

PRZEGLĄD TELETECHNICZNY

MIESIĘCZNIK POŚWIĘCONY SPRAWOM TELEFONJI-TELEGRAFJI-SYGNALIZACJI-RADJA

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

KOMITET REDAKCYJNY:

S. DĘBICKI, S. IGNATOWICZ, J. JĘDRYCHOWSKI, M. KRAHELSKI, S. KUHN, A. PACIOREK.

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 strony	" 200.—

T r e ś ć Nr. 8.

	Str.
1. Współpraca filtru z lampą katodową. Inż. W. Nowicki	226
IV Zjazd C. M. I.	
2. Inż. B. Jakubowski i inż. H. Pomirski	231
3. Odbiornik impulsów systemu P. I. T. Inż. H. Kühn	238
4. Przekazniki i ich zastosowanie w telefonji auto- matycznej. Inż. E. Frydman	243
5. Światowa statystyka telefoniczna i telegraficzna. S. L.	248
6. Ś. p. Kpt. S. Podolecki	252
7. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich	252
8. Przegląd pism	252
9. Nowiny teletechniczne	266

Sommaire du Nr. 8.

	Page
1. Collaboration d'un filtre avec une lampe à trois électrodes. par W. Nowicki, ing.	226
2. IV-me Assemblée du C. M. I. par B. Jakubowski, ing., et H. Pomirski, ing.	231
3. Récepteur d'impulsions du système P. I. T. par H. Kühn, ing.	238
4. Les relais et leur application dans la téléphonie automatique par E. Frydman, ing.	243
5. Statistique mondiale téléphonique et télégra- phique par S. L.	248
6. En mémoire du défunt S. Podolecki Cpt.	252
7. De l'Association des Télétechniciens Polonais	252
8. Revue des journaux	252
9. Nouvelles télétechniques.	256

WSPÓŁPRACA FILTRU Z LAMPĄ KATODOWĄ.

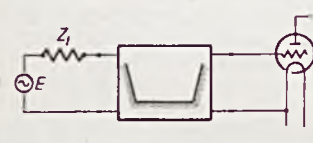
Inż. WITOLD NOWICKI, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

Rozważania poniższe dotyczą zasad współpracy filtra z lampą katodową pracującą w dowolnym układzie. Przez filtr należy rozumieć czwórnik, przeznaczony do przepuszczania prądów o częstotliwościach, zawartych w pewnym pasmie częstotliwości (w pasmie przepuszczanym), natomiast do tłumienia prądów innych częstotliwości (leżących w pasmie tłumionym). W ten sposób usunięte są z rozważań obwody rezonansowe stosowane np. we wzmacniaczach rezonansowych, gdyż nie można im przypisać oporu swoistego (falowego) Z i tłumienia zespolonego $\hat{g} = b + aj$, — wielkości, charakteryzujących czwórnik. Wyniki dyskusji mogą znaleźć zastosowanie przy projektowaniu wzmacniaków telefonicznych¹⁾, zaopatrzonych w filtry pasmowe, następnie w wielokrotnej telefonji nośnej, telegrafji nośnej i t. d.

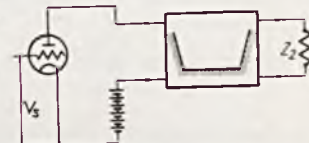
Współpraca filtra z lampą katodową może odbywać się w sposób dwojaki:

1. gdy filtr jest pośrednikiem między danym źródłem energii o SEMnej E i oporze Z_1 a lampą katodową, której dostarcza moc prądów zmienionych odpowiednich częstotliwości, tłumí zaś prądy innych częstotliwości—rys. 1; w tym wypadku siatka lampy jest odbiornikiem, jej opór wejściowy oznaczmy przez Z_2 —rys. 3.

2. gdy filtr jest pośrednikiem między lampą, a dowolnym odbiornikiem Z_2 —rys. 2; w tym wypadku lampa jest źródłem energii—można ją więc zastąpić pewną SEMną E i pewnym oporem wewnętrznym Z_1 —rys. 3.



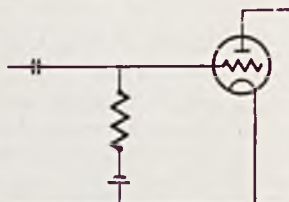
RYŚ 1. FILTR MIĘDZY ŹRÓDŁEM ENERGJI, A LAMPĄ KATODOWĄ.



RYŚ 2. FILTR MIĘDZY LAMPĄ KATODOWĄ A ODBIORNIKIEM
(opór wejściowy filtra dla prądu stałego musi być dostatecznie mały).

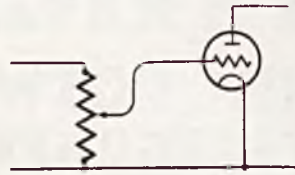


RYŚ 3. FILTR MIĘDZY ŹRÓDŁEM (E, Z_1) I ODBIORNIKIEM (Z_2).

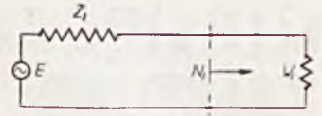


RYŚ 4. ZASTOSOWANIE OPORU DLA NADANIA POCZĄTKOWEGO POTENCJAŁU SIATKI LAMPY.

py opór, np. w związku z nadaniem początkowego potencjału siatce—rys. 4, lub, gdy dajemy potencjometr—rys. 5 dla regulacji napięcia zmiennego na siatce, opór odbiornika Z_2 zbliża się znacznie do wielkości rzeczywistej.



RYŚ 5. ZASTOSOWANIE POTENCJOMETRU DO REGULACJI NAPIĘCIA ZMIENNEGO NA SIATCE LAMPY.



RYŚ 6. ŹRÓDŁO (E, Z_1), PRACUJĄCE NA ODBIORNIKU (Z_2), DOŁĄCZONY BEZPOŚREDNIO.

Jak wiadomo, dane źródło (E_1, Z_1) może wydać z siebie moc N_1 , zależną od E_1, Z_1 oraz W_1 , gdzie W_1 oznacza opór na jaki pracuje źródło—rys. 6. Moc N_1 osiąga maximum $N_{1max} = N_0$, gdy $W_1 = Z_1$, wtedy

$$N_0 = \frac{E^2}{4W_1} = \frac{E^2}{4Z_1} \dots \dots (1)$$

Gdyby filtr był idealny, to w pasmie przepuszczanym pobierałby on ze źródła tę największą moc N_0 (zatem posiadałby opór wejściowy równy dokładnie Z_1) i całkowicie przekazywał ją odbiornikowi Z_2 ($N_2 = N_0$). W pasmie tłumionym, przeciwnie—idealny filtr nie doprowadzałby do odbiornika żadnej mocy ($N_2 = 0$). Tak więc, w pasmie przepuszczanym byłoby $\frac{N_0}{N_2} = 1$, zaś w pasmie tłumionym $\frac{N_0}{N_2} = \infty$. W rzeczywistym

filtrze mamy dla pasma przepuszczanego $\frac{N_0}{N_2} \approx 1$,

zaś dla pasma tłumionego $\frac{N_0}{N_2} \approx \infty$. Stosunek $\frac{N_0}{N_2}$

wyznaczony dla wszystkich częstotliwości wskazuje na różnice w zachowaniu się filtra przy różnych częstotliwościach prądu ($N_0 = \text{const.}$, natomiast N_2 jest funkcją częstotliwości), jednocześnie obrazuje w jakim stopniu właściwości danego filtra odbiegają od wypadku idealnego. Ze względów praktycznych przyjęto za miarę zdolności filtra do przenoszenia mocy nie stosunek $\frac{N_0}{N_2}$, lecz wyrażenie

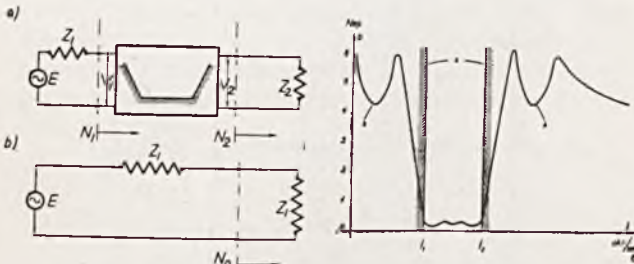
$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{N_0}{N_2} \dots \dots (2)$$

¹⁾ Wzmacniacz = dowolny czwórnik, którego tłumienie własne $b_w < 0$. Wzmacniaczem jest więc lampa katodowa w odpowiednim układzie; wzmacniak = urządzenie, stosowane w obwodach telefonicznych, do wzmacniania prądów różnorodnych. Wzmacniak zawiera: wzmacniacz, rozwidlenia, filtry, przenośniki, urządzenie do sygnalizacji i t. d.

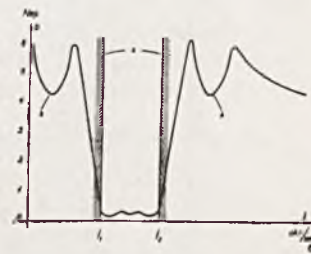
zwane tłumieniem skutecznym filtra. Wartość b dla danego filtra jest funkcją częstotliwości, a dla danej częstotliwości zależy od oporów Z_1 i Z_2 . Zgodnie z powyższymi określeniami oraz z oznaczeniami na rys. 7 napiszemy

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{N_0}{N_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{E_1^2/4Z_1}{V_2^2/Z_2} = \ln \frac{E}{2V_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3)^2$$

Rys. 8 podaje dla przykładu wykres zależności tłumienia skutecznego b od częstotliwości prądu dla filtru idealnego (krzywa a), oraz dla filtru rzeczywistego (krzywa b), przy czym pasmo przepuszczane jest zawarte między częstotliwościami f_1 i f_2 .



RYC. 7. a) FILTR MIĘDZY ŹRÓDŁEM (E, Z_1) I ODBIORNIKIEM (Z_2). b) ŹRÓDŁO (E, Z_1), PRACUJĄCE NA DOPASOWANY DO ŹRÓDŁA ODBIORNIK (Z_2).



RYC. 8. KRZYWE TŁUMIENIA SKUTECZNEGO. a) FILTRU IDEALNEGO b) FILTRU RZECZYWISTEGO.

Projektowanie filtru polega na takim wyborze schematu i obliczeniu wartości elementów (indukcyjności i pojemności), któreby pozwoliły uzyskać między danymi oporami Z_1 i Z_2 żądany przebieg krzywej tłumienia skutecznego b . Nie jest celem niniejszej pracy zaznajamianie czytelnika z metodami projektowania filtrów, jednak należy zaznaczyć, że dla obranego schematu filtru wartości jego elementów są uzależnione od częstotliwości granicznych filtru, oraz od oporów Z_1 i Z_2 , między jakimi ma on pracować.

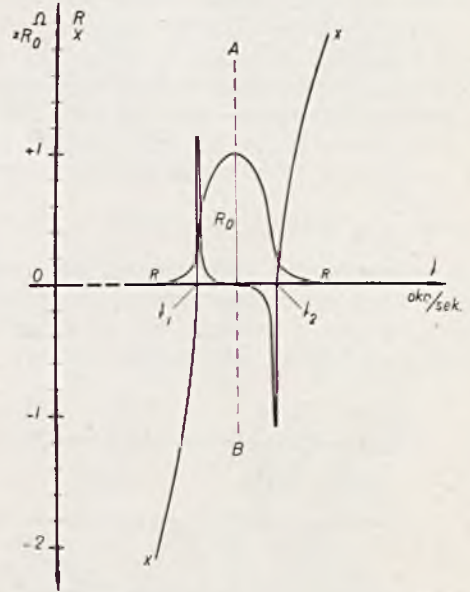
Związek między oporami Z_1 i Z_2 , a wartościami elementów filtru wynika z pewnych właściwości elektrycznych filtru. Dla każdego filtru niezależnie od jego schematu wewnętrznego obowiązują następujące tezy:

1. Opór swoisty (= falowy) filtru w pasmie przepuszczanym jest prawie wyłącznie rzeczywisty (dla filtru, złożonego z indukcyjności i pojemności bez strat, t. j. dla filtru pozbawionego oporów rzeczywistych—opór swoisty jest wyłącznie rzeczywisty);

2. Opór swoisty filtru w pasmie tłumionym jest prawie wyłącznie urojony (dla filtru bez strat—opór swoisty jest wyłącznie urojony).

Rys. 9a przedstawia dla przykładu przebieg oporu swoistego $\hat{S} = R + jX$ filtru w funkcji częstotliwości w wypadku, gdy filtr jest typu T (rys. 10a), zaś rys. 9b—przebieg takiego samego oporu dla filtru typu π (rys. 10b)³⁾.

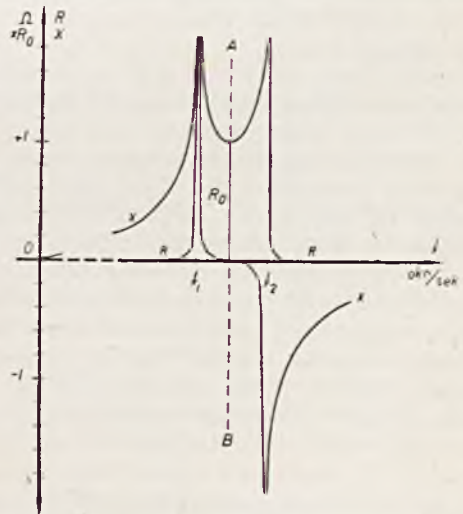
W wypadku, gdy $f_1 = 0$ otrzymujemy szczególny wypadek filtru (filtr przepustowy niższej częstotliwości), podobnie, gdy $f_2 = \infty$ —mamy inny szczególny wypadek (filtr przepustowy wyższej częstotliwości). Krzywe na rys. 9a i 9b są nadal ważne z tym jednak, że dla wypadku $f_1 = 0$ miarodajna jest część krzywych napravo od linii AB (dla tej linii wtedy



RYC. 9 a) PRZEBIEG OPORU SWOISTEGO $\hat{S} = R + jX$ W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI DLA FILTRU TYPU T ; WYPADK OGÓLNY, GDY $f_1 \neq 0$ I $f_2 \neq \infty$.

$f = f_1 = 0$); w wypadku zaś $f_2 = \infty$ ważna jest część krzywych nalewo od linii AB (dla tej linii wtedy $f = f_2 = \infty$).

Istnieją ponadto schematy filtrów, pozwalające na uzyskanie oporu swoistego o przebiegu możliwie płaskim w pasmie przepuszczanym, jak



RYC. 9 b) PRZEBIEG OPORU SWOISTEGO $\hat{S} = R + jX$ W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI DLA FILTRU TYPU π ; WYPADK OGÓLNY.

²⁾ O metodzie pomiaru tłumienia skutecznego patrz np.: W. Nowicki „Syntetyczne badania przenośników”. Przegląd Teletechniczny 1935/36.

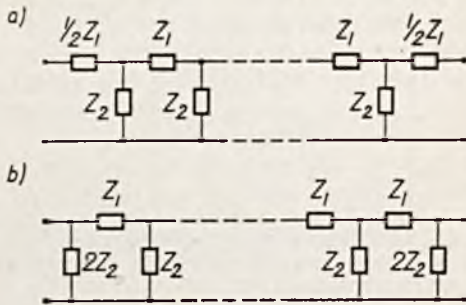
³⁾ Nazwy obu typów filtru (T i π) pochodzą od filtrów klasycznych (wg. Wagnera i Campbella), które kształtem swego

schematu przypominają te litery. Niemniej taki sam przebieg oporu swoistego, jak na rys. 9a i 9b wykazują też inne filtry (np. wg. Cauera lub Jaumanna) o całkiem odmiennych schematach (Cauer: „Siebschaltungen”, Berlin 1931; Jaumann E. N. T. 1932, str. 243).

to przedstawia tytułem przykładu rys. 11). O zastosowaniu takich filtrów dla współpracy z lampą katodową będzie mowa poniżej. Należy jeszcze dodać, że filtr może mieć z obu swoich stron (na wejściu i na wyjściu) jednakowe dla wszystkich częstotliwości opory swoiste $S_1=S_2$ (T lub π), czyli właściwie jeden tylko opór swoisty, jak to dotychczas przyjmowaliśmy milcząco, lub też różne $S_1 \neq S_2$ (jeden z nich T, drugi π); w tym ostatnim wypadku $S_1=S_2=R_0$ tylko dla jednej częstotliwości, stanowiącej środek geometryczny pasma przepuszczanego — rys. 9a i b; dla wszystkich innych częstotliwości filtr zachowuje się, jakby zawierał w sobie transformator o przekładni

$$p = \sqrt{\frac{S_1}{S_2}},$$

będącej, jak wynika z rys. 9a i b, funkcją częstotliwości. Filtr może też posiadać odmienną skalę oporów swoistych, wtedy filtr jest niesymetryczny: zawiera on w sobie stałą przekładnię podobnie, jak transformator⁵⁾.



RYŚ. 10 a) OGÓLNA POSTAĆ FILTRU ŁAŃCUCHOWEGO TYPU T.

RYŚ. 10. b) OGÓLNA POSTAĆ FILTRU ŁAŃCUCHOWEGO TYPU π .

Z podanych wykresów widać, że opór swoisty filtru w pasmie przepuszczanym zależy wybitnie od częstotliwości prądu z wyjątkiem wypadków, jak na rys. 11.

Wartość oporu swoistego ma decydujące znaczenie na pracę filtru między danymi oporami Z_1 i Z_2 . Gdybyśmy zaprojektowali filtr tak, że dla pewnej częstotliwości pasma przenieszonego byłyby spełnione równania: $S_1=Z_2$ oraz $S_2=Z_2$, to filtr byłby dopasowany do źródła i odbiornika, pobierałby więc przy tej częstotliwości ze źródła moc N_0 ⁶⁾ i prawie całkowicie przekazywałby ją odbiornikowi⁷⁾; jego tłumienie skuteczne b byłoby zatem małe. W rzeczywistości zrealizowanie takiego warunku dla wszystkich częstotliwości pasma przenieszonego jest, jak widzimy, niemożliwe. Zresztą odstępstwo od ideału nie jest zbyt groźne, jeżeli tylko pójdziemy na pewien

⁵⁾ W filtrze niesymetrycznym opory swoiste dla średniej częstotliwości pasma $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ są związane zależnością $R_0 = p_f^2 \cdot R_{0\alpha}$, gdzie p_f — przekładnia filtru. Dla innych częstotliwości obowiązuje zależność $S_1 = p_f^2 S_2$, jeżeli filtr jest z obu stron jednakowego typu (T lub π), oraz zależność $S_1 = p_f^2 \cdot p^2 \cdot S_2$, jeżeli strony filtru są różnych typów. Tu: p oznacza przekładnię jakąby filtr wykazał dla danej częstotliwości, gdyby było $p_f = 1$.

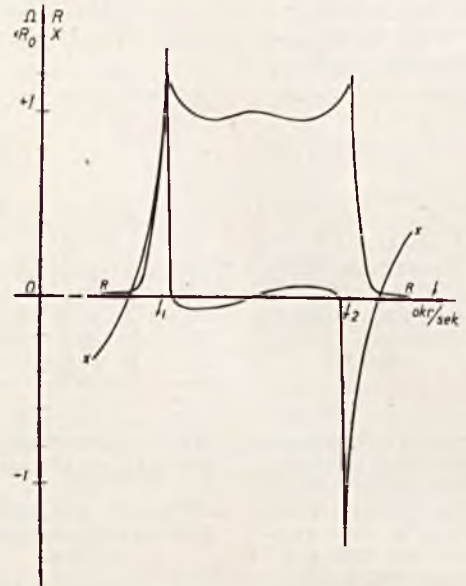
⁶⁾ Gdyż posiadałby on opór wejściowy $W_1 = S_1 = Z_1$.

⁷⁾ Minus straty energetyczne w oporach rzeczywistych filtru.

kompromis dopasowując filtr do oporów Z_1 i Z_2 np. tylko dla z częstotliwości pasma przepuszczanego, czyniąc więc

$$R_0 = \alpha Z \dots \dots (4)$$

dla filtru typu T (rys. 9a), lub

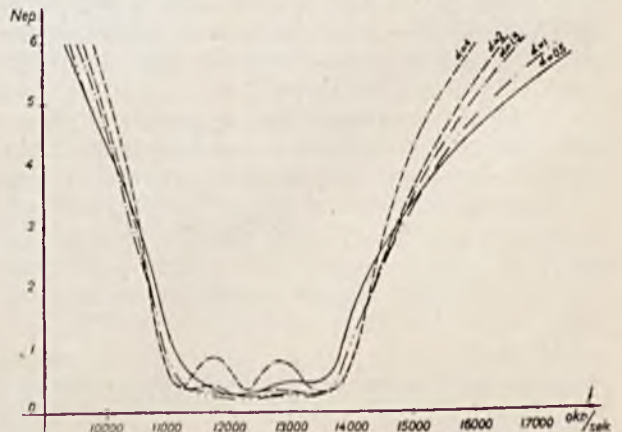


RYŚ. 11. PRZEBIEG OPORU SWOISTEGO $\hat{S} = R + jX$ W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI DLA FILTRU, W KTÓRYM ZASTOSOWANO SPECJALNE CZWÓRNIKI DOPASOWUJĄCE (W/G ZOBELA).

$$R_0 = \frac{1}{\alpha} Z \dots \dots (5)$$

dla filtru typu π (rys. 9b), gdzie współczynnik dopasowania $\alpha > 1$.

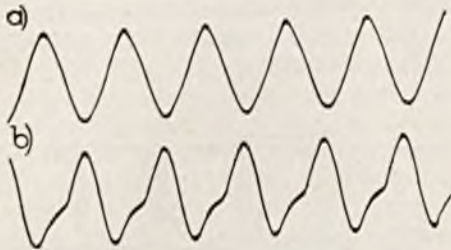
Dla zilustrowania wpływu dopasowania na kształt krzywej tłumienia skutecznego obrano filtr pasmowy symetryczny typu π -T o częstotliwościach granicznych $f_1 = 10800$ i $f_2 = 13800$; schemat filtru podaje rys. 25d (w następnej części artykułu). Jego opory swoiste przebiegają w/g krzywych na rys. 9b ($=S_1$) i 9a ($=S_2$), przyczem $R_0 = 1020 \Omega$. Zdjęto szereg krzywych tłumienia skutecznego dla różnych współczynników dopasowania α , a więc między różnymi oporami Z_1 i Z_2 (patrz wzory 4 i 5).



RYŚ. 12. KRZYWE TŁUMIENIA SKUTECZNEGO FILTRU, JAK NA RYS. 25d MIĘDZY RÓŻNYMI OPORAMI.

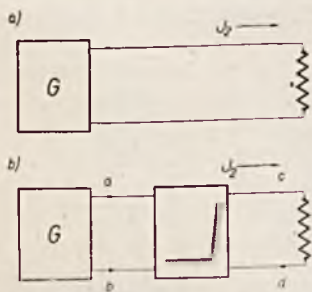
Uzyskane wyniki podaje rys. 12. Podobnie, rys. 15 podaje krzywe tłumienia skutecznego filtra przepustowego niższej częstotliwości⁸⁾ typu T o częstotliwości granicznej $f_0 = 300$ dla różnych oporów $Z_1 = Z_2$.

Z przebiegu krzywych wysuwamy następujące wnioski: dopasowanie filtra do oporów Z_1 i Z_2 (a więc obranie odpowiedniego współczynnika α) ma radykalny wpływ nie tylko na tłumienie w pasmie przepuszczanym, ale i na cały przebieg krzywej tłumienia skutecznego. Filtr naogół b. dobry, włączony między niewłaściwe opory może zatracić w większym, lub mniejszym stopniu swoje działanie filtrujące. Z praktyki wynika, że najodpowiedniejsze wartości współczynnika α zawarte są w granicach $1,5 < \alpha < 2,0$.



RYŚ. 13. ZDJĘCIE OSCYLOGRAFICZNE:
a) PRĄDU J_2 W OPORZE Z , DLA WYPADKU, JAK NA RYS. 14a.
b) PRĄDU J_2 W OPORZE Z , DLA WYPADKU, JAK NA RYS. 14b.

Następnym przykładem są zdjęcia oscylograficzne na rys. 13a i b. Generator akustyczny dudnieniowy o oporze wyjściowym $Z \cong 5000 \Omega$, naregulowany na częstotliwość $f = 100$ okr./sek. pracuje na opór $Z_2 = 5000 \Omega$ — rys. 14a. Rys. 13a przedstawia zdjęcie oscylograficzne prądu J_2 w odbiorniku Z_2 w tych warunkach. Jeżeli jednak



RYŚ. 14. GENERATOR ($f = 100$ OKR./SEK., $Z_1 \cong 5000 \Omega$) PRACUJĄCY NA ODBIORNIK $Z_2 = 5000 \Omega$ a) BEZ FILTRU b) Z FILTREM ($f_0 = 300$ OKR./SEK.)

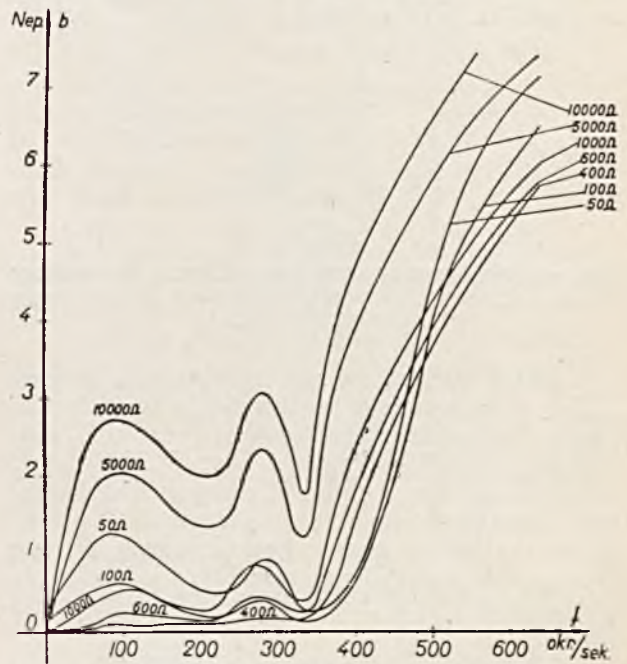
między generator, a odbiornik wtrącić filtr, obcinający harmoniczne o częstotliwości granicznej $f_0 \cong 300$ okr./sek. (o którym była mowa wyżej) — rys. 17b, to otrzymuje się prąd J_2 , jak na wykresie — rys. 13b. Filtr zatem pogarsza sytuację, wywołując w odbiorniku harmoniczne, których przedtem nie było (!). Przyczyna tego zjawiska polega na tem, że filtr

jest dopasowany do oporów $400 \div 600 \Omega$; Włączony między 5000Ω i 5000Ω wykazuje tłumienie skuteczne, przebiegające w/g odpowiedniej krzywej, podanej na rys. 15. W ten sposób faworyzuje on harmoniczne: 2-gą i 3-cią, po-

większając „sztucznie” ich amplitudy. Włączenie poprzecznych oporów $\sim 600 \Omega$, między punkty a i b oraz c i d (rys. 14b), pozwoli uzyskać znowu poprawną krzywą, jak na rys. 13a.

Warunek prawidłowej pracy filtra można streścić, jak następuje:

Dla prawidłowej pracy filtra jest konieczne, aby opory Z_1 i Z_2 , między którymi filtr ma pracować, posiadały wartości będące w odpowiednim stosunku do oporów swoistych S_1 i S_2 filtra. Sto-



RYŚ. 15. KRZYWE TŁUMIENIA SKUTECZNEGO FILTRU NISKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI W ZALEŻNOŚCI OD OPOBÓW Z , I $Z_2 = Z_1$. FILTR TYPU T.

sunek ten określają współczynniki α_1 i α_2 , przyczem ogólnie: $\alpha = \frac{Z}{R_0}$, jeżeli opór swoisty jest typu T (np. rys. 9a), oraz $\alpha = \frac{Z}{R_0}$, jeżeli opór swoisty jest typu π (np. rys. 9b).

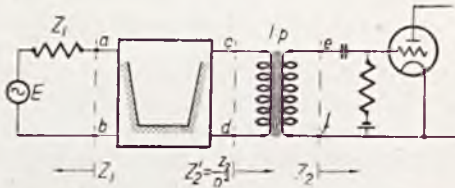
Powracamy obecnie do sprawy współpracy filtra z lampą katodową. Przedewszystkiem rozpatrzmy współpracę od strony siatki (wypadek 1).

1. Opór wejściowy Z_2 siatki, np. w układzie jak na rys. 4 jest zwykle duży, a więc rzędu $0,1 \div 1 M\Omega$. Włączenie filtra przed siatką w takim układzie byłoby możliwe tylko wtedy, gdyby filtr był od swej strony wtórnej dopasowany do tak dużego oporu. Ponieważ od strony pierwotnej filtr zazwyczaj pracuje z małym oporem Z_1 (np. z linią międzymiastową $Z_1 \cong 600 \Omega$), przeto musiałby on zawierać w sobie odpowiednio dużą przekładnię. Projektowanie takich filtrów z przekładnią napotyka na pewne trudności teoretyczne i konstrukcyjne, niezawsze dające się przezwyciężyć. Łatwiej jest w tym wypadku postąpić inaczej, stosując transformator redukujący opór wejściowy Z_2 siatki do oporu znacznie mniejszego, np.

⁸⁾ F. Siemens Rel. Itg. 82c.
⁹⁾ F. General Radio.

$=Z'_2 < Z_2$, rys. 16; jeżeli $Z'_2 = Z_1$ to można zastosować filtr symetryczny.

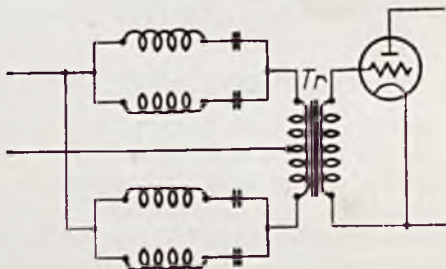
Zanim układ taki zostanie zrealizowany należy się upewnić, czy opór, na który pracuje filtr jest w istocie równy Z'_2 . W tym celu należy zmierzyć opór wejściowy transformatora z punktów *c d* (po odłączeniu filtru) w warunkach normalnych pracy, a więc przy zapalanej lampie i obciążonej normalnie w obwodzie anodowym. Pomiar może być wykonany np. metodą mostkową; amplituda napięcia pomiarowego, panująca między punktami *c d* winna również odpowiadać amplitudzie, jaka wystąpi w warunkach normalnych pracy układu.



RYC. 16. WSPÓŁPRACA FILTRU Z LAMPĄ OD STRONY SIATKI; CAŁKOWITE WYZYSKANIE MOCY ZA POMOCĄ TRANSFORMATORA.

Układ podany na rys. 16 zapewnia maksymalne wykorzystanie możliwości, a więc dostarczenie (w pasmie przenoszonym) oporowi Z_2 największej mocy¹⁰⁾ ze źródła o danej SEM-nej *E* i oporze Z_1 . Rys. 17 podaje dla przykładu schemat filtru pasmowego, (w/g Jaumanna¹¹⁾), pracującego na siatkę lampy; transformator *Tr* jest częścią składową filtru; został on jednocześnie wykorzystany dla dopasowania filtru do siatki lampy.

W praktyce b. często takie całkowite wykorzystanie mocy jest zbyt rzadkie, albo nawet



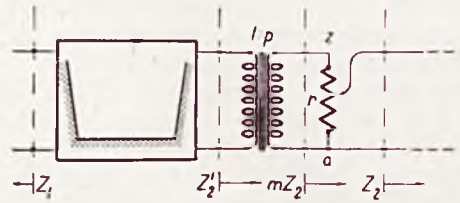
RYC. 17. FILTR MOSTKOWY W/G JAUMANNA PRZED SIATKĄ LAMPY.

szkodliwe (jeżeli grozi przesterowaniem lampy); ponadto często pożądana jest potencjometryczna regulacja napięcia sterującego. W tych wypadkach rezygnujemy z dopasowania do siatki lampy dając mniejszą przekładnię transformatora

$$p = \sqrt{\frac{mZ_2}{Z'_2}} \dots \dots (6)$$

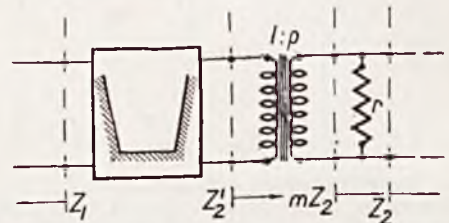
gdzie współczynnik straty $m < 1$, i zamykając transformator na taki opór *r*, któryby współ

z oporem wejściowym siatki stanowił żądane obciążenie transformatora, równe mZ_2 —rys. 18. Jeżeli mamy dać potencjometr, to należy transformator i potencjometr zaprojektować tak, aby opór Z_2 wahał się przy różnych pozycjach potencjometru w granicach dozwolonych, a więc np., jak to podaliśmy, w granicach, odpowiadających



RYC. 18. WSPÓŁPRACA FILTRU Z LAMPĄ OD STRONY SIATKI; ZASTOSOWANIE POTENCJOMETRU.

wartościom współczynnika dopasowania α od 1,5 do 2,0. Tak więc, dla położenia *a* potencjometru —rys. 19, otrzymamy



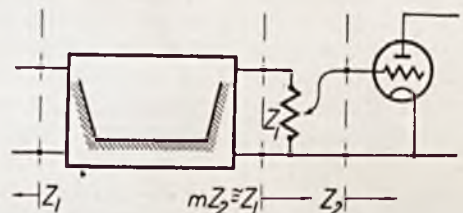
RYC. 19. WSPÓŁPRACA FILTRU Z LAMPĄ OD STRONY SIATKI; CZĘŚCIOWE WYZYSKANIE MOCY.

$$[Z'_2]_a \approx \frac{r}{p^2}$$

a dla położenia *z* potencjometru

$$[Z'_2]_z \approx \frac{1}{p^2} \cdot \frac{r \cdot Z_2}{r + Z_2}$$

stosunek tych oporów nie powinien przekroczyć wartości $\frac{2}{1,5} = 1,33$ a zatem



RYC. 20. FILTR SYMETRYCZNY, PRACUJĄCY NA SIATKĘ LAMPY BEZ POŚREDNICTWA TRANSFORMATORA ($Z_2 \gg Z_1$).

$$\frac{[Z'_2]_a}{[Z'_2]_z} = \frac{r/p^2}{\frac{1}{p^2} \cdot \frac{r \cdot Z_2}{r + Z_2}} = 1 + \frac{r}{Z_2} \leq 1,33$$

skąd

$$\frac{r}{Z_2} \leq 0,33 \dots \dots (7)$$

Jak widać opór potencjometru może wynosić co najwyżej $\frac{1}{3}$ oporu wejściowego lampy. (d. c. n.)

¹⁰⁾ Co jest identyczne z maximum napięcia sterującego.

¹¹⁾ E. N. T. 1932, str. 243.

IV ZJAZD C. M. I. (PARYŻ 13—18 STYCZNIA 1936 R.).

Inż. B. JAKUBOWSKI i inż. H. POMIRSKI.

I. Historia powstania C. M. I.

Międzynarodowa Komisja Mieszana do doświadczeń w sprawie zabezpieczenia linii telekomunikacyjnych i kanalizacji podziemnych (Commission Mixte Internationale pour les expériences relatives à la protection des lignes de télécommunication et des canalisations souterraines, w skróceniu C. M. I.) powstała w roku 1927 z inicjatywy Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telefonicznego (C. C. I. F.) w okolicznościach następujących:

W roku 1926 Międzynarodowy Komitet Doradczy Telefoniczny opracował w porozumieniu z przedstawicielami Międzynarodowej Konferencji Wielkich Sieci Elektrycznych i Międzynarodowej Unji Kolejowej pierwszy projekt „Wskazówek do zabezpieczenia linii teletechnicznych od zakłócających wpływów instalacji prądu silnego lub wysokiego napięcia” (Directives, concernant les mesures à prendre pour protéger les lignes téléphoniques contre les influences perturbatrices des installations d'énergie à courant fort ou à haute tension).

Pewne jednak postanowienia wskazówek C. C. I. F. nie uzyskały aprobaty przedstawicieli przemysłu elektrycznego, zjednoczonego w Międzynarodowej unji producentów i dostawców energii elektrycznej (l'Union internationale des producteurs et distributeurs d'énergie électriques), którzy zakwestjonowali brak oparcia wskazówek (Directives) na dostatecznej liczbie doświadczeń zakrojonych na szeroką skalę.

W międzyczasie C. C. I. F. przystąpił do opracowania drugiego wydawnictwa w sprawach zabezpieczenia linii teletechnicznych, mianowicie „Projektu zaleceń w sprawie zabezpieczenia kabli podziemnych od korozji elektrolitycznej i chemicznej” (Projet de recommandations au sujet de la protection des câbles contre la corrosion due à l'électrolyse et aux actions chimiques).

Projekt ten przyjęty w lutym 1927 r. na kongresie w Como również został zakwestjonowany przez przedstawicieli organizacji silnoprządowych ze względu na to, że dotyczył on wyłącznie kabli telefonicznych, a nie uwzględniał kabli innych (silnoprządowych).

Wówczas też C. C. I. F. powołał do życia Międzynarodową Komisję Mieszaną (C. M. I.) złożoną z przedstawicieli międzynarodowych organizacji silnoprządowych i telefonicznych, której powierzył zadania: organizowania, przeprowadzania i koordynowania odpowiednich doświadczeń i, na podstawie ich wyników, przedstawiania uzgodnionych wniosków, które stanowiłyby rozwiązanie spornych kwestyj.

II. Skład C. M. I.

Członkowie C. M. I. podzieleni są na rzeczywistych i kooptowanych. Pierwszą grupę członków tworzą organizacje międzynarodowe, drugą—różne organizacje krajowe, które nie weszły

w skład jakiegokolwiek organizacji międzynarodowej.

Członkami rzeczywistymi są:

1. Międzynarodowy Komitet Doradczy Telefoniczny C. C. I. F.
2. Międzynarodowy Komitet Doradczy Telegraficzny C. C. I. T.
3. Międzynarodowa Unja Kolejowa.
4. Międzynarodowa unja linii tramwajowych, kolei dojazdowych i komunikacji autobusowej.
5. Międzynarodowa unja producentów i dostawców energii elektrycznej.
6. Międzynarodowa Konferencja w sprawach budowy i eksploatacji wielkich sieci elektrycznych wysokiego napięcia.

Członków kooptowanych reprezentują:

1. Stowarzyszenia Elektryków (we Francji, Anglii, Szwajcarii, Italji i Rosji Sowieckiej), z prawem jednego głosu.
2. Stowarzyszenia gazowników i wodociągowców (w Paryżu, Berlinie i Turynie)—z prawem jednego głosu.
3. Zakłady przemysłowe i laboratorja doświadczałne (prawie wszystkie większe firmy i laboratorja, znane na terenie rynku zagranicznego)—z prawem jednego głosu.

III. Organizacja prac C. M. I.

Stosownie do dwóch zasadniczych zagadnień zabezpieczenia linii teletechnicznych od wpływów zewnętrznych, C. M. I. podzieliła swe prace pomiędzy dwie sekcje:

1-sza sekcja zajmuje się sprawami zabezpieczenia linii teletechnicznych od wpływów linii i urządzeń prądu silnego,

2-ga sekcja pracuje nad zagadnieniami zabezpieczenia kabli i podziemnych instalacji metalowych od korozji elektrolitycznej i chemicznej. Każda z sekcji podzielona jest na 10 podkomisji (Comité d'études), z których każda ma zlecone sobie referaty na określone zagadnienia.

Na czele C. M. I. stoi przewodniczący (obecnie Dr. Jäger, Radca Ministerjalny Niemieckiego Zarządu Poczty i Telegrafów). Przewodniczący sekcji są równocześnie vice-przewodniczącymi Komisji. Przewodniczący i obaj vice-przewodniczący są wybierani na okres dwu lat, z prawem reelekcji.

Na czele każdej podkomisji stoi przewodniczący—sprawozdawca (President—Rapporteur), który kieruje pracami podkomisji i przedstawia na plenum właściwej sekcji wnioski, wyprowadzone z wyników doświadczeń i referatów opracowanych przez poszczególne Zarządy Pocztove lub organizacje, które zgłosiły gotowość dokonania odpowiednich prac.

Wnioski, przyjęte na posiedzeniach sekcji, są następnie przedstawiane przez ich przewodniczących do aprobaty plenum Komisji.

Przyjęcie wniosku przez plenum Komisji wymaga uchwały jednomyślnej, w przeciwnym

wypadku wniosek jest zwracany do zainteresowanej sekcji w celu modyfikacji lub uzupełnienia.

IV. Referaty i wnioski zgłoszone na Zjeździe. C. M. I. w Paryżu. Sekcja 1-sza.

Podkomisja 1-sza. (Temat studjów — czynnik zakłócający).

A) Zagadnienia powierzone podkomisji.

W myśl uchwały C. M. I. z poprzedniego zjazdu w r. 1932 w Paryżu, podkomisja 1-sza miała przeprowadzić w okresie czasu 1932—1936 możliwie liczne pomiary wartości zakłócających napięć lub prądów, indukowanych w obwodach telefonicznych przez urządzenia (maszyny i linje) prądu silnego, przy zastosowaniu „psofometra” (przyrządu do pomiarów napięć zakłócających, zaopatrzonego w filtr ustalony przez C. C. I. F.).

Przy pomiarach czynników zakłócających za pomocą psfometra podkomisja miała przytem przyjąć pod uwagę, że w pewnych przypadkach, gdy wzajemny stosunek pomiędzy amplitudami poszczególnych harmonicznych krzywych napięć indukującego i indukowanego pozostaje prawie bez zmiany, może być mierzona bezpośrednia wartość napięcia zakłócającego, w przeciwnych wypadkach wpływ linii prądu silnego na linje telekomunikacyjne powinien być wyrażony iloczynem amplitudy harmonicznej przez jej częstotliwość.

(Uwaga: jest to kwestja schematu włączenia psfometra do pomiarów).

Wartości otrzymane za pomocą psfometra, a wyrażone w %-wym stosunku do czynników zakłócających otrzymały nazwę „spółczynnika telefonicznego krzywej napięcia (lub prądu) urządzeń prądu silnego”.

B) Prace wykonane.

Ponieważ C. C. I. F. ustalił dopiero w r. 1934 „krzywą ważkości” (courbe des poids) pod względem wpływów zakłócających różnych częstotliwości w pasmie ważnym dla zwykłych obwodów telefonicznych, podkomisja nie mogła z braku czasu wypełnić swego zadania w całej rozciągłości.

Jedynie w sprawozdaniach, przedstawionych przez Zarządy Pocztove Niemiec i Szwecji zostały podane niektóre wartości liczbowe współczynników telefonicznych krzywych napięć, różnych nowoczesnych prostowników prądów wielofazowych, podstacyj, oraz sieci kablowych (do 10 KV) i napowietrznych (do 110 KV) prądu silnego, uzyskane za pomocą psfometra.

C) Wnioski, przyjęte na plenum C. M. I.

Uzgodniono, że uzyskany przez podkomisję materiał doświadczalny nie pozwala jeszcze na ustalenie pewnych wartości granicznych, którym powinny odpowiadać urządzenia prądu silnego, by nie wywoływały zakłócających wpływów na obwody telekomunikacyjne.

W związku z tem zalecono kontynuowanie pomiarów z zastrzeżeniem, że wartości współczynników telefonicznych krzywych napięcia powinny być zawsze podawane w liczbach wyrażających %-wy stosunek napięcia zakłócającego, (sprawa-

dzzonego do napięcia źródła prądu o częstotliwości 800 okr. na sek.), do napięcia nominalnego badanej sieci lub maszyny.

Ponieważ w toku dyskusji została podniesiona sprawa niedogodności stosowania psfometra (z powodu lamp katodowych) do badania samych maszyn prądu silnego pod względem zakłócającego oddziaływania ich na obwody telefoniczne, uzgodniono pogląd, że przyrządy pomiarowe o konstrukcji bardziej prostej od psfometra mogą być stosowane wyłącznie do badania maszyn lub instalacji prądu silnego, o ile krzywa charakterystyczna tych przyrządów będzie dostatecznie zbliżona do krzywej ustalonej dla psfometra.

Ponieważ z drugiej strony stwierdzono, że w Ameryce ukazał się przyrząd pod nazwą „Miernik współczynnika telefonicznej interferencji” (Telephone Interference Factor Meter) o konstrukcji bardziej prostej od psfometra, zwrócono się z wezwaniem do Zarządów Pocztowych i Zakładów, które są w posiadaniu obu typów przyrządów, aby przeprowadziły w kilku typowych przypadkach, pomiary porównawcze w celu ustalenia, czy wyniki pomiarów za pomocą tych przyrządów wykażą poważniejszą różnicę.

Podkomisja 2-ga. (Temat studjów — prostowniki i transformatory częstotliwości).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Podkomisja pracowała nad ustaleniem odpowiedzi na następujące pytania postawione jej przez plenum C. M. I. w r. 1929, a nierozstrzygnięte na zjeździe C. M. I. w r. 1932.:

- czy prostowniki 12-fazowe powodują mniejsze zakłócenia, niż prostowniki 6-fazowe,
- czy mogą być osłabione zakłócenia przez odpowiednią konstrukcję transformatora zasilającego prostownik, mianowicie przez takie ukształtowanie jego obwodu magnetycznego, by krzywa zmian strumienia została polepszona.
- jaki jest wpływ łagodzący kondensatora włączonego równolegle do cewki absorbującej.

B) Prace wykonane.

W okresie sprawozdawczym (1932—1936) w sprawie postawionych pytań wpłynęły referaty od:

- Instytutu badań naukowych i eksperymentalnych w dziedzinie telekomunikacji w Rosji Sowieckiej. Referat ten rozpatruje metodę sztucznej reprodukcji szmerów wywoływanych w obwodach telekomunikacyjnych przez różne źródła prądu zasilającego instalacje elektrycznej kolei, a w szczególności przez prostowniki;
- „Joint committee on development and research” w Stanach Zjednoczonych. Referat tego komitetu obejmuje studia nad charakterystycznymi wielkościami krzywych prądu w liniach wysokiego napięcia zasilających prostowniki i podaje środki jakie należy na tych liniach stosować w ce-

lu zmniejszenia ich wpływów zakłócających na obwody teletechniczne.

- c) Zarządu Niemieckiego P. i T., którego referaty omawiają wpływy prostowników na formę krzywej zasilającego ich prądu zmiennego jak również zakłócenia wywołane przez prostowniki z siatką sterowniczą.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Przeprowadzone doświadczenia i podane w referatach spostrzeżenia są jeszcze zbyt szczupłe, by można było z nich wyciągnąć konkretne wnioski i dlatego podjęte badania powinny być kontynuowane i rozszerzone na inne typy prostowników poza wymienionymi w pytaniach.

Podkomisja 3-cia (temat studjów — uziemienie punktu zerowego linii wysokiego napięcia).

A) Zagadnienia powierzone podkomisji.

Główne zadania podkomisji stanowiły studia nad skutkami, które może pociągnąć za sobą uziemienie punktu zerowego instalacji prądu wielofazowego, z punktu widzenia ich zakłócającego wpływu na zbliżone obwody telefoniczne.

Pozatem podkomisja miała zlecone sobie przez 3-ci zjazd C. M. I. (1932 r.) zadania:

- popularyzowania pomiędzy swymi członkami metod obliczenia prądu zwarcia i
- przeprowadzenia w miarę możliwości doświadczeń w celu stwierdzenia dokładności tych metod.

Wreszcie z własnej inicjatywy podkomisja podjęła prace nad pomiarami zapomocą prądów o częstotliwościach akustycznych oporności pozornych transformatorów wielkiej mocy, stosowanych w sieciach wysokiego napięcia, w celach określenia przez odtworzenie ekwiwalentnej linii ich wpływu na obwody telefoniczne.

B) Prace wykonane.

Doświadczenia, wykonane na terenie Wielkiej Brytanji nad większymi sieciami zasilającymi i rozdzielczymi, w których była zmieniana liczba uziemionych punktów zerowych (transformatorów), pozwoliły stwierdzić, że:

- natężenie prądów wyrównawczych jest naogół słabe, w rzadkich wypadkach przekraczające wartość 1A; zwiększenie liczby uziemień punktów zerowych nie powoduje poważniejszego wzrostu zakłóceń w obwodach telefonicznych;
- niesymetria linii wysokiego napięcia w stosunku do ziemi pociąga za sobą zmniejszenie amplitudy zawartych w prądach nadawczych harmonicznych z wyjątkiem wielokrotnych liczbie 3;
- wartość zmierzonej oporności pozornej linii naogół pokrywała się z wartością otrzymaną z obliczenia przy założeniu, że cały prąd wyrównawczy powraca przez uziemienie; pewne jednak doświadczenia nasunęły przypuszczenie, że zaledwie mała część prądu wyrównawczego powraca przez ziemię; zjawisko to jeszcze nie znalazło wytłumaczenia;

- o ile zjawisko to zostanie potwierdzone jako ogólne lub często powtarzające się, to wpływ zakłócający prądu wyrównawczego okaże się znacznie słabszy, niż przypuszczano dotychczas; zagadnienie to należałoby zatem przestudjować bliżej;

- określenie ilościowe zawartości harmonicznych w prądach wyrównawczych, jak również zależności ich od liczby uziemionych punktów jest obecnie możliwe na podstawie teorii przybliżonej; dla opracowania teorii dokładnej, konieczne są studia bardziej ścisłe i rozległe.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Biorąc pod uwagę, że najważniejsze doświadczenia nad wpływem uziemienia punktów zerowych na zakłócenia w obwodach telefonicznych zostały przeprowadzone na terenie Wielkiej Brytanji, gdzie naogół oporność ziemi jest wyjątkowo mała, byłoby pożądanym aby C. M. I. uzyskała wyniki na terenach o większej oporności ziemi, w szczególności na kontynencie. Wyniki doświadczeń dotychczasowych nie usprawiedliwiłyby jednak specjalnego organizowania doświadczeń w tym kierunku, o ile byłyby one zbyt kosztowne lub krępujące dla normalnej eksploatacji sieci.

W sprawie prądu zwarcia C. M. I. wypowieda pogląd, że w wytycznych do zabezpieczenia linii teletechnicznych od wpływów linii prądu silnego należałoby brać pod uwagę wartość chwilową prądu zwarcia, a nie wartość ustaloną, której obliczenie napotyka w praktyce na duże trudności. Pomimo jednak, że wartość chwilowa prądu zwarcia znacznie przekracza wartość ustaloną, należałoby równocześnie zmienić warunki wskazówek, by nie powiększać zbytnio świadczeń które nakładają na instalacje prądu silnego obecne warunki wskazówek. Nadmierne powiększenie tych świadczeń nie byłoby usprawiedliwione, jeżeli przyjmie się pod uwagę, że obecne urządzenia zabezpieczające, jak to potwierdza wieloletnia praktyka, dostatecznie gwarantują bezpieczeństwo eksploatacji obwodów telefonicznych.

Podkomisja 4-ta (temat studjów — przewodność szyn kolejowych).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Główne zadanie podkomisji polegało na przestudjowaniu wpływu przewodności szyn kolejowych na wartość elektromotorycznej siły indukowanej w obwodach telekomunikacyjnych zbliżonych do linii trakcji elektrycznej na prądzie zmiennym.

Poprzednio podkomisja przeprowadziła badania wpływu przewodności szyn na odcinkach torów linii istniejących i ustaliła, że zaopatrzenie styków szyn w złącza elektryczne zmniejsza wartość indukowanej w kablu elektromotorycznej siły do 44—46% zależnie od ilości styków na kilometr długości szyn. Obecnie podkomisja miała przeprowadzić analogiczne badanie na terenie niemieckich kolei, gdzie ostatnio zostały przyjęte szyny wyjątkowo długie (30 i 60-metrowe).

B) Prace wykonane.

Przeprowadzone w Niemczech pomiary oporu elektrycznego nowoułożonego toru bez złącz elektrycznych o długości 600 mtr. stwierdziły, że opór szyn przed i bezpośrednio po elektryfikacji kolei wynosił $0,016 \Omega/\text{km}$ i nie zmieniał się przy wzroście natężenia prądu od kilku mA do 700 A; po upływie kilku lat opór ten wynosił $0,019 \Omega/\text{km}$, co wskazywałoby na zbyteczność złącz elektrycznych.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Ponieważ uzyskane z doświadczeń wyniki nie pozwalają jeszcze na ustalenie konkretnych wniosków, powierzone podkomisji zadanie pozostaje w dalszym ciągu w fazie studjów.

Podkomisja 5-ta (temat studjów—wahania prądu stałego).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Zadanie podkomisji, z chwilą jego sprecyzowania, polegało na ustaleniu wartości napięć indukowanych w obwodach telekomunikacyjnych zbliżonych do elektrycznych kolei, w chwilach powstawania w różnych odległościach od zasilających podstacyj wypadków zwarc przewodu trakcyjnego (roboczego), jak również w chwilach przerywania prądu zwarcia.

Zadanie to zostało następnie rozszerzone przez C. C. I. T. również na wypadki silnych wahań natężenia prądu w przewodzie roboczym, powstających w chwilach ruszania i w okresach manewrowania elektrowozów.

B) Prace wykonane.

W referacie przedstawionym Komisji przez Zarząd Niemiecki P. i T. zadanie zostało rozwiązane w drodze rozważań teoretycznych, niepotwierdzonych jednak wynikami eksperymentalnymi.

Próby praktycznego ujęcia sprawy przeprowadzono jedynie na terenie Japonji, gdzie dla zabezpieczenia obwodów telegraficznych (biegnących wzdłuż linii trakcji elektrycznej na prądzie stałym o napięciu 1500 V), od powstawania w nich indukowanych napięć o większej amplitudzie zastosowano z dobrymi wynikami specjalne aparaty z lampami katodowymi.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Ponieważ fakt zastosowania przez Zarząd Japoński P. i T. specjalnego środka do zabezpieczenia obwodów telegraficznych od zakłócających wpływów linii trakcji elektrycznej nie znalazł potwierdzenia na terenie Europy, gdzie, przeciwnie, stwierdzono, że zakłócenia powstające w obwodach telegraficznych w analogicznych warunkach są naogół tak słabe, że nie przeszkadzają normalnej ich eksploatacji, uzgodniono pogląd, że dla definitywnego rozstrzygnięcia kwestji należy wykonać szereg doświadczalnych pomiarów; zorganizowanie tych pomiarów powierzono Zarządowi P i T Włoch.

Komisja 6-ta (temat studjów—napięcie szmerów).

A) Zagadnienia powierzone podkomisji.

Zagadnienie wpływów szmerów na słyszalność rozmowy telefonicznej zostało powierzone

podkomisji do rozstrzygnięcia przez plenum C. M. I. w r. 1932 w formie trzech pytań:

- a) jakie jest dopuszczalne pogorszenie czystości (netteté) rozmowy telefonicznej pod wpływem szmerów, spowodowanych instalacjami energii elektrycznej?
- b) jaka jest obiektywna metoda pomiarów natężenia szmerów w obwodzie telefonicznym?
- c) jaka jest wartość elektromotorycznej siły psofometrycznej, odpowiadającej granicy dopuszczalnego natężenia szmerów w obwodzie telefonicznym?

B) Prace wykonane.

Na temat przytoczonych powyżej pytań żadne referaty do C. M. I. nie wpłynęły.

Podkomisja 6-ta stanęła na stanowisku, że:

- a) ustalenie granicy dopuszczalnego pogorszenia czystości rozmowy telefonicznej pod wpływem szmerów pochodzących od instalacji prądu silnego należy do wyłącznej kompetencji C. C. I. F., który jednak w tej sprawie dotychczas nie wypowiedział się;
- b) metodę obiektywną przy pomiarach natężenia szmerów w obwodach telefonicznych realizuje psofometr, który też został skonstruowany specjalnie do tego celu i znajduje coraz szersze rozpowszechnienie;
- c) pomiary natężenia szmerów w obwodzie telefonicznym, według planu ustalonego przez 3-ci zjazd C. M. I. w r. 1932, są jeszcze w trakcie wykonywania w Laboratorium S. F. E. R. T. (Système Fondamental), przyczem wartość zakłócającej siły elektromotorycznej w każdym wypadku mierzona jest zapomocą psofometra.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Pytanie pod a), które jest przedmiotem obecnych prac C. C. I. F., powinno być wyeliminowane z programu prac podkomisji 6-jej.

Pytanie pod b)—pożądane jest, by Zarządy Pocztowe i Zakłady Przemysłowe, produkujące sprzęt teletechniczny, skonstruowały dla swych potrzeb psofometri i zakomunikowały C. M. I. swe spostrzeżenia dotyczące tych aparatów.

Pytanie pod c) pozostaje w programie prac C. M. I., który z zainteresowaniem oczekuje na wyniki prac eksperymentalnych podjętych przez Laboratorium S. F. E. R. T.

Podkomisja 7-ma (temat studjów—asymetria telefoniczna).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Zasadniczym zadaniem podkomisji było ustalenie zależności pomiędzy napięciem indukowanym na długości obwodu (tension longitudinale) a „napięciem szmerów”—powstającym wskutek asymetrii przewodów w stosunku do ziemi.

B) Prace wykonane.

Odpowiednie doświadczenia praktyczne, połączone z pomiarami wyników, przeprowadziły Zarządy P. i T. Niemiec i Francji.

Doświadczenia Zarządu Niemieckiego zrealizowane były na linii napowietrznej o długości ok. 59 km., zakończonej odcinkiem kabła spupinowanego o długości 10,6 km i zawierającej ponadto odcinek kabła o długości ok. 2,1 km. W celu wywołania w każdym przewodzie obwodu telefonicznego jednakowych napięć indukowanych, zasłano powłokę kabła na długości ok. 500 mtr prądami o natężeniu od 3 do 10 A i o częstotliwościach 300, 600, 800 i 1432 okr. na sek., przyczem jako przewód powrotny służył specjalny przewód niezależny od kabła. Napięcia (szmerowe) powstające wskutek asymetrii mierzono bądź na końcowych punktach linii, bądź na końcu odcinka napowietrzego.

W wyniku doświadczeń stwierdzono, że stosunek „napięcia szmerów” do napięcia indukowanego praktycznie jest niezależny od częstotliwości i w 80% pomiarów wynosi przeciętnie 25 mV na 1 V.

Doświadczenia Zarządu Francuskiego przeprowadzone były na 2 liniach napowietrznych o długościach 66 i 74,2 km, z których druga posiadała pośrodku krótki odcinek kabła (o długości ok. 130 m). Napięcia indukowane w obwodzie wzbudzone było zapomocą prądów zakłócających o częstotliwościach w jednym przypadku 50 okr. na sek. i w drugim—300, 800 i 1600 okr. na sek., przyczem prądy te przepuszczano bądź przez 4 połączone ze sobą przewody należące do tej samej linii, przy użyciu ziemi jako przewodu powrotnego, bądź też przez przewód telegraficzny, biegnący równoległe do obwodu badanego w odległości przeciętnej 10 m.

Na podstawie otrzymanych wyników doświadczeń stwierdzono, że stosunek „napięcia szmerów” do napięcia indukowanego jest zależny od częstotliwości i w 80% pomiarów przeciętnie waha się w granicach od 1,0 do 5,0 mV na 1 V, zależnie od częstotliwości; stwierdzono pozatem że stosunek ten w dużym stopniu zależy od wzajemnego usytuowania obwodów indukującego i indukowanego, z czego wynikałoby, że na wyniki pomiarów duży wpływ miała asymetria obwodu indukowanego w stosunku do obwodu indukującego.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Zważywszy, że niezgodność rezultatów otrzymanych z doświadczeń Zarządów Francuskiego i Niemieckiego mogła powstać na tle odmiennych metod zastosowanych do wzbudzenia napięcia indukowanego, uzgodniono pogląd, że podkomisja 7-ma zajmie się opracowaniem w czasie możliwie najkrótszym dokładnej metody pomiarów oraz zestawieniem najbardziej istotnych przypadków, na których powinny być oparte pomiary, mając na względzie, że nie byłoby wskazane wykonywanie nadal zbyt licznych pomiarów na tych samych obwodach, natomiast byłoby bardziej interesujące zmieniać warunki doświadczeń i rodzaje użytych do pomiarów obwodów telekomunikacyjnych.

Pozatem należałoby przeprowadzić na czynnych liniach teletechnicznych narażonych na wpływ linii prądu silnego pomiary psfometrycz-

nej siły elektromotorycznej i indukowanej siły elektromotorycznej zrównoważonej (f. e. m. ponderée).

Również należałoby mieć na uwadze określenie wartości „spółczynnika podatności na wpływy” (coefficient de sensibilité) linii teletechnicznych będących pod wpływem pola elektrycznego linii wysokiego napięcia.

Delegacja polska zgłosiła udział Zarządu Polskiego w pracach podkomisji 7-ej.

Podkomisja 8-ma (temat studjów—indukcja wzajemna).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Zadania powierzone podkomisji 8-ej dotyczyły dwóch odmiennych problemów:

- a) studja nad samą indukcją wzajemną (wpływem pola magnetycznego) i
- b) studja nad efektem osłabienia tych wpływów przez prądy indukowane w uzbrojeniu kabli podziemnych.

B) Prace wykonane.

Studja nad problemem indukcji wzajemnej miały głównie na celu sprawdzenie zastosowania w praktyce wzoru Carsona i Pollaczka określającego wartość współczynnika wzajemnej indukcji pomiędzy linią telekomunikacyjną, a uziemioną linią prądu silnego w zależności od odległości pomiędzy liniami, częstotliwości prądu i przewodności ziemi.

Liczne doświadczenia przeprowadzone w różnych krajach całkowicie potwierdziły słuszność teorii Carsona i Pollaczka w odniesieniu do terenów o jednolitej budowie gruntu, natomiast wykazały, że przewodność gruntów o budowie warstwowej zmienia się wraz z częstotliwością w szerokich granicach.

W związku z tem, dla podobnych gruntów bądź zaproponowano cały szereg stosunkowo skomplikowanych wzorów, które umożliwiały bezpośrednie obliczenie wartości współczynnika wzajemnej indukcji, bądź też opracowano krzywe, które podawały przewodność ziemi rzeczywistą lub średnią w zależności od geologicznej budowy gruntu.

W celu ułatwienia obliczenia współczynnika indukcji wzajemnej zapomocą wzorów teoretycznych, w różnych krajach zostały sporządzone specjalne mapy przewodności rzeczywistej gruntów, lub też opracowano tablice przewodności rzeczywistej gruntów o różnej strukturze geologicznej.

W związku z tem opracowano również szereg metod bezpośrednich pomiarów przewodności ziemi.

W zakresie studjów nad efektem osłabienia wpływów pola magnetycznego na obwody telekomunikacyjne przez prądy indukowane w uzbrojeniu kabła, specjalną uwagę poświęcono prądom indukowanym w opancerzeniu kabła. Opracowano mianowicie metody obliczenia i pomiarów „współczynnika zabezpieczającego” (facteur de protection) uzbrojenia kabła, określającego wpływ prądów w uzbrojeniu pod względem ilościowym (wyrażonym stosunkiem napięcia indukowanego w żyłach kabła do napięcia indukowanego w uzbro-

jeniu). Metoda pomiarów tego współczynnika w przypadku kabli telekomunikacyjnych została postawiona na tak wysokim poziomie, że okazuje się możliwy pomiar „współczynnika zabezpieczającego” dla tych kabli z wystarczającą dokładnością na odcinku kabla o długości do 2 m. Również dla kabli silnoprądowych nie przedstawia większych trudności sprawa określenia „współczynnika zabezpieczającego” w drodze prostych pomiarów przeprowadzanych na krótkim odcinku przy uwzględnieniu właściwości gruntu i sposobu ułożenia kabla.

Studja nad wpływem prądów indukowanych w uzbrojeniu kabla zostały naogół posunięte tak daleko, że może być osiągnięty prawie każdy żądany rezultat tak dla częstotliwości podstawowej jak i harmonicznej, przyczem granice zmian wartości „współczynnika zabezpieczającego” w zależności od amplitudy indukowanego napięcia mogą być ograniczone przez odpowiedni wybór rodzaju materiału i wymiarów opancerzenia. Nic też nie stoi na przeszkodzie ustaleniu typów kabli pod względem charakteryzujących je wartości „współczynnika zabezpieczającego”.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Problem indukcji wzajemnej należy uważać jako rozwiązany teoretycznie, pozostaje jedynie kwestja ułatwienia stosowania w praktyce tez teoretycznych, w szczególności w przypadkach terenów o warstwowej strukturze gruntu. W tym też celu wskazane jest, by w różnych krajach zostały sporządzone mapy przewodności rzeczywistej ziemi dla prądów o częstotliwości przemysłowej i ewentualnie jednej z częstotliwości akustycznych.

Określenie przewodności rzeczywistej gruntu może być dokonane zapomocą jednego z pomiarów

- a) indukcji wzajemnej pomiędzy dwiema linjami jedнопроводовemi,
- b) pola magnetycznego metodą cewki probierczej (bobine exploratrice);
- c) współczynników samoindukcji przewodów zerowych linii wielofazowych.

Pozatem przewodność rzeczywistą gruntu można wypośrodkować z wartości przewodności warstw gruntu, która może być zmierzona metodami stosowanymi przez geofizykę.

Problem wpływu zabezpieczającego prądów indukowanych w opancerzeniu kabli również należy uważać jako rozwiązany w zasadzie. Dalsze studja tego problemu byłyby zbyteczne, tem niemniej jednak pożądane jest, by C. M. I. była informowana o wszelkich nowych doświadczeniach dotyczących tego zagadnienia, w szczególności o osiągniętych w każdym poszczególnym przypadku rezultatach i niespodziewanie powstających trudnościach.

W każdym razie wyniki dotychczasowych doświadczeń niewątpliwie umożliwiają Komitetowi C. C. I. F. uzupełnienie jego wskazówek specjalnym rozdziałem poświęconym metodom obliczenia i pomiarów, „współczynnika zabezpieczającego” z podaniem wartości, które mogą być osiągnięte w każdym poszczególnym przypadku.

Wobec załatwienia przez podkomisję 8-mą powierzonych jej poprzednio zadań, została ona obciążona studjami nad dwoma nowymi problemami, które ostatnio wysunęły technika prądów silnych i teletechnika (w szczególności telewizja) — a mianowicie:

- a) studja nad zakłóceniami, które mogą wywołać w obwodach telekomunikacyjnych linje wysokiego napięcia prądu stałego,
- b) studja nad indukcją wzajemną i efektem osłabienia jej wpływów w przypadku kabli przeznaczonych do przenoszenia prądów o bardzo wysokiej częstotliwości (kabli współosiowych), ze specjalnem uwzględnieniem kabli telewizyjnych.

Podkomisja 9-ta (temat studjów — trzaski akustyczne).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Powierzone podkomisji 9-ej zadania polegały na przestudjowaniu charakterystycznych cech różnych stosowanych w praktyce urządzeń zabezpieczających obwody telefoniczne od trzasków akustycznych (powstających przy wyładowaniach atmosferycznych, zjawiskach wywołanych wpływami linii wysokiego napięcia, włączeniu prądu dzwonekowego, przerwaniu obwodu rozmównego i t. p.) pod względem:

- a) stopnia łagodzenia natężenia trzasków,
- b) pewności funkcjonowania,
- c) zakresu zastosowania,
- d) wpływu na tłumienie prądów telefonicznych,
- e) zabezpieczenia obok obwodu telefonistki również obwodu abonenta,
- f) konstrukcji, ceny i zapotrzebowania miejsca.

B) Prace wykonane.

Odpowiednie prace badawcze zostały przeprowadzone przez Zarząd Niemiecki, który odpowiedzi swe na pytania a), b) i d) opartą na doświadczeniach laboratoryjnych.

Badaniu były poddane urządzenia łagodzące typu: koherera, ruchome Steidla, elektrolityczne systemu A. E. G., prostownikowe, przerywające Boyé (równoległe i szeregowy), amerykańskie z lampą neonową, Siemens i francuskie z lampą katodową.

Z pośród stosowanych obecnie urządzeń łagodzących trzaski na pierwsze miejsce wysunęły się urządzenia oparte na 3 zasadach: koherera, prostowników i odgromników załączonych za pośrednictwem transformatorów napięcia. Urządzenia te mało różnią się pomiędzy sobą pod względem czułości, wykazują jednak poważniejsze różnice w zastosowaniu praktycznym.

Urządzenia oparte na zasadzie koherera są stosowane oddawna z dobrymi wynikami, wymagają jednak starannej obsługi. Co zaś dotyczy urządzeń prostownikowych i odgromnikowych z transformatorami, to badania i pierwsze doświadczenia z ich eksploatacją dały wyniki pomyślne, przyczem urządzenia te okazały się łatwe w obsłudze.

Urządzenia oparte na zasadzie 4-ej, — płyt o oporności stykowej zależnej od napięcia, — ustępują pod względem swych właściwości urządzeniom wymienionym powyżej, natomiast w przeciwnieństwie do tamtych zajmują bardzo mało miejsca.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Ponieważ doświadczenia praktyczne z pewnymi typami urządzeń łagodzących trzaski akustyczne nie zostały jeszcze ukończone, studia nad temi urządzeniami powinny być kontynuowane przy uwzględnieniu następujących przesłanek:

- a) niema potrzeby prowadzić nadal doświadczeń z urządzeniami typu koherera;
- b) doświadczenia z urządzeniami opartymi na zasadzie prostowników i odgromników z transformatorami należy prowadzić w kierunku ustalenia warunków najbardziej skutecznego ich stosowania i wyjaśnienia kwestji niezawodnego funkcjonowania.
- c) byłoby bardzo pożądane rozszerzyć stosowanie urządzeń opartych na zasadzie płyt o zmiennej oporności.

Podkomisja 10-ta (temat studjów — wpływy krzyżowań).

A) Zadania powierzone podkomisji.

Zadanie podkomisji obejmowało dalsze studia nad wpływem pola elektrycznego linii wysokiego napięcia na linje telekomunikacyjne w miejscach krzyżowań tych linii lub odcinkach równoległych.

B) Prace wykonane.

Od czasu poprzedniego zjazdu C. M. I. w r. 1932 opracowano, opartą na przesłankach teoretycznych, metodę obliczenia ładunków powstających w przewodach telekomunikacyjnych pod wpływem linii wysokiego napięcia i przeprowadzono na terenie Niemiec doświadczenia przy użyciu modelowych instalacyj w zmniejszonej skali, które odtwarzały:

a) **wpływ jedнопrzewodowej linii wysokiego napięcia na jedнопrzewodową linję telekomunikacyjną.**

Odpowiednie doświadczenia wykazały, że prąd ładowania powstający na odcinku linii telekomunikacyjnej prawie się nie zmienia w zależności od tego, czy na przedłużeniu tej linii, poza rozpatrywanym odcinkiem, istnieje drugi przewód w stanie izolowanym, lub uziemiony; również prąd ładowania nie zmienia się wobec obecności równoległych do rozpatrywanego odcinka przewodów w stanie izolowanym; uziemienie natomiast tych przewodów znacznie zmniejsza natężenie prądu ładowania; natężenie prądu ładowania również bardzo poważnie zmniejsza się przy wystawieniu w pobliżu krzyżowania uziemionej masy przewodzącej prąd elektryczny (maszt żelazny).

b) **wpływ trójfazowej linii wysokiego napięcia na jedнопrzewodową linję telekomunikacyjną.**

Doświadczenia wykazały, że: natężenie prądu ładowania podobnie jak i w wypadku linii wysokiego napięcia jedнопrzewodowej, jest odwrotnie proporcjonalne do sinusa kąta, pod którym linje krzyżują się; wpływ zwiększa się prawie proporcjonalnie do wysokości zawieszenia przewodu telekomunikacyjnego; prawie nie zależy od średnicy jego drutu i szybko rośnie wraz z wielkością odstępów pomiędzy przewodami poszczególnych faz; pozatem wpływ zależy również od sposobu rozmieszczenia przewodów fazowych wzdłuż linii i od obecności przewodów uziemiających piorunochrony, jak również uziemionych przewodów telekomunikacyjnych, należących do tej samej linii.

c) **wpływ jedнопrzewodowej lub trójfazowej linii wysokiego napięcia na dwuprzewodową linję telefoniczną.**

Opracowano empiryczny wzór określający natężenie prądu ładującego w obwodzie telefonicznym w zależności od prądu ładowania przewodu linii wysokiego napięcia, znajdującego się w pobliżu linii telefonicznej.

C) Wnioski przyjęte na plenum C. M. I.

Zgodność pomiędzy wynikami otrzymanymi z doświadczeń na instalacji modelowej a rezultatami obliczeń teoretycznych służy za dowód, że opracowane metody obliczeń powinny w praktyce doprowadzić do całkowicie wystarczającej pod względem dokładności oceny wpływów pola elektrycznego linii wysokiego napięcia na linje telekomunikacyjne.

Należy zatem stosować te metody w celu stwierdzenia, czy mogą być uzupełnione niemi wskazówki C. C. I. F. i C. C. I. T. dotyczące warunków zbliżenia i krzyżowania linii telekomunikacyjnych z linjami wysokiego napięcia.

Wskazane jest przytem podjęcie doświadczeń praktycznych z linjami rzeczywistymi głównie w celu stwierdzenia, czy zasadniczym czynnikiem wpływów trójfazowej linii wysokiego napięcia w normalnych warunkach jej eksploatacji jest składowa napięcia fazowego, czy też składowa napięcia wyrównawczego.

Pozatem należy utrzymać w programie studjów pytanie z r. 1932 dotyczące określenia stosunku napięcia zaobserwowanego na przewodach izolowanych bądź do napięcia obliczonego na podstawie praw elektrostatyki, bądź do napięcia prądu ładowania powstającego z chwilą uziemienia tych przewodów.

(Dokończenie nastąpi).

ODBIORNIK IMPULSÓW SYSTEMU P. I. T.

Inż. H. KÜHN — Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

Odbiornik impulsów, opracowany w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym jest przeznaczony do przyjmowania sygnałów elektrycznych, nadawanych za pośrednictwem tarczy numerowej, w celu wybierania abonentów odległej centrali telefonicznej. Podczas powrotnego ruchu tarczy numerowej zostają wysyłane na linię impulsy prądu zmiennego o przebiegu czysto sinusoidalnym i o częstotliwości akustycznej, które po przejściu przez linię dostają się do odbiornika i tam zostają przekształcone na impulsy prądu stałego, działające na przekaźnik odbiorczy.

Ponieważ wysyłanie impulsów prądu zmiennego odbywa się zapomocą styków tarczy numerowej, zatem przekaźnik odbiorczy, uruchamiając swoje styki, impulsuje w identyczny sposób, jak tarcza numerowa na stacji nadawczej.

Cały ten proces sprowadza się zatem do odtworzenia w odległej centrali telefonicznej ruchu styków tarczy numerowej abonenta wybierającego.

Ze względu na to, że odbiornik, służący do tego celu musi być stale przyłączony do linii, nie powinien on działać w żadnym wypadku pod wpływem zwykłych prądów rozmowy, gdyż mogłoby to spowodować uruchomienie przekaźnika odbiorczego i przerwanie pętli abonenta.

Z tej samej przyczyny również odbiornik ten nie może zbyt obciążać linii i powodować jej asymetrii.

Pozatem nie powinien on być wrażliwy na wahania napięcia, wysyłanego na linię i na zmiany tłumienia linii.

Czułość odbiornika określono w założeniu mocy, wysyłanej z centrali międzymiastowej, równej 2 mW przy maksymalnym tłumieniu linii z nepery co odpowiada napięciu 0,15 volta na zaciskach wejściowych odbiornika, dołączonego do linii zamkniętej na opór falowy 600 omów.

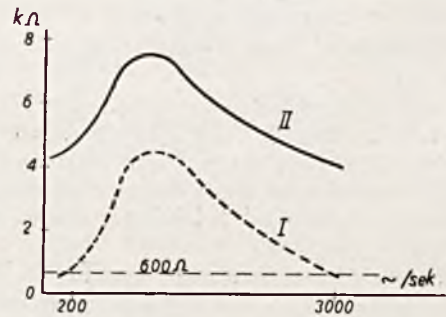
Wszystkie dalsze cechy charakterystyczne dla

niniejszego odbiornika będą podane podczas opisu poszczególnych fragmentów układu.

Zasadniczy schemat przedstawiony jest na rys. 1.

Napięcie zmienne, przychodzące z linii podczas nadawania sygnałów, zostaje wzmacnione przez pierwszą lampę, następnie po przejściu przez filtr rezonansowy dostaje się na mostek prostownikowo-pojemnościowy. W dalszym ciągu napięcie wyprostowane kompensuje początkowy potencjał ujemny na siatce lampy końcowej, dzięki czemu płynie prąd anodowy przez przekaźnik odbiorczy.

Ażby odbiornik nie wpływał na symetrię w linii, zastosowano transformator wejściowy. Transformator ten posiada dużą przekładnię podwyższającą, ze względu na duży stosunek oporów



RYŚ. 2. OPÓR WEJŚCIOWY ODBIORNIKA W ZALEŻNOŚCI OD CZĘSTOTLIWOŚCI.

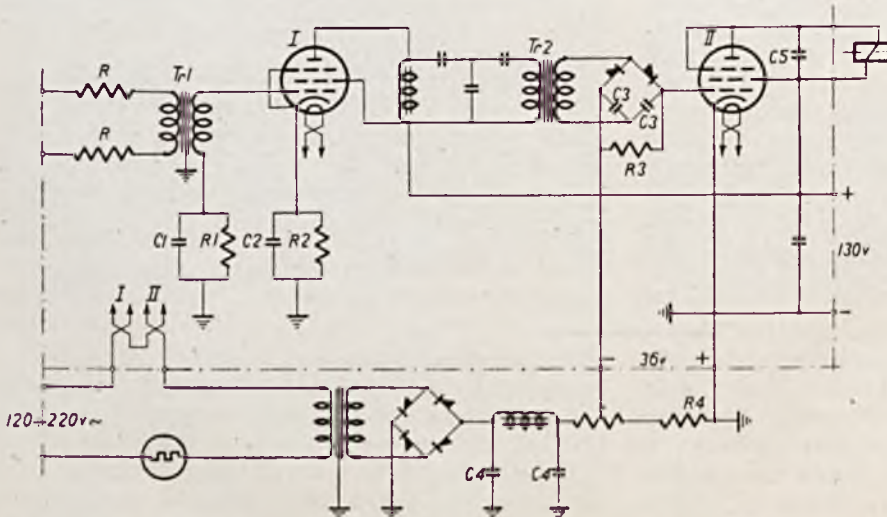
załączonych po stronie wtórnej i pierwotnej. W odbiorniku systemu PIT transformator wejściowy posiada przekładnię 1 : 20.

Wobec tego, że przy tak dużej przekładni, ze względów konstrukcyjnych indukcyjność uzwojenia pierwotnego nie może być zbyt duża, a pojemność uzwojenia wtórnego osiąga już znaczną wartość, zatem opór pozorny takiego transformatora wyraźnie zależy od częstotliwości wg. krzywej rezonansowej.

Aby jednak odbiornik nie obciążał zbytwno linii telefonicznej, jego opór wejściowy nie może przekroczyć pewnej określonej wartości, kilkakrotnie większej od oporu falowego linii.

Dlatego też zostały włączone opory linijowe R między linię i pierwotne uzwojenie transformatora; ze względu na symetrię znajdują się one w obydwóch przewodach, łączących linię z transformatorem.

Transformator wejściowy został obliczony

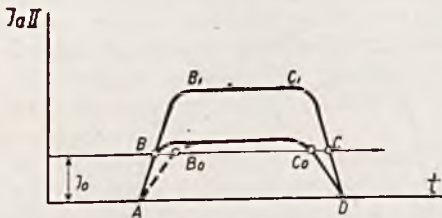


RYŚ. 1. SCHEMAT ODBIORNIKA.

po stronie pierwotnej dla oporu znacznie mniejszego od obydwu oporów linjowych; zatem w połączeniu z temi oporami krzywa jego oporu pozornego, w zależności od częstotliwości ma w jeszcze większym stopniu charakter krzywej rezonansowej. Własności rezonansowe transformatora są potrzebne do zmniejszenia wpływu prądu rozmowy, o czym będzie mowa później.

W celu uniezależnienia prądu w przekaźniku odbiorczym od wahań napięcia przychodzącego z linii, zastosowano automatyczną regulację wzmocnienia zapomocą mostka detekcyjnego R_1C_1 , który jednocześnie służy do zmniejszania zniekształceń impulsów prądu w przekaźniku odbiorczym.

Zasada automatycznej regulacji polega na zjawianiu się prądu siatki, podczas zbyt dużych amplitud napięcia na siatce. Na skutek tego prądu powstaje spadek napięcia na oporze R_1 , przesuwający punkt pracy lampy w lewo, wobec czego maleje wzmocnienie lampy.



RYS. 3. IMPULS PRĄDU W PRZEKAŹNIKU ODBIORCZYM.

Impuls prądu w przekaźniku odbiorczym przy normalnym napięciu wejściowym przedstawia krzywa AB_0C_0D na rys. 3. Jeśli przekaźnik odbiorczy działa przy prądzie J_0 , to czas jego działania będzie wtedy równy odcinkom B_0C_0 .

Natomiast przy zwiększonym napięciu na linii, wykres prądu przybrałby postać krzywej AB_1C_1D , zatem czas działania wynosiłby wtedy BC .

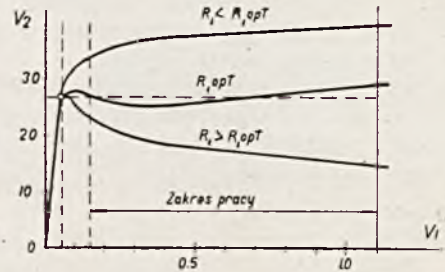
W założeniu, że $BB_0 = CC_0$ otrzymamy

$$BC = B_0C_0 + 2 BB_0.$$

Jednak, nasutek regulacji automatycznej, nastąpi ograniczenie wartości prądu i skrócenie czasu działania przekaźnika odbiorczego, ponieważ przebieg prądu ulegnie zmianie i przekształci się na krzywą ABC_0D . Ograniczenie prądu w przekaźniku odbiorczym nastąpi skutkiem zmniejszenia się wzmocnienia pierwszej lampy, a skrócenie czasu działania przekaźnika jest spowodowane przez stałą czasu układu R_1C_1 , dzięki której potencjał ujemny wywołany spadkiem napięcia na oporze R_1 będzie się znacznie wolniej zmniejszał, niż napięcie zmienne, zanikające przy końcu impulsu. W ten sposób jednocześnie z zanikaniem tego napięcia, będzie zmniejszało się również napięcie zmienne za pierwszą lampą, a co za tem idzie i prąd anodowy lampy końcowej.

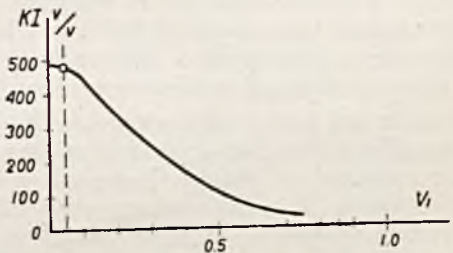
Czas działania przekaźnika w tym wypadku wyrazi się odcinkiem $BC_0 = B_0C_0 + BB_0$, zatem zniekształcenie, jako stosunek przyrostu czasu

działania przekaźnika do czasu nadawania impulsu, będzie dwukrotnie mniejsze. Ażeby wielkość prądu w przekaźniku odbiorczym jeszcze bardziej uniezależnić od zmian napięcia na linii, zastosowano drugi stopień regulacji automatycznej przed końcową lampą odbiornika zapomocą prądu siatki, powodującego spadek napięcia na oporze R_3 , spełniającym jeszcze i inną funkcję. Oczywiście dzięki kondensatorom C_3 zachodzi tu również korekcja kształtu impulsów tarczy numerowej, jednak decydujące znaczenie posiada regulacja automatyczna przy pierwszej lampie.



RYS. 4. DZIAŁANIE PIERWSZEGO STOPNIA REGULACJI AUTOMATYCZNEJ.

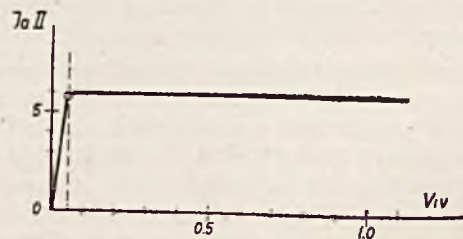
Na rys. 4 przedstawiono przebiegi napięcia zmiennego V_2 za lampą pierwszą w zależności od napięcia V_1 , przyłożonego do pierwotnego uzwojenia transformatora, przy zastosowaniu różnych oporów w mostku detekcyjnym. Celem zapewnienia sobie większej pewności w działaniu, regulacja automatyczna następuje w dłuższym zakresie zmian napięcia niż to będzie miało miejsce podczas normalnej pracy.



RYS. 5. WZMOCNIENIE PIERWSZEJ LAMPY W ZALEŻNOŚCI OD NAPIĘCIA PRYCHODZĄCEGO Z LINII.

Krzywa wzmocnienia pierwszego stopnia odbiornika jest przedstawiona na rys. 5, na którym również widać wpływ automatycznej regulacji wzmocnienia.

Na rys. 6 widzimy już przebieg prądu w przekaźniku odbiorczym nasutek działania obu stopni regulacji automatycznej. Ponieważ podczas auto-

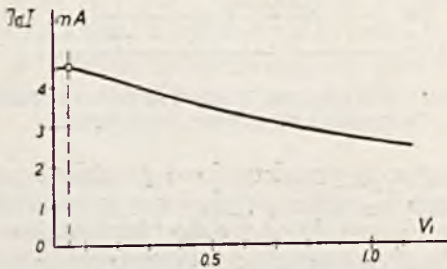


RYS. 6. DZIAŁANIE DWUSTOPNIOWEJ REGULACJI AUTOMATYCZNEJ.

matycznej regulacji w pierwszej lampie zachodzi przesunięcie jej punktu pracy w lewo, zatem wartość średnia prądu anodowego w tej lampie zmniejsza się wraz ze wzrostem napięcia zmiennego na siatce. Powoduje to zmniejszenie spadku napięcia na oporze redukcyjnym R_2 i przesunięcie punktu pracy nieco w prawo, co jest działaniem przeciwnym do działania regulacji automatycznej i osłabia jej skuteczność.

Możnaby tego uniknąć, dając zamiast oporu redukcyjnego niezależne napięcie siatkowe np. z potencjometru w zasilaczu siatkowym, ale ze względu na prostotę układu zaniechano tego, tembardziej, że regulacja automatyczna w takim układzie jest zupełnie wystarczająca.

Przebieg prądu anodowego w pierwszej lampie jest przedstawiony zapomocą krzywej na rys. 7, który wyraża również w pewnej skali zmianę spadku napięcia na oporze R_2 .



RYC. 7. PRĄD ANODOWY PIERWSZEJ LAMPY W ZALEŻNOŚCI OD NAPIĘCIA PRZYCHODZĄCEGO Z LINJI.

Wszystkie powyższe układy regulacji automatycznej są w mniejszym lub większym stopniu stosowane w odbiornikach do telegrafii wielokrotnej prądem zmiennym. Natomiast cechą charakterystyczną opisywanego odbiornika jest sposób usunięcia wpływu prądów rozmowy.

Zasada polega na zastosowaniu automatycznej regulacji, poprzedzającej układ selektywny, za którym znajduje się lampa końcowa, pracująca w t. zw. klasie „C”, czyli ze znacznie większym potencjałem ujemnym od tego, przy którym zaczyna zjawiać się prąd anodowy.

Dzięki regulacji automatycznej otrzymujemy zawsze jednakową amplitudę (wartość maksymalną) napięcia na wejściu układu selektywnego, bez względu na to, czy to jest napięcie sinusoidalne, czy też odkształcone, będące sumą napięć o różnych częstotliwościach.

Ponieważ podczas rozmowy występują zawsze prądy o różnych częstotliwościach uformowanych zwykle w pewne grupy (t. zw. formanty), wobec tego napięcie na wejściu układu selektywnego będzie złożone z napięć o różnych częstotliwościach.

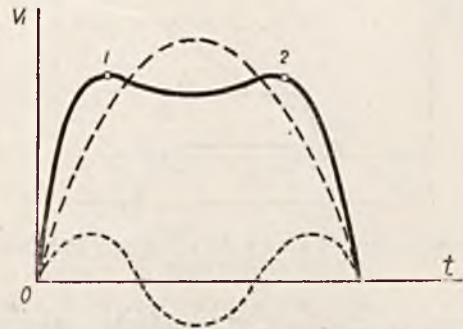
Dzięki temu, podczas rozmowy napięcie na wyjściu tego układu będzie tem mniejsze od napięcia na wejściu, im więcej będzie częstotliwości nieprzepuszczanych przez ten układ selektywny. Pewna różnica może jednak mieć miejsce przy wymawianiu samogłosek, ponieważ wtedy występują zwykle tylko prądy o częstotliwościach podstawowych i pewnej ilości harmonicznyc.

Wobec tego, w założeniu że podstawowa czę-

stotliwość jest zawarta w paśmie przepuszczania układu selektywnego, podczas wymawiania samogłosek bardzo czystym głosem, to jest z niewielką ilością harmonicznyc (głosy kobiece), napięcie na wyjściu układu selektywnego może osiągnąć znaczną wartość. Wreszcie przy tonie sinusoidalnie czystym (gwizd) napięcie to byłoby równe napięciu, jakie występuje przy przesyłaniu sygnałów. W szczególnym wypadku w czasie rozmowy napięcie za układem selektywnym mogłoby nawet przekroczyć wartość normalną napięcia jakiego istnieje podczas nadawania sygnałów.

Będzie to miało miejsce dla samogłosek, wywołujących prąd o krzywej wklęsłej, lub zbliżonej do prostokątnej, dla których amplituda jest mniejsza od amplitudy sinusoidy podstawowej. Jest to wywołane nieparzystymi harmonicznymi (patrz rys. 8).

Ponieważ regulacja automatyczna działa podczas wierzchołków (1, 2) krzywej (rys. 8) napięcia zmiennego na siatce, gdyż wtedy tylko płynie prąd siatki, wobec tego amplituda napięcia



RYC. 8. NIEKORZYSTNY KSZTAŁT KRZYWEJ PRĄDÓW ROZMOWY.

o częstotliwości podstawowej może przekroczyć wartość ustaloną na wejściu do układu selektywnego. Dzięki temu amplituda napięcia na wyjściu będzie większą od amplitudy na wejściu, gdyż wyższe harmoniczne nie przejdą przez ten układ selektywny.

Jest to jednak wypadek bardzo mało prawdopodobny, ponieważ wymaga prądów rozmowy nie tylko o określonej częstotliwości, ale jeszcze o określonym kształcie. Jedynym wypadkiem, którego należałoby się obawiać, jest gwizd przed mikrofonem, ale od tego nie możemy się uchronić w żaden sposób przy systemie impulsowania prądem zmiennym o jednej częstotliwości. W pewnym stopniu niebezpieczne są jeszcze wysokie i czyste głosy kobiece.

Naogół jednak można powiedzieć, że napięcie na wyjściu układu selektywnego podczas rozmowy będzie znacznie mniejsze od napięcia przy przesyłaniu czystej sinusoidy prądu sygnału, wysyłanego zapomocą tarczy numerowej i dlatego nie wywoła ono prądu w przekaźniku odbiorczym.

W odbiorniku systemu PIT napięcie zmienne na wyjściu układu selektywnego zostaje wyprostowane i kompensuje napięcie ujemne na siatce, wynoszące 36 voltów. Ażeby przekaźnik pewnie zadziałał, kompensujące napięcie pracy podczas impulsowania tarczą numerową musi rów-

niez wynosić 36 v., czyli wtedy lampa pracuje bez napięcia ujemnego na siatce. Wystarczy jednak, aby napięcie kompensujące zmniejszyło się tylko o 6 voltów, a już nie popłynie żaden prąd anodowy. Zatem, jeśli podczas rozmowy, kompensacyjne napięcie szkodliwe dojdzie nawet do 30 voltów, to jeszcze nie zjawi się prąd w przekaźniku odbiorczym.

Ażeby ułatwić sobie zadanie usunięcia wpływu prądów rozmowy, należałoby obrać taką częstotliwość prądów sygnału, dla której moc prądu zmiennego podczas rozmowy telefonicznej jest najmniejsza. Wynika stąd, że najodpowiedniejszymi będą najwyższe częstotliwości akustyczne.

W systemie opracowanym w PIT obrano częstotliwość 1740 okr./sek. Jest to jedna z częstotliwości nośnych dla telegrafii wielokrotnej, określonych na Międzynarodowym Zjeździe C. C. I. T.

Jako pasmo przepuszczania układu selektywnego przyjęto ± 30 okr./sek, co w zupełności wystarcza dla dostatecznie wiernego odtworzenia impulsów prądu, nadawanych z częstotliwością 10 okr./sek za pomocą tarczy numerowej.

Nieczułość odbiornika na prądy rozmowy w znacznym stopniu zależy od dobroci układu selektywnego.

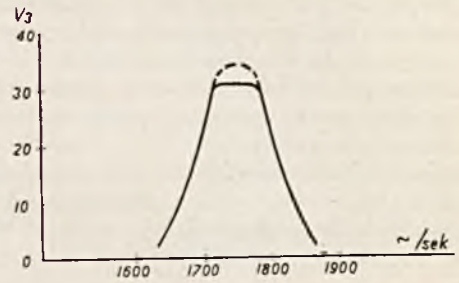
W odbiorniku PIT zastosowano filtr rezonansowy złożony z dwóch obwodów sprzężonych pojemnościowo. Cewki zostały wykonane na rdzeniach zamkniętych i nawinięte w formie toroidalnej, dzięki czemu otrzymano bardzo małe straty. Sprzężenie między obydwo ma obwodami wykonano niezbyt duże (mniejsze od krytycznego), w celu otrzymania ostrej krzywej rezonansu.

Ponieważ dla osiągnięcia większej selektywności układu złożonego z obwodów rezonansowych, należy zamknąć go z obydwu stron na możliwie duże opory, zatem zastosowano tu pentodę wysokiej częstotliwości jako lampę, poprzedzającą ten układ, a na wyjściu dołączono mostek pojemnościowo - prostownikowy. Mostek ten jest o tyle korzystny, że posiada duży opór pozorny i dwukrotnie podwaja napięcie, a dzięki prostowaniu dwukierunkowemu zmniejsza zniekształcenia impulsów. Został on po raz pierwszy zastosowany do tego celu w opisywanym odbiorniku.

Oporność R_3 , obciążająca ten mostek razem z opornością wejściową siatki lampy końcowej jest dołączona w celu zmniejszenia stałej czasu. Krzy-

wa tłumienia układu selektywnego, załączonego na powyższe opory jest przedstawiona na rys. 9.

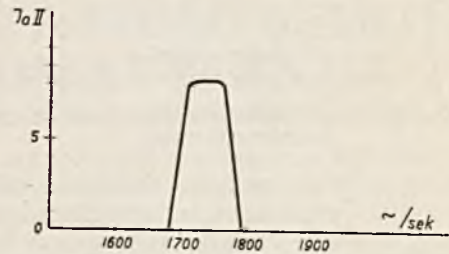
Napięcie stałe na oporze R_3 w funkcji częstotliwości przedstawia rys. 10. Płaski wierzcho-



RYŚ. 10. KOMPENSACYJNE NAPIĘCIE PRACY W ZALEŻNOŚCI OD CZĘSTOTLIWOŚCI.

łek tej krzywej jest spowodowany prądem siatki w drugim stopniu regulacji automatycznej.

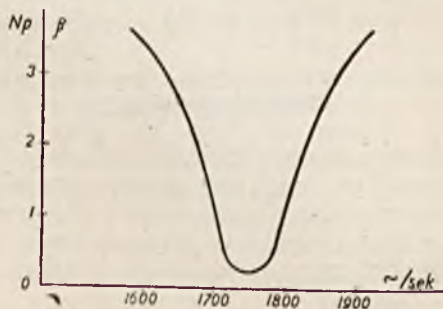
Prąd anodowy w lampie końcowej, płynący przez przekaźnik odbiorczy przebiega według krzywej na rys. 11.



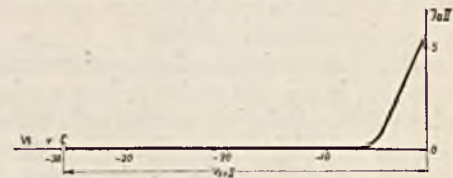
RYŚ. 11. PRĄD W PRZEKAŹNIKU ODBIORCZYM W ZALEŻNOŚCI OD CZĘSTOTLIWOŚCI.

Jako lampę końcową zastosowano również pentodę wysokiej częstotliwości, taką samą jak w pierwszym stopniu odbiornika.

Ponieważ normalne lampy końcowe posiadają charakterystyki o dużym promieniu krzywizny w dolnym zagięciu, zatem, ażeby nie występował prąd anodowy podczas szkodliwego napięcia kompensacyjnego, należałoby powiększyć napięcie ujemne na siatce oraz wzmocnienie odbiornika. Jest to oczywiście niepożądane, ponieważ prowadzi do zastosowania większej ilości lamp, lub do powiększenia przekładni w transformatorze Tr_2 co związane jest ze zmniejszeniem selektywności.



RYŚ. 9. KRZYWA TŁUMIENIA UKŁADU SELEKTYWNEGO.



RYŚ. 12. CHARAKTERYSTYKA LAMPY KOŃCOWEJ.

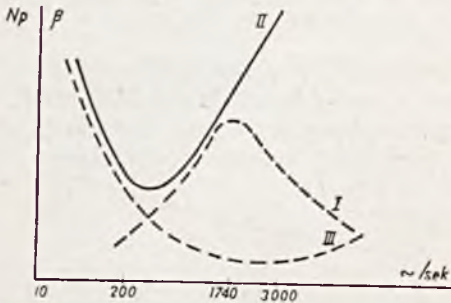
Ażeby tego uniknąć, zastosowano pentodę wysokiej częstotliwości w której połączono ze sobą anodę i siatkę chwytaną w celu powiększenia nachylenia jej charakterystyki; dzięki temu otrzymano krzywą jak na rys. 12.

Ponieważ przy kompensacyjnym napięciu pracy lampa końcowa nie posiada napięcia ujem-

nego, zatem prąd anodowy osiągnąłby zbyt dużą wartość. W celu zmniejszenia tego prądu zastosowano przekąźnik odbiorczy wysokoomowy.

Kondensator C_5 służy do zbocznikowania impulsów prądu, jakie mogłyby się zdarzyć podczas rozmowy naskutek istnienia krótkotrwałych prądów o przebiegu czysto sinusoidalnym i o częstotliwości na jaką działa odbiornik. Jest to jednak raczej zabezpieczenie teoretyczne, nie mające dużego znaczenia w praktyce.

Skuteczniejszym środkiem do usunięcia wpływu prądów rozmowy, oprócz opisanego już zasadniczego układu, jest specjalnie dobrany transformator wejściowy, o którym już była mowa powyżej.



RYC. 13. CHARAKTERYSTYKI TRANSFORMATORA WEJŚCIOWEGO.

Idealną charakterystyką tłumienia takiego transformatora jest krzywa I, przedstawiona na rys. 13, gdyż wtedy najbardziej tłumioną byłaby częstotliwość 1740 okr/sek, jako najniebezpieczniejsza w rozmowie. W ten sposób zostałyby zmniejszona procentowa zawartość najniebezpieczniejszej częstotliwości prądów rozmowy, jednak nie możemy się posuwać w tym kierunku zbyt daleko, ponieważ związane jest to ze zmniejszeniem czułości odbiornika na prądy sygnału.

Pod względem większego tłumienia częstotliwości niebezpiecznych zbliżona do idealnej jest krzywa II (rys. 13), według której wszystkie wyższe częstotliwości w paśmie akustycznym 200—3000 okr/sek, są więcej tłumione, niż częstotliwości, zawarte poniżej 1000 okr/sek. Z tego powodu krzywa II jest nawet bardziej korzystna od krzywej I, ponieważ tłumie częstotliwości zawarte nawet powyżej 1740 okr/sek, dzięki czemu krzywe prądów rozmowy o kształcie wklęsłym występują w znacznie mniejszym stopniu, co powiększa bezpieczeństwo układu.

Charakterystyka tłumienia transformatora według krzywej II jest już w praktyce łatwo osiągalna, tylko jedyną trudnością jest otrzymanie rezonansu dla możliwie niskiej częstotliwości. Można to zrobić zapomocą dołączenia kondensatora do zacisków uzwojenia pierwotnego. Ostrość krzywej tłumienia zwiększono dzięki oporom linjowym R.

W celu zbadania wpływu prądów rozmowy w zależności od konstrukcji transformatora wejściowego, przeprowadzono dwie próby przy dwukrotnie zmniejszonym napięciu ujemnym na siatce lampy końcowej.

W pierwszej z nich zastosowano zwykły transformator, posiadający charakterystykę tłumienia

według krzywej III (rys. 13) i stwierdzono, że rzeczywiście podczas bardzo niskich tonów rozmowy (głęboki bas) przekąźnik odbiorczy czasami zadziałał.

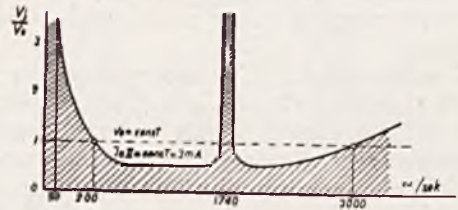
Natomiast w drugiej próbie przy zastosowaniu przeznaczonego do tego celu transformatora wejściowego (krzywa II) nie zauważono w żadnym wypadku zadziałania przekąźnika podczas takiej samej próby.

Zgodnie z powyższymi wynikami otrzymano krzywą wpływu obcych częstotliwości przedstawioną na rys. 14.

Zdjęcie tej krzywej przeprowadzono zapomocą układu przedstawionego na rys. 15.

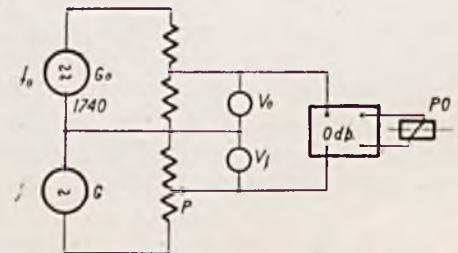
Z generatora G_0 wysyłano prąd zmienny o częstotliwości $f_0=1740$ okr/sek ze stałą amplitudą, natomiast zapomocą potencjometru P tak zmniejszano napięcie generatora G , wysyłającego dowolne częstotliwości, aż przekąźnik odbiorczy nie przyciągnął swojej kotwiczki.

Pomiar przeprowadzono dla różnych częstotliwości obcych. Część zakreślona na rys. 14 odpowiada obszarowi działania przekąźnika odbiorczego.



RYC. 14. WPŁYW OBCYCH CZĘSTOTLIWOŚCI.

Jak widać z krzywej 14, dla częstotliwości niskich jeszcze przy stosunkowo dużym obcemu napięciu zmiennem V_f przekąźnik będzie działał. Jest to okoliczność o tyle korzystna, że ewentualne zaburzenia, powstałe w sieci prądu zmiennego, lub naskutek przesłuchu podczas dzwonienia na sąsiednich obwodach telefonicznych, nie będą niebezpieczne w chwili nadawania impulsów.



RYC. 15. UKŁAD DO POMIARU WPŁYwu OBCYCH CZĘSTOTLIWOŚCI.]

Z drugiej strony potwierdza to nam już otrzymane wyniki podczas prób rozmowy, a mianowicie, że przy bardzo niskich tonach wystarczy stosunkowo mała amplituda napięcia zmiennego o częstotliwości 1740 okr/sek, aby przekąźnik został uruchomiony.

W paśmie przepuszczania obwodu rezonansowego oczywiście dla wszystkich amplitud na-

pięcia obcego przekaźnik będzie działał, zatem w tem miejscu krzywa dąży do nieskończoności.

Jako badanie końcowe przeprowadzono długotrwałe próby niewrażliwości odbiornika na prądy rozmowy. Próby te wykazały, że przy użyciu dobrych obwodów rezonansowych i dobrego transformatora wejściowego przy odpowiednio dużym napięciu ujemnym na siatce lampy końcowej, w żadnym wypadku nie nastąpiło zadziaływanie przekaźnika odbiorczego. Jednak gdy zastosowano cewki obwodów rezonansowych, nawinięte na tańszych rdzeniach, okazało się, że przy bardzo wysokich i czystych głosach kobiecych zachodzi obawa zadziaływania przekaźnika odbiorczego. Odbiornik impulsów systemu PIT działa zupełnie dobrze przy nadawaniu impulsów z mocą 2 mW na linię o tłumieniu, dochodzącem do 2, 4 nep.

O ile chodzi o stałość pracy, to działywanie jego jest jeszcze dostatecznie pewne przy wahaniami

się napięcia anodowego o $\pm 10\%$, lub przy wahaniami się częstotliwości nośnej o $\pm 1,2\%$.

Jako źródło napięcia ujemnego na siatkę lampy końcowej, zastosowano zasilacz prostownikowy ze stabilizacją napięcia wyprostowanego zapomocą regulacji prądu zmiennego w pierwotnym uzwojeniu transformatora sieciowego.

Ponieważ w odbiorniku zastosowano lampy łączone szeregowo, wymagające dodatkowej lampy regulującej, zatem lampę tę jednocześnie użyto do regulacji prądu w pierwotnym uzwojeniu transformatora zasilacza.

W takim układzie napięcie wyprostowane waha się tylko o $\pm 0,5\%$ przy zmianach napięcia o $\pm 50\%$.

Praktycznie więc napięcie ujemne na siatce lampy końcowej jest niezależne od wahań napięcia w sieci.

PRZEKAŹNIKI I ICH ZASTOSOWANIE W TELEFONJI AUTOMATYCZNEJ.

Inż. E. FRYDMAN.

(Dalszy ciąg do str. 219 Nr. 7. 1936 r. Przegl. Teletechnicznego)

Punkty i oporności probiercze.

Gdy przekaźniki zmontowane są na wybieraku lub płycie montażowej, końcówki przekaźnika są mało dostępne i stąd duże ułatwienie w pracy powstanie przez wyznaczenie punktów zewnętrznych, do których można przyłączyć źródło prądu.

Punktami przyłączenia są zwykle sprężyny innych przekaźników, gniazdka probiercze i t. d. Dla uzyskania połączenia poprzez sprężyny, należy niekiedy wsunąć klin między zderzak kotwiczki a pierwszą sprężynę tak, aby w ten sposób można było utrzymać styki w położeniu roboczym. W innych przypadkach należy tak odizolować styki, aby wyłączyć obwody równoległe. Wszelkie dane, dotyczące punktów przyłączenia prądu oraz izolacji styków znajdujemy w karcie nastawczej u dołu,

Regulacja, inspekcja, regulacja powtórna oraz próba.

W kolumnach pionowych widzimy cztery wartości prądu w miliamperach oraz odpowiednie oporności dla każdej operacji nastawczej.

W pierwszej kolumnie podane są wartości potrzebne monterom w warsztatach. Wartości te odpowiadają ścisłym obliczeniom dla prądu działywania i niedziaływania.

Druga kolumna przeznaczona jest dla użytku inspekcji w warsztatach. Przewidziane tu są odchylenia rzędu 2% — 3% od wartości liczb kolumny pierwszej. W ten sposób zapobiegamy ewentualności odrzucenia przez inspekcję przekaźników, których działywanie mogłoby być zahamowane przez warunki poboczne, jak: spadek napięcia, zmiany temperatury i niedokładności przyrządów pomiarowych.

Kolumna trzecia daje nam wartości potrzebne do regulacji wtórnej przekaźników, zmontowa-

nych na stojakach i aparatach. Również tu przewidziane są dalsze odchylenia rzędu 2 — 3% od wartości kolumny poprzedniej.

Wreszcie kolumna czwarta podaje prąd i opory potrzebne do sprawdzania przekaźników w centrali telefonicznej. Odchylenia wynoszą od 3 — 5% wartości, podanych w kolumnie trzeciej.

Przykład.

Przygotowanie karty nastawczej dla przekaźnika H.

Amperozwoje niedziaływania $AZ = 135$.

Ilość zwojów $Z = 6000$.

Prąd niedziaływania $\frac{135}{6000} = 22,5$ miliamperów.

Prąd działywania (120%) $1,20 \cdot 22,5 = 27,2$ miliamperów.

Opór dla prądu „niedziaływania” (regulacja I) 49 V.

$$\frac{49}{0,0225} = 2180 \Omega$$

$$2180 - 140 = 2040 \Omega$$

Opór dla prądu „działywania” (regulacja I) 49 V.

$$\frac{49}{0,0272} = 1800 \Omega$$

$$1800 - 140 = 1660 \Omega$$

Inspekcja 49 V.

Niedziaływanie $2040 \cdot 1,02 = 2080 \Omega$.

Działywanie $1660 \cdot 0,98 = 1630 \Omega$.

Regulacja powtórna 49 V.

Niedziaływanie $2020 \cdot 1,02 = 2120 \Omega$.

Działywanie $1640 \cdot 0,98 = 1610 \Omega$.

Próba 49 V.

Niedziałanie $2120 \cdot 1.03 = 2180 \Omega$.

Działanie $1610 \cdot 0.97 = 1560 \Omega$.

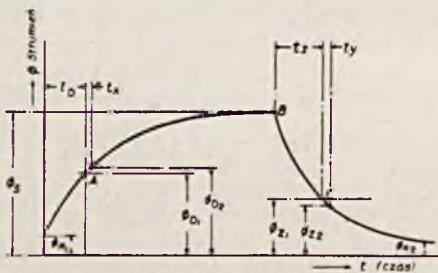
Odpowiednio przeliczamy oporności przy napięciu probierczym 46 V.

6. Przekazniki szybkiego działania.

Wpływ indukcji na działanie przekazywnika.

W dotychczasowych rozważaniach nie brałiśmy pod uwagę szybkości działania przekazywnika. Określając bowiem ilości amperozwojów potrzebną do tego aby przekazywnik zadziałał uwzględnialiśmy tylko krańcowe wartości pola magnetycznego które prąd wywołuje. Jednakże od chwili zamknięcia obwodu przekazywnika, do chwili gdy kotwiczka zostanie całkowicie przyciągnięta, upływa pewien okres czasu w ciągu którego pole wzrasta. Czas ten odgrywa pierwszorzędną rolę w urządzeniach automatycznych — nazywamy go **zwłoką przy działaniu**. Podobnie ważnym jest okres czasu od chwili, gdy obwód przekazywnika zostaje otwarty, aż do chwili, gdy kotwiczka wróci do położenia spoczynku. Okres ten nazywamy **zwłoką przy wyzwalaaniu**.

Zwłoka przy działaniu względnie przy wyzwalaaniu spowodowana jest okresowem wzrastaniem i zanikaniem strumienia magnetycznego przy zamknięciu i przerwaniu obwodu. W przekazywnikach elektromagnetycznych ta bezwładność ruchu jest nieunikniona; normalnie jednak w przekazywnikach szybkiego działania, oraz przekazywnikach impulsowych zwłoka przy działaniu i wyzwalaaniu utrzymywana jest w granicach kilku do kilkunastu milisek. W pewnych wypadkach budowane są przekazywniki, których działanie lub wyzwalaanie jest celowo przedłużane. Przekazywniki takie nazywamy przekazywnikami powolnego działania lub wyzwalaania.



RYŚ. 17. WZROST I ZANIK STRUMIENIA MAGNETYCZNEGO W UZWOJENIU PRZEKAZYWNIKA.

Wzrost i zanik strumienia w zależności od czasu przedstawiony jest na rys. 17. Przez włączenie prądu strumień magnetyczny wzrasta od wartości Φ_{r1} określonej wielkością magnetyzmu szczątkowego. Przy wartości Φ_{D1} kotwiczka zaczyna się poruszać pokonywując opór sprężyn. Przy Φ_{D2} kotwiczka przyciągnięta jest całkowicie. Okres czasu t_x jest bardzo mały i pomijając go możemy powiedzieć, iż kotwiczka działa przy strumieniu Φ_{D1} przyczem zwłoka przy działaniu wynosi t_0 . Strumień wzrasta w dalszym ciągu do wartości Φ_3 określonej ilości amperozwojów w cewce. Przy przerwaniu prądu i opadnięciu strumienia do

wartości Φ_1 kotwiczka rozpoczyna ruch powrotny. Powrót kotwiczki trwa t_y , zaś zwłoka przy zwolnieniu t_z .

W celu określenia t_0 i t_z musimy określić funkcje, według których odbywa się wzrost i zanik strumienia w obwodzie indukcyjnym przekazywnika.

Wzrost strumienia magnetycznego.

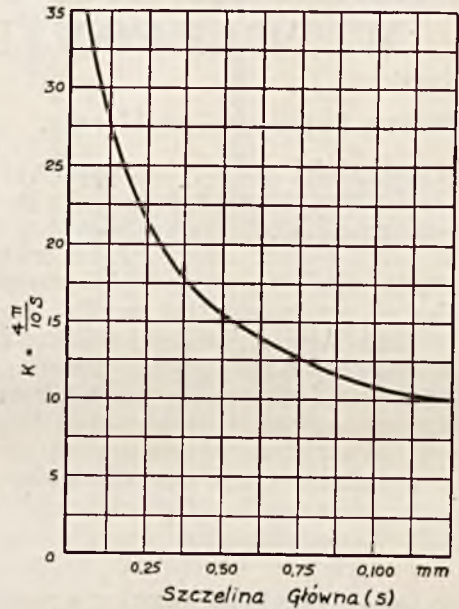
Przekazywniki zaczynają zazwyczaj działać już przed nasyceniem obwodu magnetycznego. Wobec tego możemy stosować równanie:

$$\Phi = \frac{Hl}{S} = \frac{4\pi}{10} \frac{AZ}{S} = KAZ,$$

gdzie

$$K = \frac{4\pi}{10S} \text{ jest stałą.}$$

K dla przekazywnika oniklowanego określić możemy z wykresu 16, dzieląc — przez ilość amperozwojów AZ. Wartość K dla różnych szczelin podajemy na rys. 18.



RYŚ. 18. WYKRES ZALEŻNOŚCI $k=f(s)$

Przy zamknięciu obwodu strumień wzrasta proporcjonalnie do prądu, gdyż jak już zaznaczyliśmy powyżej K jest stałe.

$$\frac{d\Phi}{dt} = KZ \frac{di}{dt} \dots \dots \dots (1)$$

gdzie Z jest to ilość zwojów w cewce.

Wzrost strumienia wywołuje siłę elektromotoryczną w uzwojeniu, przyczem siła ta jest przeciwnego znaku do napięcia przyłożonego do zacisków przekazywnika.

$$E = \frac{Z}{10^8} \frac{d\Phi}{dt} = \frac{KZ^2}{10^8} \frac{di}{dt} \text{ wolt.} \quad (2)$$

$L = \frac{KZ^2}{10^8}$ określa samoindukcję przekazywnika.

Napięcie przyłożone do zacisków przekaźnika zużyte jest częściowo na pokonanie oporu uzwojenia R , częściowo zaś na przezwyciężenie siły elektromotorycznej samoindukcji.

$$V = iR + L \frac{di}{dt} \dots \dots \dots (3)$$

Podstawiając na V wartość $= i_t R$, gdzie i_t — prąd w stanie równowagi, czyli końcowa wartość prądu — otrzymamy:

$$i_t R = iR + L \frac{di}{dt} \dots \dots \dots (4)$$

po scałkowaniu otrzymamy:

$$i = i_t \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right) \dots \dots \dots (5)$$

Znając V , L , R i prąd przy którym przekaźnik działa (i_D), określić możemy z równania (5) t_D , czyli zwłokę przy działaniu.

$$t_D = \frac{L}{R} \ln \frac{1}{1 - \frac{i_D}{i_t}} \dots \dots \dots (6)$$

Jeżeli przez R_m oznaczymy opór, włączany szeregowo z przekaźnikiem przy regulacji (prąd niedziałania),

$$i_D = \frac{V}{R + R_m}$$

$$i_t = \frac{V}{R} ;$$

podstawiając te wartości do równania (6) otrzymujemy:

$$t_D = \frac{L}{R} \ln \left(1 - \frac{R}{R_m} \right)$$

albo:

$$t_D = \frac{KZ'}{10^8 R} \ln \left(1 - \frac{R_m}{R} \right) \dots \dots \dots (7)$$

Przy stałym R zwłoka przy działaniu zmniejsza się wraz ze zmniejszeniem ilości Z ; zmniejszenie ilości zwojów przy $i = \text{const.}$ (gdyż $R = \text{const.}$) osłabia jednakże czułość przekaźników, musimy więc zmniejszyć R_m , czyli, że drugi czynnik w równaniu (7) wzrośnie. Z równania (6) znajdujemy minimum dla t_D przy stałym R . Minimum to przypada dla Z około 1,4 ilości zwojów potrzebnych do wykonywania próby „niedziałania”. Ze względu na wpływ prądów wirowych w rdzeniu, bezwładności kotwiczki i t. d. bierzemy zwykle ilości amperozwojów większą, niż 1,4 AZ teoretycznych.

Na wykresie 19 przedstawiona jest zależność między ilością amperozwojów, a zwłoką przy działaniu dla różnego obciążenia kotwiczki. Widzimy tu wyraźnie, że najmniejsza zwłoka zachodzi dla jednej, ściśle określonej ilości amperozwojów.

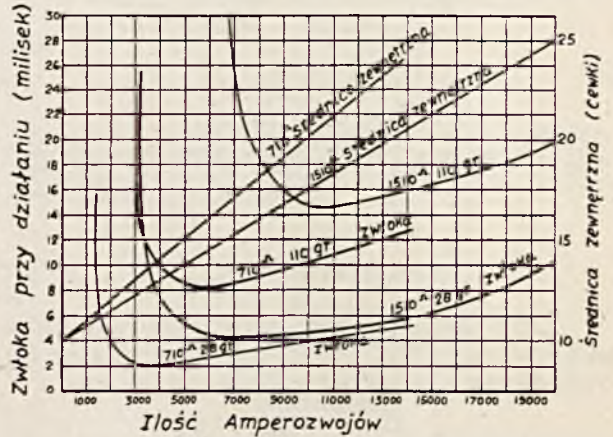
Wyraz $\frac{L}{R}$ nazywamy stałą działania która

zależy tylko od własności elektrycznych przekaźnika.

Gdy $t_D = \frac{L}{R}$ to przez podstawienie tej wartości do równania (5) otrzymujemy:

$$i = i_t (1 - e^{-1}) \dots \dots \dots (8)$$

Przekaźnik Normalny A.E.C?
 Krzywa zależności: zwłoka przy działaniu - ilość amperozwojów
 Napięcie 50v
 Nacisk na zbierzak korwiczki 28 i 112 gr
 Skok 0,25 mm, Szczelina końcowa 0,04 mm



RYG. 19. WYKRES ZALEŻNOŚCI: ILOŚĆ AMPEROZWOJÓW, ZWŁOKA PRZY DZIAŁANIU.

$\frac{L}{R}$ oznacza zatem czas, w ciągu którego prąd wzrasta do $(1 - e^{-1})$, czyli 63% swej wartości końcowej.

Zanik strumienia magnetycznego.

Przerwanie prądu w cewce powoduje zanik strumienia magnetycznego w rdzeniu. Powstają skutkiem tego we wszystkich częściach metalicznych jak: rdzeń, uzwojenie krótko-zwarne, pokrywa przekaźnika i t. d. prądy wirowe. W dowolnej chwili strumień wywołany przez te prądy określić możemy ze wzoru:

$$\Phi = KAZ$$

Gdy na rdzeniu nawinięty jest obwód krótko-zwarły o Z zwojach i oporze R , siła elektromotoryczna wywołana przez zanik strumienia równa jest:

$$E = \frac{Z}{10^8} \frac{d\Phi}{dt} \text{ wolt}$$

i prąd wywołany w uzwojeniu:

$$i = \frac{Z}{10^8 R} \frac{d\Phi}{dt} \text{ amp.}$$

Siła magnetomotoryczna wyrażona ilością amperozwojów:

$$AZ = \frac{Z^2}{10^8 R} \frac{d\Phi}{dt}$$

stąd strumień wywołany:

$$\Phi = \frac{KZ}{10^8 R} \frac{d\Phi}{dt},$$

gdzie $L = \frac{KZ^2}{10^8 R}$ nazwiemy indukcją magnetyczną.

Przekształcając to równanie różniczkowe otrzymamy:

$$\frac{dt}{L} = \frac{d\Phi}{\Phi}$$

po scałkowaniu:

$$\frac{t}{L} = \ln \Phi - \ln C$$

$$\Phi = C e^{-\frac{t}{L}}$$

Dla $t = 0$, $\Phi = \Phi_0$ (strumień początkowy) czyli $C = \Phi_0$, stąd

$$\Phi = \Phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{L}} \dots \dots \dots (9)$$

Żeby określić zwłokę przy zwolnieniu, która zachodzi przy Φ_z , rozwiązujemy równanie (9) względem t .

$$t_z = L \ln \frac{\Phi_0}{\Phi_z} = \frac{KZ^2}{10^8 R} \ln \frac{\Phi_0}{\Phi_z} \dots \dots \dots (10)$$

w okresie poprzedzającym nasycenie obwodu magnetycznego obowiązuje równanie:

$$t_z = L \ln \frac{i_0}{i_z},$$

strumień bowiem jest proporcjonalny do prądu. Aczkolwiek normalne przekładniki nie posiadają uzwojenia krótkozwartego, jednakże prądy indukowane powstają w rdzeniu i w innych częściach metalicznych.

W tym przypadku rdzeń uważać możemy jako jeden zwój o pewnym oporze dla prądów wirowych. Ze wzoru (10) widzimy, że zwłoka przy wyzwalaniu jest wtedy odwrotnie proporcjonalna do R (przy stałym Φ_z). Chociaż obliczeniem oporności prętów cylindrycznych dla prądów wirowych zajmiemy się dopiero później, jednak już teraz zaznaczyć możemy, że w przypadku, gdy oporność rdzenia dla prądów wirowych jest $r \Omega$ wówczas, indukcja magnetyczna dla rdzenia:

$$L_r = \frac{K}{10^8 r}$$

Uważamy tu bowiem cały rdzeń za cewkę o jednym zwoju ($z = 1$).

Przekładniki szybkiego działania i wyzwalania.

Są to normalne przekładniki nie posiadające uzwojeń krótkozwartych, lub bębnow metalicznych na rdzeniu. Rdzenie wykonywane są z żelaza szwedzkiego, które posiada znaczny opór dla prądów wirowych. W pewnych przypadkach używa się także rdzeni ze stali niklowej, która posiada

większy współczynnik μ i większą oporność dla prądów wirowych. Dla uzyskania szybkiego wyzwalania stosować należy dużą szczelinę końcową. Stosunek AZ uzwojenia do AZ „nie działania”, czyli t. zw. współczynnik pewności P , wynosi od 1,3 do 2,0.

Zwłoka przy działaniu $t_D = 5$ do 50 milisek. Zwłoka przy wyzwalaniu $t_z = 2$ do 30 milisek.

Zaznaczyć musimy, że użycie małej oporności magnetycznej S nieznacznie wpływa na t_D , lecz powiększa znacznie t_z ; wynika to ze wzorów (7) i (9). Ze wzoru (7) widzimy, że przy zmniejszeniu S zwiększa się jednocześnie R_m , gdyż przekładnik działa przy mniejszym prądzie. We wzorze (9) zmniejszenie S powoduje wzrost Φ_0 , Φ_z zaś jest niezależne od S . Zwiększenie szczeliny końcowej zmniejsza więc znacznie t_z ; dużą rolę odgrywa tu także wielkość magnetyzmu szczałkowego.

Przekładniki szybkiego działania mają zwykle kotwiczkę o większej przekładni ruchu. W przekładniku AEC0 stosunek skoku zderzaka do skoku przy śrubce antymagnetycznej wynosi jak już wspomnieliśmy 2 : 1 (kotwiczka nr. 3), zmniejsza to bezwładność mas kotwiczki, i przyspiesza działanie przekładnika. Grubość sprężyn dla przekładnika szybkiego działania AEC0 podana jest na tabeli 1 (klasa 5,26). Grubość sprężyn wpływa w dużym stopniu na działanie przekładnika. Zwiększenie oporu sprężyn wymaga większej ilości amperozwojów, czyli wymaga większej ilości zwojów przy takim samym oporze; z (7) widzimy, że powiększa to czas t_D . Ten sam wniosek wyciągamy z wykresu 20, porównyując dwie krzywe przekładników o tym samym oporze, lecz o różnym nacisku sprężyn na kotwiczkę.

Opór cewki uzależniony jest od warunków schematów połączeń. Np. przekładniki działające szeregowo z elektromagnesem napędzającym nie mogą mieć oporu większego ponad 5 omów, gdyż działanie elektromagnesu uległoby zakłóceniu. Oporność przekładników pozostających pod prądem przez dłuższy okres czasu, powinna być tak znaczna, aby uniemożliwiła nagrzanie się przekładnika. Zasadniczo oporność przekładnika powinna być jak największa, aby zmniejszyć wydatek na prąd.

7. Przekładniki powolnego działania.

Wzrost i zanik strumienia

Przekładniki powolnego działania znamienne są tem, że na rdzeniu umieszczone są zamknięte obwody metaliczne (bęben, cewka, tulejka), w których zmiana strumienia magnetycznego indukuje prąd. Prąd ten wywołuje pole przeciwdziałające strumieniowi głównemu i w ten sposób opóźnia działanie przekładnika.

Przypuśćmy, że na rdzeniu nawinięta jest cewka krótkozwarta o Z zwojach i oporności R . Siła elektromotoryczna wywołana przez zanik strumienia:

$$E = \frac{Z}{10^8} \frac{d\Phi}{dt} \text{ wolt,}$$

prąd zaś wywołany w uzwojeniu:

$$i = \frac{Z}{10^8} \frac{d\Phi}{dt} \text{ amp.}$$

Siła magnetomotoryczna:

$$AZ = \frac{Z^2}{10^8} \frac{d\Phi}{dt} \text{ amperozwojów,}$$

gdzie

$$\frac{10^8 R}{Z^2} = L = \text{indukcja magnetyczna.}$$

Pomiędzy obwodem elektrycznym a magnetycznym zachodzi ścisła analogja i podstawiając:

$$AZ = V; \Phi = i; S = R$$

do wzorów wyprowadzonych w rozdziale 6 otrzymujemy:

$$\Phi = \Phi_1 \left(I - e^{-\frac{Kt}{L}} \right) \dots (11)$$

Gdy cewka posiada dwa uzwojenia, wzrost strumienia odbywa się według równania:

$$\Phi = \Phi_1 \left(I - e^{-\frac{Kt}{L_1 + L_2}} \right) \dots (12)$$

stąd zwłoka przy działaniu

$$t = (KL_1 + KL_2) \ln \left(I + \frac{R}{R_m} \right) \dots (13)$$

Gdy jedno uzwojenie jest przyłączone do zacisków baterji, drugie zaś jest krótkozwarte, równanie to pozostaje w mocy, należy tylko podstawić odpowiednie wartości na miejsce L_1 , L_2 i K .

Zanik strumienia w przekąźnikach z obwodem krótkozwartym rozważany już był poprzednio.

Bęben uważać należy jako pojedynczy zwój, którego oporność dla prądów wirowych obliczona jest poniżej.

Oporność bębna metalicznego dla prądów wirowych.

Oporność elementu cylindrycznego o grubości ścianki db (patrz rys. 20) równa się:

$$d r_m = 2 \pi \rho \frac{b}{A db}$$

$$\frac{1}{r_m} = \frac{A}{2 \pi \rho} \int_C^B \frac{db}{b} = \frac{A}{2 \pi \rho} \ln \frac{B}{C}$$

$$r_m = \frac{2 \pi \rho}{A \ln \frac{B}{C}}$$

Dla bębnow miedzianych o średnicy zewnętrznej $2 B = 2,5 \text{ cm}$ i średnicy otworu $2 b = 1 \text{ cm}$ (bębny przekąźników Strowgera) podajemy następujące wartości na r_m .

Długość bębna (A)	r_m
3,80 cm	2,86 $\mu \Omega$
3,18 cm	3,44 „
2,54 cm	4,28 „
1,75 cm	6,22 „

Dla rdzenia przekąźników Strowgera:

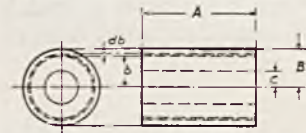
$$r_m = 6 \cdot 10^{-5} \Omega$$

W każdym przekąźniku istnieje upływ strumienia z jarzma do rdzenia. Ponieważ główną składową oporności magnetycznej jest szczelina w zawiasach oraz szczelina między rdzeniem a kotwiczka, upływ z rdzenia do jarzma na tylnym końcu przekąźnika równa się zeru i wzrasta w miarę posuwania się ku kotwiczce. Upływ zwiększa indukcyjność przekąźnika i skutkiem tego powiększa zwłokę przy działaniu i zwolnieniu.

Wzrost indukcyjności spowodowany przez upływ wyraża się wzorem:

$$L_{\omega} = \varphi \frac{z^2 l}{3 \cdot 10^8} \dots (14)$$

gdzie l jest stosunkiem długości cewki do długości rdzenia. Wzór (14) stosuje się, gdy cewka umieszczona jest przy kotwiczce.



RYS. 20. BĘBEN METALICZNY DLA PRĄDÓW WIROWYCH.

Gdy cewka znajduje się przy jarzmie, wzrost indukcyjności wyrazi się wzorem:

$$L_{\omega} = \varphi \frac{Z^2}{10^8} \left(1 - \frac{2l}{3} \right) \dots (14a)$$

Stała φ dla przekąźników firmy AEC0 równa się około 12.

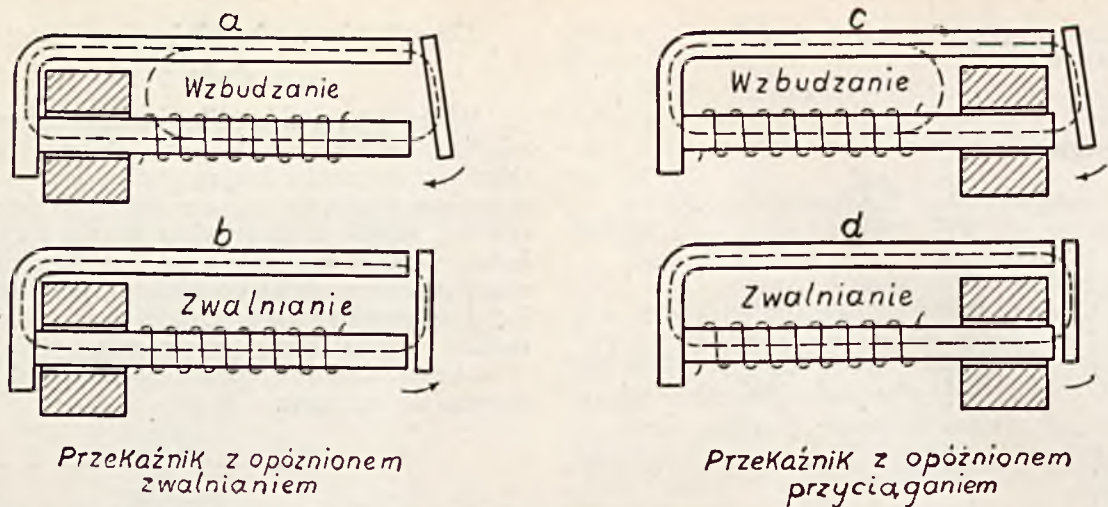
Upływ strumienia ma poważne znaczenie w przekąźnikach powolnego działania i wyzwiania. Przekąźniki te zaopatrzone są w bębny z miedzi, umieszczone na przedniej lub tylnej części rdzenia. Przy wzbudzaniu przekąźnika z bębniem przy jarzmie (patrz rys. 21 a i b) prądy indukowane w bębnie wytwarzają strumień o kierunku przeciwnym do strumienia głównego. Kotwiczka jest jednakże szybko przyciągana wskutek współdziałania strumienia upływu zaznaczonego na rysunku 21a. Po przerwaniu obwodu prądy wirowe w bębnie przeciwdziałają zanikowi strumienia i stąd zwłoka przy wyzwianiu jest znaczna. Dlatego też stosujemy bębny przy jarzmie dla przekąźników o powolnem wyzwianiu.

Gdy bęben umieszczony jest przy kotwiczce (patrz rys. 21c i d), strumień upływu omija kotwiczkę, powiększając tem zwłokę przy działaniu. Po przerwaniu obwodu przekąźnika wyzwianie odbywa się tak samo jak w przypadku omówionym powyżej.

Przekąźniki z bębniem przy kotwiczce stosujemy wtedy, gdy wymagana jest duża zwłoka przy działaniu.

Na rysunku 22 przedstawione są krzywe wzrostu prądu i strumienia w obwodzie przekąźnika, zaopatrzonego w bęben przy kotwiczce.

Stosownie do wzoru 12 wzrost strumienia głównego jest opóźniony wskutek istnienia obwo-



RYS. 21. PRZEKAŹNIKI Z BĘBNEM.

du krótkozwartego bębna. Krzywa wzrostu strumienia głównego nie jest tu jednakże krzywą wykładniczą. Wklęsłość w początkowym okresie tłu-

maczymy tu wpływem strumienia z rdzenia do jarzma z peminięciem szczeliny między kotwiczką a rdzeniem. (Dokończenie nastąpi.)

ŚWIATOWA STATYSTYKA TELEFONICZNA I TELEGRAFICZNA.

Koncern amerykański: „American Telephone and Telegraph Company” opublikował, dorocznym zwyczajem, dane statystyczne obrazujące rozwój i stan telefonji i telegrafji światowej. Z uwagi na wartość i znaczenie tej publikacji podajemy szereg tablic statystycznych, zestawionych w/g stanu na 1 stycznia 1935 r.

Tablica 1 obejmuje liczbę aparatów telefonicznych zainstalowanych w poszczególnych częściach świata. Przy szczegółowym rozpatrywaniu tej tablicy widzimy: 1) że 38,5% ogólnoświatowej liczby telefonów pozostaje pod zarządem państwowym a 61,5% — w eksploatacji towarzystw prywatnych; 2) czołowe miejsce w telefonji światowej zajmuje Ameryka, licząca 19 961 : 94, co stanowi 56,53% ogólnoświatowej liczby aparatów telefonicznych, przyczem dominującą pozycję 40,29% zajmuje Ameryka Północna; 3) w ciągu ostatnich pięciu lat nastąpiły poważne przesunięcia w ustosunkowaniu się liczby aparatów telefonicznych Ameryki i Europy, zajmującej drugie skolei miejsce w liczbie ogólnoświatowej. Rezultatem tych przesunięć jest w stosunku do stanu na 1.I 1931 r. ujemne saldo Ameryki — 2 495 032

aparatów t. j. — 11,1% — przy dodatnim saldzie Europy + 1 439 536 ap. t. j. + 13,6%. Straty Ameryki zaciążyły na bilansie ogólnoświatowym, wyrażającym się ubytkiem — 1 796 577 aparatów telefonicznych, stanowiącym — 5,1% w porównaniu z liczbą na 1.I 1931 r.

Analiza tego bilansu doprowadza do wniosku, że przodująca w technice, bogata i ekscentryczna Ameryka była niewątpliwie bliska nasycenia telefonicznego, przyczem kryzys miał tam przebieg ostrzejszy, wobec czego wszelkie poczynania przeciwdziałające odpływowi abonentów nie odnosiły skutku, podczas gdy konserwatywna Europa, jako bardziej oddalona od stopnia nasycenia telefonicznego, a nawet w części południowo-wschodniej wręcz zapóźniona na tym polu, mogła dzięki wybitnemu rozwojowi technicznemu w zakresie telefonji i ożywionej propagandzie, skutecznie przeciwdziałać ubytkowi abonentów w latach największego nasilenia kryzysu — a następnie, w miarę ustępowania kryzysu nietylko powetować straty, ale nawet znacznie powiększyć swój stan posiadania.

Tablica 2 obejmuje liczbę aparatów telefonicznych zainsta-

TABLICA I.

Liczba aparatów telefonicznych w poszczególnych częściach świata.

Nazwa części świata	Liczba aparatów telef. na 1.I.1935 r.			Liczba aparatów na 100 mieszk.	Udział w liczbie światow. j %	Liczba aparatów telefon. na 1.I.1931	Przyrost lub ubytek	
	sieci państwowe	sieci prywatne	ogółem				liczba	%
Ameryka	247 824	18 713 270	19 961 094	11,22	56,53	22 456 126	— 2 495 032	— 11,1
Europa	10 367 646	1 661 112	12 028 758	2,13	35,86	10 589 222	+ 1 439 536	+ 13,6
Azja	1 303 678	200 713	1 504 391	0,14	4,49	1 249 540	+ 254 851	+ 20,4
Afryka	287 864	1 970	289 834	0,20	0,87	247 091	+ 42 293	+ 17,1
Australja i Oceanja	707 679	48 134	755 813	0,83	2,25	794 488	— 38 675	— 4,9
Ogółem	12 914 691	20 625 199	33 539 890	1,58	100%	35 336 467	— 1 796 577	— 5,1

T A B L I C A 2.

Liczba aparatów telefonicznych w poszczególnych krajach Europy.

Nazwa kraju	Liczba aparatów telef. na 1. I. 35 r.			Liczba aparatów na 100 mieszkańców	Udział w liczbie światowej %	Kolejność pod względem:		Liczba aparatów na 1. I. 31 r.
	Sieci państwowe	Sieci prywatne	Ogółem			liczby ap.	nasylenia telef.	
Austria	258 748	—	258 748	3,82	0,77	12	10	233 912
Belgia	323 423	—	323 423	3,91	0,96	10	8	292 633
Bułgaria	20 646	—	20 646	0,34	0,06	24	23	19 000
Czechosłowacja	150 245	21 401	171 646	1,13	0,51	15	16	164 479
Dania	16 401	361 164	377 565	10,31	1,13	8	1	354 315
Finlandja	2 369	138 698	141 067	3,75	0,42	16	9	128 142
Francja	1 399 869	—	1 399 869	3,30	4,17	3	12	1 153 560
Grecja	—	26 712	26 712	0,40	0,08	23	21	12 800
Hiszpanja	—	312 719	312 719	1,28	0,93	11	14	222 382
Holandja	352 741	—	352 741	4,20	1,05	9	7	306 554
Irlandja	34 799	—	34 799	1,16	0,11	22	17	30 601
Italia	—	516 075	516 075	1,19	1,54	6	15	381 992
Jugosławia	47 234 ¹⁾	2 612	49 846	0,34	0,15	21	22	70 000
Łotwa	65 345	—	65 345	3,35	0,20	18	11	51 530
Niemcy	3 134 103 ¹⁾	—	3 134 103	4,69	9,34	1	6	3 248 854
Norwegja	121 231	78 453	199 684	6,96	0,60	14	4	192 564
Polska	118 904	92 430	211 334	0,63	0,63	13	19	199 379
Portugalia	10 833	38 633	49 466	0,70	0,15	20	18	36 766
Rosja	739 381	—	739 381	0,43	2,20	4	20	377 586
Rumunja	—	56 797	56 797	0,30	0,17	19	24	498 096
Szwajcaria	383 289	—	383 289	9,25	1,14	7	3	297 930
Szwecja	615 554	1 393	616 947	9,90	1,84	5	2	536 392
W. Brytania	2 366 311	—	2 366 311	5,06	7,06	2	5	1 996 897
Węgry	121 067	735	121 802	1,37	0,36	17	13	115 273
Inne państwa	85 153	13 290	98 443	1,29	0,29	—	—	115 872
Ogółem	10 367 646	1 661 112	12 028 758	2,13	35,86	—	—	10 589 222

1) Spadek w stosunku do 1. I. 1935 r.

lowanych w poszczególnych krajach Europy. Z tablicy tej widzimy, że wszystkie kraje europejskie z wyjątkiem Niemiec i Jugosławii wykazują wzrost liczby telefonów w porównaniu do stanu na 1. I. 1931 r. (ostatni rok przedkryzysowy). Na szczególnszą uwagę zasługuje uszeregowanie krajów pod względem: a) ogólnej liczby aparatów telefonicznych, b) nasylenia telefonicznego (apar. na 100 mieszkańców). Pod względem ogólnej liczby apar. telef. pierwsze miejsce zajmują Niemcy, drugie — W. Brytania, trzecie — Francja, Polska zajmuje 13-te miejsce. Pod względem nasylenia telefonicznego pierwsze kolejne miejsca zajmują w Europie państwa Skandynawskie z Danją na czele, liczącą 10,31 aparatów telef. na 100 mieszkańców. Następnie idą państwa Europy zachodniej, potem środkowej, a na koniec południowo-wschodniej. Polska zajmuje 19-te miejsce, a więc mimo dużego postępu jest jeszcze daleka od miejsca, jakie ze względów terytorjalnych i populacyjnych powinna zajmować.

Tablica 3 ilustruje rozwój telefonów w metropoljach i największych miastach świata, przyczem liczba mieszkańców odnosi się do całego okręgu obsługiwanej przez miejską sieć telefoniczną. Pośród miast świata przodujące miejsce zajmuje Waszyngton, liczący 35,8 aparatów telefonicznych na 100 mieszkańców, wśród miast Europy — Sztokholm, liczący 32,64 aparatów telef. na 100 mieszkańców. Warszawa ma 5,75 ap. telef. na 100 mieszkańców i pod względem nasylenia telefonicznego można ją przyrównać do Birmingham, Liverpool'u lub Barcelony

T A B L I C A 3

Rozwój telefonów w metropoljach i największych miastach świata w-g stanu na 1. I. 1935 r.

Państwo i miasto	Przybliżona liczba mieszkańców	Liczba aparatów telefonicznych	Liczba aparatów na 100 mieszkańców	Kolejność miast pod względem liczby ap. na 100 mieszkańców
Argentyna				
Buenos-Aires	3 000 000	188 528	6,28	45
Australja				
Sydney	1 249 000	177 579	9,43	30
Melburn	1 000 000	103 137	10,31	24
Adelajda	314 000	28 949	9,22	31
Brisbane	305 000	26 707	8,76	32
Belgia				
Bruksella	965 000	105 654	10,95	22
Antwerpja	530 000	39 228	7,40	38
Liège	424 000	23 695	5,59	49
Brazylja				
Rio de Janeiro	1 800 000	64 046	3,56	67

Państwo i miasto	Przybliżona liczba mieszkańców	Liczba aparatów telefonicznych	Liczba aparatów na 100 mieszkańców	Kolejność miast pod względem liczby ap. na 100 mieszkańców
Chiny				
Pekin	1 540 000	12 948	0,84	77
Kanton	1 060 000	8 056	0,76	76
Szanghaj	1 650 000	54 861	3,32	70
Hong-Kong	850 000	14 845	1,75	73
Czechosłowacja				
Praga	913 000	57 725	6,32	43
Dania				
Kopenhaga	820 000	173 372	21,14	11
Filipińskie Wyspy				
Manila	394 000	17 328	4,40	60
Finlandja				
Helzinki	270 000	38 653	14,32	19
Francja				
Paryż	2 905 000	416 870	14,35	18
Marsylja	930 000	34 165	3,67	66
Lyon	670 000	35 317	5,27	52
Bordeaux	268 000	20 348	7,59	36
Lille	202 000	17 346	8,59	33
Gdańsk W. M.				
Gdańsk	265 000	17 964	6,78	40
Hawajskie Wyspy				
Honolulu	138 000	15 942	11,55	20
Hiszpanja				
Madryt	1 000 000	61 017	6,10	47
Barcelona	1 080 000	51 014	4,72	57
Holandja				
Amsterdam	782 000	56 468	7,22	39
Haga	518 000	48 939	9,45	28
Rotterdam	616 000	38 808	6,30	44
Irlandja				
Dublin	429 000	19 920	4,64	58
Italia				
Rzym	1 150 000	86 393	7,51	37
Medjolan	1 065 000	88 701	8,33	35
Neapol	880 000	27 098	3,08	71
Japonja				
Tokio	5 663 000	209 605	3,70	65
Osaka	2 723 000	124 883	4,59	59
Nagoya	1 018 000	34 846	3,42	68
Kanada				
Ottawa	188 000	34 441	18,85	14
Montreal	1 016 700	164 594	16,19	17
Toronto	766 300	188 287	24,57	7
Vancouver	187 500	52 549	28,03	5
Kuba				
Hawana	700 000	25 899	3,70	64
Łotwa				
Ryga	385 000	24 437	6,35	42
Meksyk				
Meksyk (miasto)	1 150 000	61 969	5,39	51
Niemcy				
Berlin	4 250 000	488 244	11,49	21
Hamburg	1 650 000	155 826	9,44	22
Frankfurt n/M	655 000	61 968	9,46	27
Lipsk	775 000	65 038	8,39	34
Monachjum	745 000	79 219	10,63	23
Wrocław	630 000	32 185	6,70	41

Państwo i miasto	Przybliżona liczba mieszkańców	Liczba aparatów telefonicznych	Liczba aparatów na 100 mieszkańców	Kolejność miast pod względem liczby ap. na 100 mieszkańców
Nowa Zelandja				
Auckland	218 000	22 236	10,20	25
Norwegja				
Oslo	250 000	52 198	20,88	12
Polska				
Warszawa	1 260 000	59 842	4,75	56
*) Łódź	900 000	14 356	1,60	74
Portugalja				
Lizbona	651 000	28 470	4,37	61
Rosja				
Moskwa	4 000 000	134 440	3,36	69
Leningrad	3 000 000	91 023	3,03	72
Rumunja				
Bukareszt	640 000	24 718	3,86	63
Stany Zjedn.				
New-York	7 247 000	1 493 374	20,61	13
Chicago	3 270 000	824 293	25,21	7
Los Angeles	1 315 000	341 221	25,95	6
Pittsburg	1 015 900	183 761	18,09	12
Ogółem 10 miast liczących ponad milion mieszkańców	21 777 600	4 437 758	20,38	—
San Francisco	690 000	242 026	35,08	2
Waszyngton	528 000	189 017	35,80	1
Ogółem 10 miast liczących od ½ — 1 miliona mieszkańców	6 515 300	1 320 692	20,27	—
Seattle	417 200	105 087	25,19	8
Denver	300 000	87 755	29,25	4
Ogółem 34 miast liczących od 200 000 — 500 000 mieszkańców	10 191 900	1 812 160	17,78	—
Ogółem 54 miast liczących powyżej 200 000 mieszkańców	38 484 800	7 750 610	19,67	—
Szwajcaria				
Zurich	268 000	57 330	21,39	10
Genewa	147 000	27 235	18,53	15
Bern	114 000	24 992	21,92	9
Szwecja				
Sztokholm	441 000	144 011	32,64	3
Göteborg	255 000	44 228	17,32	16
Węgry				
Budapeszt	1 360 000	81 886	6,02	48
Szeged	138 000	2 100	1,52	75
W. Brytanja				
Londyn	9 300 000	891 725	9,59	26
Birmingham	1 210 000	62 147	5,14	54
Liverpool	1 200 000	60 131	5,01	55
Glasgow	1 195 000	61 747	5,17	53
Manchester	1 103 000	67 336	6,10	46
Newcastle	471 000	20 558	4,36	62
Bristol	417 000	22 711	5,45	50

*) Dane odnoszą się do całego terenu koncesji P.A.S.T. w Łodzi, o promieniu 20 km. Ilość aparatów na 100 mieszk. dla samego miasta wynosi ok. 2,3.

TABLICA 4
Rozwój telefonów w dużych i małych ośrodkach.

KRAJ	Liczba aparatów telefonicznych w ośrodkach:			
	powyżej 50 000 mieszk.		poniżej 50 000 mieszk.	
	liczba	aparatu na 100 m.	liczba	aparatu na 100 m.
Australja	293 477	9,07	207 925	6,04
Austria	197 134	8,97	61 614	1,35
Belgia	227 133	6,43	96 290	2,03
Czechosłowacja	97 092	5,06	84 553	0,63
Dania	196 404	19,07	183 596	6,95
Finlandja	54 141	11,00	86 926	2,66
Francja	755 526	8,51	644 343	1,92
Hiszpanja	193 841	3,80	118 878	0,61
Holandja	229 881	6,71	122 860	2,47
Japonja	699 811	3,51	368 433	0,76
Kanada	647 481	18,99	546 248	7,34
Niemcy	1 897 458	7,12	1 056 156	2,69
Nowa Zelandja	63 730	11,10	95 440	9,68
Norwegja	78 421	19,36	121 263	4,92
Polska	122 452	2,46	88 882	0,31
Stany Zjedn. A. P.	9 608 965	18,91	7 259 990	9,62
Szwajcaria	173 861	19,76	209 428	6,41
Szwecja	240 801	23,13	376 146	7,24
Unja Płdn. Afryk.	82 487	7,25	57 852	0,78
Węgry	92 679	4,53	29 123	0,43
Wielka Brytania	1 740 600	6,59	676 000	3,33

a więc zajmuje stosunkowo dobrą pozycję. Gorzej jest z Łodzią zwaną Manchesterem Polski; niestety nazwą tą szczycić się tylko może jako analogiczne miasto fabryczne, gdyż przyjmując nasycenie telefoniczne jako tempo życia musimy powiedzieć, że

TABLICA 5.
Długość przewodów telefonicznych i telegraficznych w poszczególnych częściach świata wg stanu na 1.1.35 r.

Nazwa części świata	Długość przewodów w milach g. (1 m. g. = 1853 m.)				Stosunek % długości przewodów telegraficznych do telefonicznych
	telefonicznych	udział w ilości światowej %	telegraficznych	udział w ilości światowej %	
Ameryka	95 518 500	61,49	3 207 000	45,77	3%
Europa	49 684 000	31,98	2 454 000	35,02	5%
Azja	5 423 000	3,49	978 000	13,96	18%
Afryka	1 126 000	0,73	207 000	2,95	18%
Australja i Oceanja	3 586 000	2,31	161 000	2,30	4,5%
Ogółem	155 337 500	100	7 007 000	100	4,5%

tempo życia Łodzi (2,3 ap. na 100 mieszkańców) w stosunku do Manchesteru (6,0 ap. na 100 m.) jest około 2,5 razy słabsze.

Tablica 4 charakteryzuje rozwój telefonów w dużych i małych ośrodkach, liczących powyżej i poniżej 50 000 mieszkańców. W pierwszym wypadku na miejsce czołowe wysuwa się Szwecja, w drugim — Nowa Zelandja. W Polsce nasycenie telefoniczne mniejszych osiedli w stosunku do miast kształtuje się jak 1 : 8.

Tablica 5 jest skrótem danych statystycznych z podziałem na części świata, podczas gdy publikacja daje szczegółowe zestawienie długości przewodów telefonicznych i telegraficznych w poszczególnych krajach świata. Ograniczono się do skrótu

TABLICA 6.
Rozmowy telefoniczne i telegramy w 1934 r.

Nazwa państwa	Liczba (w tysiącach)			Stopień korzystania z komunikacji		Liczba przypadających na 1 mieszkańca		
	a) rozmów	b) telegramów	Ogółem	telef.	teleg.	rozmów	teleg.	razem
Australja	428 000	14 051	442 051	96,8	3,2	64,3	2,1	66,4
Austria	600 000	1 689	601 689	99,7	0,3	88,7	0,2	88,9
Belgia	245 424	5 312	250 736	97,6	2,1	29,7	0,7	30,4
Czechosłow.	270 000	3 860	273 860	98,6	1,4	17,8	0,3	18,1
Dania	611 395	1 684	613 079	99,7	0,3	167,2	0,5	167,7
Finlandja	225 000	730	225 730	99,7	0,3	60,0	0,2	60,2
Francja	888 065	27 943	916 008	96,9	3,1	21,0	0,7	21,8
Hiszpanja	735 000	24 393	759 393	96,8	3,2	30,2	1,0	31,2
Holandja	407 000	3 126	410 126	99,2	0,8	48,8	0,4	49,2
Japonja	4 051 000	54 571	4 105 571	98,7	1,3	59,4	0,8	60,2
Kanada	2 298 508	9 857	2 308 365	99,6	0,4	213,4	0,9	214,2
Niemcy	2 288 596	17 233	2 305 829	99,3	0,7	34,3	0,3	34,6
Norwegja	226 000	2 806	228 806	98,8	1,2	78,9	1,0	79,9
Polska	526 000	3 164	529 164	99,4	0,6	15,8	0,1	15,9
St. Zjedn. A. P.	24 250 000	160 000	24 410 000	99,3	0,7	192,4	1,3	193,7
Szwajcaria	278 335	1 857	280 192	99,3	0,7	67,3	0,5	67,8
Szwecja	900 000	3 592	903 592	99,6	0,4	144,6	0,6	145,2
Unja P. Afr.	247 000	5 529	252 529	97,8	2,2	29,0	0,7	29,7
Węgry	146 000	1 873	147 873	98,7	1,3	16,5	0,2	16,7
W. Brytania	1 720 000	43 926	1 763 926	97,5	2,5	36,9	0,9	37,8

a) obejmuje rozmowy telef. miejscowe i międzymiastowe;

b) obejmuje liczbę telegramów wysłanych krajowych i zagranicznych.

jako dostatecznie ilustrującego przewagę telefonu nad telegrafem. Z porównania długości sieci telefonicznej 155 337 550 m. g. z siecią telegraficzną 7 007 000 m. g. widzimy, że długość sieci telegraficznej świata stanowi zaledwie 4,5% długości sieci telefonicznej, przyczem stosunek ten dla Ameryki zmniejsza się — do 3%, a dla Afryki i Azji zwiększa się do 18%. Stosunek ten dla Polski (48 000 m. g. tlgr. — 1 056 000 m. g. telef.) = 4,7% jest poniżej przeciętnej dla Europy, co wskazuje, że Polska podąża za ogólnym postępowaniem w kierunku modernizacji sieci telekomunikacyjnej.

Tablica 6 jest zestawieniem ogólnej liczby rozmów telefonicznych miejscowych i międzymiastowych oraz wysłanych telegramów krajowych i zagranicznych. Z tablicy tej widzimy, że

pod względem ilości rozmów telefonicznych, przypadających na jednego mieszkańca, pierwsze miejsce zajmuje Kanada, drugie — Stany Zjednoczone A. P. Z krajów europejskich na pierwsze miejsce wysuwa się Danja, drugie przypada Szwecji. Podany w tablicy stopień korzystania z komunikacji telefonicznej i telegraficznej oraz liczba przypadających na jednego mieszkańca rozmów i telegramów wskazuje jak dalece telefon wypiera telegraf, pomimo modernizacji ruchu telegraficznego w postaci dalekopisów i fototelegrafii.

Dane statystyczne o stanie i rozwoju w 1934 r. telekomunikacji w Polsce zostały zamieszczone w Nr. 2/1936 r.

S. L.

Ś. P. KPT. INŻ. ALEKSANDER PODOLECKI.

W dniu 14 lipca b. r. zmarł ś. p. kpt. inż. Aleksander Podolecki, naczelnik wydziału technicznego Dyrekcji Okręgu P. i T. w Krakowie.

Urodzony w roku 1895, po ukończeniu szkoły średniej w Białymstoku, zostaje powołany do służby w b. armji rosyjskiej.

W roku 1918 przechodzi do Polskiej Dywizji Syberyjskiej, w której pełni obowiązki dowódcy kompanji.

W roku 1920, już jako podporucznik Wojska Polskiego, bierze udział w walkach na froncie bolszewickim.

Zostaje odznaczony Krzyżem Walecznych i Medalem Niepodległości.

W roku 1924 wyjeżdża na studia do École Supérieure d'Electricité w Paryżu, którą kończy w roku 1925, otrzymując dyplom inżyniera E. S. E. w dziale radjotechniki. Po powrocie do kraju zostaje wykładowcą w Szkole Podchorążych Inżynierji, gdzie kształcąc w umiłowanej przez siebie radjo i teletechnice liczne zastępy przyszłych oficerów łączności, daje się poznać jako doskonały pedagog.

W roku 1931 przechodzi do Wojskowego

Instytutu Badań Inżynierji. Jednocześnie jest asystentem przy Katedrze Radjotechniki w Politechnice Warszawskiej.

W roku 1932 zostaje przeniesiony w stan nieczynny.

Od roku 1932 do 1934 zajmuje fachowe stanowisko w Państwowych Zakładach Tele- i Radjotechnicznych, poczem przechodzi do Ministerstwa Poczty i Telegrafów, gdzie z dniem 1 stycznia 1935 r. otrzymuje nominację na naczelnika wydziału technicznego w Dyrekcji O. P. i T. w Krakowie, wykazując na tym stanowisku wiele energii i inicjatywy.

Ze Stowarzyszeniem Teletechników Polskich ś. p. Zmarły utrzymywał żywą łączność, interesując się pracami Stowarzyszenia, niejednokrotnie biorąc udział w odczytach i wycieczkach.

W pogrzebie, który się odbył w dniu 17 lipca w Krakowie, było reprezentowane również S. T. P., w imieniu którego został złożony wieniec na grobie.

Z grona teletechników ubył znów człowiek dzielny, wybijający się ponad przeciętny ogół, zdolny oraz bardzo wartościowy w swej pracy fachowej dla dobra polskiej teletechniki.

Cześć Jego pamięci.

ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

W związku z okresem urlopowym w miesiącu lipcu, Zebrania Zarządu STP i Komitetu Redakcyjnego nie odbyły się.

Działalność cdczytowa i wycieczkowa Stowarzyszenia wznowiona zostanie we wrześniu b. r.

PRZEGLĄD PISM.

SKRÓTY.

A. P. T. T.	Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
B. T. O.	Bell Telephone Quarterly.
E. C.	Electrical Communication.
E. F. D.	Europäischer Fernsprechdienst.
E. N. T.	Elektrische Nachrichten-Technik.
Er. R.	Ericsson Review.
Er. T.	Ericsson Technics.
F. F. T.	Fortschritte der Fernsprechtechnik.
H. E.	Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.
I. E. S. T.	Izviestija Elektropromyslennosti Slabago Tcka.
J. T.	Journal des Télécommunications.
P. E.	Przegląd Elektrotechniczny.

P. R.	Przegląd Radjotechniczny.
R. T. T.	Revue des Téléphonés, Télégraphes et T. S. F.
S. B. B.	Schwachstrom Bau- und Betriebstechnik.
T. F. T.	Telegraphen-, Fernsprech- und Funk-Technik.
T. M.	Technische Mitteilungen.
T. P.	Telegraphen-Praxis.
T. S.	Technika Swiazii.
Z. F.	Zeitschrift für Fernmeldetechnik, Werk und Gerätebau.

TEORJA I POMIARY.

Zastosowanie lampy katodowej do pomiaru kąta fazowego. J. Kilga
E. N. T., Nr. 6, 185, 36.

- Częstotliwościomierz o wielkim zakresie pomiaru z bezpośrednim odczytem. T. Fecker, E. N. T., Nr. 6, 205, 36.
- Przesunięcie fazowe pomiędzy prądem a napięciem zmiennem. S. B. B., Nr. 6, 94, 36.
- Wykład popularny z zakresu teorii prądów zmiennych.
- Przyrząd do pomiaru zakłóceń. J. Ljungberg, Er. R., Nr. 1, 33, 36.
- Opis przyrządu w wykonaniu fabryki Ericssona.
- Filtr zygzakowy—nowy typ filtra widmowego. T. Laurent, Er. T., Nr. 1, 36.
- Obszerna praca teoretyczna.

ELEKTROAKUSTYKA.

- Przyczynek matematyczny do wyjaśnienia spontanicznych wahań oporu mikrofonu. B. Kretschmer, E. N. T., Nr. 6, 198, 36.
- Badanie mikrofonów. E. N. T., Nr. 6, 216, 36.
- Wytyczne badania mikrofonów, opracowane przez amerykańską komisję pomiarów akustycznych przy Komitecie normalizacyjnym.
- Elektryczne i akustyczne właściwości nowego niemieckiego aparatu biurkowego typu 36. A. Pfeiffer i F. Pfeleiderer, S. B. B., Nr. 6, 81, 36.
- Rozwój aparatów telefonicznych. L. Schreiber, T. P., Nr. 12, 181, 36.
- Opis modeli aparatów, wykonywanych przez koncern Standarda, w kolejności ich powstawania.

CENTRALE TELEFONICZNE.

- Wielkomijskie sieci automatyczne. R. T. T., Nr. 6 (148), 460, 36.
- Opis sieci warszawskiej, zapożyczony z „Ericsson Review”, i sieci w Zürichu; przy opisie sieci w Zürichu podana jest częstotliwość badań systematycznych poszczególnych urządzeń central.
- Systemy zaliczania rozmów w telefonii międzymiastowej (d. c.). R. T. T., Nr. 6 (148), 476, 36.
- Dalszy ciąg szczegółowego opisu nowych urządzeń niemieckich. Telefoniczne przywoływanie taksówek w Nizzy. R. Dreyfus, R. T. T., Nr. 6 (148), 472, 36.
- Porównanie systemów, zastosowanych w różnych miastach, i opis systemu, opracowanego dla Nizy.
- Gdzie był błąd? S. B. B., Nr. 6, 89, 36.
- Możliwe źródła błędów, polegającego na tem, że pewien numer jest stale pozornie zajęty; podane są schematy wyjaśniające.
- Nowy sposób przedstawiania czynności centrali automatycznej. E. Winkel (streszczenie), S. B. B., Nr. 6, 90, 36.
- Automatyzacja miejscowości pod Sztokholmem. N. Rönnblom, Er. R., Nr. 1, 2, 36.
- Okrąg podmiejski Sztokholmu w promieniu 15 km od środka miasta, lecz poza jego granicami, liczy 30 000 abonentów; realizowany obecnie projekt automatyzacji obejmuje budowę 23 central według systemu SALME na 24 V, podczas gdy w samym Sztokholmie jest 48 V.
- Centrala automatyczna systemu L. M. Ericssona w Tangerze (Marokko). H. J. Noren, Er. R., Nr. 1, 10, 36.
- Krótki opis centrali o pojemności 1500 numerów.

LINJE TELEFONICZNE.

- Kabel telefoniczny pomiędzy Australją a Tasmanją. A. P. T. T., Nr. 6, 531, 36.
- Opis nowego kabla współosiowego, zatopionego w końcu r. 1935, umożliwiającego przesyłanie 5 rozmów telefonicznych radjowego i 7 depesz równocześnie. Podane są ciekawe szczegóły fabrykacyjne.
- Obliczenie słupów żelaznych lub żelbetowych. R. Demogue, A. P. T. T., Nr. 6, 554, 36.
- Studjum bardzo szczegółowe, podające przebieg ścisłego projektowania.
- Wzmocniak dwudrutowy o zwiększonej stabilności. R. Bigorne i P. Marzin, A. P. T. T., Nr. 6, 595, 36.
- Zasada nowego wzmacniaka polega na zwiększaniu wzmocnienia dla kierunku, w którym się w danej chwili mówi, przy równoczesnym obniżaniu wzmocnienia dla kierunku przeciwnego tak, aby suma wzmocnień, decydująca o powstaniu gwizdu, nie ulegała zmianie.
- Teoria szerokowidmowego kabla współosiowego w idealnym wykonaniu. H. W. Droste, T. F. T., Nr. 6, 145, 36.

Bardzo obszerna praca matematyczna.

- Konstrukcja kabli dla prądów wysokiej częstotliwości. R. T. T., Nr. 6 (148), 502, 36.
- Organizacja prac przy budowie nowej linii telefonicznej ze wzmacniakami. Reiter, T. P., Nr. 12, 177, 36.
- Główną placówkę techniczną w Niemczech jest przy projektowaniu nowej linii Reichspostzentralamt, który wykonywa projekt techniczny, a następnie bierze również udział w wydawaniu pewnych zarządzeń eksploatacyjnych np. wyznaczaniu stacji czołowych.
- Urządzenie telefonii nośnej dla Północnych kolei hiszpańskich. C. G. Aurell, Er. R., Nr. 1, 16, 36.
- Opis urządzenia telefonii nośnej, uruchomionego na przewodach, wykorzystanych dla telefonii selektorowej.
- Zasady budowy urządzeń transmisyjnych. A. Johansson, C. Kihl i S. Andersson, Er. R., Nr. 1, 19, 36.
- Ogólne wytyczne budowy poszczególnych elementów, wchodzących w skład urządzeń transmisyjnych; opis niektórych elementów, wykonywanych w fabryce Ericssona: kondensatory, cewki i przenośniki, potencjometry, przełączniki.
- Wykorzystanie sieci sygnalizacji pożarowej dla aparatów telefonicznych policyjnych. S. A. Nilsson, Er. R., Nr. 1, 29, 36.

RADJO.

- Manipulacja telegraficzna 20 kW radjostacji transatlantycznej. krótkofalowej SPW. J. Hupert, P. R., Nr. 11-12, 85, 36j
- Opis poszczególnych faz opracowania urządzenia manipulacyjnego, którego zadanie polega na właściwym manipulowaniu nadajnika i na częściowej kompensacji rtęciowych prostowników anodowych 3 kV i 10 kV.
- Stalność odbiorników radjotechnicznych. M. Winawer, P. R., Nr. 11 — 12, 87, 36.
- Analiza czynników wpływających na stalność odbiornika jako to: jakości konstrukcji mechanicznej, temperatura i wilgotność, źródło zasilania, zmiany charakterystyki lamp, zmiany własności anteny. Metody badania stałości.
- Instalacja radjotelefoniczna na falach decymetrowych. D. S. P. R., Nr. 11 — 12, 89, 36.
- Krótki opis aparatury, wykonanej w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, pracującej na falach 140 — 180 cm.
- Neonowe stabilizatory napięcia. A. Launberg, P. R., Nr. 11 — 12, 90, 36.
- Komunikacja zapomocą mikrofal. W. L. McPherson i E. H. Ullrich, E. C., Nr. 4, 340, 36.
- Ogólny wykład zagadnień, związanych z wytwarzaniem, wysyłaniem i odbiorem mikrofal; wyniki prób, prowadzonych w latach 1931 — 35.
- Modulacja ze zmienną amplitudą fali nośnej. H. Harbich, F. Gerth i L. Pungs, H. E., Nr. 5, 141, 36.
- Wykład systemu modulacji, przy którym amplituda fali nośnej zmienia się wraz z głębokością modulacji. System ten, nie powodując ujemnych skutków przy odbiorze, pozwala obniżyć koszty eksploatacyjne (koszty prądu) radjostacji.
- Wyznaczanie strat w miedzi cewek radjowych. A. Weis, H. E., Nr. 5, 148, 36.
- Wyprowadzenie strat w miedzi w zależności od współczynników budowy cewki.
- Kryształ stabilizujące dla fal decymetrowych. H. Straubel, H. E., Nr. 5, 152, 36.
- Wieża metalowa z cewką jako antena dla fal radjofonicznych. E. Metzler, E. H., Nr. 5, 154, 36.
- Strona praktyczna obliczenia radjowych filtrów widmowych. F. Troetsch i J. Steinmetz, H. E., Nr. 5, 156, 36.
- Wzory, krzywe i współczynniki przyjmowane przy obliczeniu filtrów, stosowanych w radjoodbiornikach; podane są przykłady obliczenia.
- Wzór Appleton-Hartree i krzywe dyspersji dla rozchodzenia fal elektromagnetycznych w ośrodku zjonizowanym w obecności zewnętrznego pola magnetycznego. M. Taylor (streszczenie), H. E., Nr. 5, 164, 36.
- Niektóre ogólne własności wzoru na dyspersję jonosfery. H. G. Booker (streszczenie), H. E., Nr. 5, 167, 36.
- Zastosowania teorii dyspersyjnej do jonosfery. H. G. Booker (streszczenie), H. E., Nr. 5, 169, 36.

Zależność pomiędzy transmisją a zjawiskami stoncznymi. A. M. Skelett (streszczenie), H. E., Nr. 5, 170, 36.

Siatka stopniowana do pomiaru długości fal centymetrowych. C. E. Cleeton (streszczenie), H. E., Nr. 5, 172, 36.

Metoda powiększenia mocy niezniekształconej nadajnika radjofonicznego. A. A. Rizkin, T. S., Nr. 3, 9, 36.

Metoda polega na wykorzystaniu specjalnego układu kaskadowego, wyprostowującego górne zagięcie krzywej modulacji nadajnika; wyprowadzone są wzory do obliczenia układu.

Obliczenie mocy układu kaskadowego poprzedzającego w radiostacjach nadawczych. W. Aksienow, T. S., Nr. 3, 12, 36.

Obliczenie oparte jest nie na danych empirycznych, lecz na założeniu dopuszczalnych zniekształceń nieliniowych.

Układy wejściowe odbiornika krótkofalowego przy odbiorze wielokrotnym. I. A. Dombrowskij, T. S., Nr. 3, 16, 36.

Obliczenie przewodów zasilających drutowych sieci radjofonicznych. N. M. Golcman, T. S., Nr. 3, 24, 36.

Trójkątna antena krótkofalowa. G. T. Markow, T. S., Nr. 3, 27, 36.

Generator o zwiększonej stałości fali. W. I. Agiejew i A. W. Iwanow, T. S., Nr. 3, 41, 36.

Opisany generator wykazał przy fali 243 m stabilność 0,0000035. Radjotelefon automatyczny. T. S., Nr. 3, 61, 36.

Opis wynalazku Włocha Mastini'ego, polegającego na przedłużeniu miejskiej linii automatycznej zapomocą aparatury radjotelefonicznej (fala około 40 m), przesyłającej również impulsy numerowe; aparatura ta zmontowana jest w aucie i umożliwia posiadaczowi korzystanie z aparatu telefonicznego, znajdującego się w mieszkaniu.

Fale ultrakrótkie w służbie łączności wiejskiej. G. G. Kostandi T. S., Nr. 4, 18, 36.

Fale ultrakrótkie — zdaniem autora — nadają się szczególnie dla potrzeb łączności wiejskiej na wielkich a słabo zaludnionych obszarach Z. S. R. R.

Promieniowanie rozproszone krótkofalowych anten kierunkowych. S. I. Nadienienko, T. S., Nr. 4, 36, 36.

Centrala radjofoniczna Radio-Paris. A. J. Wajnberg, T. S., Nr. 4, 52, 36.

Opis radiostacji o mocy 75 kW z modulacją systemu Chireix'a.

Zdolność przepustowa obwodów radjotelegraficznych. P. N. Maksimowski, T. S., Nr. 5, 1, 36.

Próby wielokrotnego wykorzystania kanałów krótkofalowych. Gercensztein, T. S., Nr. 5, 19, 36.

O drganiach układów lampowych zawierających R i C. W. I. Siforow, I. E. S. T., Nr. 4, 1, 36 i Nr. 5, 1, 36.

Przyczynek do teorii anteny odbiorczej. W. I. Kowalenkow i L. S. Wysokij, I. E. S. T., Nr. 4, 6, 36.

Zastosowanie teorii czwórników do analizy pracy anteny odbiorczej.

Strojenie układu trójobwodowego. A. E. Surant, I. E. S. T., Nr. 4, 17, 36.

Układem trójobwodowym autor nazywa układ zasilania anteny z generatora głównego za pośrednictwem obwodu aperiodycznego.

Obliczenie energetyczne generatora magnetonowego na podstawie danej charakterystyki. L. A. Dudnik, I. E. S. T., Nr. 5, 11, 36.

Modulacja anodowa przy wysokim napięciu na anodzie. S. I. Ewtjanow, I. E. S. T., Nr. 6, 1, 36.

Nowa francuska nadawcza sieć radjofoniczna. J. T., Nr. 5, 134, 36.

Ogólny opis nowych stacyj francuskich (Paryż, Lille, Strasbourg, Rennes, Lyon, Tuluza, Marsylja, Nicea) o mocy 60 — 120 kW. Uchwały kongresu, zwołanego w Tangerze przez Międzynarodowy Komitet Radjowy. J. T., Nr. 5, 137, 36.

Połączenia radjowe na falach ultrakrótkich na kolejowych stacjach towarowych. J. T., Nr. 5, 145, 36.

Najlepsze wyniki uzyskano zapomocą fal 3 m.

Nowości radjowe na Targach Lipskich 1936. W. Liebknecht, Z. F., Nr. 5, 73, 36.

Odbiorniki walizkowe, samochodowe i typu eksportowego; odbiorniki z tarczą numerową do wybierania pożądanej stacji.

Nowa metoda sterowania nadajników radjofonicznych, pracujących na tej samej fali. Vilbig i Brückmann, T. F. T., Nr. 5, 108, 36.

Opis nowej metody fabryki Lorenz; wyniki dotąd uzyskane.

Sprawozdanie z Paryskiego Kongresu Światowej Unji Radjofonicznej. H. Harbich, T. F. T., Nr. 5, 114, 36.

Radjocentrala Nauen. W. Hahn, T. F. T., Nr. 5, 117, 36.

Opis ogólnikowy z okazji 30-lecia istnienia niemieckiej radjocentrali dla ruchu zamorskiego.

Wymagania techniczne w stosunku do przyrządu do kontroli lamp katodowych, stosowanego w służbie usuwania zakłóceń radiowych. H. Moebes, T. F. T., Nr. 5, 118, 36.

Wspomnienia z pracy stacji nadawczej w Nauen podczas wojny światowej. H. Neumann, S. B. B., Nr. 5, 67, 36.

Wspólne dla kilku aparatów urządzenie antenowe. S. B. B., Nr. 5, 78, 36.

Praca dzienna usuwacza zakłóceń radiowych. W. Brehm, T. P., T. P., Nr. 9, 132, 36.

Program produkcji lamp radiowych w sezonie 1935/36. R. Oehme, T. P., Nr. 10, 150, 36.

Wzmacniaki mikrofonowe dla audycji odbywających się poza studjem. W. Furrer, T. M., Nr. 3, 110, 36.

Ochrona praw autorskich przed nadużyciami ich w zakresie radjofonii. R. Wolff, R. T. T., Nr. 4 (146), 347, 36.

Emisje przy jednym tylko bocznym widmie modulacyjnym. R. T. T., Nr. 5 (147), 425, 36.

TELEWIZJA.

Postępy telewizji. I. Miszel, T. S., Nr. 4, 57, 36.

Referat z pism fachowych, przedstawiający ostatnie postępy telewizji w Stanach Zjednoczonych, Anglii, Niemczech, Francji, Italji i in.

Telewizja w Stanach Zjednoczonych, J. T., Nr. 5, 146, 36.

Wyjątki z przemówienia A. S. Prall'a prezesa Federal Communications Commission.

Otwarcie połączenia telewizyjno-telefonicznego pomiędzy Berlinem a Lipskiem w dn. 1 marca 1936 r. F. Gladenbeck, E. F. D., Nr. 43, 65, 36.

Przebieg uroczystości oficjalnych otwarcia pierwszego w Europie połączenia telewizyjnego, oddanego do użytku publicznego; wyjaśnienie powodów zastosowania kabla do przesyłania telewizji.

Postępy telewizji w Niemczech w r. 1935. T. M., Nr. 3, 112, 36.

Obecne metody telewizji. R. T. T., Nr. 4 (146), 330, 36.

Sprawy telewizji na kongresie Instytutu Kinematografji Kształcącej. R. T. T., Nr. 5 (147), 432, 36.

Obecny stan telewizji; telewizja i kino; telewizja i radjofonia; wyzyskanie telewizji dla celów pedagogicznych i kulturalnych. Instytut postanowił stworzyć w Rzymie międzynarodowe centrum badań nad telewizją, zbierające przedewszystkiem materiały o rozwoju telewizji w poszczególnych państwach.

TELEGRAFJA.

Schemat dwukrotnej stacji przejściowej bodo-duplex. J. E. Razumow, T. S., Nr. 5, 4, 36.

Opisany schemat obchodzi się bez retransmiterów i kondensatorów; praca w obwodach lokalnych odbywa się tylko jednym biegunem. Przewidziana jest równoczesna kontrola odbioru i wydawania, co ułatwia znalezienie błędu. Stację buduje się z 2-ch aparatów końcowych bodo z dodaniem 4-ch przekładników i 2-ch bodoskich przełączników siedmiokrotnych.

Wpływ prądów upływu na łączność telegraficzną. N. A. Jabłonowski, T. S., Nr. 5, 8, 36.

Zdaniem autora graniczna wartość prądu upływu wynosi 40% prądu roboczego; praca telegraficzna zależy nie tylko od amplitudy sygnałów, lecz i od ich kształtu.

Ulepszenie części piszącej odbiornika PCKU. I. Agapow, T. S., Nr. 5, 29, 36.

Telegrafja dalekosiężna. W. D. Łobastow, T. S., Nr. 5, 49, 36.

Wykład popularny w formie pytań i odpowiedzi.

Elektrografja. M. J. Krol, T. S., Nr. 5, 59, 36.

Metoda węgierskiego fizyka Selenyi'ego przesyłania obrazów na odległość.

Zebrań IX komisji C. C. I. T. w Bernie (4 — 8.V 1936). J. T., Nr. 5, 133, 36.

Zebrań komisji poświęcone było głównie sprawom taryfikacji telegrafów w języku umownym.

Rozwój dalekopisów od chwili pojawienia się w Niemczech do chwili obecnej. T. P., Nr. 10, 153, 36.

Połączenia dalekopisowe Francuskiego Instytutu Meteorologicznego i telegrafia na wielkie odległości. S. Thouvenot, R. T. T., Nr. 4 (146), 311, 36 i Nr. 5 (147), 413, 36.

EKSPLLOATACJA I STATYSTYKA.

Ruch stachanowski w technice linijowej. B. N. Ramienski, T. S., Nr. 3, 1, 1936.

Próby wprowadzenia zasad stachanowskich (racjonalizacja i zwiększona wydajność pracy) do konserwacji linii telefonicznych. Według nowych norm rejon monterów obejmuje 70 km linii i 500 km przewodów, rejon technika — 300—350 km linii i 3000—4000 km przewodów. Czas usuwania uszkodzenia od chwili wyznaczenia odcinka uszkodzenia do chwili oddania do pracy na obwodach magistralnych nie powinien przekroczyć 3,5 godziny, na obwodach drugiej klasy — 4—6 godzin. 4

Próba ruchu stachanowskiego na moskiewskiej centrali międzymiastowej. O. F. Baburina, T. S., Nr. 3, 3, 36.

Jedna z telefonistek moskiewskich, pracująca na 4-ch obwodach międzymiastowych, uzyskała zapomocą krzyżowania czynności czas wykorzystania obwodu — 55,5 minuty, doprowadzając czas strat eksploatacyjnych (niepłatny) do 46,45 sekund na rozmowę.

Metody stachanowskie w pracy kablarzy moskiewskich. Korotkow, T. S., Nr. 3, 7, 36.

Próba ruchu stachanowskiego na radiostacji „październikowej”. Saweljew, T. S., Nr. 4, 3, 36.

Niektóre wyniki pierwszych dwóch miesięcy ruchu stachanowskiego w telegrafii. N. Jabłonowski, T. S., Nr. 4, 6, 36.

Stachanowskie poprawki do norm telegraficznych. N. A. Czałow, T. S., Nr. 4, 9, 36.

Szybkość pracy aparatów telegraficznych podniesiono m. in. o 200—250 obr./min zamiast 180, już 120—130. Czasy przejścia telegramów przez stację znacznie skrócono: aparaty — depeszowy 5—10 minut.

Nowe terminy kontrolne i normy obsługi technicznej stacji telegraficznych. Zimin, T. S. Nr. 4, 12, 36.

Nowe normy sowieckie, uwzględniające wyniki reorganizacji i usprawnienia pracy.

Telekomunikacja w Niemczech. J. T., Nr. 5, 138, 36.

Wyciąg ze sprawozdania niemieckiego zarządu pocztowego za rok 1934/35.

Pierwsze sprawozdanie doroczne Federalnej Komisji Telekomunikacyjnej. H. Giess, E. F. D., Nr. 43, 74, 36.

Sprawozdanie z prac Komisji, sprawującej z ramienia rządu kontrolę nad prywatnymi przedsiębiorstwami telekomunikacyjnymi w Stanach Zjednoczonych.

Jak przebiegają rozmowy międzymiastowe w sieci niemieckiej. R. Hartz, E. F. D., Nr. 43, 90, 36.

Przeгляд treści niemieckiej instrukcji, służącej do ułatwienia telefonistkom wybierania marszrut przy połączeniach dalszych, przechodzących przez kilka central.

Sprawozdanie doroczne American Telephone and Telegraph Company. Wittiber, E. F. D., Nr. 43, 94, 36.

Wyciąg ze sprawozdania concernu Bella za rok 1935, wykazującego pewną poprawę w porównaniu z r. 1934; liczba aparatów telefonicznych wzrosła o blisko pół miliona.

Teletechnika w Stanach Zjednoczonych. F. J. Dommerque, Z. F., Nr. 6, 88, 36.

Przeгляд postępów teletechniki amerykańskiej.

Teletechnika angielska w roku 1935. T. F. T., Nr. 3, 60, 36.

Postępy i rozwój telefonji przewodowej, telegrafji przewodowej, radjotelefonji, radjofonji i telewizji.

Propaganda telefonów zapomocą stempli pocztowych. Leske, T. P., Nr. 9, 129, 36.

Teletechnika francuska w r. 1933. T. P., Nr. 9, 131, 36.

Wyciąg ze sprawozdania dorocznego poczty francuskiej.

RÓŻNE.

Bell System w walce z powodzią. R. T. Barrett, B. T. Q., Nr. 2, 69, 36.

Bardzo interesujący opis wysiłków personelu Bell System, zmierzających do utrzymania łączności podczas powodzi, która

miała miejsce w marcu r. b. w stanach: Pensylwanja, New England, New York, Ohio, Maryland i in. i zagroziła szeregowi miast i miasteczek. O wspaniałej organizacji świadczy m. in. fakt wykonania i wysłania z fabryki specjalnego kabla podwodnego dla Pittsburgh'a w ciągu 3-ch dni od daty zamówienia, chociaż kabel ten był wykonywany specjalnie na to zlecenie; waga tego kabla wynosiła około 7 tonn. W ciągu kilku dni wysłano do zagrożonych miejscowości m. in. około 15 000 km przewodów gumowanych, 350 tonn drutu brązowego, blisko 24 000 aparatów, kilkadziesiąt centralek i central zastępczych.

Ubożne wyniki badań telefonicznych. J. Mills, B. T. Q., Nr. 2, 92, 36.

Wpływ telefonji na rozwój innych gałęzi elektroakustyki stosowanej.

Przewodnie o rozwoju telefonji przed wielu laty. R. B. Hill B. T. Q., Nr. 2, 120, 36.

Wyjątki z gazet amerykańskich z przed kilkadziesiąt lat, zawierających niekiedy trafne przewidywania rozwoju telefonji w okresie embrjonalnego jej stanu.

Tematy dla wynalazców. T. S., Nr. 3, 53, 36.

Lista tematów, których opracowanie uważa się za potrzebne; w liście tej znajdujemy m. in. przekaźnik czasowy, aparaturę badaniową dla central automatycznych, liczenie rozmów według czasu trwania, przekaźnik na prąd zmienny, aparaty selektorowe, oczyszczanie kanałów kablowych, mechanizacja wyrobu rur, przyrząd, wskazujący zawartość gazu w studniach kablowych, automatyczną regulację poziomu przy telefonji nośnej, modulatory i demodulatory z prostownikami oraz szereg innych z różnych dziedzin teletechniki.

Praca silnika wietrznego typu PD-4 w radiostacji Dwymer. W. G. Bergman i S. M. Perli, T. S., Nr. 4, 32, 36.

Zastąpienie rtęci olejem w dyfuzyjnych pompach próżniowych. B. Z. Lewinson, I. E. S. T., Nr. 4, 32, 36.

Urządzenie do poszukiwania osób systemu fabryki im. Kulakowa. I. I. Potapow, I. E. S. T., Nr. 4, 48, 36.

Nowa metoda synchronizacji szybkości obrotowej silnika prądu stałego przy określonej częstotliwości. L. D. Bryżzew, I. E. S. T. Nr. 4, 35, 36.

Praca prostowników sterowanych na stałą siłę przeciwwektromotoryczną. G. I. Babat i N. P. Rumiancew, I. E. S. T., Nr. 5, 40, 36 i Nr. 6, 52, 36.

Zastosowanie „galowaxu” do nasywania kondensatorów niskiego napięcia. N. P. Bogorodickij, N. P. Korzawin, O. W. Czestulstina i E. M. Jakimec, I. E. S. T., Nr. 6, 65, 36.

Galowax jest masą syntetyczną (chlorowany związek węgla i wodoru); autorzy opisują właściwości chemiczne i fizyczne galowaxu i wykazują, że nadaje się lepiej niż parafina do przesyca- nia kondensatorów, m. in. ze względu na wyższą stałą dielektryczną.

Prądy słabe i silne. E. Feyerabend, E. F. D., Nr. 43, 82, 36. Rozważenia na marginesie dziejów elektrotechniki.

Prądy w obwodach sygnalizacji pożarowej przy zwarciu do ziemi, H. Bocker, Z. F., Nr. 5, 69, 36.

Niemiecki eksport sprzętu telefonicznego i telegraficznego. E. Barth. Z. F., Nr. 5, 77, 36.

Dane statystyczne i ich analiza; Polska nie odgrywa obecnie poważniejszej roli jako odbiorca niemieckiego przemysłu teletechnicznego.

Urządzenia poczty pneumatycznej z automatycznym sterowaniem. H. Rjosk, Z. F., Nr. 6, 81, 36.

Nowoczesne elektryczne zegary wieżowe. Springer, Z. F., Nr. 6, 85, 36.

Automatyczny totalizator Siemens. M. Langer, F. F. T., Nr. 14, 19, 36.

Opis urządzenia, ułatwiającego obliczenia totalizatora.

Zastosowanie przyrządów do pomiarów polowych w służbie teletechnicznej. F. Kräuchi, T. M., Nr. 3, 90, 36.

Nowe szwajcarskie muzeum pocztowe. E. Eichenberger, T. M., Nr. 3, 116, 36.

Telefonia wojskowa. Oman (streszczenie), R. T. T., Nr. 4 (146), 297, 36.

Ogólny opis rodzajów linii polowych i aparatów wojskowych.

Prostowniki miedziowe i ich zastosowanie przemysłowe. R. T. T., Nr. 4 (146), 301, 36.

Bakielit w przemyśle telefonicznym. R. T. T., Nr. 5 (147), 372, 36.

Artykuł traktuje głównie o obróbce bakielitu przy wyrobie części telefonicznych.

NOWINY TELETECHNICZNE.

ROZWÓJ TELETECHNIKI W ANGLJI.

W r. 1935 ogromny wpływ na rozbudowę angielskiej sieci międzymiastowej wywarło wprowadzenie ulgowej taryfy nocnej za rozmowy międzymiastowe, wynoszącej 1 szyling bez względu na odległość. Ruch międzymiastowy rozwijał się tak szybko, że powstawały poważne trudności z przygotowaniem nowych obwodów; tak np. pomiędzy Londynem a Szkocją było w r. 1932 — 28 obwodów, w r. 1933 — 29, w r. 1934 — 31, a w końcu r. 1935 liczba ta wynosiła aż 73. Już po wprowadzeniu nowej taryfy nocnej w końcu r. 1934 ułożono nowy kabel pomiędzy Londynem a Glasgow (stolica Szkocji); spupinizowano narazie tylko połowę obwodów, a obecnie montuje się urządzenia do wielokrotnego wykorzystania (telefonja nośna) drugiej połowy tego kabla. Również i w innym kablu (Londyn — Liverpool), niedawno ułożonym, przewidziane są urządzenia telefonji nośnej.

W budowie znajduje się obecnie linja kablowa Bristol — Plymouth, składająca się z 2-ch kabli 19-parowych, układanych w jednym kanale; kable te są niepupinizowane, stacje wzmacniakowe będą co 40 km. Jeden z tych kabli będzie służył tylko do przesyłania rozmów w jednym kierunku, drugi — w drugim. Na każdej stacji wzmacniakowej kable wyposażone będą w urządzenia, zmniejszające przesłuch do wartości nieodczuwalnych, i to w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Według projektu technicznego na każdej parze żył ma być utworzone 12 torów telefonji nośnej czyli ogółem 2 kable 19 parowe mają dać 228 (12 × 19) obwodów rozmównych. Wzmacniaki przejściowe dla wszystkich 12 torów są wspólne. Kabel i całkowite urządzenia techniczne dostarcza Standard Telephone and Cables Ltd.

Wzrost ruchu stworzył korzystne warunki do rozbudowy urządzeń telefonji nośnej nawet na krótszych obwodach napowietrznych; stosuje się urządzenia jedno- i trzykrotne; urządzenia jednokrotne są zasilane z sieci oświetleniowej.

Pomiędzy Londynem a Manchesterem (przez Birmingham) buduje się obecnie kabel, zawierający 4 przewody współosiowe szerokowidmowe, z których każdy mógłby służyć do przesyłania 250 rozmów telefonicznych lub do telewizji. Przemysł angielski opanował już zarówno produkcję jak i montaż takiego kabla.

Wzrost ruchu spowodował również rozbudowę central międzymiastowych; na tem polu podkreślić należy coraz szersze wprowadzanie wybierania na odległość prądami akustycznymi, co pozwala na usprawnienie ruchu i lepsze wykorzystanie obwodów. We wszystkich większych centralach wprowadza się obecnie akustyczny sygnał końca jednostki 3-minutowej, który zastępuje zapowiedź telefonistki.

W roku 1934/35 uruchomiono 24 większe centrale automatyczne o pojemności początkowej 49 000 numerów. Poza tem otwarto szereg centralek małych tak, że ogółem w Anglii jest obecnie 1 311 central automatycznych. W centralach automatycznych montuje się obecnie automatyczne rejestry ruchu, które pozwolą przy nowych budowach dokładniej niż dotąd przewidywać trafik i uniknąć zbyt szczerzego projektowania liczby organów.

W telegrafii angielskim w ruchu krajowym niema już aparatów innych niż dalekopisy. Ruch w r. 1935 wzrósł o blisko 30% spowodowu obniżki taryfy. W Bristolu, Birmingham, Newcastle i Glasgow wprowadzono sznurowe łącznice zbiorcze (kon-

centratory), na które włącza się tylko obwody słabiej obciążone; dalekopisy zaopatrzone są w urządzenia, automatycznie odpowiadające na pytanie „kto to?“, co pozwala urzędnikowi nadającemu uzyskać pewność, że jego telegram wydany został prawidłowo.

Dla ruchu abonentowego telegraficznego wprowadza się obecnie zgodnie z zaleceniami C. C. I. T. częstotliwość 1500 okr/sek zamiast dotąd stosowanych 300. Liczba dalekopisów abonentowych oraz liczba obwodów telegraficznych, wydzierżawionych na stałe, wciąż wzrasta i przekracza już liczbę obwodów, służących do wymiany telegramów pomiędzy centralami pocztowymi. Ogromną rolę w tym rozwoju odgrywa znaczne polepszenie konjunktury, dające się odczuć w Anglii we wszystkich gałęziach życia gospodarczego.

[T. F. T. 3, 1936]

LICZBA RADJOABONENTÓW W KRAJACH EUROPEJSKICH.

Według danych Światowej Unji Radjofonicznej liczba radjoabonentów w poszczególnych państwach europejskich była w dn. 31 grudnia 1935 r., jak następuje:

Nazwa państwa	Liczba radjoabonentów	Przyrost w %
Wielka Brytania	7 403 109	9,18
Niemcy	7 192 952	17,09
Francja	2 625 677	41,53
Holandja	946 844	4,13
Czechosłowacja	847 955	22,23
Szwecja	834 143	13,77
Belgja	746 395	23,60
Danja	609 226	7,22
Austria	560 120	6,20
Italia	530 000	23,25
Polska	491 823	31,48
Szwajcaria	418 499	17,27
Węgry	352 907	3,76
Hiszpanja	303 983	42,07
Norwegja	191 378	21,56
Finlandja	144 721	12,08
Rumunja	127 041	25,74
Lotwa	82 175	27,27
Jugosławja	81 385	22,31
Irlandja	78 627	31,10
Portugalia	40 409	44,86
Gdańsk W. M.	29 000	9,59
Litwa	26 763	33,35
Estonja	24 193	43,77
Bułgarja	17 213	91,20
Luksemburg	15 000	9,09
Grecja	6 317	26,34

W tabeli wciąż jeszcze prowadzi Anglja, wydaje się jednak, że już w roku bieżącym prześcigną ją Niemcy, które posiadają znacznie większą dynamikę rozwoju (przyrost prawie dwukrotnie większy). Polska należy do krajów, w których radjofonja rozwija się ostatnio bardzo szybko; spośród państw mających powyżej 100 tysięcy radjoabonentów, jedynie Francja i Hiszpanja wykazały większy przyrost procentowy niż Polska.

[T. F. T. 5, 1936]