało w dosyć dużym stopniu regulację takiej maszyny.

Dopiero zastosowanie komórki foto-elektrycznej do maszyn mówiących zmniejszyło omawiane trudności. Sam pomysł maszyn mówiących jest oparty na tej samej zasadzie co i zwykły film dźwiękowy. Filmy w opisywanej maszynie mają postać krążków na których słowa są nagrane współśrodkowo. Film taki ujęty jest z obu stron w krążki szklane i całość umocowana na wałku, napędzanym przez silnik elektryczny.

Maszyna mówiąca zainstalowana w bieżącym roku przez Polską Akcyjną Spółkę Telefoniczną w Warszawie służy do informowania abonentów telefonicznych o czasie. Zewnętrzny wygląd maszyny przedstawiony jest na rys. 1.

Wykonanie i działanie maszyny jest następujące.

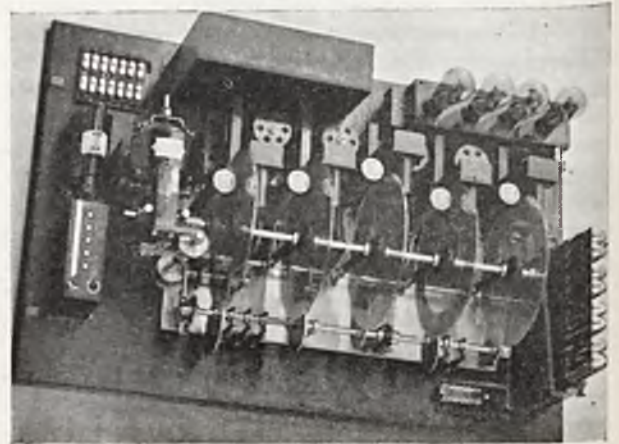
Na wspólnym wałku (rys. 2) osadzonych jest pięć filmów, z których każdy, jak było wyżej wspomniane, ujęty jest z obu stron w krążki szklane. Wałek ten napędzany jest silnikiem elektrycznym (4) z szybkością wynoszącą 0,9 obrotów na sekundę.

Na pierwszych dwóch filmach nagrane są godziny — od pierwszej do dwunastej — na następnych trzech — minuty (na każdym po dwadzieścia minut). Filmy te wirują pomiędzy komórką foto-elektryczną a soczewką, która rzuca strumień świetlny o wymiarach  $2,5 \times 0,02$  mm na film. Strumień ten pochodzi od żarówki elektrycznej, której żarzenie można regulować przy pomocy specjalnego opornika. Żarówka ta, poprzez wąską szczelinę powietrzną, rzuca na pryzmat strumień, który zostaje skierowany na soczewkę.

Film minutowy złożony jest z dwudziestu wstęg współśrodkowych, na których nagrane są poszczególne minuty. Nagranie to widoczne jest

na tych wstęgach w postaci prążków jaśniejszych i ciemniejszych skierowanych promieniowo. Strumień świetlny, który pada prostopadle do płaszczyzny filmu, a jest równoległy do prążków na wstędze, wpada do komórki foto-elektrycznej; ponieważ prążki na które pada strumień są jaśniejsze lub ciemniejsze, więc i intensywność oświetlenia komórki foto-elektrycznej będzie różna, zależna od nagranych słów. Wskutek zmian naświetlenia komórki foto-elektrycznej powstają odpowiednie prądy. Prądy te są bardzo słabe wzmacnia się więc je we wzmacniaku czterostopniowym.

Każdy film, jak to widać na rys. 2 posiada swój system świetlny (3) wraz z komórką foto-

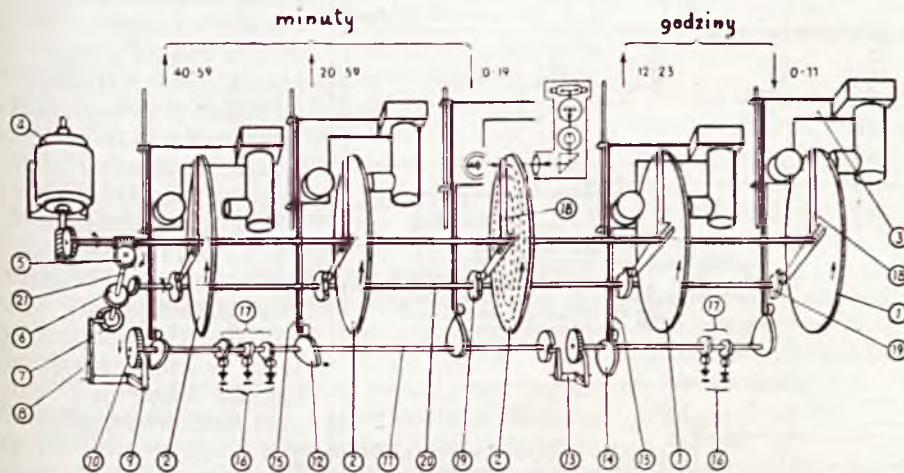


RYŚ. 1. WIDOK OGÓLNY.

elektryczną. System ten musi być przesuwany skokami z jednej wstęgi na drugą, aby otrzymać odpowiednią godzinę i minutę. Systemy świetlne dla filmów godzinowych przesuwają się co godzinę, a dla filmów minutowych co minutę. Urządzone to jest w ten sposób, że motorek elektryczny (4), zapomocą ślimacznicy (5) obraca wałek (21); wałek ten wykonywa jeden obrót w ciągu minuty. Na wałku (21) osadzone jest koło ślizgowe (7), które na swej powierzchni posiada ślimakowate wzniesienie, urywające się nagle. Do tej powierzchni przyciskana jest dźwignia (8) zapomocą sprężyny; i gdy dźwignia ta spadnie z wzniesienia ślimako-

wego, to zapadka (9) przesunie kółko zębate (10) o jeden ząb.

Kółko to posiada 60 zębów i jest osadzone na wałku (11), który zatem co minutę będzie wykonywać jedną sześćdziesiątą część swego obrotu. Na wałku tym osadzone są trzy ekscentryczne tarcze (12) o specjalnym kształcie, które służą do przesuwania systemów świetlnych wraz z komórkami foto-elektrycznymi, działając na ramiona (15) tych systemów świetlnych i ustawiając je przed odpowiednimi wstęgami filmów. Tarcze ekscentryczne (12) są poprzysuwane przy filmach minutowych, o 120° względem siebie; wskutek tego, jeżeli zaczyna ruch system przy filmie z minutami od 0 do 19, to po dwudziestu przesunięciach w stronę środka tarczy filmu, wyłączy się ten system, a włączy system świetlny przy filmie z minutami od 20 do 39, który poprzednio został przesunięty na zewnętrzną wstęgę filmu.



RYC. 2. SCHEMAT MECHANICZNY.

Po przesunięciu do ostatniej wewnętrznej wstęgi, czyli po dwudziestu przesunięciach, włączy się trzeci system przy filmie z minutami od 40 do 59, który zaczyna znowu co minutę przesuwac się na odpowiednią wstęgę filmu. W międzyczasie pozostałe systemy świetlne powoli powracają do zewnętrznych wstęg, tak, że po dwudziestu przesunięciach ostatniego systemu, pierwszy został już nastawiony na zewnętrzną wstęgę filmu gdzie nagrana jest minuta 0.

Prąd do żarówek systemów świetlnych włączany jest zapomocą sprężyn (16) w ten sposób, że odpowiednie tarcze kulakowe (17) przełączają odpowiednie sprężyny, tak, że żarówka świeci się tylko w tym systemie, który w danym czasie pracuje.

Każdy film posiada przesłony (18) które w odpowiednim momencie wpuszczają promień świetlny do komórki foto-elektrycznej. Przesłony te uruchamiane są zapomocą specjalnych kulaków (19), które są osadzone na wałku (20). Wałek ten wykonywa jeden obrót w przeciągu dziesięciu sekund i w czasie tego obrotu przesłony (18) pod wpływem własnego ciężaru wpadają we wgłębienia na kulakach (19), powodując otwarcie drogi dla strumienia świetlnego. Czas otwarcia wynosi oko-

ło jednej sekundy dla wszystkich przesłon, a ponieważ najpierw musi być naświetlony film z godzinami, a potem z minutami, więc kulaki godzinowe tak są przesunięte w stosunku do minutowych, że w pierwszej sekundzie odsłania się przesłona godzinowa, a w drugiej minutowa. Przez cały zaś pozostały okres czasu, to jest w przeciągu dziesięciu sekund, przesłony zamykają dostęp światła do komórki foto-elektrycznej. Maszyna mówi więc nam najpierw godziny, a potem minuty jeden raz w przeciągu dziesięciu sekund; czyli sześć razy w ciągu minuty maszyna powtarza tę samą godzinę i minutę. Przesunięcie systemu świetlnego na następną wstęgę odbywa się w tym czasie, gdy przesłony zamykają dostęp światła.

Słowa na filmach są nagrane w ten sposób, że wszystkie początki słów leżą wzdłuż jednego promienia, wskutek czego przesłony muszą być tak wyregulowane, aby otwierały się w tym momencie, kiedy początek nagrania słów dochodzi do promienia świetlnego, a zamykały wtedy, gdy film wykona jeden obrót, wcześniej jednak zanim nadejdzie początek słów.

Ponieważ filmy, lampki i komórki foto-elektryczne nie są wszystkie identyczne, mamy więc osobną regulację dla każdego systemu; wskutek tego możemy osiągnąć przy wszystkich filmach jednakową siłę dźwięku i czystość tonu.

Systemy świetlne przy filmach godzinowych powinny być przesuwane z wstęgi na wstęgę co godzinę. Uskutecznione to jest w ten sposób, że kółko zębate (10), które posiada sześćdziesiąt zębów, w przeciągu godziny wykona jeden całkowity obrót, a wraz z nim wałek (11); wałek ten posiada na końcu kółko o kształcie ślimakowym z nagłym spadkiem. Kiedy więc dźwignia (13) dojdzie do końca drogi ślimakowej i spadnie na jej początek, następuje przesunięcie kółka zębatego osadzonego na wałku godzinowym o jeden ząb. Systemy świetlne godzinowe przesuną się zapomocą kół ekscentrycznych (14) i ramion (15) na następne wstęgi na filmach. Ekscentryki (14) mają taki kształt, że wtedy kiedy ten system świetlny który pracuje przesuwac się do środka filmu, to niepracujący jest przesuwany od środka.

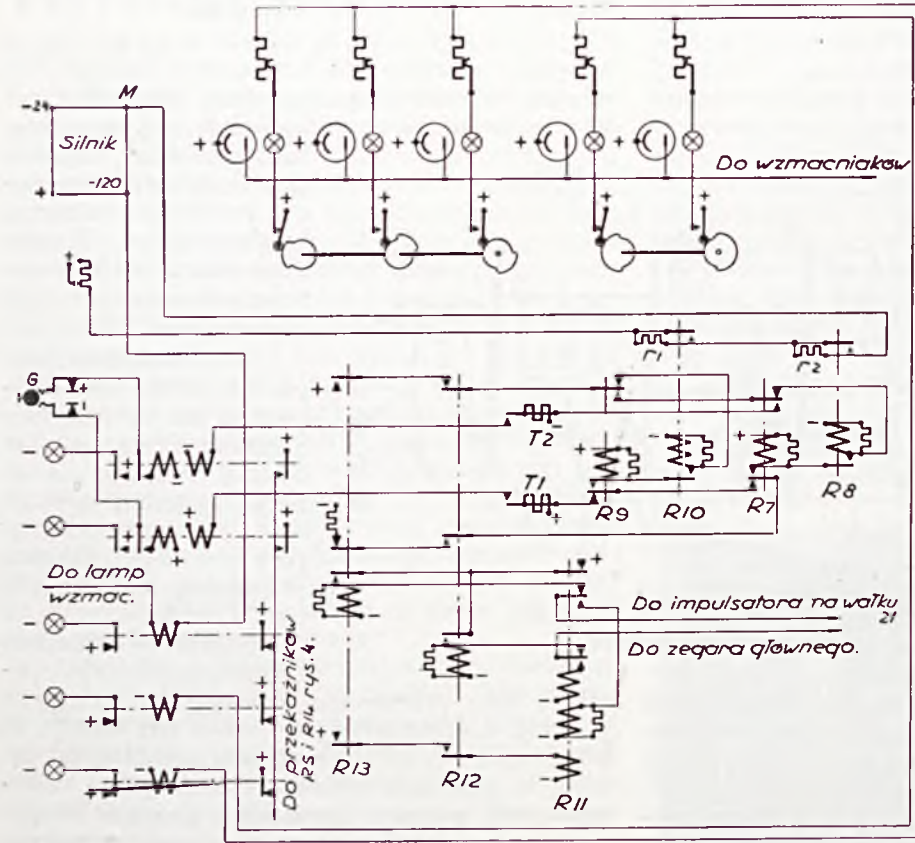
Silnik elektryczny (4) jest zbudowany w ten sposób, że twornik jego posiada dwa uzwojenia. Do jednego uzwojenia doprowadza się z sieci prąd stały o napięciu 24 woltów, a w drugim uzwojeniu wytwarza się prąd o napięciu 120 woltów, które służy jako napięcie anodowe dla wzmacniaków.

Ponieważ, jak widać z powyższego opisu, dokładność wskazań czasu tej maszyny zależna jest od stałości obrotów silnika (4), a napięcie sieci ulega dosyć dużym wahaniom, musi być więc

jakieś urządzenie, które utrzymywałoby zawsze stałą ilość obrotów silnika. W uzwojenie bocznikowe silnika wtrącony jest opornik, którym regulujemy ilość obrotów najpierw ręcznie. Ta ilość obrotów, którą dajemy silnikowi na początku regulacji musi być taka, aby przy najniższym napięciu, jakiego możemy się spodziewać w sieci, silnik posiadał taką ilość obrotów, aby wałek (21) wykonywał jeden obrót w ciągu minuty. Przy podwyższeniu napięcia silnik będzie miał tendencję do zwiększania ilości obrotów, musi więc być przewidziane urządzenie do automatycznego zmniejszania ilości obrotów.

dalej z tą samą szybkością, która jest zgodna z czasem normalnym. Przekaznik R 11 odpadnie wtedy gdy zniknie impuls od zegara głównego lub impuls od grupy sprężyn uruchamianych kułakiem osadzonym na wałku 21.

Ponieważ, jak już wyżej było wspomniane, silnik tak został wyregulowany, że ma tendencję do zwiększania ilości obrotów, więc plus od maszyny przyjdzie o dwie lub trzy sekundy wcześniej do przekazu R 13 (który przyciągnie), aniżeli od zegara głównego; wtedy przyciągnie przekaznik R 10, gdyż otrzyma plus od sprężynki przekazu R 13, a R 12 jeszcze nie przyciągnął. Przekaznik



RYŚ. 3. SCHEMAT ELEKTRYCZNY.

Ta automatyczna synchronizacja czasów uskuteczniiona jest w następujący sposób. Na wałku (21), który powinien robić jeden obrót na minutę, a którego szybkość zależna jest od szybkości silnika (4), osadzona jest tarcza kułakowa, która zwiera grupę styków jeden raz w ciągu minuty i wysyła plus do przekazu R 13 (rys. 3). Oprócz tego co minutę zostaje wysłany do przekazu R 12 plus od zegara głównego, którego wskazania są kontrolowane przez obserwatorium astronomiczne.

Jeżeli więc silnik (4) posiada odpowiednią ilość obrotów i uruchomimy go w takim momencie, aby impulsy od maszyny mówiącej i od zegara głównego były zgodne, to przekazy R 13 i R 12 przyciągną równocześnie, ale wtedy przyciągnie przekaznik R 11 i przerwie prąd do przekazy R 13 i R 12 które odpadną i silnik będzie biegł

dalej z tą samą szybkością, która jest zgodna z czasem normalnym. Przekaznik R 11 odpadnie wtedy gdy zniknie impuls od zegara głównego lub impuls od grupy sprężyn uruchamianych kułakiem osadzonym na wałku 21.

Ponieważ, jak już wyżej było wspomniane, silnik tak został wyregulowany, że ma tendencję do zwiększania ilości obrotów, więc plus od maszyny przyjdzie o dwie lub trzy sekundy wcześniej do przekazu R 13 (który przyciągnie), aniżeli od zegara głównego; wtedy przyciągnie przekaznik R 10, gdyż otrzyma plus od sprężynki przekazu R 13, a R 12 jeszcze nie przyciągnął. Przekaznik R 10 powoduje przyciągnięcie przekazu R 9 i zwarcie oporu  $r_1$  w obwodzie bocznikowym silnika, wskutek czego strumień magnetyczny w magnesach silnika wzrośnie, obroty zmaleją — silnik zwolni bieg. Po paru sekundach przyjdzie impuls od zegara głównego, przyciągnie przekaznik R 12, a zaraz za nim R 11, który przerwie prąd do R 13 i R 12; przekazy te odpadną. R 9 i R 10 są w dalszym ciągu pod prądem, gdyż posiadają swój własny obwód prądu, tak że teraz w ciągu następnej minuty silnik jest cały czas hamowany, gdyż opór  $r_1$  jest zwarty. Teraz więc wcześniej przyjdzie impuls od zegara głównego, przyciągnie przekaznik R 12, wskutek czego R 10 zostanie zbocznikowany i odpadnie, opór  $r_1$  zostanie znowu włączony w obwód uzwojenia bocznika magnesów silnika, który zaczyna obracać się z większą szybkością. W następnej minucie przyjdzie więc impuls wcześniej od maszyny mówiącej i R 13, a wskutek czego i R 10 przyciągnie, maszyna znowu zwolni bieg i t. d.

Jeżeliby napięcie w sieci tak bardzo wzrosło że zwarcie oporu  $r_1$  nie wystarczałoby do zahamowania silnika, wtedy w następnej minucie przyjdzie znowu wcześniej impuls od maszyny mówiącej, przekaznik R 10 nie zostanie zbocznikowany i nie odpadnie, ale wskutek zadziałania przekazu R 13 wcześniej niż R 12 przyciągnie R 8 i R 7, tak że drugi opór  $r_2$ , w obwodzie bocznikowym, zostanie zwarty. Silnik zostanie jeszcze mocniej przyhamowany i teraz już w następnej minucie przyjdzie wcześniej impuls od zegara. R 12 przyciągnie, zbocznikuje przekaznik R 8, a potem R 10, które odpadną. Te dwa opory  $r_1$  i  $r_2$  są

w zupełności wystarczające do zwolnienia biegu silnika nawet przy dosyć znacznym podwyższeniu napięcia. Normalnie pracuje tylko przekaźnik  $R_{10}$ , gdyż przy tych wahaniach w sieci, jakie zachodzą, w zupełności wystarcza pierwszy stopień hamowania.

Jako rezultat powyższej pracy przekaźników otrzymujemy: jeżeli silnik w pierwszej minucie pospieszy i wałek (21) zrobi jeden obrót np. w ciągu 57 sekund, to w następnej minucie zostanie zahamowany, szybkość się zmniejszy i wałek 21 będzie potrzebował 63 sekundy czasu do zrobienia jednego obrotu. Te przyspieszenia i opóźnienia, które powtarzają się perjodycznie, nie mają żadnego znaczenia praktycznego, gdyż maszyna w ciągu jednej minuty powtarza sześć razy tę samą minutę.

Ważniejszą jest rzeczą aby nie nastąpiło opóźnienie lub przyspieszenie jednoczynowe, gdyż wtedy będzie podawany niedokładny czas. Jeżeli spadek napięcia będzie tak wielki, że silnik będzie biegł tak powoli, że od chwili przyciągnięcia przekaźnika  $R_{12}$  do chwili przyciągnięcia  $R_{13}$  upłynie czas dłuższy niż 20 sekund, to ponieważ przekaźnik  $R_{12}$  będzie przez cały ten czas przyciągnięty, popłynie prąd do uzwojenia termicznego  $T_1$  i pod wpływem ciepła, po upływie 20 sekund, nastąpi zwarcie sprężynki  $T_1$ ; przekaźnik  $R_6$  przyciągnie i będzie trzymał cały czas, dopóki nie naciśniemy guzika  $G$ . Przekaźnik  $R_6$  włączy lampkę alarmową i syrenę, która daje znać o tem, że maszyna mówiąca zaczyna wskazywać nieprawidłowy czas.

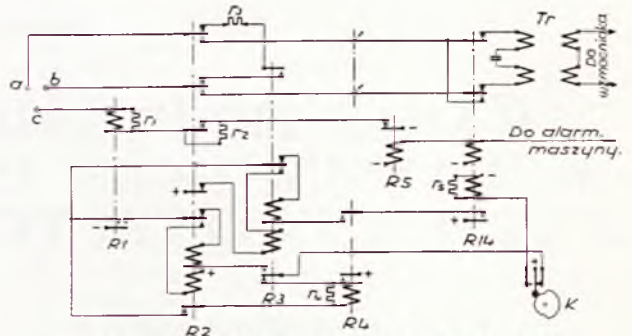
Również gdyby napięcie wzrosło tak, że nawet zwarcie obu oporów  $r_1$  i  $r_2$  nie wystarczyłoby do zwolnienia maszyny i w następnych minutach maszyna zaczęłaby coraz to przyspieszać, to kiedy różnica pomiędzy przyciągnięciem  $R_{13}$  a  $R_{12}$  wyniosłaby więcej niż 20 sekund, zadziałałoby uzwojenie termiczne  $T_2$  i przyciągnąłby przekaźnik  $R_5$ , włączając drugą lampkę alarmową i syrenę.

Oprócz tego w razie przepalenia się lampek minutowych lub godzinowych odpadną przekaźniki  $R_2$  i  $R_3$  powodując zapalenie odpowiednich lampek alarmowych. Tak samo w razie zniknięcia napięcia anodowego odpadnie przekaźnik  $R_1$  i odpowiednia lampka alarmowa zapali się.

Do maszyny mówiącej można przyłączyć równolegle dość znaczną ilość abonentów. Im więcej będzie abonentów równocześnie połączonych, tem mniejsza będzie wspólna oporność pozorna, którą to oporność można zmieniać przez zmianę przekładni transformatora. Jeżeli ta oporność pozorna równa będzie wewnętrznej oporności pozornej wzmacniaków, to moc wyjściowa wzmacniaków osiągnie swe maximum. Zależność ta jest wykorzystana w celu zapobiegania przeszkodom transmisji powstającym wtedy, gdy abonent mówi do swego mikrofonu zamiast tylko słuchać maszyny mówiącej.

Wielkość wzmacniaków w tej maszynie dostosowana jest do maksymalnej ilości abonentów połączonych równocześnie — wynoszącej około 150. Tłumienie rozmowy wynosi tutaj 4,6 do 5 nep.

co w tym przypadku uważa się za dopuszczalne. Wzmacniaki zbudowane są dla 4  $\Omega$  oporności pozornej, co odpowiada 150 abonentom przyłączonym równocześnie. Niska wartość wewnętrznej oporności pozornej wpływa z tego, że dołączenie lub odłączenie jednego lub kilku abonentów nie powinno zmieniać siły dźwięku u pozostałych abonentów.



RYS. 4. SCHEMAT LINII WEJŚCIOWYCH.

Każda z linii wejściowych do maszyny mówiącej posiada swój układ przekaźników (rys. 4) który ma za zadanie przyłączać abonenta do maszyny mówiącej w odpowiednim czasie, tak, aby nie usłyszał on części powiedzianej godziny lub minuty, albo tylko samą minutę. Pozatem przekaźniki te nie pozwalają na równoczesne włączenie się dwóch abonentów na tej samej linii. Dźwięki do abonentów przenoszą się zapomocą transformatora  $T$ , którego jedno uzwojenie połączone jest z wzmacniakami, a drugie z liniami abonentów, które są połączone równolegle.

Kiedy abonent nakręci numer przeznaczony dla maszyny mówiącej i wybierak linjowy znajdzie wolną linię — przyciągnie przekaźnik  $R_1$ .

Na wałku 20 (rys. 2) osadzone jest kółko  $K$  (rys. 4), które posiada specjalny kształt umożliwiający przerzucanie sprężyny z rolką toczącą się po tym kółku.

W tym czasie, kiedy przesłony wpuszczają strumień świetlny do komórek foto-elektrycznych, czyli gdy maszyna mówi, przekaźnik  $R_{14}$  nie przyciąga i linje abonentów są włączone do transformatora, ale linja tego abonentu, który w danej chwili dzwoni do maszyny jest jeszcze odłączona, gdyż nie przyciągnął przekaźnik  $R_2$ .

Po przyciągnięciu przekaźnika  $R_1$  przyciąga  $R_4$  wtedy gdy maszyna mówi. Po skończonej mowie, gdy przesłony zamkną dopływ światła do komórek foto-elektrycznych, i gdy upłynie jeszcze pewien czas, kółko  $K$  przerzuci sprężynę na drugi kontakt i przyciągnie przekaźnik  $R_3$ , który będzie tak długo trzymał, aż kółko  $K$  nie przerzuci sprężyny z rolką na pierwszy kontakt. Poprzedni transformator  $T$ , był odłączony od linii, gdyż przekaźnik  $R_{14}$  przyciągnął, a obecnie  $R_{14}$  odpadnie, transformator zostanie włączony do linii i przyciągnie przekaźnik  $R_2$ , a  $R_3$  i  $R_4$  odpadną; linja abonentu zostanie włączona do uzwojenia transformatora i usłyszy on teraz czas podany przez maszynę mówiącą. Po pewnym czasie, (oko-

ło 4 sekund), przekaźnik R 14 znowu przyciągnie, transformator zostanie odłączony, aby po upływie dalszych 6 sekund włączyć go z powrotem. To wyłączenie transformatora jest uskuteczniane w tym celu, aby w tym czasie mogły zająć wszelkie manipulacje w maszynie mówiącej, które mogłyby się odbić w słuchawce abonenta w postaci szmerów lub stuków.

W wypadku, jeżeli zapali się któraś z lamp, alarmujących bądź o przepaleniu się lampki systemów świetlnych, bądź o przyśpieszeniu lub opóźnieniu maszyny mówiącej, przyciągnie przekaźnik R 5 i R 14, R 14 odłączy transformator od linii abonentów, a R 5 nie pozwoli na przyciągnięcie przekaźnika R 1, tak że abonent usłyszy w słuchawce sygnał zajątości.

## KABLE TELEFONICZNE STOSOWANE W PAŃSTWOWYM PRZEDSIĘBIORSTWIE „POLSKA POCZTA, TELEGRAF I TELEFON”.

Inż. A. SPIRA.

Połączenie abonenta z centralą miejską, w wypadku gdy sieć miejska jest całkowicie skablowana przebiega przez następujące drogi:

- kabel instalacyjny, łączący aparat abonenta z punktem rozdzielczym sieci;
- kabel telefoniczny miejski — od punktu rozdzielczego sieci do wejścia na centralę;
- kabel stacyjny końcówkowy (obowiązywny) jako zakończenie kabla miejskiego na linijowej stronie przełącznicy głównej, i
- kabel stacyjny, łączący poszczególne grupy urządzeń stacyjnych ze sobą.

Celem niniejszego artykułu jest opisanie budowy i własności wyżej wymienionych czterech typów kabli.

Opis zaczniemy od kabli miejskich, jako najważniejszych.

### 1. Telefoniczne kable miejskie.

Telefoniczne kable miejskie służą do połączenia punktów rozdzielczych sieci z centralą.

Są to kable o średnicy żył 0,6 mm z izolacją papierowo-powietrzną, w powłoce ołowianej.

Normalnie posiadają 5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 75, 100, 150, 200 lub 300 czwórek.

Kable telefoniczne miejskie są bądź zaciągane do kanalizacji telefonicznej, bądź — do 100 czwórek podwieszane na linkach umocowanych na słupach, bądź też — cieńsze — przymocowywane skobelkami do ścian.

Telefoniczne kable miejskie posiadają żyłę utworzoną z dobrze odżarzonego drutu miedzianego o średnicy 0,6 mm, luźno owiniętego zachodzącą na siebie taśmą papierową. Pomiedzy drutem miedzianym a taśmą papierową znajduje się warstwa powietrza. Taśma papierowa zachodzi co najmniej na 3 mm. Papier posiada nadruk umożliwiający rozróżnienie poszczególnych żył, a mianowicie nadruk bywa czerwony lub niebieski i składa się z gęstych lub rzadszych równoległych kresek.

Cztery żyły, z których jedna posiada gęsty nadruk niebieski, druga — rzadki nadruk niebieski, trzecia — gęsty nadruk czerwony, a czwarta — rzadki nadruk czerwony skrócone są w czwór-

kę gwiazdzistą, w ten sposób, że żyły zabarwione jednym kolorem zajmują w czwórce miejsca przeciwległe. W czwórce tej znajdują się dwa obwody rozmowne: pierwszy — „czerwony”, drugi — „niebieski”; w każdym obwodzie żyła gęsto odrukowana oznacza żyłę „a” — a żyła rzadko odrukowana — żyłę „b”. W ten sposób może każda żyła w czwórce być łatwo rozpoznana. Każda czwórka owinięta jest spiralą z kolorowej przędzy bawełnianej. Żądana ilość czwórek, skrócona jest symetrycznie współśrodkowymi warstwami, tworząc ośrodek kabla.

W każdej warstwie odróżnia się czwórkę licznikową owiniętą spiralą z czerwonej przędzy, oraz czwórkę kierunkową owiniętą spiralą z zielono-białej przędzy.

Pozostałe czwórki owinięte są naprzemian białą lub zieloną przędzą. Czwórka owinięta przędzą czerwoną jest zawsze 1-sza, owinięta przędzą zielono-białą — 2-ga, owinięta przędzą białą — nieparzysta, owinięta przędzą zieloną — parzysta. W ten sposób można określić położenie każdej czwórki w poszczególnych warstwach.

Poszczególne warstwy owinięte są spiralą z przędzy bawełnianej. Rdzeń i następujące po sobie warstwy skrócone są w przeciwnych kierunkach.

Utworzony w ten sposób ośrodek kabla owinięty jest taśmą papierową oraz taśmą z surówki i pokryty powłoką ołowianą. Pomiedzy ośrodkiem a powłoką ołowianą znajduje się pasek papieru z nazwą wytwórni, rokiem wykonania i liczbą porządkową kabla. Powłoka ołowiana wyprasowana jest ze stopu ołowiu hutniczego z domieszką co najmniej 1% cyny. Grubość powłoki ołowianej zmienia się ze średnicą kabla i podana jest w tabelce.

Liczba czwórek	Największa średnica kabla na ołowiu	Grubość powłoki ołowianej
	mm	mm
5	10,8	1,6
10	14,0	1,7
15	16,3	1,8
20	18,5	1,9
25	20,4	2,0
30	22,2	2,1

40	25,2	2,2
50	27,6	2,3
75	33,0	2,4
100	37,2	2,5
150	44,9	2,7
200	51,3	2,9
300	61,7	3,2

### Własności kabli.

Telefoniczne kabie miejskie posiadają izolację papierową powietrzną. Właściwą izolację poszczególnych żył tworzy wysuszone powietrze znajdujące się pomiędzy drutem miedzianym a taśmą papierową; sama taśma papierowa chroni poszczególne druty od zetknięcia się ze sobą i służy do odróżnienia poszczególnych żył od siebie.

Oporność izolacji pojedynczej żyły względem wszystkich pozostałych żył i ziemi (t. j. uziemionej powłoki ołowianej) wynosi przy 20 °C conajmniej 5000 megomów na km. Oporność izolacji zależna jest od temperatury i maleje przy wzrastającej temperaturze. Wysokość izolacji zależna jest od stanu wysuszenia powietrza izolującego. Suche powietrze w kablu znajduje się pod ciśnieniem mniejszym od atmosferycznego, to też powietrze otaczające kabel zawsze stosunkowo wilgotne, wdiera się do środka kabla psując wartości izolacji.

Należy więc wystrzegać się przed pozostawianiem otwartego kabla w izolacji papierowo-powietrznej na powietrzu. W wyjątkowych wypadkach, gdy jest to np. dla dokonania pomiarów lub łączeń niezbędne, należy końce kabla starannie zalać jasną masą kablową, a czas pozostawiania kabla w tym stanie ograniczyć do minimum.

Oporność pętli w kablu długości 1 km nie przewyższa przy 20 °C wartości 128 omów.

Pojemność wzajemna pary żył przy pomiarze prądem zmiennym wynosi średnio 0,04, a najwyższej 0,045 mikrofarada na km.

Praktycznie kabel nie wykazuje przesłuchu z jednego zamkniętego obwodu rozmownego na drugi. Najwyższa dopuszczalna wartość przesłuchu w odcinku 500 m odpowiada rozmowie na obwodzie o tłumieniu conajmniej 8,0 nep, jednak średnia wartość przesłuchu nie jest mniejsza aniżeli 9,5 nep.

Każda żyła w kablu oraz cały ośrodek kabla wytrzymuje conajmniej przez 2 minuty napięcie 500 woltów prądu zmiennego 50-okresowego.

Tłumienie pary żył przy 800 okr/sek nie powinno wynosić więcej aniżeli 0,12 nep/km. Ponieważ jednak telefoniczne kabie miejskie wykonywane przez krajowe wytwórnie fabrykowane są bardzo starannie; oporność pętli nie przekracza 120 omów/km, a średnia pojemność—0,035  $\mu$ F/km, przeto można przy obliczeniach przyjąć, że tłumienie w kablu miejskim wynosi 0,1 nep/km.

Kabie miejskie dostarczane są na bębnach: do 100 czwórkowych włącznie w odcinkach 500 m, a kabie 150, 200 i 300 czwórkowe w odcinkach odpowiadających odległościom od jednej studni do drugiej danej kanalizacji telefonicznej.

### 2. Kabie stacyjne obołowione (końcówkowe).

W przełącznicy głównej kabel jest rozszyty, to zn. poszczególne żyły uwolnione od powłoki ołowianej zostają doprowadzone do zacisków, przyczem żyły są na pewnej dość znacznej w tym wypadku przestrzeni niczem od wpływów atmosfery nie chronione. Żyła w izolacji papierowo-powietrznej w tych okolicznościach (i w naszych warunkach klimatycznych) nie mogłaby pracować: papier uszkodziłby się łatwo, a więc przestałby chronić od ewentualnych zwarć, powietrze izolujące zwilgotniałoby natychmiast i żyła posiadałaby małą izolację.

W podobnych wypadkach używa się do izolacji żył materiałów włóknistych, z których najlepiej z punktu widzenia elektrycznego nadaje się surowy jedwab naturalny — zwany w handlu i technice jedwabiem Tussah (czytaj tussa). Ponieważ jedwab Tussah stosunkowo trudno daje się barwić, przeto dla odróżnienia poszczególnych żył w kablu z izolacją jedwabną owija się żyły jeszcze bawełną kolorową otrzymując kabie w izolacji jedwabno-bawełnianej, przyczem trzeba od razu zwrócić na to uwagę, że właściwą izolację żyły stanowi jedwab, a bawełna służy jako środek rozpoznawczy. Kabie w izolacji jedwabno-bawełnianej są w przeważnej części wlutowywane w łączówki, muszą więc posiadać dla ułatwienia lutowania ocynowane żyły.

Kabie stacyjne końcówkowe o średnicy żył 0,6 mm z izolacją jedwabno-bawełnianą w powłoce ołowianej posiadają normalnie 5, 10, 15, 20, 25, 30, 40 lub 50 czwórek.

Kabie stacyjne obołowione posiadają żyły utworzone z dobrze odżarzonego i ocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,6 mm, owiniętego dwiema warstwami jedwabiu i jedną warstwą barwionej bawełny. Kierunek owinięcia poszczególnych warstw jedwabiu i bawełny jest przeciwny. Bawełna posiada barwę umożliwiającą rozróżnienie poszczególnych żył, a mianowicie barwa bywa czerwona, niebieska, oraz biała z dodaniem czerwonego lub niebieskiego.

Cztery żyły z których jedna posiada barwę czerwoną, druga — białą z dodaniem około 1/3 czerwonych nitek, trzecia — niebieską i czwarta — białą z dodaniem około 1/3 niebieskich nitek, skręcone są w czwórkę gwiazdzistą, w ten sposób, że żyły zawierające barwę czerwoną względnie niebieską, zajmują w czwórcie miejsca przeciwległe. W czwórcie tej, podobnie jak w miejskim kablu telefonicznym znajdują się dwa obwody rozmowne: pierwszy — „czerwony”, drugi — „niebieski”; w każdym obwodzie żyła z białym tłem oznacza żyłę „a” — a żyła bez białego tła — żyłę „b”. W ten sposób może każda żyła w czwórcie być łatwo rozpoznana.

Każda czwórką jest owinięta spiralą z kolorowej przędzy bawełnianej.

Żądana ilość czwórek skręcona jest symetrycznie współśrodkowymi warstwami, tworząc ośrodek kabla.

W każdej warstwie, podobnie jak w miejskim

kablu telefonicznym, odróżnia się czwórką licznikową, owiniętą spiralą z czerwonej przędzy, oraz czwórką kierunkową owiniętą spiralą z niebiesko-białej przędzy. Pozostałe czwórki owinięte są naprzemian białą lub niebieską przędzą. Czwórka owinięta przędzą czerwoną jest 1-sza, owinięta przędzą niebiesko-białą — 2-ga, owinięta przędzą białą — nieparzysta; owinięta przędzą niebieską — parzysta. W ten sposób można zawsze określić położenie każdej czwórki w poszczególnych warstwach.

Poszczególne warstwy owinięte są spiralą z przędzy bawełnianej. Rdzeń i następujące po sobie warstwy skręcone są w przeciwnych kierunkach. Utworzony w ten sposób ośrodek kabla owinięty jest szeroko zachodzącą taśmą bawełnianą i pokryty powłoką ołowianą. Pomiedzy ośrodkiem a powłoką ołowianą znajduje się pasek papieru z nazwą wytwórni, rokiem wykonania i liczbą porządkową kabla.

Powłoka ołowiana wyprasowana jest ze stopu ołowiu hutniczego z domieszką conajmniej 1% cyny. Grubość powłoki zmienia się ze średnicą i podana jest w tabelce.

Liczba czwórek	Największa średnica kabla na ołowiu mm	Grubość powłoki ołowianej mm
5	9,2	1,0
10	12,0	1,0
15	14,5	1,2
20	16,3	1,2
25	18,0	1,2
30	19,5	1,2
40	22,2	1,2
50	24,0	1,3

### Własności kabli.

Kable stacyjne obołowione posiadają izolację jedwabno-bawełnianą. Własności tej izolacji szerzej omówi następny rozdział.

Oporność izolacji pojedynczej żyły względem wszystkich pozostałych i ziemi (t. j. uziemionej powłoki ołowianej) wynosi przy 20°C conajmniej 200 megomów na 1 km. Oporność izolacji zależna jest i tutaj od temperatury, a mianowicie maleje przy wzrastającej temperaturze. Wysokość izolacji zależna jest od czystości użytego jedwabiu i stanu wysuszenia ośrodka kabla. Podobnie jak w kablu z izolacją papierowo-powietrzną, tak i w kablu z izolacją jedwabno-bawełnianą należy chronić kabel przed wtargnięciem wilgoci.

Oporność pętli w kablu długości 1 km nie przekracza przy 20°C wartości 130 omów.

Praktycznie kabel nie wykazuje przesłuchu z jednego zamkniętego obwodu rozmownego na drugi. Najwyższa dopuszczalna wartość przesłuchu w odcinku 500 m odpowiada rozmowie na przewodzie o tłumieniu conajmniej 7,5 nep. jednak średnia wartość przesłuchu nie jest mniejsza aniżeli 8,5 nep.

Każda żyła w kablu oraz cały ośrodek kabla wytrzymuje conajmniej przez 2 minuty napięcie 500 woltów prądu zmiennego 50 okr/sek.

Kable stacyjne obołowione nawinięte są w odcinkach 500 m na mocne bębny drewniane.

### 3. Kable stacyjne.

Do połączenia organów stacyjnych ze stacyjną stroną przełącznicy głównej oraz organów stacyjnych pomiędzy sobą stosuje się kable stacyjne.

Są to kable o średnicy żył 0,6 mm z izolacją jedwabno-bawełnianą, w oplocie bawełnianym przesyconym masą ognioodporną.

Kable stacyjne składają się normalnie z 3, 6, 11, 21, 42 lub 51 par, 11 lub 21 trójek, względnie 20 par + 12 żył i są oznaczone jako kable 6, 12, 22, 33, 42, 52, 63, 84 lub 102 żyłowe.

Kable stacyjne posiadają żyły utworzone z dobrze odżarzonego i ocynkowanego drutu miedzianego o średnicy 0,6 mm owiniętego dwiema warstwami jedwabiu i jedną warstwą barwionej bawełny. Kierunek owinięcia poszczególnych warstw jedwabiu i bawełny jest przeciwny.

Bawełna posiada barwy umożliwiające rozróżnienie poszczególnych żył, a mianowicie jedna z żył posiada barwę według następującego zestawienia:

- 1 niebieska,
- 2 pomarańczowa,
- 3 zielona,
- 4 brązowa,
- 5 popielata
- 6 niebiesko-biała,
- 7 niebiesko-pomarańczowa,
- 8 niebiesko-zielona,
- 9 niebiesko-brązowa,
- 10 niebiesko-popielata,
- 11 pomarańczowo-biała,
- 12 pomarańczowo-zielona
- 13 pomarańczowo-brązowa,
- 14 pomarańczowo-popielata,
- 15 zielono-biała,
- 16 zielono-brązowa,
- 17 zielono-popielata,
- 18 brązowo-biała,
- 19 brązowo-popielata,
- 20 popielato-biała,
- 21 (rezerwowa) czerwona.

W kablach parowych dwie żyły, z których jedna posiada barwę według powyższego zestawienia, a druga — białą lub czerwoną (w kablu do 21 par — biała, w kablu powyżej 21 par dla pierwszych dwudziestu par biała, dla reszty — czerwona), są skręcone w parę.

W kablach trójkowych dwie żyły zabarwione jak w kablu parowym skręcone są w parę, a trzecia żyła „c”, zabarwiona według tabeli z dodaniem koloru czerwonego, leży równoległe do pary. Cała trójka owinięta jest spiralą z przędzy bawełnianej.

Poszczególne żyły np. trzeciej trójki w kablu stacyjnym mają zatem następujące barwy:

- żyła a — zieloną,
  - żyła b — białą,
  - żyła c — zielono-czerwoną;
- a w trójce 12



żyła a — pomarańczowo-zieloną,  
 żyła b — białą,  
 żyła c — pomarańczowo-zielono-czerwoną.

Od zasady tej odbiegają dwa kable.

W kablu 52 żyłowym (12 żył i 20 par), 12 żył pojedynczych ma barwy jak 12 pierwszych żył z tabeli, lecz z dodaniem koloru czarnego.

W kablu 102 żyłowym (51 par) jest 25 par z żyłą „b” białą i 26 par z żyłą „b” czerwoną.

Żyły „a” dodatkowych par mają barwy:

- 22 czerwono-niebieska,
- 23 czerwono-pomarańczowa,
- 24 czerwono-zielona,
- 25 czerwono-brązowa,
- 26 czerwono-popielata,
- 27 czerwono-niebiesko-biała.

Żądana ilość żył, par lub trójek skręcona jest symetrycznie współśrodkowymi warstwami, tworząc ośrodek kabla. Poszczególne warstwy skręcone są w przeciwnych kierunkach.

Utworzony w ten sposób ośrodek kabla owinięty jest z kolei przedzą bawełnianą, taśmą papierową, taśmą stanolową, taśmą papieru impregnowanego i taśmą przedzą bawełnianej, przesyconej masą ognioodporną. Zewnętrzna warstwa bawełny pokryta jest z kolei popielatym oplotem bawełnianym, przesyconym masą ognioodporną. Na pierwszej warstwie bawełny, pod papierem znajduje się bawełniane pasemko kolorowe stanowiące znak rozpoznawczy danej wytwórni:

dla wytwórni „Kabel Polski” w Bydgoszczy pasemko to składa się ze skręconych nitki białoniebieskich,

dla „Fabryki Kabli” w Krakowie — z nitki czerwonych,

dla „Warszawskiej Wytwórni Kabli” w Warszawie — z nitki białej i amarantowej, a

dla „Polskich Fabryk Kabli i Walcowni Miedzi” w Ożarowie — z nitki niebieskich\*).

Najwyższa grubość poszczególnych kabli wynosi

6 żył	(3 × 2 × 0,6)	7,0 mm
12 żył	(6 × 2 × 0,6)	8,0 mm
22 żyły	(11 × 2 × 0,6)	9,5 mm
33 żyły	(11 × 3 × 0,6)	10,5 mm
42 żyły	(21 × 2 × 0,6)	11,5 mm
52 żyły	(12 × 1 + 20 × 2 × 0,6)	14,0 mm
63 żyły	(21 × 3 × 0,6)	14,0 mm
84 żyły	(42 × 2 × 0,6)	16,5 mm
102 żyły	(51 × 2 × 0,6)	17,5 mm

**Własności kabli.**

Kable stacyjne posiadają izolację jedwabno-bawełnianą.

Jedwab używany do izolowania żył wyrabia się z przedziwa gąsiennicy jedwabnika żyjącego dziko, a więc nie pod opieką ludzką, na liściach dębowych, figowych lub krzewu rycynusowego\*\*)

\*) Dla uzupełnienia podajemy, że wytwórnia „Towarzystwo Przemysłowe Kabel” w Warszawie używa pasemka złożonego ze skręconych nitki białoczerwono-zielonych, a „Fabryka Kabli i Drutu” w Będzinie ze skręconych nitki czerwono-zielonych.

\*\*) Gąsiennica jedwabnika hodowanego żyje na liściach morwy.

zwanego w handlu jedwabiem „Tussah”. Jedwab Tussah jest tańszy od jedwabiu szlachetnego. Jego włókna są grubsze i trudniej go bielić i farbować; jego własności izolacyjne są dostatecznie dobre, to też stosuje się go w kolorze naturalnym jako izolację drutów, tam gdzie grubość izolowanej żyły nie ma większego znaczenia.

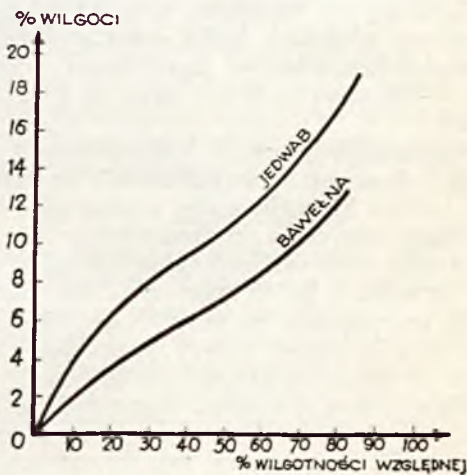
Natomiast w wypadkach, gdzie na grubość żyły zwraca się dużą uwagę (drut nawojowy), stosuje się do izolowania żył delikatne gatunki hodowanego jedwabiu, np. jedwab miłoński.

Z różnych powodów żaden z rozmaitych rodzajai sztucznego jedwabiu nie znalazł szerokiego zastosowania jako namiastka któregośkolwiek z jedwabi naturalnych.

Bawełna jest również często używanym włóknistym materiałem izolującym. Zapewnia ona wymienione pod względem mechanicznym pokrycie, a dzięki łatwemu zabarwieniu jest bardzo chętnie używana. Wadę bawełny stanowi to, że nie można jej stosować w tak cienkiej warstwie jak jedwab; w wielu wypadkach gdzie oszczędność miejsca jest czynnikiem decydującym, zastosowanie bawełny jest przez tę jej wadę uniemożliwione.

Jeżeli mowa jest o własnościach elektrycznych materiałów włóknistych, należy przypomnieć, że niema idealnych izolatorów, i że jestto szczególnie prawdziwe w wypadku izolacji włóknistej, to też w żył izolowanych materiałem włóknistym należy zawsze liczyć się z dość dużą upływnością.

Jedwab i bawełna wykazują biegunowo różne własności elektryczne, jeżeli chodzi o ich zachowanie się pod wpływem wilgoci otoczenia.

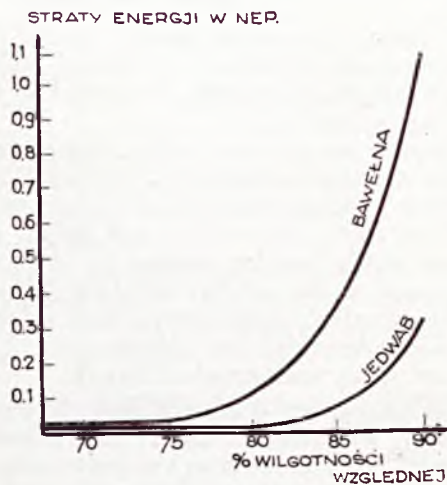


RYS. 1. STOSUNEK WAGOWY WILGOCI PRZY IZOLACJI JEDWABNEJ I BAWEŁNIANEJ.

Rys. 1 pokazuje stosunek wagowy wilgoci dla jedwabiu i bawełny w otoczeniu o różnej wilgotności względnej. Krzywe te charakteryzują zdolność wchłaniania wilgoci przez jedwab i bawełnę. Z rys. 1 wynika, że jedwab wchłania więcej wilgoci z otoczenia, aniżeli bawełna. Mogłoby to nasunąć przypuszczenie, że bawełna posiada lepsze własności izolacyjne aniżeli jedwab. Jednakże rys. 2 pokazuje stratę energii w parze żył izolowanych bawełną i parze żył izolowanych jedwabiem, w

czasie przepływu przez te pary prądu o częstotliwości głosowej, w otoczeniu o różnej wilgotności względnej.

Z rys. 2 wynika, że poniżej 70% wilgotności względnej bawełna nie różni się wiele od jedwabiu, lecz jeżeli wilgotność powietrza zwiększa się, straty wzrastają szybciej przy bawełnie, aniżeli przy jedwabiu i tak np. przy 90% wilgotności względnej straty przy izolacji bawełnianej są trzy razy większe aniżeli przy izolacji jedwabnej.



RYC. 2. STRATY ENERGJI PRZY IZOLACJI JEDWABNEJ I BAWEŁNIANEJ.

Wełna zachowuje się podobnie jak jedwab, zaś włókna roślinne zachowują się zasadniczo jak bawełna.

Specjalnie wysokie własności izolacyjne jedwabiu zdają się częściowo polegać na tym, że zawarta we włóknach lepka masa wydzielin gąsiennicy jedwabnika — jakby masa impregnacyjna — stanowi ochronę przeciw przenikaniu wilgoci.

Nasuwałoby to myśl impregnowania żył w izolacji jedwabnej. Doświadczenie\*) wykazało, że takie, bardzo kłopotliwe, bo wymagające bardzo dokładnego nasycenia, impregnowanie nie o wiele powiększyło zdolności izolacyjne, natomiast zwiększyło przesłuch. Wosk pszczeli często używany do tej impregnacji zachowuje się różnie przy zmiennej wilgotności, a przy wzrastającej temperaturze przepuszcza więcej wilgotności.

Należy w tym miejscu zaznaczyć, że bardzo skutecznym środkiem przeciw wpływom atmosferycznym jest emaljowanie żył. W całym szeregu wypadków stosuje się w chwili obecnej żyły emaljowane w izolacji bawełnianej (patrz kable instalacyjne). Jednakże w wypadkach gdzie jest bardzo dużo lutowań czyszczenie żył emaljowanych zabiera tak znaczne ilości czasu, że tylko poważna różnica w cenie kabla na korzyść żył emaljowanych, usprawiedliwia zaniechanie używania żył w izolacji jedwabno-bawełnianej.

Klimat polski, w normalnych warunkach opalania budynków pocztowych, nie usprawiedliwia zastosowania żył z izolacją emaljowaną.

Firma Automatic Electric Company, Liverpool, dostawca central automatycznych proponowała użycie kabli stacyjnych w izolacji 1 × jedwab i 1 × wełna, jednakże kalkulacja cen wykazała, że użycie 2 × jedwab i 1 × bawełna w naszych warunkach będzie tańsze. Izolacja 2 × jedwab i 1 × bawełna jest pod względem elektrycznym lepsza od izolacji 1 × jedwab i 1 × wełna.

Izolacją miarodajną dla kabla stacyjnego jest wartość mierzona conajmniej po 14 dniach od ukończenia fabrykacji, jeżeli kabel w tym okresie czasu nie był poddawany żadnym zabiegom osuszającym, i znajdował się w pomieszczeniu o normalnych warunkach atmosferycznych.

W tych warunkach izolacja (w krążku 200 metrowym) każdej żyły w stosunku do wszystkich pozostałych żył i uziemionego stanjolu wynosi nie mniej 50 megomów na km. Izolacja waha się w zależności od wilgotności względnej i tak np. gotowy krążek kabla 33 żyłowego wykazywał dla pewnej żyły przy wilgotności względnej 55% — 650 megomów na km; 5 dni później, przy tej samej wilgotności izolacja wynosiła 625 megomów na km; 8 dni po fabrykacji — 780 megomów na km, 12 dni po fabrykacji ciągle przy wilgotności względnej około 55% — 750 megomów na km; 22 dni po fabrykacji wilgotność względna wynosiła 70% — izolacja spadła na 50 megomów na km, 33 dni po fabrykacji również przy 70% wilgotności względnej izolacja wynosiła 25 megomów na km, wreszcie w dwa miesiące po fabrykacji — przy wilgotności względnej 50% — 35 megomów na km. Temperatura otoczenia niestety nie była obserwowana w czasie pomiarów.

W innym wypadku kabel w dziewięć miesięcy po fabrykacji wykazał dla różnych żył 200 megomów na km.

Oporność pętli w kablu długości 1 km nie przewyższa przy 20°C wartości 130 omów.

Celem zmniejszenia niebezpieczeństwa pożaru w centrali, gdzie nagromadzona jest masa kabli w bawełnie, zewnętrzny oplot bawełniany kabli stacyjnych przepojono masą ognioodporną.

Własności ognioodporne bada się przez kolejne wkładanie kabli w najgorętszą część 75 mm wysokiego nieświecącego płomienia wytworzonego przez palnik bunsenowski o średnicy 9 mm, na okres 5-ciu sekund i usuwanie na takiż okres czasu.

Kabel zawierający 24 i mniej żył wytrzymuje conajmniej 3 kolejne próby, kabel zawierający 24 do 63 żył — 4 próby, kabel od 63 do 84 żył — 5 prób, a kabel zawierający 84 i więcej żył wytrzymuje conajmniej 6 kolejnych prób, w wyżej opisanym płomieniu nie zapalając się. Próby powyższe winny następować bezpośrednio jedna po drugiej.

Kable stacyjne dostarczane są normalnie w krążkach 200 metrowych, owiniętych taśmą bawełnianą lub papierem impregnowanym. Końce kabla są zalane na 10 cm parafiną i owinięte taśmą izolacyjną.

#### 4. Kable instalacyjne.

Kable instalacyjne służą do połączenia aparatu abonentowego z punktem rozdzielczym sieci

\*) C. Stille. Telegraphen und Fernsprechanlagen.

miejskiej, względnie do połączenia różnych urządzeń abonenta znajdujących się w danym lokalu ze sobą, a więc np. dodatkowy dzwonek, lub aparaty szeregowe czy też dodatkowe.

Są to kable o średnicy żył 0,7 mm z izolacją emaljowo-bawełnianą, impregnowane i obołowione. Normalnie posiadają 1, 2, 4 lub 6 par. W najbliższym czasie zostaną wprowadzone przy szeregowych urządzeniach abonentowych kable 15 i 21 parowe.

Kable instalacyjne pracują w bardzo ciężkich warunkach. Przybite na zewnętrznych ścianach domów narażone są na bardzo znaczne wahania temperatury, od np. + 40°C w upalne dni (jeżeli kabel wystawiony jest na działanie słońca) do - 20°C w czasie mrozów. W instalacjach domowych przechodzą często przez pomieszczenia fabryczne, gdzie narażone są na działanie różnych chemikalji i t. p.

To też budowa ich przystosowana jest do tej ciężkiej pracy.

Kable instalacyjne posiadają żyłę utworzoną z dobrze odżarzonego drutu miedzianego o średnicy 0,7 mm (względny mechaniczne), pokrytego warstwą lakieru emaljowego o grubości 0,015 — 0,030 mm oraz ściśle owiniętego dwiema warstwami przędzy bawełnianej. Warstwy bawełny nawinięte są w kierunkach wzajemnie przeciwnych. Spodnia bawełna jest barwy naturalnej, a wierzchnia zabarwiona.

Dwie żyły z których jedna posiada zabarwienie wg. tabeli umieszczonej na stronie 346, a druga — białe są skręcone w parę. Podana w zamówieniu ilość par skręcona jest w symetryczny ośrodek kabla.

Przy kablu jednoparowym dwie żyły, z których jedna posiada barwę zewnętrznej bawełny — niebieską, a druga — białą, są ułożone równolegle obok siebie na płasko.

Przy kablu dwuparowym cztery żyły z których jedna posiada barwę zewnętrznej bawełny niebieską, druga — niebiesko-białą, trzecia — pomarańczową, a czwarta — białą, są skręcone w czwórkę gwiazdzistą. Żyły niebieska i białoniebieska zajmują w czwórce miejsce przeciwnieległe i stanowią jedną parę, a żyły pomarańczowa i biała — drugą parę.

W kablu jednoparowym utworzony w opisany sposób ośrodek owinięty jest równomiernie i mocno przędzą bawełnianą i przesycony masą izolacyjną.

W kablach wieloparowych ośrodek kabla owi-

nięty jest taśmą z surówki i dokładnie przesycony masą izolacyjną.

Masa izolacyjna zapobiega wnikaniu wilgoci przez otwarte końce kabla.

Przesycony masą izolacyjną ośrodek kabla pokryty jest szczelną powłoką ołowianą. Kabel jednoparowy jest płaski, a kable wieloparowe — okrągłe.

Powłoka ołowiana wyprasowana jest ze stopu ołowiu hutniczego z domieszką co najmniej 1 % cyny. Grubość powłoki ołowianej wynosi przy kablu jednoparowym — 0,7 mm, a przy kablach wieloparowych — 0,9 mm. Pod powłoką ołowianą znajduje się fabryczna nitka rozpoznawcza.

Kable instalacyjne dostarczane są w odcinkach 500 metrowych nawiniętych na mocne drewniane bębny.

### Własności kabli.

Żyłę emaljowaną uważa się za dobrą, jeżeli próbka wzięta z gotowego kabla — to znaczy po wielogodzinnej impregnacji w temperaturze około 130°C — po nawinięciu na pręt o 10-krotnej średnicy drutu nie wykazuje przy dotyku palcami chropowatości, rys lub pęknięć. Próby powyższej nie powinno się wykonywać paznokciem, gdyż paznokcie bywają twarde i mogą emalję zeskrobać, lub miękkie — które nie wykryją żadnych wad. Próba paznokciem jest bardzo subiektywna, a zatem nie powinna być stosowana.

Zadość uczynienie powyższej próbie jest dostatecznym sprawdzianem przydatności drutu emaljowanego do fabrykacji kabla instalacyjnego.

Tam, gdzie drut emaljowany pracuje bez zewnętrznej osłony, lub tylko w osłonie włóknistej, czyli gdzie narażony jest na wpływy zewnętrzne, należy stosować drut emaljowany odporny na szereg poważniejszych prób.

Oporność pętli w kablu długości 1 km nie przewyższa przy 20°C wartości 94 omów.

Oporność izolacji każdej żyły w stosunku do wszystkich pozostałych żył i do ziemi wynosi co najmniej 100 megomów na km.

### 5. Zakończenie.

Prócz opisanych wyżej typów kabli telefonicznych stosowanych obecnie w przedsiębiorstwie państwowem „Polska Poczta, Telegraf i Telefon” spotyka się w terenie jeszcze niektóre inne typy kabli. Będą to bądź kable ze starych zapasów, które są w użyciu aż do wyczerpania składów, bądź też kable specjalne jak np. dalekosiężne, okręgowe czy telegraficzne, których opisu tu nie podajemy.

## ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

Dnia 21 października r. b. odbyła się wycieczka naukowa dla Członków Stowarzyszenia i wprowadzonych Gości do Telegrafu i Centralnego Biura Operacyjnego, mieszczących się w gmachu Urzędu Telekomunikacyjnego przy ulicy Nowogrodzkiej Nr. 45. W wycieczce wzięło udział 20 osób. Wyjaśnięć udzielał p. inż. P. Modrak, Dyrektor Urzędu Telekomunikacyjnego w Warszawie.

Dn. 17.X r. b. odbył się w Stow. Telet. Polskich odczyt sprawozdawczy ze Zjazdu Międzynarodowego Komitetu Doradczego

do spraw komunikacji telegraficznej w Pradze 1934 r. Odczyt wygłosili pp.: inż. B. Jakubowski i inż. K. Dobrski, którzy brali udział w Zjeździe, jako członkowie delegacji polskiej. Prelegenci omówili przebieg i wyniki prac poszczególnych Komisji zjazdu I-ej, II-ej, III-ej i IV-ej, które zajmowały się zagadnieniami technicznymi. Ponadto prelegenci opowiedzieli o swoich wrażeniach związanych z organizacją Zjazdu i współpracą z delegacjami innych krajów. Po odczycie wywiązała się dyskusja, w której zabierali głos pp. inż. inż. Fijałkowski, Ignatowicz, Nowicki i inni.

Dnia 24.X r. b. odbył się odczyt sprawozdawczy z Międzynarodowego Zjazdu do spraw radjokomunikacji w Lizbonie 1934 r. organizowany przez Sekcję Radjotechniczną S. E. P.

Na zaproszenie S. T. P. Sekcja Radjotechniczna S. E. P. zorganizowała ten odczyt w lokalu S. T. P. W ten sposób zapoczątkowano współpracę obu Stowarzyszeń w dziedzinie odczytowej. Sprawozdanie z odczytu znajdują Czytelnicy w najbliższym N-rze Przeglądu Radjotechnicznego.

W listopadzie r. b. S. T. P. urządza następujące odczyty:

1. Środa, dnia 14 listopada o godz. 19-ej — **inż. St. Dębicki** — „Zjazdy Międzynarodowych Komitetów Doradczych do spraw komunikacji telefonicznej i telegraficznej w Pradze i Budapeszcie w 1934 r. Zagadnienia eksploatacyjne, poruszane na zjazdach. Przebieg prac i wrażenia”.

2. Środa, dnia 28 listopada o godz. 19-ej — **inż. H. Pomirski, inż. K. Dobrski i inż. Cz. Rajski** — „X Zjazd Międzynarodowego Komitetu Doradczego do spraw komunikacji telefonicznej. Zagadnienia techniczne, poruszane na zjeździe. Przebieg prac i wrażenia”.

Oba odczyty odbędą się w lokalu S. T. P. Nowogrodzka 45. Wstęp dla Członków i zaproszonych Gości.

Ponadto Zarząd S. T. P. komunikuje, że nawiązano kontakt

z Zarządem Sekcji Radjotechnicznej S. E. P. w sprawach odczytowych. Oba Zarządy postanowiły:

1. Upoważnić nawzajem Członków do uczęszczania na odczyty S. T. P. i Sekcji Radjotechnicznej S. E. P.
2. Przesyłać nawzajem komunikaty o projektowanych odczytach.
3. Urządzać w miarę możliwości odczyty w terminach, nie kolidujących ze sobą.

W związku z powyższem Zarząd S. T. P. zamierza podawać do wiadomości Członków również komunikaty o odczytach Sekcji Radjotechnicznej S. E. P.

W listopadzie r. b. odbędą się w Sekcji Radjotechnicznej S. E. P. następujące odczyty:

1. Środa, dnia 7 listopada o godz. 20-ej — **prof. D. Sokolcow** — „Obecny stan elektro- i radjotechniki w naukowo-technicznych muzeach zagranicznych”.

2. Środa, dnia 21 listopada o godz. 20-ej — **inż. B. Starnecki** — „Gonjometr samopiszący oraz jego zastosowania w meteorologii”.

Odczyty odbędą się w lokalu Sekcji Radjotechnicznej S. E. P. Czackiego 3/5.

Członkowie S. T. P. mają wstęp wolny.

## BIBLIOGRAFJA.

Racjonalne wykonanie betonu. — **Inż. E. WIDUGIER**, Toruń 1933 r.

Autor książki poruszył najważniejsze momenty racjonalnego wytwarzania betonu, wykorzystując własną praktykę budowlaną i wyniki badań laboratoryjnych, sprawa zaś sposobów betonowania oraz opieki nad świeżym betonem nie została przez autora rozpatrzona. Nie pretendując bynajmniej do rozwiązania całego problemu na tem polu, autor potraktował zagadnienia z punktu widzenia praktycznego jego zastosowania na budowie. Autor zwrócił specjalną uwagę na badanie składników betonu, racjonalny ich dobór, oraz podał cały szereg szczegółowo rozwiązanych przykładów liczbowych.

W rozdziale pierwszym dokładnie przeanalizowano pracę betoniarki. Pracę tę po rozdzieleniu na szereg czynności pomocniczych kolejnych, względnie jednoczesnych, ujęto w postaci tabeli oraz wykresu. Na podstawie tego materiału autor wskazał w jaki sposób można, nie obniżając jakości betonu, zwiększyć wydajność betoniarki, a tem samem obniżyć koszt produkcji. W rozdziale II, w którym podano metody badań składników betonu, pominięto próbę „właściwej ilości wody”. Chcąc jednak otrzymać zupełnie dokładny czas początku i końca wiązania cementu portlandzkiego, należy wymienioną próbę przerobić, gdyż niedostateczna ilość wody przyspieszy, nadmiar zaś opóźni wiązanie. Zupełnie ściśle i znormalizowane badania cementu portlandzkiego znajdzie czytelnik w Normach Polskich PNB/201 - 204. W tymże rozdziale opisano szczegółowo metody badań kruszywa. Bardzo pouczająca jest tabela wykazująca znaczny spadek wytrzymałości zaprawy cementowej w wypadku stosowania nieodpowiedniego piasku, zawierającego domieszki organiczne. Po przerobieniu, przewidzianych w rozdziale II, prób wstępnych — kontrolnych, wytwarzający beton może zdać sobie dokładnie sprawę z przydatności składników do robót betonowych.

W rozdziale III podaje autor sposoby obliczania potrzebną ilość składników dla wykonania betonu o żądanym stosunku. Podane wzory uwzględniają właściwości zbadanych uprzednio cementu i kruszywa. W ten sposób operujemy nie jakimiś fikcyjnymi składnikami, lecz rzeczywistymi jakie mamy zamiar użyć na budowie. Cały szereg bardzo szczegółowo rozwiązanych przykładów najlepiej wyjaśnia stosowanie wyprowadzonych wzorów. Naturalnie, chcąc otrzymać beton o zwartej i jednolitej strukturze, zapewniającej wysoką wartość, nie możemy zgóry założyć stosunku poszczególnych składników. Należy tak dobrać uziarnienie kru-

szczywa, aby otrzymana masa była najbardziej ściśła, łatwo urabialna i dostatecznie ciekła przy mczliwiej małej ilości wody. Cały rozdział IV jest poświęcony właśnie zagadnieniu racjonalnego doboru uziarnienia betonu. W rozdziale tym opisano sposób doboru najkorzystniejszych mieszanek przy pomocy analizy sitowej (prób przesiewu) poszczególnych składników. Na podstawie uzyskanych w ten sposób danych, ustala się w drodze obliczeń rzędne krzywej przesiewu mieszanek, następnie sprawdza się rzędne obliczonej krzywej z rzędnymi krzywej, otrzymanej na drodze eksperymentalnej, wyrysowuje się ją i porównywa z tak zwaną parabolą Fullera. Autor również podaje idealne uziarnienie zaprawy cementowej, przestrzegając przed stosowaniem zbyt drobnego piasku, zmieniającego niekorzystnie strukturę betonu. Grubsze bowiem ziarna zaklinowane są wtedy w stosunkowo słabej zaprawie.

W celu ulepszenia uziarnienia piasku proponuje dodanie odpowiedniej ilości podżwirku. W tymże rozdziale podana jest metoda autora, pozwalająca w drodze obliczeń na najściślejsze dobranie uziarnienia kruszywa do danej krzywej idealnej. Wypada tu zaznaczyć, że dobieranie kruszywa ściśle do danej krzywej idealnej wcale nie jest konieczne, gdyż również dobry beton może dać kruszywo o różnych krzywych, zawartych w pewnych granicach.

Niewątpliwie krzywa przesiewu kruszywa, mającego zapewnić dobry beton, powinna przebiegać ponad parabolą Fullera. Coraz częściej dają się słyszeć głosy, że krzywa przesiewu niekoniecznie ma być ciągła, to znaczy może brakować nawet poszczególnych frakcji, mimo to beton będzie dobry. Słowem ostateczne rozstrzygnięcie dają we wszystkich wypadkach wyniki prób.

W rozdziale ostatnim podano zależność wytrzymałości betonu od współczynnika wodno-cementowego. Przy pomocy podanego tu wzoru możemy obliczyć potrzebną ilość cementu dla osiągnięcia żądanej wytrzymałości betonu. Rozumie się, że przy danym współczynniku wodno-cementowym ilość kruszywa w stosunku do ilości cementu ogranicza się warunkiem, żeby beton był dostatecznie ciekły i urabialny.

Książka naogół ciekawa i pożyteczna, wymaga jednak pewnego zasobu wiadomości, co do których autor w swojej przedmowie założył, że czytelnik je posiada.

W. T.

## PRZEGLĄD PISM.

### SKRÓTY.

E. R.	Ericsson Review.
E. T.	Ericsson Technics.
H. E.	Hochfrequenz und Elektroakustik.
Izw. E. S. T.	Izwiestija Elektropromyslennosti Slabogo Toka.
M. R.	Marconi Review.
O. E.	L'Onde Electrique.

P. I. R. E. Proceedings of the Institute of Radio Engineers.  
P. R. Przegląd Radjotechniczny.

### TEORJA.

Czwórnik akustyczny. H. Wüst. H. E. 73, 24.

Autor, opierając się na teorii czwórników, rozpatruje zjawiska zachodzące w rurze napełnionej (i porowatym materiałem w czasie

wprowadzania do niej płaskiej fali akustycznej o przebiegu sinusoidalnym.

O zastosowaniu wykresów wektorowych do analizy filtrów elektrycznych. A. Harkevitch. O. E. Nr. 150, 245, 34.

Metoda analizowania właściwości filtrów elektrycznych przy pomocy wykresów wektorowych i stosowanie jej przy obliczeniach technicznych. Przykłady budowania wykresów wektorowych dla filtrów różnych typów.

Rozkład pojemności na cewce indukcyjnej jednowarstwowej. A. I. Palermo. P. I. R. E. 22, 897, 34.

Udoskonalona teoria rozkładu pojemności na krótkiej cewce indukcyjnej jednowarstwowej. Ustalenie najważniejszych parametrów pojemności takiej cewki: średnicy zwoju i stosunku skoku uzwojenia do średnicy górnego drutu.

### POMIARY I WZORCE.

Nowy aparat do określania ilości zwartych zwojów w cewce. M. I. Vitenberg. Izv. E. S. T. Nr. 6, 46, 34.

Opisywany aparat różni się tem od dotychczas znanych, że nie tylko wykazuje zwarcie zwojów, ale ponadto pozwala odczytać wprost ze skali ilość zwartych zwojów. Określenie ilości zwartych zwojów odbywa się na podstawie pomiaru mocy przez nie pobieranej.

### TELEFONJA AUTOMATYCZNA.

Translacja prądu zmiennego dla impulsów zwrotnych. K. Lundkvist. E. R. 133, 34.

Na sieci podmiejskiej Sztokholmu zastosowane jest kierowanie 500-linijowych wybieraków systemu Ericssona przez registry znajdujące się w odległej miejscowości. Linje łączące registry z wybierakami są dwudrutowe. Impulsy zwrotne wysyłane przez wybieraki wprawione w ruch przez registry dochodzą do translacji przychodzącej ustawionej w pobliżu wybieraków. Translacja zamienia je na impulsy prądu zmiennego i przesyła przez linję do miejscowości, w której postawione są registry. Translacja wychodząca, którą zakończona jest linja, przysyła impulsy prądu zmiennego i wysyła je jako impulsy prądu stałego do registra. Sposób przesyłania impulsów zwrotnych i wszystkich sygnałów potrzebnych przy pracy podany jest w artykule ze szczególnem uwzględnieniem przesyłania od registra do wybieraka sygnału zatrzymującego ruch (stop signal).

Nowa instalacja telefoniczna w Tampere. E. Wester. E. R. 115, 34.

Opis centrali miejskiej automatycznej, centrali międzymiastowej bezsznurowej i centrali okręgu wiejskiego sznurowej, wykonanych przez firmę L. M. Ericsson. Omówiona jest szczegółowo współpraca tych central. Przy opisie centrali automatycznej podany jest nowy sposób pracy wybieraka linijowego z grupami P. B. X. Przed grupą P. B. X. i za nią znajdują się linje próbne. Jeśli wywołanie pochodzi od abonenta miejscowego, to w razie zajęcia wszystkich linii grupy P. B. X. wybierak zatrzymuje się na końcówce linii próbnej i wysyła sygnał zajętości do wywołującego abonenta. Jeśli natomiast wywołuje centrala międzymiastowa, to wybierak stwierdziwszy zajętość wszystkich linii danej grupy po dojeździe do końcówki linii próbnej nie wysyła sygnału zajętości, tylko cofa się, szukając w ruchu powrotnym linii zajętej rozmową miejscową; o ile znajdzie taką linję, to zatrzymuje się i wysyła sygnał do abonenta wywołanego, jeżeli zaś wszystkie linje są zajęte rozmowami międzymiastowymi, to dochodzi do początkowej linii próbnej i zatrzymawszy się na niej wysyła sygnał zajętości do centrali międzymiastowej.

### TELEFONJA MIĘDZYMIASTOWA.

Automatyczna kompensacja zmian tłumienia w systemach telefonji nośnej. H. Sterky i R. Stalemark. E. T. 39, 34.

Zależność tłumienia linij dalekosiężnych od warunków klimatycznych, nie pozwala utrzymać stałej siły odbioru w systemach telefonji nośnej. Środkiem zaradczym jest stosowanie urządzeń automatycznie kompensujących skutki zmian tłumienia linij dalekosiężnych. Po ogólnem rozpatrzeniu zagadnienia w artykule podana jest teoria i opis urządzenia kompensacyjnego wykonanego przez firmę L. M. Ericsson.

### LINJE DALEKOSIĘŻNE.

Kablowa sieć telefoniczna na północnych i zachodnich Szwedzkich Kolejach Państwowych. I. Billing. E. R. 99, 34.

W związku z elektryfikacją nowych linij kolejowych zaszła potrzeba założenia wzdłuż nich kabli telefonicznych dla użytku kolejowego.

W niektórych wypadkach zakładano wspólny kabel dla połączeń kolejowych i pocztowych, w innych — odsuwano napowietrzne linje pocztowe o paręset metrów od zelektryfikowanych linij kolejowych. Odsuwanie linij napowietrznych było konieczne ze względu na bardzo szkodliwe oddziaływanie na nie trakcji elektrycznej. Autor szczegółowo rozpatruje elektrostatyczne i elektromagnetyczne oddziaływanie przewodów silnoprądowych i podaje sposoby ich uniknięcia. Poza tem omawia typy i właściwości stosowanych kabli, cewek Pupina, sposób kładzenia kabla i prowadzenia prac instalacyjnych.

### RADJO.

Właściwości kierunkowe anten dla fal średniej długości. K. I. Wassall. M. R. Nr. 49, 11, 34.

Dla stacyj radjofonicznych pożądana jest nieraz charakterystyka promieniowania o właściwościach kierunkowych. Potrzeba takiej charakterystyki zachodzi szczególnie dla stacyj położonych blisko granicy i przeznaczonych do nadawania dla własnego kraju. Dla stacyj tego rodzaju nie jest jednak wymagana tak wyraźna kierunkowość promieniowania, jaka jest osiągnana przez technikę fal krótkich. Metody osiągnania kierunkowej charakterystyki promieniowania dla fal średniej długości muszą być inne, niż dla fal krótkich ze względu na duże rozmiary układu antenowego, jaki byłby dla nich potrzebny.

Autor po ogólnem omówieniu tematu, wykazuje, że kierunkowa charakterystyka promieniowania anten dla fal średniej długości może być otrzymana wprostym sposobem przez odpowiednie dobranie faz i amplitud prądów zasilających układ antenowy złożony z dwóch ćwierćfalowych anten ustawionych w niewielkiej od siebie odległości. System zasilania tego rodzaju anten i ich charakterystyki promieniowania są podane w tekście.

Kierunkowe charakterystyki promieniowania układu antena — rama. I. Gurtzman i B. Starnecki. P. R. 2II, 101, 34.

Analiza matematyczna układu antena — rama.

Urządzenia zasilające dla aparatury radjowej na aeroplanach. C. B. Carr. M. R. Nr. 49, 18, 34.

Na podstawie szczegółowego rozpatrzenia zagadnienia zasilania aparatury radjowej na aeroplanach autor dochodzi do wniosku, że energia elektryczna potrzebna do zasilania powinna być wytwarzana w czasie ruchu aeroplanu i, że teoretycznie najkorzystniejszy byłby napęd generatora bezpośrednio przez motor aeroplanu; przy uwzględnieniu jednak obecnych warunków najpraktyczniej jest napędzać generator prądem powietrza wytwarzanym przez śmigło. Po ustaleniu tych zasad następują rozważania różnych sposobów zasilania aparatury przez generator o napędzie powietrznym (wind driven generator) w zależności od różnych jej typów spotykanych w praktyce.

Rozchodzenie się fal bardzo krótkich w tunelach. A. Arenberg i W. Peicikov. O. E. Nr. 150, 261, 34.

Próba teoretycznego wyjaśnienia zmiennej siły odbioru zaobserwowanej w czasie doświadczalnych robionych w tunelach z falami 33 i 500 cm. Autorzy, opierając się na ogólnych prawach odbicia promieni, wyprowadzają formuły dla omawianego wypadku. Obliczenia teoretyczne porównują z wynikami doświadczalnych i stwierdzają ich zgodność.

Próby komunikacji radjowej na falach siedemdziesięcio-pięć centymetrowych. W. D. Herschberger. P. T. R. E. 22, 870, 34.

Korzyści stosowania w niektórych wypadkach komunikacji radjowej fal krótszych od 1 m. Uproszczona teoria oscylacji. Opis zużytego do prób urządzenia z generatorem Barkhausen-Kurz'a i anteną kierunkową. Przebieg prób. Osiągnięte rezultaty.

Połączenia na falach krótkich na dystansach od 100 do 1000 km. V. Kolesnikov. O. E. Nr. 150, 271, 34.

Porównanie komunikacji na falach długich z komunikacją na falach krótkich na dystansach od 100 do 1000 km, z wykazaniem korzyści stosowania fal krótkich.

Formuły i wykresy otrzymane doświadczalnie, umożliwiający wybór najodpowiedniejszej fali dziennej i nocnej dla każdej odległości w granicach od 100 do 1000 km.

Kilka uwag o pentodzie w. cz. pracującej jako oscylator-modulator. A. Lavberg. P. R. XII, 103, 34.

Analiza różnych schematów pentody.

### SYGNALIZACJA.

Instalacja sygnalizacji pożarowej w Helsingforsie. E. Lundgren. E. R. 128, 34.

Instalacja zbudowana na zasadach systemu firmy L. M. Ericsson, ale z całym szeregiem ulepszeń, mianowicie: w razie nadejścia sygnału alarmowego w nocy zabudowania straży ogniowej zostają automatycznie oświetlone, a bramy wjazdowe otwarte; znajdujące się w garażach tablice świetlne wskazują, z której dzielnicy nadszedł alarm; zainstalowane w centrali sygnalizacyjnej urządzenia rejestrują czas od chwili nadejścia alarmu do chwili wyjazdu straży t. zn. od chwili przejazdu samochodów przez specjalne kontakty w bramie i wiele innych nowości.

Instalacja sygnalizacji pożarowej i policyjnej w Kopenhadze. S. Nilsson. E. R. 125, 34.

Opis prywatnych i ulicznych sygnalizatorów i central alarmowych straży ogniowej i policji wykonanych przez firmę L. M. Ericsson dla centum Kopenhagi.

## RÓŻNE.

Elektrolityczne kondensatory. N. Bogoroditzki, A. Ivanoff, S. Koltovssoff i L. Nikitin. Izv. E. S. T. Nr. 6, 65, 34.

Po krótkim opisie zasad budowy kondensatorów elektrolitycznych i sposobu formowania przez elektrolizę ich aluminiowych okładzin podany jest nowy, wypróbowany przez autorów skład elektrolitu. Kondensatory, których okładziny były formowane w polecanym elektrolicie wykazały przy próbach bardzo wysokie zalety.

Antylokalny układ aparatu telefonicznego i jego obliczenie. A. K. Nikiforoff. Izv. E. S. T. Nr. 6, 32, 34.

Autor na podstawie obliczeń prowadzonych rachunkiem wktorowym ustala najkorzystniejsze warunki pracy aparatów z układem antylokalem i przeprowadza porównanie z aparatami z cewką indukcyjną zwykłą.

# NOWINY TELETECHNICZNE.

## NOWY TYP CENTRAL MIĘDZYMIASTOWYCH W POLSCE.

W roku bieżącym w szeregu miast, które wchodzi do t. zw. programu drugiego roku automatyzacji, zainstalowane zostały nowe centrale międzymiastowe. Centrale te w znacznej liczbie szczegółów odbiegają od typów dotychczas stosowanych; zanim na łamach „Przeglądu Teletechnicznego” podamy dokładny ich opis, celowe jest ze względu na ilość tych central choćby pobieżnie oświetlić zasady konstrukcyjne.

Centrale omawiane przeznaczone są do współpracy z centralami miejskimi automatycznymi systemu Strowgera o pojemności, nie przekraczającej 1600 numerów. Przy projektowaniu ich jako zasadniczą wytyczną przyjęto: ułatwienie manipulacji i usprawnienie obsługi.

Ze względu na wielkość central miejskich najekonomiczniejszym rozwiązaniem współpracy centrali międzymiastowej z miejską okazało się umieszczenie wielokrotności abonentów na samych łącznicach międzymiastowych; osobne stanowiska odłączne byłby znacznie kosztowniejsze w eksploatacji, zaś zastosowanie wybieraków międzymiastowych — droższe; należy zresztą uważać, że takie rozwiązanie współpracy daje również największe udogodnienie obsługi. Wielokrotności abonentów rozmieszczone jest w taki sposób, by telefonistki nawzajem nie przeszkadzały sobie w pracy i nie były zmuszone do zmiany normalnej pozycji przy łączeniu abonentów; łącznica 2-stanowiskowa składa się z 6 działek, telefonistka ma przeto bezpośrednio przed sobą 3 działki pola pionowego; w najniekorzystniejszym wypadku (telefonistki skrajnych stanowisk w 2-ch miastach) telefonistki zmuszone są sięgać aż do drugiej działki sąsiedniego stanowiska, normalnie zaś sięgają tylko do pierwszych działek sąsiednich stanowisk, z prawej lub lewej strony.

Drugą istotną cechą nowych central jest zmiana systemu obsługi obwodów międzymiastowych; obwody międzymiastowe podzielone zostały na 2 kategorie: długie, silnie obciążone oraz krótkie i długie, słabo obciążone. Obwody pierwszej kategorii obsługiwane są w sposób zwykły t. zn. telefonistka posiada parę takich obwodów, inaczej mówiąc każdy z tych obwodów ma stały przydział do telefonistki. Obwody drugiej kategorii nie mają stałego przydziału do telefonistki, lecz zgrupowane są w wielokrotności wywoławczem, obsługiwane wspólnie przez kilka telefonistek; gdy więc odległe miasto, połączone z danym przy pomocy obwodu drugiej kategorii, wywołuje naszą centralę, sygnał wywoławczy zapala się odrazu na kilku stanowiskach i jedna z wolnych telefonistek przyjmuje wywołanie.

Każda telefonistka, zarówno obsługująca obwody indywidualne pierwszej kategorii, jak i obsługująca wielokrotnie wywoławcze obwodów drugiej kategorii ma dzięki wielokrotności połączeniomu obwodów międzymiastowych dostęp do każdego obwodu międzymiastowego. Wielokrotnie połączeniowe w miarę możliwości połączone jest z wywoławczem; dla sygnalizacji zajętości obwodów międzymiastowych zastosowano wskaźniki chorażewkowe, pobierające mniejszy prąd niż zwykle lampki. W większych centralach przewidziane jest również rezerwowanie obwodów międzymiastowych.

Przedstawiony powyżej sposób załączenia obwodów międzymiastowych zapewnia jaknajlepsze wykorzystanie telefonistek międzymiastowych, nie narażając przytem na swank obsługi najkosztowniejszych i najsilniej obciążonych obwodów międzymiastowych, które zachowują obsługę indywidualną. Myślą prze-

wodnią systemu wielokrotności zgłoszeniowych obwodów międzymiastowych było zastosowanie zasady większych wiązek w telefonii międzymiastowej.

Dalszą nowością, wprowadzoną przy projektowaniu nowych central, jest skasowanie osobnych stanowisk zgłoszeniowych, przyjmujących zamówienia na rozmowy międzymiastowe. Obwody zgłoszeniowe zwielokrotnione są na wszystkich stanowiskach roboczych; w ten sposób każda telefonistka może przyjąć zgłoszenie na rozmowę międzymiastową, a jeśli dany obwód międzymiastowy jest wolny — natychmiast dać połączenie międzymiastowe, wykonując zwrotne połączenie z abonentem przez włożenie wtyczki do gniazdka wielokrotności abonentów. W ten sposób przynajmniej w godzinach małego ruchu oraz w połączeniach słabiej obciążonych osiąga się znaczne usprawnienie i przyspieszenie ruchu, gdyż odpada konieczność przesyłania kartki zgłoszeniowej. Kartki zgłoszeniowe przekazywane są na stanowiska obwodów indywidualnych jedynie w godzinach dużego ruchu. Przez przyjęcie powyższego systemu również i sprawa osobnych stanowisk koncentracyjnych została automatycznie rozwiązana, gdyż każde stanowisko z wielokrotności zgłoszeniowym obwodów międzymiastowych jest stanowiskiem koncentracyjnym, a pozostaje tylko uzupełnić je sygnałami wywoławczymi na obwodach, załączonych na stanowiskach indywidualnych, a powtórzonych w wielokrotności połączeniomem.

Wszystkie stanowiska nowych central wyposażone są w czasomierze elektryczne 12-minutowe, przy czym na 10 sekund przed upływem jednostki 3-minutowej czasomierz daje sygnał optyczny, trwający 10 sekund. Największa z omawianych central posiada również i stemple zegarowe (kalkulografy).

Centrale scharakteryzowanego powyżej typu, wykonane i montowane przez Państwowe Zakłady Tele- i Radjotechniczne w Warszawie, uruchomione już zostały w Rabce, Krynicy (po 2 stanowiska), Tezewie, Piotrkowie, Płocku (po 4 stanowiska), Kielcach (6 stanowisk). Centrala w Grudziądzu (8 stanowisk) znajduje się obecnie w stadium prób odbiorczych, zaś montaż central w Przemyślu (4 stanowiska) i Toruniu (14 stanowisk) dobiega końca.

Zasada wielokrotności wywoławczego obwodów międzymiastowych i skasowania osobnych stanowisk zgłoszeniowych wprowadzona jest również i w centralach, przerabianych z łącznic, pozostających po wybudowaniu nowych central P. Z. T. w Krakowie i Katowicach, a w szczególności w centralach, przygotowywanych obecnie dla Grodna, Brzeźcia n/B i Równego. Na podobnych zasadach oparty był również projekt przebudowy centrali międzymiastowej w Białymstoku i w Wilnie; centrala w Białymstoku już jest czynna, zaś centrala wileńska znajduje się obecnie w stadium przebudowy.

## TELEFONICZNY KABEL OKRĘGOWY WARSZAWA — OTWOCK.

W związku z budową okręgowej telefonicznej sieci automatycznej Otwockiej zaszła potrzeba ułożenia kabla okręgowego, łączącego centrale w Aninie, Radości, Falenicy, Józefowie i Otwocku ze sobą i z Warszawą.

Kabel otwocki składa się z dwóch odłogów:

na odcinku Warszawa — Falenica długości około 19 km leży kabel 86-czwórkowy: 24 czwórki o średnicy żył 1,3 mm i 62 czwórki o średnicy żył 0,9 mm;



zwykle udogodnienia t. zn. indywidualną umowę abonentową, indywidualny numer i osobne liczenie rozmów, tajność rozmowy, natomiast do wad ich należy zaliczyć: możliwość prowadzenia tylko jednej rozmowy na obwodzie towarzyskim, brak porozumienia pomiędzy abonentami, należącymi do jednej grupy.

Zarząd pocztowy instaluje centralkę, o ile w danej okolicy są przynajmniej 4 zgłoszenia na abonament towarzyski; zarządowi pocztowemu przysługuje prawo wypowiedzenia umowy abonamentowej, jeśli kwartalna liczba rozmów przekracza 300; ma to na celu obronę praw pozostałych abonentów, którzy przy nadmiernej rozmowności jednego z abonentów grupy narażeni są na częstą zajętość obwodu towarzyskiego. Umowa abonentowa zawierana jest przynajmniej na rok.

Opłaty za abonament towarzyski niższe są od zwykłych o 25 — 40%, zależnie od rodzaju aparatu (prywatny, handlowy) i od wielkości sieci mińskiej. Przymusowy kontyngent rozmów został ostatnio skasowany.

Opłaty za rozmowy, prowadzone z aparatów towarzyskich, są o 1 pens wyższe niż za rozmowy z aparatów zwykłych; ma to na celu wyrównać straty, poniesione przez zarząd pocztowy wskutek obniżenia opłat abonamentowych, a zarazem zniechęcić do aparatów towarzyskich abonentów dużo mówiących, którym przy 144 rozmowach kwartalnie abonament towarzyski przestaje się opłacać.

Centraliki towarzyskie spotkały się z wielkim zainteresowaniem publiczności; w okresie 3-ich miesięcy zainstalowano ich 827, a 4247 znajduje się w trakcie organizacji t. zn. czekają na 4-go abonentów. Zarząd pocztowy spodziewa się, że liczba abonentów towarzyskich, zdobytych w ciągu roku, wyniesie 50 000; [Bull. Inf. Doc. Stat. 9, 1934]

#### AUTOMATYCZNA KONTROLA STANU IZOLACJI KABLA DALEKOSIĘŻNEGO.

Najgroźniejszym uszkodzeniem kabla dalekosiężnego, jedynym właściwie, które może całkowicie uniemożliwić rozmowy, jest wtargnięcie wilgoci do wnętrza kabla. W warunkach normalnych opór izolacji wynosi dziesiątki tysięcy megomów na kilometr; gdy tylko wilgoć zaczyna dostawać się do kabla, opór ten spada do kilku megomów, lecz może być jeszcze niezauważony przez telefonistki, zaś codzienne wykonywanie pomiarów izolacji na wszystkich obwodach jest praktycznie biorąc niemożliwe. Aby wporę dostrzec uszkodzenie, zastosowano we Francji automatyczną kontrolę stanu izolacji.

Czwórki kablowe zakończone są na stacjach wzmacniakowych przenośnikami; środki uzwojeń linjowych przenośników obwodów pochodnych doprowadza się wszystkie razem do przekaźnika, którego uzwojenie z drugiej strony załączone jest do baterji uziemionej; dla każdej czwórki istnieje osobny wyłącznik, co umożliwia stwierdzenie, który obwód jest uszkodzony. Jeśli jakkolwiek żyła kabla wykazuje zmniejszony opór izolacji, prąd, płynący przez przekaźnik, rośnie i przekaźnik uruchamia obwód alarmowy. Czułość przekaźnika i wielkość baterji dobiera się tak, by nie wywoływać niepotrzebnych alarmów, a równocześnie, by

być wporę ostrzeżonym o pogarszaniu się stanu izolacji. Ponieważ zwykle przekaźniki są niedość wrażliwe, zastosowano jako przekaźnik galwanometr stykowy. Wprowadzenie opisanego układu kontrolnego w niczem nie pogarsza jakości rozmów.

Następujący przykład wykazuje znaczenie automatycznej kontroli stanu izolacji. W marcu r. b. na stacji w Dijon powstał alarm i po zbadaniu stwierdzono, że miejscem uszkodzenia jest Corpeau. Wysłana tam brygada reperacyjna stwierdziła, że wykonywane są roboty drogowe, jednak nie mogła znaleźć uszkodzenia. W tym czasie opór izolacji znacznie się poprawił i nawet po otwarciu 2-ich muf nie udawało się stwierdzić, gdzie jest uszkodzenie. Dopiero na drugi dzień przez próbę kabla sprężonym powietrzem udało się stwierdzić, że powłoka kabla została przebita uderzeniem kilofa.

Jest nader prawdopodobne, że bez zastosowania automatycznej kontroli stanu izolacji uszkodzenie przeszłoby narazie niepostrzeżone, a dopiero po zasypaniu kabla i namoknięciu gruntu stałoby się źródłem poważnego zakłócenia ruchu. Odnalezienie uszkodzonego miejsca po zasypaniu kabla byłoby znacznie trudniejsze. [Bull. Inf. Doc. Stat. 7 — 8, 1934].

#### RADJOCENTRALE PRZEWODOWE.

Od kilku lat w niektórych krajach wprowadzono wykorzystanie obwodów telefonicznych abonentowych do przesyłania programów radiowych, przyczem w mieszkaniu abnenta instaluje się jedynie głośnik z tanim wzmacniakiem; instalacja taka oczywiście wyłącza się samoczynnie, gdy abonent chce skorzystać z telefonu lub też ktoś inny go wywołuje. Radioabonenci mogą zwykle wybierać jeden z kilku programów, nadawanych równocześnie przez radjocentrale przewodową, która odbiera bądź drogą radiową bądź po przewodach kilka stacji radjofonicznych, krajowych i zagranicznych.

W poniższej tabliczce podane są liczby radjocentral przewodowych i radioabonentów, korzystających z ich usług, w niektórych krajach.

Nazwa państwa	Liczba radjocentral przewodowych	Liczba abonentów
Austria	2	1200
Belgia	7	2999
Dania	7	366
Finlandja	1	kilkuset
Holandja	859	320074
Italia	1	brak danych
Niemcy	112	20343
Szwajcaria	3	25986
Węgry	1	14000
Wielka Brytania	265	130998

Podobne radjocentrale istnieją również w Szwecji, Gdańsku i w Rosji Sowieckiej; w Rosji są nawet bardzo rozpowszechnione, szczególnie dla obsługi wsi, bliższych danych jednak brak.

W większości wypadków opłata za korzystanie z radjocentral przewodowych wynosi tyleż co zwykły abonament radiowy. [Bull. Inf. Doc. Stat. 5, 1934].

## DO NASZYCH CZYTELNIKÓW

Muzeum Przemysłu i Techniki posiada poważne i stale rosnące nadal zbiory w trzech niewygodnych tymczasowych lokalach.

Aby wypełnić swe zadania w dziedzinie pogłębienia kultury technicznej i wiedzy wśród naszego społeczeństwa, w celu ugruntowania podstaw i ułatwienia rozwoju naszej gospodarki narodowej — Muzeum musi posiadać własny gmach, dostosowany do specjalnych potrzeb muzealnych.

Na prośbę Komitetu Budowy Muzeum władze rządowe i samorządowe odniosły się najprzychylniej do sprawy bezpłatnego ofiarowania terenu pod Muzeum. Koszt budowy wyniesie około 5 milionów złotych.

Oceniając doniosłe znaczenie, jakie Muzeum będzie posiadało dla całego społeczeństwa, zwracamy się do naszych czytelników o składanie ofiar w gotówce, materiałach i papierach procentowych, nie wyłączając obligacji Pożyczki Narodowej, na zbiórkę której uzyskano oficjalne zezwolenie Państwa Ministra Skarbu.

Ofiary w gotówce należy składać do P. K. O. na konto Nr. 8943, papiery % w tej liczbie i obligacje Pożyczki Narodowej, wprost do Dyrekcji Muzeum — Warszawa, Tamka 1.

Nazwiska ofiarodawców będą ogłaszane w prasie i wpisane do „Złotej Księgi” Muzeum.