

# PRZEGLĄD TELETECHNICZNY

MIESIĘCZNIK POSWIĘCONY SPRAWOM  
TELEFONJI-TELEGRAFJI-SYGNALIZACJI-RADJA

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

KOMITET REDAKCYJNY:

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

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

Konto czekowe w P. K. O. 16841.

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

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

## WARUNKI PRENUMERATY:

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

## CENY OGŁOSZEŃ:

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

## Treść

	str.
1. Zjazd Naczelników Wydziałów Telegraficzno-Telefonicznych . . . . .	354
2. Prace X Zjazdu C. C. I. F. w Budapeszcie Inż. K. Dobrski . . . . .	357
3. Teoria obwodów łańcuchowych Inż. W. Zochowski . . . . .	364
4. Telefonja nośna T. N. I Inż. L. Goldfeld . . . . .	378
5. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich . . . . .	381
6. Przegląd pism . . . . .	381
7. Nowiny teletechniczne . . . . .	383
8. Ze Związku Polskich Inżynierów Elektryków . . . . .	384

## Sommaire

	Page
1. L'assemblée des Chefs de Sections Télégraphiques et Téléphoniques . . . . .	354
2. Les travaux de la X Assemblée de C. C. I. F. à Budapest par K. Dobrski, ing. . . . .	357
3. Théorie des circuits récurrents par W. Zochowski, ing. . . . .	364
4. Telephonie à courant porteur T. N. I par L. Goldfeld, ing. . . . .	378
5. De l'Association des Télétechniciens Polonais . . . . .	381
6. Revue des journaux . . . . .	381
7. Nouvelles télétechniques . . . . .	383
8. De l'Association des Ingenieurs Electriciens Polonais . . . . .	384

# ZJAZD NACZELNIKÓW WYDZIAŁÓW TELEGRAFICZNO-TELEFONICZNYCH DYREKCYJ OKRĘGÓW POCZT I TELEGRAFÓW.

*W dniach od 22 do 24 listopada b. r. odbył się w Warszawie Zjazd Naczelników Wydziałów Telegraficzno-Telefonicznych Dyrekcji Okręgów Poczty i Telegrafów. Na otwarciu Zjazdu wygłosił przemówienie PAN MINISTER POCZTY I TELEGRAFÓW, które poniżej podajemy.*

## PRZEMÓWIENIE PANA MINISTRA.

Przed przystąpieniem do prac, przewidzianych w programie Zjazdu, pragnę rzucić kilka uwag, które nasuwają mi się przy rozważaniu zadań służby telekomunikacyjnej, jej znaczenia dla Państwa i przedsiębiorstwa państwowego „Polska Poczta, Telegraf i Telefon” oraz roli, jaka w ramach tej służby przypada Panom i ich najbliższym współpracownikom.

Na każdym odcinku pracy, we wszystkich przejawach życia codziennego, jesteśmy świadkami ciągłej emulacji i dużych wysiłków nad ustawicznym rozwiązywaniem nowych problemów, które narzuca nam postęp.

Jeżeli obraz ten przeniesiemy w dziedzinę środków łączności, to stwierdzić, nawet bez głębszej analizy, nam wypadnie, że zagadnienie pokonania przestrzeni i czasu staje się zagadnieniem coraz bardziej dominującym, które nakazuje jak najdalej idące uaktywnienie naszej energii, aby nadażyć za postępowaniem ogólnym.

Stąd też musimy ustawicznie współdziałać z pracami w tej dziedzinie, które przez swą doniosłość opanowały liczne przejawy działalności ludzkiej od laboratorjów naukowych poczynając, poprzez fabryki i zakłady przemysłowe aż do poszczególnej jednostki ludzkiej, która już sama bezpośrednio bądź pośrednio pracuje w dziedzinie służby telekomunikacyjnej.

Czemuż przypisać, że zagadnienie udoskonalenia środków łączności tak wybija się potężnie na pierwszy plan w dobie obecnej?

Odpowiedź na to pytanie tkwi w kilku słowach, a mianowicie, że łączność w czasie pokoju przyczynia się waleń do rozwoju stosunków gospodarczych i wszelakiego postępu, a w czasie

wojny sprawność jej i wysoki poziom techniczny decyduje w dużym stopniu o zwycięstwie.

Stąd też troska o zbudowanie doskonałej i szeroko rozgałęzionej sieci połączeń telekomunikacyjnych staje się zagadnieniem o znaczeniu ogólnopństwowym i ogólnospołecznym.

Świadomi tej doniosłości łatwo zrozumiemy, jak wielkie zadania i odpowiedzialność ciążyą na przedsiębiorstwie naszym, którego istotę działalności stanowi między innymi oddanie sprawnego aparatu środków łączności do dyspozycji Państwa i społeczeństwa.

Ciągle zatem usprawnienie służby telekomunikacyjnej powinno być troską wszystkich władz przedsiębiorstwa.

Na pierwszym miejscu troska ta i odpowiedzialność za sprawne działanie urządzeń telekomunikacyjnych

spoczywa na Panach, jako naczelnikach wydziałów telegraficzno-telefonicznych.

Zadania Panów, zajmujących te stanowiska, są tu wszystkim obecnym dobrze znane. Sprecyzowane zostały one dokładnie w ostatnich moich zarządzeniach organizacyjnych, na podstawie których w poszczególnych okręgach dyrekcyjnych przepracowana została organizacja służby telekomunikacyjnej.

Zasadą tych wszystkich zarządzeń jest, że całokształtem służby telegraficzno-telefonicznej na terenie okręgu poczty i telegrafów kieruje z ramienia dyrektora okręgu naczelnik wydziału telegraficzno-telefonicznego. On ponosi odpowiedzialność za rozbudowę urządzeń telekomunikacyjnych, należyta ich konserwację i ich eksploatację.

Osią, wokół której obracają się ogólnopañ-

*Wszystkim Współpracownikom, Przyjaciołom,  
Prenumeratorom i Czytelnikom naszym składamy  
serdeczne życzenia WESOŁYCH ŚWIĄT  
i szczęśliwego NOWEGO ROKU  
Redakcja Przeglądu Teletechnicznego.*

stwowe obowiązki naczelnika wydziału telegraficzno-telefonicznego, jest ustawa z dnia 18 grudnia 1920 r. o pocztach, radjotelegrafach, telegrafach i telefonach w czasie wojny, która postanawia, że „zarządy poczt, radjotelegrafów, telegrafów i telefonów państwowych i prywatnych obowiązane są do ścisłego współdziałania w czasie pokoju z władzami wojskowymi w pracach przygotowawczych, dotyczących wojennej sprawności poczt i urządzeń radjotelegraficznych, telegraficznych i telefonicznych”, zaś „w czasie wojny lub grożącego Państwu niebezpieczeństwa wojny, wszystkie poczty, radjotelegrafy, telegrafy i telefony podporządkowuje się interesom obrony Państwa”.

Z postanowień tej ustawy widzimy, że inne będą obowiązki naczelnika wydziału telegraficzno-telefonicznego w czasie pokoju, a inne w czasie wojny.

W czasie pokoju naczelnik wydziału telegraficzno-telefonicznego powinien śledzić rozwój teletechniki, dbać o rozwój urządzeń telekomunikacyjnych i ich należytą sprawność.

Momentem decydującym w tych pracach musi być kalkulacja, albowiem nasze przedsiębiorstwo jest prowadzone według zasad handlowych. Ponadto musi ono uwzględniać potrzeby Państwa i interesy gospodarstwa społecznego.

Z zasady handlowości gospodarki wynika opłacalność usług za wszelkie czynności w zakresie służby telekomunikacyjnej, oraz szybkie, jak najmniej formalne załatwianie klientów.

Wiąże się to z rentownością całej służby telekomunikacyjnej przedsiębiorstwa, której stopień powinien być tak wysoki, aby pozwolił na pełną realizację zadań Państwa na odcinku, który rozporządzeniem o komercjalizacji został przekazany przedsiębiorstwu. Zadania te są bardzo rozległe; jeśli zestawimy stan służby telekomunikacyjnej w Polsce z innymi krajami — w rozwoju jej jesteśmy przez niewolę opóźnieni.

Potrzeby Państwa wyrażają się w pierwszym rzędzie w ścisłym współdziałaniu z władzami wojskowymi w pracach przygotowawczych, dotyczących wojennej sprawności urządzeń telekomunikacyjnych, następnie w uwzględnianiu postulatów władz bezpieczeństwa i innych władz państwowych dla zapewnienia im jak najszybszej i jak najszerszej łączności przy wykonywaniu ich zadań.

W przeciwieństwie do koniecznej opłacalności urządzeń telekomunikacyjnych w czasie pokoju, w czasie wojny na pierwsze miejsce wysunie się podporządkowanie wszystkich urządzeń telekomunikacyjnych interesom obrony Państwa.

Zadanie służby telekomunikacyjnej w czasie wojny jest również nam znane; będzie to wykonanie i utrzymanie połączeń z etapami, utrzymanie połączeń między etapem a krajem dla szybkiego przesyłania rozkazów i zapewnienia armjom walczącym należytego zaopatrzenia, oraz dla utrzymania w kraju bezpieczeństwa i porządku.

Spełnienie tych zadań uzależnione jest w pierwszym rzędzie od właściwych form organizacyjnych.

Przeprowadzona ostatnio przez poszczególne okręgi poczt i telegrafów organizacja służby telekomunikacyjnej powinna zapewnić odpowiednie warunki rozwoju dla tego działu służby.

Nową organizację cechuje bowiem połączenie służby teletechnicznej ze służbą eksploatacyjną, skupienie odpowiedzialności w ręku naczelnika wydziału telegraficzno-telefonicznego, przejrzysty podział okręgów na jednostki niższe, jak rejony, nadzory i ewentualnie posterunki techniczne i wyraźne ustalenie odpowiedzialności każdej jednostki za całokształt urządzeń telekomunikacyjnych, powierzonych jej pieczy.

Organizacja ta, poza doбором ludzi na wszystkie kierownicze i samodzielne stanowiska, wymaga stosowania przede wszystkim od naczelnika wydziału telegraficzno-telefonicznego właściwych metod pracy.

Naczelnik musi wiedzieć o wszystkim, co się odnosi do urządzeń telekomunikacyjnych w jego okręgu. Reakcja na wszystkie niedomagania musi być szybka, sprawność w usuwaniu uszkodzeń i współpraca z sąsiednimi okręgami dyrekcyjnymi oraz poszczególnych jednostek w tym samym okręgu jak najlepsza.

Wyszkolenie jak największej liczby pracowników w zakresie budowy i konserwacji środków łączności, oraz zamierzone a częściowo zrealizowane zaopatrzenie w środki lokomocji ułatwi Panom bardzo pracę w terenie.

Dokona tego Poczto-Przysposobienie Wojskowe, z którym w tym zakresie powinni Panowie jak najściślej pracować, przez udzielanie fachowych informacji, wygłaszanie wykładów i służenie radą i pomocą w każdym kierunku.

Praca Panów w terenie będzie jednak przede wszystkim realizowaniem zdobyczy technicznych już osiągniętych.

Musimy jednak, pragnąc zapewnić Polsce postęp w dziedzinie teletechniki, kontynuować badania naukowe, aby znaleźć się w gronie zarządów telegrafów i telefonów przodujących na tem polu. To zadanie przejął Państwowy Instytut Teleko-

munikacyjny. Usłyszymy tutaj co w tym kierunku zostało dokonane w ciągu roku istnienia P. I. T.

Z praktycznej swej pracy będą wynosić Panowie coraz to większe doświadczenie, będą spotykać najróżniejsze potrzeby. Niekiedy pracownicy, nawet najniżsi, zaprojektują pewne ulepszenia, któreby im ułatwiały codzienną pracę zawodową.

Temi zagadnieniami zechciejcie się Panowie dzielić z Ministerstwem, które je będzie kierować do Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego do szczegółowego opracowania.

Potrzeby w zakresie urządzeń telekomunikacyjnych są coraz większe.

Do tej pory napotykaliliśmy w ich budowie na pewne trudności, gdyż nie wszystkie potrzebne części składowe mogliśmy nabywać w kraju.

Obecnie pod tym względem uczyniony już został pewien postęp, szereg potrzebnych nam urządzeń możemy otrzymać na rynku wewnętrznym, gdyż zarówno Państwowe Zakłady Tele- i Radjotechniczne, jak również inne wytwórnie przystąpiły do produkcji potrzebnych nam urządzeń.

O bliższych szczegółach, poruszonych przemnie zagadnień, dowiedzą się Panowie z poszczególnych referatów, które będą na tym Zjeździe wygłoszone, wzgl. przy zwiedzaniu wspomnianych instytucyj.

Zadania służby telekomunikacyjnej będą osiągnięte, gdy zarówno przełożeni, jak i wykonawcy, będą świadomi doniosłości i znaczenia tej służby.

Pozytywne wyniki będą w dużej mierze uzależnione nie tylko od środków materialnych, ale i od kwalifikacyj i jednolitości wysiłków, które po-

trafią wykazać kadry pracowników zatrudnionych w tym dziale służby.

Najbliższa przeszłość daje w tej dziedzinie jak najlepsze świadectwa. Służba telefoniczna w czasie klęski powodziowej, która dotknęła wielki obszar naszego Państwa, potrafiła stanąć na wysokości zadania i może pochlubić się wysokim poziomem swej sprawności.

Niemniej znane mi są karygodne wprost fakty nieznanomości sprzętu, którym się codziennie posługujemy, który sami obsługujemy.

Nie możemy zatem zaniechać dalszych wysiłków nad usprawnianiem i udoskonalaniem personelu i sprzętu.

W czasie obecnego Zjazdu będziecie Panowie mieli możliwość skonfrontować te odcinki pracy służby telekomunikacyjnej, które powinny być w granicach rozporządzalnych środków możliwie najrychlej usprawnione oraz przedyskutować te zagadnienia, które wymagają w najbliższej przyszłości rozwiązania na drodze dalszego usprawniania służby telekomunikacyjnej.

Chciałbym, aby wśród wszystkich panów ugruntowała się w wyniku trzydniowego kontaktu wiara we własne siły i żeby znikła — raz na zawsze — wszelka nieufność do własnych wysiłków przemysłowych i naukowych.

Chciałbym by panowie wyczuli ten zapal i zaangażowanie do pracy swych kolegów w centralnych instytucjach, tę dążność do szybkiego podążania za postępem zachodu, jakie ja w tych instytucjach konstatuję. Ale nie tylko do podążania — niekiedy do przodowania.

W tem przekonaniu otwieram Zjazd niniejszy, żywiąc nadzieję, że będzie on dalszym etapem w rozwoju naszej służby telekomunikacyjnej.

W czasie trzydniowych obrad wygłoszone zostały następujące referaty:

1. Inż. *Antoni Krzyczkowski*, Dyrektor Departamentu Technicznego: M. P. i T.:  
„Jakie rezultaty pracy osiągnęliśmy w dziedzinie telekomunikacyji za rok 1933/34, w jakimi stykaliśmy się trudnościami i do jakich dochodzimy wniosków“.
2. Inż. *Stanisław Dębicki*, Naczelnik Wydziału Eksploatacji Tg. i Tf.:  
„Zagadnienia z dziedziny eksploatacji tg. i tf. oraz inwentaryzacja maj. telet. przedsiębiorstwa państwowego „P.P.T. i T.“.
3. Inż. *Bolesław Jakubowski*, Naczelnik Wydziału Teletechnicznego:  
„Gospodarka materiałowa i sprawozdawczość robót okresowych“.

4. Inż. *Eugenjusz Stalinger*, Naczelnik Wydziału Radjokomunikacyjnego:  
„Racjonalna eksploatacja telegrafu i radjotelegrafu w dziedzinie komunikacyji międzynarodowej“.
5. Inż. *Stanisław Ignatowicz*, Zastępca Kierownika Biura Budowy Sieci Automatycznych:  
„Pomiary elektryczne na linjach teletechnicznych“.
6. Prof. Dr. Inż. *Janusz Groszkowski*, Dyrektor Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego:  
„Wyniki prac Instytutu za rok 1933/34“.
7. Inż. *Tadeusz Graff*, Dyrektor Państwowych Zakładów Tele i Radjotechnicznych:  
„Jakie zagadnienia produkcyjne potrafimy rozwiązać w Polsce“.

8. Pplk. *Wacław Świętochowski*, Naczelnik Wydziału Tg.-Tf. Dyrekcji O.P. i T. Lublin: „Propaganda pozyskiwania nowych abonentów“.
9. Inż. *Ambroży Kowalenko*, Naczelnik Wydziału Tg.—Tf. Dyrekcji O.P. i T. Lwów: „Gospodarka słupowa“.
10. Kpt. *Aleksander Podolecki*, Naczelnik Wydziału Tg.-Tf. Dyrekcji O.P. i T. Kraków:

„Koszty własne eksploatacji central automatycznych“.

11. Inż. *Witold Kolankowski*, Naczelnik Wydziału Tg.-Tf. Dyrekcji O.P. i T. Poznań: „Jakie udogodnienia w służbie telekomunikacyjnej dała nowa jej organizacja“.

Większość referatów będzie drukowana w najbliższych numerach Przeglądu Teletechnicznego.

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

Inż. K. DOBRSKI, Państw. Inst. Telekomunikacyjny. (Dokończenie do str. 338, Nr. 11, „Przeglądu Teletechnicznego“ 1934 r.).

### Zasadnicze warunki techniczne, jakim powinny odpowiadać międzynarodowe obwody telefoniczne.

Zjazd przeprowadził rewizję warunków technicznych, jakim powinny odpowiadać międzynarodowe obwody telefoniczne, utrzymując jedne w brzmieniu ustalonym na poprzednich zjazdach, inne zmieniając lub uzupełniając.

#### 1. Tłumienia poszczególnych elementów połączenia międzynarodowego.

Połączenie międzynarodowe składa się z krajowego układu nadawczego, z toru<sup>1)</sup> międzynarodowego i z krajowego układu odbiorczego.

Krajowy układ nadawczy składa się z aparatu telefonicznego abonenta, który mówi, oraz z łańcucha przewodów i organów stacyjnych, które łączą aparat z t. zw. „umownym punktem początkowym” (origine conventionelle en transit) toru międzynarodowego. Krajowy układ odbiorczy składa się z aparatu telefonicznego abonenta który słucha, oraz z łańcucha przewodów i organów stacyjnych, łączących aparat z t. zw. „umownym punktem końcowym” (extremite conventionelle en transit) toru.

Punktami granicznymi — zw. względu na podział tłumienia — pomiędzy torem międzynarodowym a układami krajowymi są umowny punkt początkowy i umowny punkt końcowy toru międzynarodowego, które definiuje się jak następuje:

a) Jeżeli na stacji międzymiastowej czołowej wprowadza się wzmocnienia do obwodu międzynarodowego, to umowny punkt początkowy lub umowny punkt końcowy przypadają na zaciski toru międzynarodowego, przytem przenośniki zaliczają się, jak zwykle, do toru.

b) Jeżeli na stacji międzymiastowej czołowej wprowadza się wzmocnienie, to początek lub koniec umowy toru międzynarodowego w tej stacji otrzymuje się, dodając do toru część wprowadzonego wzmocnienia. A mianowicie, jeżeli na obu końcach tor jest użyty do ruchu tranzytowego, to część ta wynosi:

$$s = \frac{1}{2} (b_1 - b_2)$$

<sup>1)</sup> Używam słowa „tor” tytułem próby na oznaczenie części linijowej obwodu telefonicznego. Tor = Leitung, ligne, circuit, line; w takim razie przewód = Draht, fil, wire.

gdzie  $b_1$  jest to tłumienie zalecone w uchwałach C. C. I. F. toru międzynarodowego użytego na obu stacjach do ruchu końcowego, a  $b_2$  jest to tłumienie zalecone w uchwałach C. C. I. F. toru międzynarodowego w ruchu tranzytowym na obu stacjach. W przypadku kiedy np.  $b_1 = 1,0$  nepera, a  $b_2 = 0,3$  nepera,  $s = 0,35$  nepera.

c) Jeżeli tylko na jednej stacji tor jest użyty do ruchu tranzytowego, to ta część wzmocnienia, którą należy dorzucić do toru, wynosi:

$$s = b_1 - b_3$$

gdzie  $b_1$  ma takie same znaczenie, jak poprzednio, zaś  $b_3$  jest to tłumienie pomiarowe toru międzynarodowego, użytego do ruchu tranzytowego na jednej stacji czołowej i do ruchu końcowego na stacji drugiej. W przypadku kiedy  $b_1 = 1,0$  nepera, a  $b_3 = (1,0 + 0,3) : 2 = 0,65$  nepera,  $s = 0,35$  nepera.

Wartości tłumienia połączenia międzynarodowego względem wzorca podstawowego (S. F. E. R. T.) są określone uchwałami C. C. I. F. w sposób następujący:

- tłumienie względem wzorca całego obwodu telefonicznego międzynarodowego pomiędzy dwoma abonentami, znajdującymi się w obrębie tego samego kontynentu, nie powinno przekraczać w żadnym wypadku 4,6 nepera;
- jest pożądane jednak, aby w sieciach nowych lub przy okazji porządkowania sieci starych, starano się otrzymać dla 90% abonentów tłumienie to nie większe od 3,9 nepera.

Tory międzynarodowe mogą być używane do ruchu końcowego lub do ruchu tranzytowego.

W przypadku ruchu końcowego tłumienie pomiarowe toru międzynarodowego łącznie z przenośnikami, mierzone prądem 800 okr/sek, nie powinno przekraczać (według uchwał Zjazdu C. C. I. F.) 1,3 nepera dla torów 2-u przewodowych i 1,1 nepera dla torów 4-0 przewodowych; jest przytem pożądane, aby tłumienie pomiarowe torów nowych, mierzone przy 800 okr/sek, nie przekraczało 1,0 nepera w przypadku torów 2-u przewodowych i 0,8 nepera w przypadku torów 4-0 przewodowych.

Tor międzynarodowy przeznaczony do ruchu końcowego obsługuje okrąg, położony dookoła stacji międzymiastowej czołowej, w której się kończy. Okrąg ten, zwany okręgiem ruchu końcowego (zone de trafic terminal), zawarty jest zazwyczaj w promieniu do 50 km od stacji międzymiastowej i określa się w sposób następujący:

- a) tłumienie względem wzorca (S.F.E.R.T.) krajowego układu nadawczego wszystkich abonentów tego okręgu nie powinno przekraczać 1,9 nepera, zaś tłumienie względem wzorca krajowego układu odbiorczego tych abonentów nie powinno przekraczać 1,4 nepera;
- b) przytem byłoby pożądane, aby tłumienia powyższe mogły być zredukowane do 1,7 nepera i 1,2 nepera.

Tłumienie pomiarowe toru międzynarodowego w ruchu tranzytowym ma wynosić według uchwał Zjazdu C.C.I.F + 0,3 nepera z tolerancją  $\pm 0,2$  nepera.

Odpowiednio do tej wartości:

- a) tłumienie względem wzorca (S.F.E.R.T.) krajowego układu nadawczego abonentów, znajdujących się poza okręgiem ruchu końcowego, nie powinno przekraczać 2,3 nepera, zaś także tłumienie krajowego układu odbiorczego nie powinno przekraczać 1,8 nepera;
- b) byłoby pożądane, aby tłumienia powyższe mogły być zredukowane do wartości 1,95 nepera i 1,45 nepera.

**A. Tłumienie użytkowe.** W powyższych normach ocenia się poszczególne części połączenia międzynarodowego wyłącznie na podstawie tłumienia pomiarowego, lub tłumienia względem wzorca podstawowego (S.F.E.R.T.).

W Ameryce (Stany Zjednoczone A. P.) w normach analogicznych ocenia się wartość komunikacyjną sieci telefonicznych, przewodów miejskich i międzymiastowych nie w jednostkach tłumienia pomiarowego lub tłumienia względem wzorca podstawowego, a w jednostkach tłumienia użytkowego.

Początkowo pojęcie tłumienia użytkowego było zastosowane tylko do oceny przewodów międzymiastowych, np. kiedy chodziło o zdanie sobie sprawy z wpływu na jakość telekomunikacji ograniczenia pasma częstotliwości przewodzonych lub z wpływu zakłóceń spowodowanych przez obecność źródła prądu, lecz następnie, aby można było np. uwzględnić wpływ różnych charakterystyk aparatów telefonicznych, pojęcie to rozszerzono również i na sieć miejską.

Głównym powodem wprowadzenia nowej wielkości była chęć oparcia oceny jakości połączeń telefonicznych nie na wynikach pomiarów o charakterze laboratoryjnym, w warunkach mniej lub więcej konwencjonalnych, a na wynikach otrzymywanych podczas normalnej eksploatacji połączeń. Za takie kryterjum uznano w Ameryce liczbę powtórzeń, zaobserwowanych w czasie rozmowy, wywołanych niezrozumieniem jednego abonenta

przez drugiego, i przypadających na 100 sekund rozmowy. Przytem liczba ta nie służy sama przez się za miarę jakości połączenia, a pozwala jedynie stwierdzić, czy dwa układy telefoniczne, porównywane pomiędzy sobą na podstawie obranego kryterjum, są jednakowe ze względu na ich jakość użytkową. Dla uzyskania podstawy porównawczej stworzono Wzorzec Tłumienia Użytkowego i przyjęto, iż tłumienie użytkowe badanego układu wyraża się przez liczbę neperów lub decybelów, które należy wtąpić do wzorca, aby liczby powtórzeń przy prowadzeniu rozmów przez wzorzec i przez układ badany były jednakowe.

Amerykański wzorzec tłumienia użytkowego składa się z dwóch aparatów telefonicznych abonenckich z mikrofonami stałymi, z abonenckich przewodów kablowych o długości 3 mil angielskich oraz z przenośników, łączących aparaty z baterjami zasilającymi 24 V, a dalej z toru sztucznego, zastępującego tor międzymiastowy. Tor sztuczny posiada opór charakterystyczny  $600/\omega^0$  omów i tłumienie regulowane. Tłumienie tego toru dla prądów o częstotliwości powyżej 3000 okr/sek jest bardzo duże, a poniżej 3000 okr/sek jednakowe dla wszystkich częstotliwości. Tym sposobem tor ten odtwarza — ze względu na ograniczone pasmo przewodzonych częstotliwości — własności obwodów spupinizowanych. Tłumienie toru sztucznego reguluje się podczas pomiaru w ten sposób, aby obrane kryterjum jakości komunikacji telefonicznej wyrażało się taką samą liczbą dla wzorca i układu badanego.

W warunkach normalnej regulacji wzorca na zaciskach słuchawek panuje napięcie zakłócające, którego natężenie przewyższa o 23 decybele poziom pewnego natężenia porównawczego. Pomiar wykonywa się przy szumach zewnętrznych, odpowiadających średnim warunkom, istniejącym w biurach handlowych.

Kiedy wzorzec tłumienia użytkowego jest wyregulowany w taki sposób, że jego tłumienie względem wzorca podstawowego wynosi 18 decybelów, to uznaje się przez definicję, iż i jego tłumienie użytkowe równa się 18 decybelów. Przy tej regulacji wzorca tłumienie toru sztucznego, zastępującego przewód międzymiastowy, wynosi 8,7 decybelów.

Jeżeli jakość telekomunikacji badanego układu równa się takiej samej jakości wzorca wyregulowanego w sposób powyższy, to tłumienie użytkowe układu badanego wynosi przez definicję 18 decybelów.

Metoda pomiaru tłumienia użytkowego, przyjęta w Ameryce, jest bardzo żmudna, gdyż dla osiągnięcia dokładności 1 decybelu wymaga obserwacji rozmów w różnych warunkach w ciągu około 150 000 sekund. Dlatego też są obecnie robione w Ameryce próby zastąpienia tej metody przez pomiary warazistości. Przy tych pomiarach proponuje się zamiast zgłosek nadawać słowa zawarte w zdaniach; ponadto, dla upodobnienia warunków pomiaru do rzeczywistych, pomiary te mają być wykonywane przy szumach w obwodzie i w sali, w której znajduje się aparatura, oraz zmieniając

w czasie pomiaru natężenie głosu, sposób trzymania mikrofonu i t. d. Pomiarów te są jednak również bardzo żmudne i nie jest jeszcze pewne, czy okażą się bardziej praktyczne, niż pomiary oparte na obserwacji ilości powtórzeń.

Pomiary wyrazistości wykonywane w sposób dotychczas stosowany, a więc przy pomocy zgłoszek i bez zakłóceń z obcych źródeł — nie dają wyników, odpowiadających rzeczywistej wartości obwodów. Tak więc otrzymano przy pomiarach wyrazistości, wykonywanych w sposób dotychczasowy, że rozszerzenie pasma częstotliwości przewodzonych z 1700 okr/sek do 3800 okr/sek pozwala na zwiększenie tłumienia toru względem wzorca z 10 do 35 decybelów, zachowując taką samą wyrazistość obwodu; podczas kiedy pomiary, oparte na zasadzie obserwacji liczby powtórzeń, pozwalały tłumienie toru względem wzorca podnieść tylko z 10 do 20 decybelów. Również w przypadku porównywania aparatów telefonicznych znaleziono, iż różnica pomiędzy zwykłym aparatem handlowym, a pewnym aparatem wysokiej wartości wyrażała się liczbą 25 decybelów przy pomiarach wyrazistości zgłoskowej, i 15 decybelów tylko przy pomiarach opartych na zasadzie liczby powtórzeń.

W rezultacie, technicy amerykańscy uważają, iż do oceny jakości telekomunikacji (przewodowej) nadaje się jedynie kryterjum, oparte na wynikach otrzymywanych w warunkach normalnej eksploatacji.

W Europie, kryterjum liczby powtórzeń nie jest do tej pory w praktyce nigdzie wprowadzone.

Pomiary odpowiednie na większą skalę są jedynie prowadzone w Anglii, a mianowicie od roku 1930 w laboratorjach Dollis Hill. Celem tych pomiarów jest znalezienie związku pomiędzy wynikami opartymi na pomiarach wyrazistości i liczby powtórzeń.

Niemcy posiadają również Wzorzec Tłumienia Użytkowego; pomiary wykonywane w Niemczech opierają się jednak wyłącznie na zasadzie kryterjum wyrazistości. Ich celem jest określenie wpływu na jakość komunikacji różnych czynników, oraz znalezienie w jakich granicach mogą odchyłać się te czynniki od pewnych przyjętych wartości, żeby można było jeszcze przez dodanie algebraiczne wzrostu tłumienia użytkowego, spowodowanego przez każdy z tych czynników oddzielnie, zdać sobie sprawę z wpływu na jakość komunikacji wszystkich czynników, działających razem.

W szczególności, zostały określone w Niemczech wartości tłumienia użytkowego w zależności od szumów sali. A mianowicie, liczby podane są następujące:

Szum w sali w fonach	20	30	40	50	60
Tłumienie użytkowe w nep. —	1,2	— 0,75	0	+ 0,4	+ 1,1

Jak widzimy z powyższego, obecny stan zagadnienia tłumienia użytkowego nie pozwalał na powzięcie uchwał, wprowadzających tę wielkość do norm lub przepisów. Zjazd ograniczył się do podkreślenia, że jest konieczne stworzenie Międzynarodowego Wzorca Tłumienia Użytkowego, oraz określenie kryterjum jakości połączenia telefonicznego, na podstawie którego możnaby oce-

niać równość dwóch układów. Zaznaczono, że być może Wzorzec Tłumienia Użytkowego mógłby być utworzony z Wzorca Podstawowego (S. F. E. R. T) przez skompletowanie go, włączając odpowiednie układy zniekształcające częstotliwości przenoszone, wprowadzając określone zakłócenia do obwodu, wywołując odpowiednie szumy w sali pomiarowej i t. p. Wspomniane kryterjum natomiast mogłoby polegać bądź na ocenie subiektywnej wyszkolonych ekspertów, bądź też mogłoby być oparte na wyrazistości lub liczbie powtórzeń, przypadających na 100 sekund.

**B. Pomiary wyrazistości.** W Europie zaznacza się raczej tendencja do określania jakości połączenia telefonicznego, uwzględniając wszystkie czynniki, wpływające na tę jakość, na podstawie pomiarów wyrazistości, aczkolwiek w tej chwili nie jest jeszcze definitywnie ustalone, w jakich warunkach i w jaki sposób pomiary te powinny być wykonywane.

Wytyczne ustalone do tej pory przez C.C.I.F., dotyczące pomiarów wyrazistości zgłoskowej, mają na celu określenie sposobu wykonywania tych pomiarów tak, aby wyniki otrzymywane miały określoną obiektywną wartość i mogły być uniezależnione od ekipy eksperymentatorów, która pomiary wykonywała.

Zostały utworzone przez C.C.I.F. listy zgłoszek oparte na języku esperanto. Każda lista zawiera po 50 zgłoszek. Każda zgłoszka utworzona jest z jednej lub z grupy spółgłosek na początku, z samogłoski w środku i z jednej lub dwóch spółgłosek na końcu. Liczba grup spółgłosek początkowych wynosi w tych listach 41, liczba samogłosek wynosi 5 i liczba grup spółgłosek końcowych wynosi 21. Kombinując te elementy zgłoszek w dowolny sposób, można było otrzymać 4300 oddzielnych zgłoszek. Liczba ta jest dostatecznie duża, aby czynnik pamięci przy odbiorze zgłoszek mógł być wyeliminowany.

Jeżeli pomiar ma być wykonany z dokładności do  $\pm 2\%$ , liczba nadanych zgłoszek nie powinna być mniejsza od 1500.

Wyniki otrzymywane przez różne ekipy mogą, jak wiadomo, różnić się bardzo znacznie w zależności od stopnia wyćwiczenia ekipy i od chwilowej jej dyspozycji. Żeby wyniki pomiarów mogły osiągnąć wartość obiektywną, należy je skorygować. Zostały zaproponowane dwie metody wprowadzania korektury do otrzymywanych wyników. Obie metody mają za zadanie sprowadzenie wyrazistości zmierzonej przez daną ekipę do wyrazistości, jaką otrzymałoby się przy ekipie idealnej, a więc posiadającej określony i zawsze ten sam stopień wyćwiczenia i nie ulegającej zmiennym dyspozycjom psychicznym. Wyrazistość otrzymana przez ekipę idealną nazywa się wyrazistością idealną.

Każdy elementarny dźwięk mowy ludzkiej jest scharakteryzowany przez pewne charakterystyczne wąskie pasma częstotliwości t. zw. formanty. Wiele dźwięków charakteryzuje się tylko przez jedno takie pasmo, inne dźwięki zawierają natomiast do pięciu nawet pasm. Prawdopodobieństwo prawidłowego odebrania dźwięku w mo-

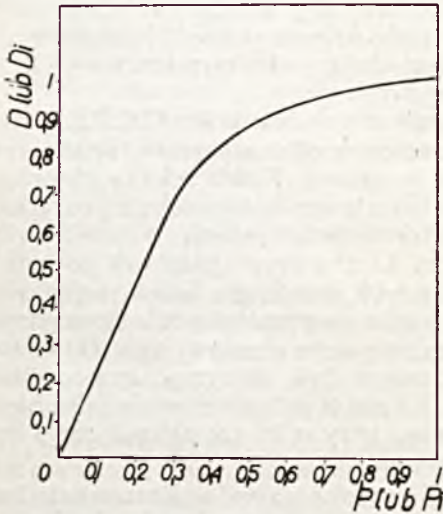
wie zależy od prawdopodobieństwa prawidłowego rozróżnienia formantów, które te dźwięki charakteryzują.

Oceniając wyrazistość danego obwodu, różniamy więc: wyrazistość pasmową  $P$ , która będzie się wyrażała przez procent pasm przyjętych prawidłowo w stosunku do całkowitej liczby pasm przesłanych;

wyrazistość dźwiękową  $D$ , która będzie się wyrażała z kolei przez procent dźwięków odebranych prawidłowo w stosunku do całkowitej liczby dźwięków przesłanych. Należy zauważyć przytem, że zgłoska normalna zawiera 3 dźwięki, a mianowicie dźwięk spółgłosek początkowych, dźwięk samogłoski środkowej i dźwięk spółgłosek końcowych. I wreszcie:

wyrazistość zgłoskową  $Z$ .

Istnieje określona zależność pomiędzy  $P$  i  $D$ , oraz  $D$  i  $Z$ . Dla zgłosek esperanckich zależność pomiędzy  $P$  i  $D$  wyraża się przy pomocy krzywej, jak na rys. Nr. 6. Zależność  $Z$  od  $D$  wyraża się wzorem:  $Z = D^3$ .



RYC. 6. ZALEŻNOŚĆ POMIĘDZY WYRAZISTOŚCIĄ PASMOWĄ I DZWIĘKOWĄ ZGŁOSEK ESPERANTO.

C.C.I.F. zaleca następujący sposób postępowania dla otrzymania wyrazistości idealnej.

Należy przygotować układ wzorcowy, którego idealna wyrazistość pasmowa  $B_i$  może być obliczona, a więc jest znana. Tak np. idealna wyrazistość pasmowa pewnego układu bez zniekształceń z określonym filtrem dławikowym o częstotliwości granicznej 1900 okr./sek wynosi 0,64. Idealna wyrazistość pasmowa S.F.E.R.T'a z układem zniekształcającym wynosi 0,46.

Mając taki układ wzorcowy, można przecechować daną ekipę w dowolnym momencie. W tym celu należy wykonać pomiar wyrazistości dźwiękowej wzorca. Przypuśćmy, że wartość otrzymana wynosi  $D'$ . Wówczas można z krzywej na rys. 6-y znaleźć odpowiadającą tej wartości wyrazistość pasmową  $P'$ . Lecz, jeżeli obliczona wartość idealnej wyrazistości pasmowej wzorca wynosi  $P_i$ , to iloraz  $P' : P_i = W_E$  określi współczynnik wyćwiczenia danej ekipy, uwzględniający jednocześnie

dyspozycję psychiczną ekipy w danym momencie. Przypuśćmy teraz, że mierząc wyrazistość dźwiękową układu badanego, otrzymano wartość  $D''$ . Z krzywej na rys. 6-y można określić  $P''$ , odpowiadającą wartości  $D''$ . Dzielnik  $P''$  przez  $W_E$  otrzymamy idealną wyrazistość pasmową układu badanego, a z krzywej na rys. 6-y idealną wyrazistość dźwiękową tego układu  $D_i''$ . W rezultacie  $Z_i'' = (D_i'')^3$  będzie idealną wyrazistością zgłoskową układu badanego.

Dla ilustracji podaję niżej wyniki pomiarów wyrazistości, przytoczone przez firmę Siemens i Halske, a wykonane przez dwie ekipy o bardzo różnym stopniu wyćwiczenia. Pomiarzy były wykonywane przy różnych szumach sali na układzie o tłumieniu 3,5 nepera. Ekipy składały się z 5-ciu osób każda. Każdy wynik pomiaru był określony z 1000 zgłosek przesłanych. Wyrazistość idealna dla zgłosek układu wzorcowego, służącego do przecechowania ekipy, wynosiła przy szumach w sali 40 fonów 62,2%.

TABELA.

Szумы sali w fonach	Wyrazistość zmierzona $Z'$ układu wzorcowego	Wyrazistość zmierzona $Z''$ układu badanego	Wyrazistość skorygowana układu badanego
E k i p a I-a			
20	50,6%	64,0%	75,0%
30	46,8 56,8	60,8 61,3	75,5 66,0
50	54,6	48,3	54,5
60	62,2 58,8	34,7 40,6	34,7 43,0
E k i p a II-a			
20	23,1 28,1 36,2	30,1 39,0 40,1	75,0 77,0 69,0
30	39,5 38,0	43,1 40,2	66,0 66,0
50	24,7 33,5 35,9 44,2	22,6 28,8 30,3 32,4	60,0 54,0 56,0 47,0
60	22,5 31,2 38,7	12,8 15,0 20,1	38,0 31,0 33,0

Z powyższej tabeli widać, że aczkolwiek pomiary były wykonywane przez dwie ekipy, otrzymujące bardzo różne wyniki bezpośrednie, to jednak po skorygowaniu tych wyników w sposób wskazany otrzymuje się liczby bardzo zbliżone.

2. **Rodzaje kabli.** Zjazd utrzymał niektóre sposoby pupinizacji kabli, zalecane do tej pory, i wprowadził nowe. Tak np. nie są zalecane nadal sposoby pupinizacji: 1830 — 177 — 63 (pierwsza cyfra oznacza odległość nominalną pomiędzy cewkami, druga — indukcyjność cewki obwodu macierzystego, trzecia — indukcyjność cewki ob-



wodu pochodnego), 1830—177—107, 2000—200—70, 2000—190—70, a natomiast zaleca się stosować nowe sposoby, jak: 1830—88—50, 915—88—50, 1830—88—36, 915—88—36 i t. p. Sprawa ta zasługiwałaby na specjalne oświetlenie.

C.C.I.F. zaleca stosować przy odległościach do 300 km obwody kablowe 2-u drutowe, zaś przy odległościach 300—3000 km obwody kablowe 4-0 drutowe.

### 3. Pasma częstotliwości przewodzonych.

Dla idealnej reprodukcji mowy i muzyki potrzebne jest pasmo częstotliwości, przewodzonych bez zniekształceń, i zawartych w granicach od 30 do 10 000 okr/sek; przytem częstotliwości małe (od 30 do 100 okr/sek) posiadają większe znaczenie, niż częstotliwości najwyższe. W szczególności częstotliwości powyżej 10 000 okr/sek nie posiadają dla reprodukcji mowy i muzyki żadnego praktycznego znaczenia.

Ponieważ jednak przewody, któreby przewodziły tak szerokie pasmo byłyby bardzo kosztowne, przeto dla komunikacji handlowej przesyła się pasma węższe. A mianowicie: pasmo od 50 do 6400 okr/sek wystarcza dla dobrej reprodukcji muzyki i dla reprodukcji mowy o wyrazistości doskonałej.

W warunkach międzynarodowej komunikacji handlowej można się zadowolić przesyłaniem pasma częstotliwości, zawartego w granicach od 300 do 2400 okr/sek, w przypadku ruchu telefonicznego końcowego pomiędzy stacjami czołowymi, znajdującymi się w odległości w locie ptaka do 300 km, i pasma od 300 do 2600 okr/sek w przypadku, kiedy odległość pomiędzy krańcowymi stacjami międzynarodowymi zawiera się w granicach od 300 do 3000 km.

Uważa się, że dana częstotliwość jest przewodzona skutecznie, kiedy tłumienie pomiarowe danego połączenia dla tej częstotliwości nie przewyższa więcej niż o 1 neper takiegoż tłumienia dla 800 okr/sek; lub też — jeżeli mamy komunikację radjofoniczną — nie przewyższa więcej niż o 0,5 nepera tłumienia pomiarowego dla 800 okr/sek.

Jak widzimy z powyższego, pasmo częstotliwości, które ma być przewodzone w komunikacji telefonicznej, zostało nieco rozszerzone (zamiast 300—2400 mamy 300—2600), gdyż pomiary wykazały, że wyrazistość przewodów poprawia się w sposób odczuwalny, kiedy to pasmo zostaje rozszerzone do podanej granicy.

Ilustruje to krzywa poniższa (rys. Nr. 7).

4. **Opór.** Tory międzynarodowe kończą się na stacjach czołowych przenośnikami, przy pomocy których można je przystosować pod względem oporu do obwodów miejscowych. C.C.I.F. zaleca, aby opór tych torów, mierzony po przez przenośniki, wynosił w zasadzie 800 omów, a zawsze był zawarty w granicach od 600 do 950 omów.

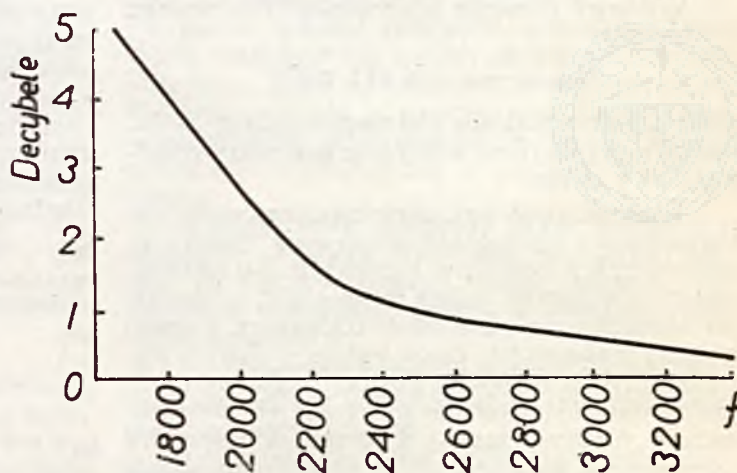
5. **Zniekształcenie tłumieniowe.** Tłumienie toru jest funkcją częstotliwości. Należyta jakość komunikacji telefonicznej wymaga, aby odchylenia tłumienia toru od ustalonej wartości dla różnych przewodzonych częstotliwości nie przekraczały określonych wartości. Uchwały Zjazdu C.C.I.F. w Budapeszcie sprawę tę regulują nieco odmiennie niż dotychczas. A mianowicie:

a) tory 2-u przewodowe.

W zasadzie tłumienie pomiarowe toru nie powinno przekraczać 1,3 nepera dla częstotliwości 600—1200 okr/sek; 1,5 nepera dla częstotliwości 400—600 okr/sek, oraz 1200—1600 okr/sek; 1,8 nepera dla częstotliwości 1600—2000 okr/sek i 2,0 nepera dla pozostałych częstotliwości przewodzonych. Cyfry powyższe są ustalone w założeniu, że tłumienie pomiarowe dla 800 okr/sek będzie równe 1,0 neper. Gdyby to tłumienie było mniejsze (lub większe) od 1,0 nepera (nie przekraczając jednak 1,3 nepera), to cyfry powyższe należy zmniejszyć (lub powiększyć) o różnicę pomiędzy 1,0 neperem, a tłumieniem dla 800 okr/sek (lub pomiędzy tłumieniem dla 800 okr/sek, a 1,0 neperem).

b) tory 4-0 przewodowe.

Tłumienie pomiarowe nie powinno być mniej-



RYC. 7. WYRAZISTOŚĆ W ZALEŻNOŚCI OD SZEROKOŚCI PRZEWODZONEGO PASMA CZĘSTOTLIWOŚCI.

(Uwaga. Częstotliwości — odłożone wzdłuż osi odciętych — są to najwyższe częstotliwości przewodzone. Decybele — odłożone wzdłuż osi rzędnych — wyrażają zmniejszenie jakości połączenia telefonicznego na skutek ograniczenia pasma częstotliwości przewodzonych).

sze od 0,1 nepera dla jakiegokolwiek częstotliwości. W zasadzie tłumienie to nie powinno przekraczać 1,0 nepera dla częstotliwości 600—1600 okr/sek., 1,3 nepera dla 400—600 okr/sek i 1600—2400 okr/sek, oraz 1,8 nepera dla pozostałych częstotliwości. Cyfry powyższe są ustalone w założeniu, że tłumienie pomiarowe dla 800 okr/sek będzie równe 0,8 nepera. Gdyby to tłumienie było mniejsze lub większe (nie przekraczając jednak granic 0,1 i 1,0 nepera), to postępuje się w taki sam sposób, jak wyżej (punkt a).

6. **Poziomy względne.** W jakimkolwiek punkcie obwodu 4-0 przewodowego i dla jakiej-

kolwiek częstotliwości w zakresie pasma przewodzonego skutecznie, poziom względny mocy nie powinien być większy od + 1,1 nepera, ani też nie powinien być mniejszy od - 3 neperów. Powyższe wartości poziomów odpowiadają założeniom, że — z jednej strony — moc maksymalna lamp katodowych wynosi około 50—60 mW, a z drugiej strony — siła elektromotoryczna psfometryczna w punkcie poziomu względnego mocy (- 1 neper) będzie rzędu 5 mV.

Warunek poziomu maksymalnego otrzymuje się z następujących rozważań:

Moc  $N$ , którą lampa katodowa może dostarczyć bez zniekształcenia, opór wewnętrzny lampy  $R_w$ , oraz napięcie anodowe  $U_a$  są związane następującą zależnością

$$N = U_a^2 / 50 R_w$$

Maksymalny poziom względny mocy  $P_{max}$  będzie w takim razie wyrażał się, jak następuje:

$$P_{max} = 1/2 \ln N/N_0,$$

gdzie  $N_0$  jest to moc maksymalna prądu telefonicznego w punkcie zerowego poziomu względnego. Przyjmuje się, że  $N_0 = 6$  mW.

Warunek poziomu minimalnego  $P_{min}$  wynika z równania

$$P_{min} = -1 + \ln 2U_g/5mV,$$

gdzie  $2U_g$  oznacza siłę elektromotoryczną psfometryczną, zmierzoną w punkcie poziomu względnego - 1 neper.

Warunki powyższe, dotyczące poziomów maksymalnego i minimalnego stosują się również do nowoczesnych obwodów kablowych 2-u przewodowych. Należy tu jednak uwzględnić, że tłumienie rozwidlenia wynosi około 0,5 nepera, a zatem poziom maksymalny mocy będzie w danym wypadku o tyleż mniejszy. Poziom względny minimalny określony jest nie przez siłę elektromotoryczną psfometryczną, a przez dopuszczalne wzmocnienie maksymalne ze względu na jednorodność budowy kabla. W kablach nowoczesnych można dopuścić duże wzmocnienie wzmacniaków i przyjąć, iż minimalny poziom względny mocy, mierzony na wejściu do wzmacniaka za rozwidleniem, jest taki sam jak w przypadku obwodów 4-0 drutowych.

**7. Bezpieczeństwo gwizdu.** Bezpieczeństwo gwizdu obwodu międzynarodowego powinno wynosić 0,4 nepera.

Tłumienie niejednorodności sekcji wzmacniakowej toru międzynarodowego 2-u przewodowego nie powinno być mniejsze od 3,1 neperów dla jakiegokolwiek częstotliwości przewodzonego pasma.

**8. Czas przewodzenia.** Czas przewodzenia pomiędzy dwoma abonentami w komunikacji międzynarodowej jest ograniczony do 250 milisekund. Czas ten zaleca się rozłożyć na poszczególne części całkowitego obwodu telefonicznego w ten sposób, że do 150 ms ma przypadać na wszystkie tory międzynarodowe razem, zaś do 50 ms — na każdy

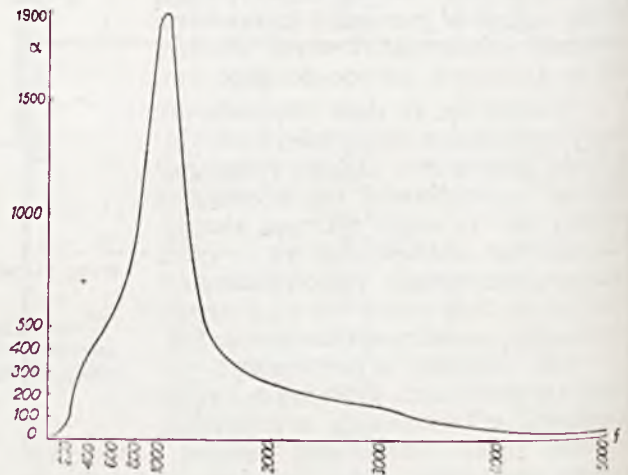
z układów krajowych. Zaleca się jednocześnie używać do komunikacji międzynarodowej tranzytowej na dalekie odległości przewodów, pozwalających na szybkość przewodzenia powyżej 30 000 km na sekundę.

**9. Zjawiska nieustalone.** Zjawiska nieustalone, mające miejsce w obwodzie telefonicznym pomiędzy dwoma abonentami wyrażają się ilościowo przez wskaźnik zniekształcenia fazowego. Prowizorycznie ustalono, iż wskaźnik ten ma nie przekraczać w komunikacji telefonicznej międzynarodowej 30 milisekund.

**10. Przesłuch.** Tłumienie przesłuchu prostego — w przypadku przewodów długich — nie powinno przekraczać 6,2 nepera. Przy tej wartości tłumienia rozmowa prowadzona na jednym torze może być jeszcze słyszana na torze drugim, ale rozmowa ta staje się już niezrozumiała przy aparatach abonentów.

**1. Zakłócenia.** Napięcie psfometryczne na końcu toru międzynarodowego, spowodowane przez obce źródła energii, nie powinno przekraczać 5 mV — w przypadku torów napowietrznych — i 2 mV w przypadku torów kablowych.

Napięcie psfometryczne mierzy się przy pomocy przyrządu, nazwanego psfometrem. Wskazania psfometru mają być zależne w pewien charakterystyczny sposób od częstotliwości. A mianowicie, jeżeli do psfometru będziemy przykładali napięcie o różnej częstotliwości, lecz o jednakowej amplitudzie, to wskazania przyrządu powinny zmieniać się, jak wskazuje krzywa na rys. Nr. 8. Rzędne tej krzywej wyrażają efekt zakłócający róż-



RYŚ. 8. KRZYWA CHARAKTERYSTYCZNA PSFOMETRU.

nych częstotliwości w porównaniu do efektu zakłócającego prądu 800 okr/sek o takim samym napięciu.

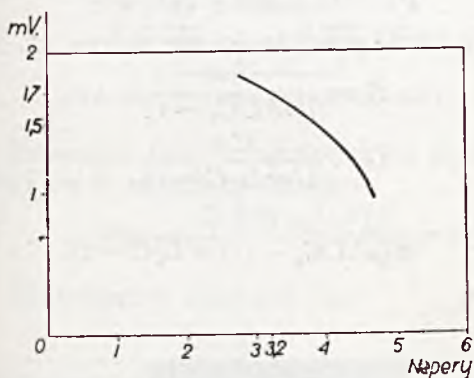
Psfometr powinien posiadać opór na zaciskach wejściowych conajmniej równy 10 000 omów dla całego pasma częstotliwości od 15 do 5000 okr/sek. Czulość jego powinna być taka, aby można było odczytać napięcie 0,05 mV prądu 800 okr/sek. Przyrząd powinien umożliwiać również odczyty-

wanie napięć przynajmniej do 100 mV. Jego wskazania powinny być w całym zakresie skali i dla każdej częstotliwości proporcjonalne do przyłożonego napięcia. Psofometr nie powinien być wrażliwy na pola zewnętrzne.

Krzywa podana na rys. Nr. 8 charakteryzuje psofometr zalecony do pomiarów zakłóceń w zwykłych obwodach telefonicznych.

Do pomiarów zakłóceń w obwodach radiowych powinny być stosowane psofometry o innym przebiegu krzywej charakterystycznej. Przebieg tej krzywej nie został ustalony.

W laboratorjach S.F.E.R.T. były wykonywane pomiary napięć psofometrycznych, które wywołują zmniejszenie wyrazistości obwodów o 5%. Pomiary te były wykonywane przy różnych tłumieniach całego obwodu względem wzorca podstawowego, stosując różne aparaty i różnego rodzaju zakłócenia. Napięcia były mierzone na zaciskach słuchawki o oporze 600 omów. Wyniki pomiarów zostały w rezultacie przedstawione w postaci krzywej, jak na rys. Nr. 9.



RYŚ. 9. NAPIĘCIE PSOFOMETRYCZNE, POWODUJĄCE ZMNIĘSIENIE WYRAZISTOŚCI O 5%, W ZALEŻNOŚCI OD TŁUMIENIA OBWODU.

Należy zauważyć, że wyniki otrzymywane przy pomocy psofometru mają, jak do tej pory, znaczenie raczej orientacyjne. Istotnie, wpływ zakłócający zależy nie tylko od wartości napięcia psofometrycznego ale od charakteru zakłócenia, od tego np. czy są to zakłócenia ciągłe, czy przerywane, jakiego rodzaju składniki występują w zakłóceniu jednocześnie i t. d.

### Telegrafia abonencka.

Na Zjeździe w Pradze 1934 r. C.C.I.T. powzięła pewne uchwały, dotyczące telegrafii abonenckiej, które skierował do C.C.I.F. z prośbą o wyrażenie opinii. Opinia ta miała dotyczyć wyboru częstotliwości normalnej, oraz dozwolonej mocy aparatów telegraficznych.

W uchwałach C.C.I.T. zostały wskazane trzy częstotliwości (1260, 1380 i 1500 okr/sek), które zdaniem Zjazdu nadawały się szczególnie do stosowania przy komunikacji telegraficznej pomiędzy abonentami na przewodach telefonicznych. Otóż z pośród tych częstotliwości Zjazd C.C.I.F. zalecił stosowanie częstotliwości 1500 okr/sek, jako normalnej, uważając, że nadaje się ona do danego

celu najlepiej, gdyż z jednej strony powoduje dostatecznie mały efekt zakłócający na sąsiednie przewody telefoniczne, a z drugiej strony tłumienie połączenia telefonicznego dla tej częstotliwości nie wzrasta jeszcze tak bardzo, aby komunikacja telegraficzna przestała być zadawalającą.

Określając moc abonenckich aparatów telegraficznych, Zjazd C.C.I.F. wyszedł z założenia, że tłumienie przesłuchu mierzone u abonenta nie powinno być mniejsze od 7,0 neperów.

Przyjmując tę wartość przesłuchu, otrzymano dla mocy dozwolonych następujące wartości:

Tłumienie połączenia pomiędzy aparatem abonenta i centralą międzymiastową w neperach przy 1500 okr/sek.	Moc dozwolona w mW aparacie telegraficznym, odpowiadająca prądowi ciągłemu, zmierzona	
	u abonenta	w centrali międzymiastowej
0,0 do 0,4	5	5 do 2,25
0,41 do 0,8	12	5,3 do 2,4
0,81	25	4,95

### Symbole graficzne teletechniki.

Rewizja symbolów graficznych z teletechniki była jedną z nielicznych spraw, które nie były przygotowane przez sekretariat C. C. I. F. To też w komisji symbolów, powołanej przez Zjazd, rozwinęła się bardzo ożywiona dyskusja. Delegacje, które zgłosiły swe propozycje przed Zjazdem, musiały je przedstawiać i uzasadniać przed komisją, gdyż propozycje te nie zostały uprzednio wydrukowane i rozdane członkom komisji.

Wnioski były zgłoszone przez następujące delegacje: angielską, francuską, niemiecką i polską. W wyniku dyskusji zostały przyjęte następujące ważniejsze zmiany w symbolach dotychczasowych:

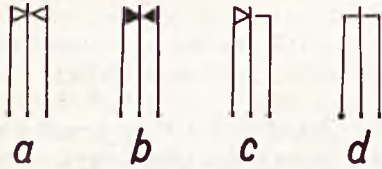
1. Skreślono symbole aparatów telefonicznych miejscowej baterji, oraz łącznic telefonicznych miejscowej baterji;
2. Skreślono trzeci warjant symbolu przekąźników;
3. Wprowadzono oddzielny symbol lampki oporowej, oraz zastąpiono symbol lampki sygnałowej przez dotychczasowy symbol ogólny lampki;
4. Zmieniono symbole odgromników;
5. Wprowadzono nowe symbole obwodu pochodnego i dwupochodnego;
6. Wprowadzono nowe oznaczenie cewki pupinowskiej;
7. Zmieniono symbol równoważnika, wzmacniaków z zaworem echa; korektora zniekształceń i t. d.

Należy zauważyć, że przez delegację polską był silnie atakowany sposób oznaczania styków zalecany przez C. C. I. F. do tej pory. W czasie dyskusji zostały wysunięte cztery propozycje oznaczania styków, a mianowicie (p. rys. Nr. 10):

Sposoby a) i c) były proponowane przez delegację polską, b) i d) przez delegację fran-

cuską. Delegacja angielska broniła sposobu a). W rezultacie, utrzymał się jednak narazie spo-

ła się silna tendencja do zatrzymania dla prze-każników symbolów tylko jednego rodzaju, a mianowicie, jak na rys. Nr. 11.



RYS. 10. SYMBOLE STYKÓW.



RYS. 11. SYMBOLE PRZEKAŹNIKÓW.

sób przyjęty przez C. C. I. F. do tej pory: to jest sposób b).

Należy też zauważyć, że w komisji ujawni-

Sądzę, że jest to słuszne i że należałoby przyjąć również w Polsce ten tylko sposób oznaczania przełączników.

## TEORJA OBWODÓW ŁAŃCUCHOWYCH.

Inż. W. ŻOCHOWSKI.

(Dokończenie do str. 330, Nr. 11 — 1934 r. Przeglądu Teletechnicznego).

Ponieważ z równań (39) otrzymujemy:

$$\omega_2 - \omega_1 = 2 \omega_0 \sqrt{\frac{L_1}{L}}$$

czyli:

$$\omega_0^2 \frac{L_1}{L} = \frac{(\omega_2 - \omega_1)^2}{4}$$

to po podstawieniu powyższej wartości do równania (40) będzie ostatecznie:

$$\text{Csh } b_1 = \frac{2(\omega_0^2 - \omega^2)^2}{\omega^2(\omega_2 - \omega_1)^2} - 1$$

czyli:

$$\text{Csh}^2 \frac{b_1}{2} = \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}{\omega^2(\omega_2 - \omega_1)^2}$$

A zatem dla obszaru tłumienia I' ( $\omega < \omega_0$ ) będzie:

$$\text{Csh} \frac{b_1'}{2} = \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega(\omega_2 - \omega_1)}$$

zaś dla obszaru tłumienia I'' ( $\omega > \omega_0$ ):

$$\text{Csh} \frac{b_1''}{2} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega(\omega_2 - \omega_1)}$$

Krzywe zależności tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione w dolnej części rys. 22. Rozpatrywany filtr dwuwidmowy przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od  $\omega_1$  do  $\omega_0$  i w obszarze od  $\omega_0$  do  $\omega_2$ . Pulsacje, znajdujące się nazewnątrz tych dwóch obszarów, są tłumione. Oporność falowa w obszarze przepuszczania wyrazi się wzorem:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{L_1(1 - \omega^2 LC_1)}{C_1(1 - \omega^2 L_1 C)}} \sqrt{1 - \frac{(1 - \omega^2 LC_1)(1 - \omega^2 L_1 C)}{4 \omega^2 L_1 C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \sqrt{1 - \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}{\omega^2(\omega_2 - \omega_1)^2}}$$

Dla pulsacji  $\omega = \omega_0$  otrzymujemy:

$$Z = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

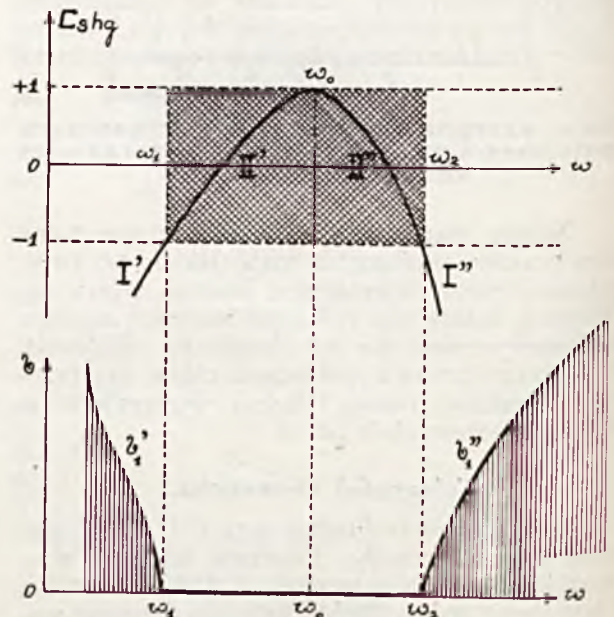
Pochłaniacze falowe

Dla filtra, przedstawionego na rys. 23, jest:

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

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

$$\text{Csh } g = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2(\omega^2 LC_1 - 1)(\omega^2 L_1 C - 1)} \quad (41)$$



RYS. 22. KRZYWA ZALEŻNOŚCI  $\text{Csh } g$  I TŁUMIENIA  $b$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA DWUWIDMOWEGO PRZEDSTAWIONEGO NA RYS. 21.

Dla  $\text{Csh } g = 1$

jest:

$$\omega = 0 \text{ i } \omega = \infty$$

Dla  $Cshg = -\infty$  istnieją w wypadku ogólnym dwie asymptoty, równoległe do osi rzędnych. Wartości pulsacji, odpowiadających tym asymptotom. są :

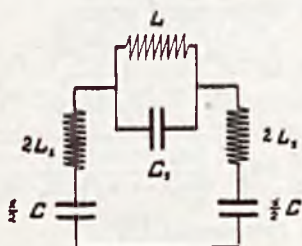
$$\omega'_0 = \frac{I}{\sqrt{LC_1}} \quad \text{i} \quad \omega''_0 = \frac{I}{\sqrt{L_1C}}$$

W wypadku szczególnym te dwie asymptoty mogą zejść się w jedną asymptotę. Ma to miejsce wówczas, kiedy :

$$LC_1 = L_1C$$

t. j. kiedy :

$$\omega'_0 = \omega''_0 = \omega_0 = \frac{I}{\sqrt{LC_1}} = \frac{I}{\sqrt{L_1C}} \quad \dots \quad (42)$$



RYS. 23. POCHŁANIACZ FALOWY.

Równanie (41) w zależności od pulsacji  $\omega_0$  wyrazi się w sposób następujący :

$$Cshg = 1 - \frac{\omega_0^4 \omega^2 LC}{2(\omega^2 - \omega_0^2)^2} \quad \dots \quad (43)$$

Zakładając w równaniu (43) :

$$Cshg = -\infty$$

otrzymujemy równanie kwadratowe :

$$\omega^2 \mp \omega \cdot \frac{\omega_0^2 \sqrt{LC}}{2} - \omega_0^2 = 0.$$

Rozwiązanie tego równania względem nie wiadomej  $\omega$  ma postać :

$$\omega_{1,2} = \pm \frac{\omega_0^2 \sqrt{LC}}{4} + \sqrt{\frac{\omega_0^4 LC}{16} + \omega_0^2}.$$

Jeżeli uwzględnimy w tem rozwiązaniu wartość indukcyjności  $L$  z równania (42) :

$$L = \frac{I}{\omega_0^2 C_1},$$

to otrzymamy ostatecznie :

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \omega_0 \left( \sqrt{\frac{C}{16C_1} + 1} - \sqrt{\frac{C}{16C_1}} \right) \\ \omega_2 &= \omega_0 \left( \sqrt{\frac{C}{16C_1} + 1} + \sqrt{\frac{C}{16C_1}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

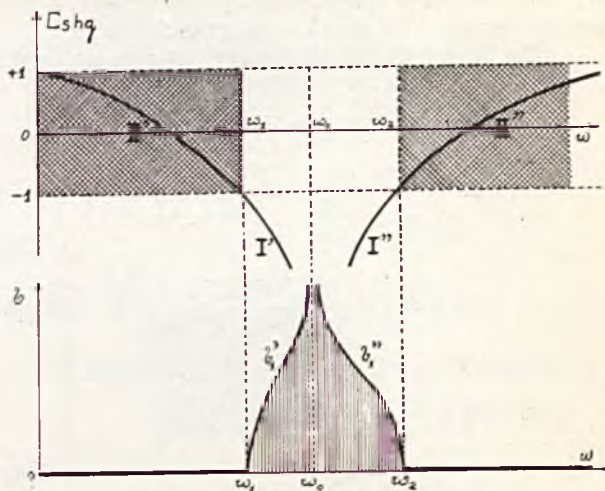
Z powyższych wzorów wynika :

$$\omega_2 > \omega_1.$$

Z pomnożenia równań (44) przez siebie stronami wypadnie :

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

Krzywą zależności  $Cshg$  od pulsacji  $\omega$  przedstawia rys. 24.



RYS. 24. KRZYWA ZALEŻNOŚCI  $Cshg$  I TŁUMIENIA  $b$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA POCHŁANIACZA FALOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYS. 23.

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

$$\begin{aligned} Csh b_1 &= \frac{\omega_0^4 \omega^2 LC}{2(\omega^2 - \omega_0^2)^2} - 1 = \\ &= \frac{\omega^2 \omega_0^2 \frac{C}{C_1}}{2(\omega^2 - \omega_0^2)^2} - 1. \quad \dots \quad (45) \end{aligned}$$

Ponieważ z równań (44) otrzymujemy :

$$\omega_2 - \omega_1 = 2 \omega_0 \sqrt{\frac{C}{16C_1}}, \quad \dots \quad (46)$$

czyli :

$$\omega_0^2 \frac{C}{C_1} = 4(\omega_2 - \omega_1)^2,$$

to po podstawieniu powyższej wartości do równania (45) będzie ostatecznie :

$$Csh b_1 = \frac{2\omega^2(\omega_2 - \omega_1)^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2} - 1,$$

czyli :

$$Csh^2 \frac{b_1}{2} = \frac{\omega^2(\omega_2 - \omega_1)^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}.$$

A zatem dla obszaru tłumienia  $I'$  ( $\omega < \omega_0$ ) będzie :

$$Csh \frac{b_1'}{2} = \frac{\omega(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_0^2 - \omega^2},$$

zaś dla obszaru tłumienia  $I''$  ( $\omega > \omega_0$ ) :

$$Csh \frac{b_1''}{2} = \frac{\omega(\omega_2 - \omega_1)}{\omega^2 - \omega_0^2}.$$

Krzywe zależności tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione w dolnej części rys. 24. Rozpatrywany filtr przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte w obszarze od 0 do  $\omega_1$  i w obszarze od  $\omega_2$  do  $\infty$ . Pulsacje, znajdujące się pomiędzy temi dwoma obszarami, są tłumione; przyczem pulsacja  $\omega_0$  ulega całkowitemu stłumieniu (pochłonięciu).

Ze wzoru (46) wynika, że przy tej samej wartości pochłanianej pulsacji  $\omega_0$  tłumiony zakres  $\omega_2 - \omega_1$  jest tym mniejszy, im mniejszą jest pojemność  $C$  w stosunku do pojemności  $C_1$ .

Dla filtra, przedstawionego na rys. 25, jest:

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

$$\hat{G} = \frac{1}{j\omega L_1 - \frac{j}{\omega C_1}} = \frac{\omega C_1}{j(\omega^2 L_1 C_1 - 1)}$$

$$Csh g = 1 + \frac{C_1(\omega^2 LC - 1)}{2C(\omega^2 L_1 C_1 - 1)} \quad (47)$$

Wartość pulsacyj granicznych wynosi:

dla  $Csh g = 1$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (48)$$

dla  $Csh g = \pm \infty$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (49)$$

dla  $Csh g = -1$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{C_1 + 4C}{C_1 C (4L_1 + L)}} =$$

$$= \omega_0 \sqrt{\frac{L_1 C_1 + 4L_1 C}{LC + 4L_1 C}} =$$

$$= \omega_1 \sqrt{\frac{C_1 L + 4LC}{C_1 L + 4L_1 C_1}} \quad (50)$$

W celu wyrażenia równania (47) w zależności od pulsacyj  $\omega_0$ ,  $\omega_1$  i  $\omega_2$ , wyznaczmy wartość  $LC$  z równania (48), wartość  $L_1 C_1$  z równania (49) oraz wartość  $\frac{C_1}{C}$  z równania (50).

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

$$L_1 C_1 = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{C_1}{C} = \frac{4\omega_1^2(\omega_0^2 - \omega_2^2)}{\omega_0^2(\omega_2^2 - \omega_1^2)}$$

Po podstawieniu do równania (47) otrzymamy:

$$Csh g = 1 + \frac{2(\omega_0^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_1^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_0^2)} \quad (51)$$

W rozpatrywanym filtrze mogą mieć miejsce dwa wypadki a mianowicie:

Wypadek pierwszy.

$$LC > L_1 C_1$$

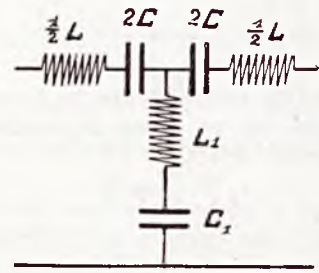
Z wzorów (48), (49) i (50) wynika wówczas:

$$\omega_1 < \omega_0$$

$$\omega_2 < \omega_0$$

$$\omega_2 > \omega_1$$

Zależność  $Csh g$  od pulsacji  $\omega$  wyraża się równaniem (51), zaś krzywą tej zależności przedstawia rys. 26. Krzywe tłumienia są przedstawione w dolnej części tegoż rysunku.



RYS. 25. POCHŁANIACZ FALOWY.

Dla obszaru tłumienia I jest:

$$Csh b_1 = \frac{2(\omega_0^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_1^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_0^2 - \omega^2)} - 1$$

czyli:

$$Csh \frac{b_1}{2} = \sqrt{\frac{(\omega_0^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_1^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_0^2 - \omega^2)}}$$

Dla obszaru tłumienia III':

$$Csh b_3' = 1 + \frac{2(\omega_0^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_1^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_0^2)}$$

czyli:

$$Csh \frac{b_3'}{2} = \sqrt{\frac{(\omega_0^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_0^2 - \omega^2)}}$$

Dla obszaru tłumienia III'':

$$Csh \frac{b_3''}{2} = \sqrt{\frac{(\omega_0^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_0^2)}}$$

Odcinek  $od$ , określający położenie asymptoty krzywej tłumienia  $b_3''$ , określa wzór:

$$\left(Csh \frac{b_3''}{2}\right)_{\omega=\infty} = \sqrt{\frac{\omega_0^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

zaś odcinek  $oe$ :

$$\left(Csh \frac{b_3'}{2}\right)_{\omega=0} = \frac{\omega_2}{\omega_0} \sqrt{\frac{\omega_0^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$$

Ponieważ jest  $\omega_2 < \omega_0$ , zatem:

$$oe < od$$

Wypadek drugi:

$$LC < L_1 C_1$$

Z wzorów (48), (49) i (50) wynika dla tego wypadku:

$$\omega_1 > \omega_0$$

$$\omega_2 > \omega_0$$

$$\omega_2 < \omega_1$$

Zależność  $Csh g$  od pulsacji  $\omega$  wyraża się równaniem:

$$Csh g = 1 + \frac{2(\omega_2^2 - \omega_0^2)(\omega^2 - \omega_1^2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_0^2)}$$

Krzywe zależności  $Csh g$  i tłumienia  $b$  od pulsacji  $\omega$  są przedstawione na rys. 27.

Dla obszaru tłumienia I jest:

$$\text{Csh } b_1 = \frac{2(\omega_2^2 - \omega_0^2)(\omega_1^2 - \omega^2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_0^2)} - 1,$$

czyli:

$$\text{Csh } \frac{b_1}{2} = \sqrt{\frac{(\omega_2^2 - \omega_0^2)(\omega_1^2 - \omega^2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_0^2)}}.$$

Dla obszaru tłumienia III':

$$\text{Csh } b_3' = 1 + \frac{2(\omega_2^2 - \omega_0^2)(\omega^2 - \omega_1^2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_0^2)},$$

czyli:

$$\text{Csh } \frac{b_3'}{2} = \sqrt{\frac{(\omega_1^2 - \omega_0^2)(\omega^2 - \omega_2^2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_0^2)}}.$$

Dla obszaru tłumienia III'':

$$\text{Csh } \frac{b_3''}{2} = \sqrt{\frac{(\omega_1^2 - \omega_0^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_0^2 - \omega^2)}}.$$

Odcinek *od*, określający położenie asymptoty krzywej tłumienia  $b_3'$ , określa wzór:

$$\left(\text{Csh } \frac{b_3'}{2}\right)_{\omega=\infty} = \sqrt{\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1^2 - \omega_2^2}}$$

zaś odcinek *o e*:

$$\left(\text{Csh } \frac{b_3''}{2}\right)_{\omega=0} = \frac{\omega_2}{\omega_0} \sqrt{\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1^2 - \omega_2^2}}.$$

Ponieważ jest  $\omega_2 > \omega_0$ , zatem:

$$oe > od$$

Rozpatrywany filtr przepuszcza zatem wszystkie pulsacje, zawarte o obszarze od  $\omega_1$  do  $\omega_2$  (rys. 26), względnie od  $\omega_0$  do  $\omega_1$  (rys. 27), oraz pochłania całkowicie pulsację  $\omega_0$ .

Tego rodzaju filtry są stosowane w tych wypadkach, w których chodzi o przefiltrowanie pewnego widma pulsacji oraz o równoczesne całkowite pochłonięcie pewnej określonej pulsacji.

**Teoria filtrów z uwzględnieniem strat.**

W celu z analizowania filtra, złożonego z dławików o pewnej oporności omowej, oraz kondensatorów o pewnej upływności w dielektryku, przekształcimy równanie:

$$\text{Csh } g = 1 + \frac{\hat{R} \hat{G}}{2}$$

pisząc je w formie:

$$2 \text{Shn}^2 \frac{g}{2} + 1 = 1 + \frac{\hat{R} \hat{G}}{2}$$

czyli:

$$2 \text{Shn}^2 \frac{g}{2} = \sqrt{\hat{R} \hat{G}} \dots \dots (52)$$

Jeżeli przedstawimy przewodzenie  $g$  i wyraz  $\sqrt{\hat{R} \hat{G}}$  w formie zespolonej:

$$g = b + ja$$

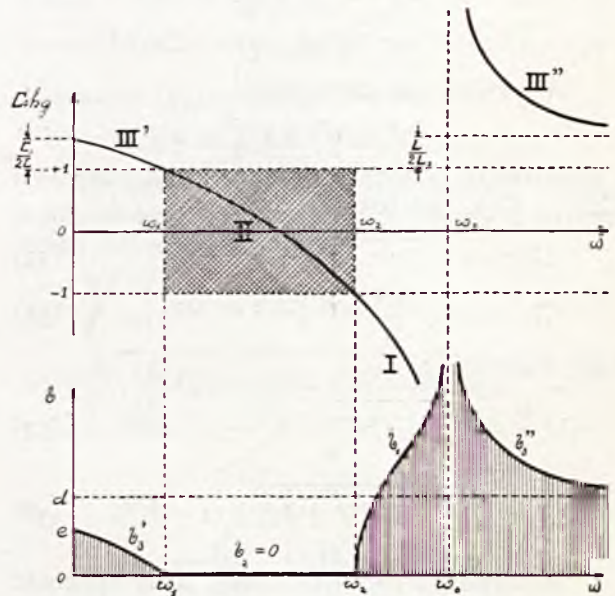
$$\sqrt{\hat{R} \hat{G}} = b_1 + ja_1 \dots \dots (53)$$

to równanie (52) przybierze wówczas postać:

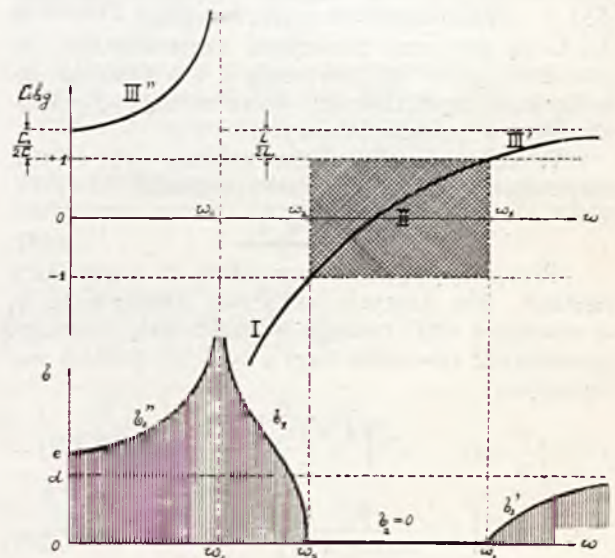
$$2 \text{Shn} \left( \frac{b}{2} + j \frac{a}{2} \right) = b_1 + ja_1$$

lub:

$$2 \left( \text{Shn} \frac{b}{2} \text{Cs} \frac{a}{2} + j \text{Csh} \frac{b}{2} \text{Sn} \frac{a}{2} \right) = b_1 + ja_1.$$



**RYC. 26. KRZYWE ZALEŻNOŚCI Cshg I TŁUMIENIA b OD PULSACJI ω DLA POCHŁANIACZA FALOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYS. 25, W WYPADKU: LC > L1C1**



**RYC. 27. KRZYWE ZALEŻNOŚCI Cshg I TŁUMIENIA b OD PULSACJI ω DLA POCHŁANIACZA FALOWEGO, PRZEDSTAWIONEGO NA RYS. 25, W WYPADKU: LC < L1C1**

Z porównania części rzeczywistych i urojonych, stojących po obydwóch stronach powyższego równania, wyniknie:

$$b_1 = 2 \text{Shn} \frac{b}{2} \text{Cs} \frac{a}{2} = \left( e^{\frac{b}{2}} - e^{-\frac{b}{2}} \right) \text{Cs} \frac{a}{2}$$

$$a_1 = 2 \operatorname{Csh} \frac{b}{2} \operatorname{Sn} \frac{a}{2} = \left( e^{\frac{b}{2}} + e^{-\frac{b}{2}} \right) \operatorname{Sn} \frac{a}{2}.$$

Jeżeli ostatnie dwa równania podniesiemy do kwadratu, a następnie utworzymy ich sumę i różnicę, to otrzymamy:

$$b_1^2 + a_1^2 = e^b + e^{-b} - 2 \operatorname{Cs} a = 2 \operatorname{Csh} b - 2 \operatorname{Cs} a$$

$$b_1^2 - a_1^2 = (e^b + e^{-b}) \operatorname{Cs} a - 2 = 2 \operatorname{Csh} b \operatorname{Cs} a - 2$$

Wprowadzając oznaczenie:

$$b_1^2 + a_1^2 = 4 N^2 \dots (54)$$

i rozwiązując powyższe dwa równania względem  $\operatorname{Csh} b$  i  $\operatorname{Cs} a$ , będziemy mieli:

$$\operatorname{Csh} b = \sqrt{(1 - N^2)^2 + b_1^2} + N^2 \dots (55)$$

$$\operatorname{Cs} a = \sqrt{(1 - N^2)^2 + b_1^2} - N^2 \dots (56)$$

lub ostatecznie:

$$2 \operatorname{Sh}^2 \frac{b}{2} = \sqrt{(1 - N^2)^2 + b_1^2} - (1 - N^2) \dots (57)$$

$$2 \operatorname{Cs}^2 \frac{a}{2} = \sqrt{(1 - N^2)^2 + b_1^2} + (1 - N^2) \dots (58)$$

W wypadku ogólnym, mając dane oporność zespoloną  $\hat{R}$  i przewodność zespolone  $\hat{G}$ , możemy z równania (53) wyznaczyć wartości  $b_1$  i  $a_1$  zaś z równania (54) — wartość  $N$ . Tłumienie  $b$  i kąt fazowy  $a$  otrzymują się wówczas z równań (55) i (56) względnie (57) i (58). Ponieważ  $\hat{R}$  i  $\hat{G}$  są pewnymi funkcjami częstotliwości, to równania (57) i (58) wyrażają  $b$  i  $a$  również jako funkcje częstotliwości, które mogą być przedstawione w postaci krzywych.

W celu z analizowania równań (57) i (58), rozpatrzmy następujące trzy wypadki:

1)  $N \ll 1$ .

Przyjmując pod uwagę filtry o niewielkich stratach, dla których składowa rzeczywista  $b_1$  w równaniu (53) posiada wartość małą, możemy przedstawić równania (57) i (58) w postaci następującej:

$$2 \operatorname{Sh}^2 \frac{b}{2} = (1 - N^2) \sqrt{1 + \frac{b_1^2}{(1 - N^2)^2}} - (1 - N^2) =$$

$$\cong (1 - N^2) \left[ 1 + \frac{b_1^2}{2(1 - N^2)^2} \right] - (1 - N^2) \cong \frac{b_1^2}{2(1 - N^2)}$$

skąd:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \frac{b_1}{2 \sqrt{1 - N^2}} \dots (59)$$

oraz:

$$2 \operatorname{Cs}^2 \frac{a}{2} = (1 - N^2) \sqrt{1 + \frac{b_1^2}{(1 - N^2)^2}} + (1 - N^2) =$$

$$\cong (1 - N^2) \left[ 1 + \frac{b_1^2}{2(1 - N^2)^2} \right] + (1 - N^2) \cong 2(1 - N^2)$$

skąd:

$$\operatorname{Cs}^2 \frac{a}{2} = 1 - N^2$$

lub:

$$\operatorname{Sn} \frac{a}{2} = N \dots (60)$$

Ponieważ w rozpatrywanym wypadku  $1 - N^2$  posiada wartość bliską jedności, to równanie (59) odpowiada obszarowi małych tłumień, dla których również winno być spełnione równanie (60).

2)  $N \cong 1$ .

Dla wartości  $N$ , znajdujących się w okolicy jedności (nieco poniżej lub powyżej jedności), zakładamy:

$$1 - N^2 = \frac{b_1}{\operatorname{tg} \vartheta} \dots (61)$$

Równania (57) i (58) przyjmą wówczas postać:

$$2 \operatorname{Sh}^2 \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{b_1^2}{\operatorname{tg}^2 \vartheta} + b_1^2} - \frac{b_1}{\operatorname{tg} \vartheta} = b_1 \operatorname{tg} \frac{\vartheta}{2}$$

skąd:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{b_1}{2} \operatorname{tg} \frac{\vartheta}{2}} \dots (62)$$

oraz:

$$2 \operatorname{Cs}^2 \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{b_1^2}{\operatorname{tg}^2 \vartheta} + b_1^2} + \frac{b_1}{\operatorname{tg} \vartheta} = \frac{b_1}{\operatorname{tg} \frac{\vartheta}{2}}$$

skąd:

$$\operatorname{Cs} \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{b_1}{2 \operatorname{tg} \frac{\vartheta}{2}}} \dots (63)$$

Ponieważ dla  $\vartheta = 90^\circ$  ( $\operatorname{tg} \vartheta = \infty$ ) z równania (61) otrzymujemy  $N = 1$ , to z równań (62) i (63) wynika:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{b_1}{2}} \dots (64)$$

$$\operatorname{Cs} \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{b_1}{2}} \dots (65)$$

W okolicy  $N = 1$  następuje szybki wzrost tłumienia  $b$ , gdyż w obszarze małych tłumień, przy bardzo małym  $N$  i niewielkich stratach ( $b$  małe), wzór (59) daje:

$$b \cong b_1,$$

zaś w wypadku  $N = 1$  z wzoru (64) otrzymujemy:

$$b \cong \sqrt{2} b_1.$$

A zatem w okolicy  $N = 1$  wzrost tłumienia jest:

$$\frac{\sqrt{2} b_1}{b_1} = \sqrt{2} \text{ krotny.}$$

Przy małych wartościach  $b_1$  wzrost ten jest dość znaczny.

3)  $N \gg 1$ .

Dla wartości  $N$  znacznie większych od jedności równania (57) i (58) przyjmują postać:



$$\begin{aligned} 2 \operatorname{Sh}^2 \frac{b}{2} &= (N^2 - 1) \sqrt{1 + \frac{b_1^2}{(N^2 - 1)^2}} + N^2 - 1 = \\ &= (N^2 - 1) \left[ 1 + \frac{b_1^2}{2(N^2 - 1)^2} \right] + N^2 - 1 = \\ &= 2(N^2 - 1) + \frac{b_1^2}{2(N^2 - 1)}, \end{aligned}$$

skąd:

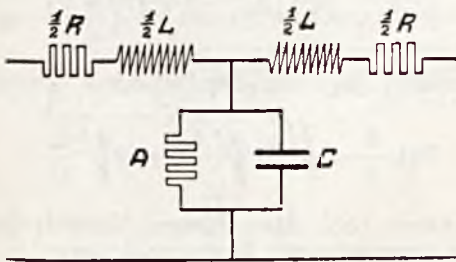
$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \sqrt{N^2 - 1 + \frac{b_1^2}{4(N^2 - 1)}}, \quad (66)$$

oraz:

$$\begin{aligned} \operatorname{Cs} a &= (N^2 - 1) \sqrt{1 + \frac{b_1^2}{(N^2 - 1)^2}} - N^2 = \\ &= (N^2 - 1) \left[ 1 + \frac{b_1^2}{2(N^2 - 1)^2} \right] - N^2 = \\ &= -1 + \frac{b_1^2}{2(N^2 - 1)} \dots \dots \dots (67) \end{aligned}$$

Z równania (67) widać, że ze wzrostem  $N$  wartość  $\operatorname{Cs} a$  zbliża się do  $-1$ , t. j. kąt fazowy  $a$  zbliża się do wartości  $\pi$ .

Zauważyć należy, że z powodu dużych wartości  $N$  równanie (66) odpowiada obszarowi dużych tłumień, dla których również winno być spełnione równanie (67).



RYC. 28. SCHEMAT FILTRA DŁAWIKOWEGO PRZY UWZGLĘDNIENIU STRAT.

Obecnie rozpatrzmy przykład stosowania powyżej wyprowadzonych wzorów przy analizie filtra dławikowego (rys. 28), w którym oporność omowa dławików wynosi  $R$ , zaś upływność w dielektryku kondensatora wynosi  $A$ .

Wartości oporności zespolonej  $\hat{R}$  i przewodności  $\hat{G}$  są:

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

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

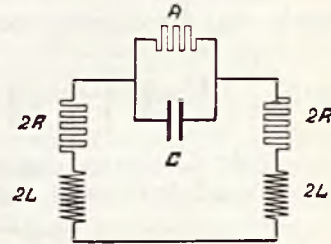
Równanie (53) przyjmie postać:

$$\sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)} = b_1 + ja_1$$

Z porównania części rzeczywistych i urojonych, stojących po obydwóch stronach powyższego równania, wyniknie:

$$b_1 = \sqrt{\frac{1}{2} \left[ AR - \omega^2 LC + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(A^2 + \omega^2 C^2)} \right]}$$

$$a_1 = \sqrt{\frac{1}{2} \left[ \omega^2 LC - AR + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(A^2 + \omega^2 C^2)} \right]}$$



RYC. 29. SCHEMAT FILTRA KONDENSATOROWEGO PRZY UWZGLĘDNIENIU STRAT.

Przyjmując pod uwagę niewielkie straty, dla których oporność omowa  $R$  jest mała w porównaniu z opornością indukcyjną  $\omega L$ , jak również upływność  $A$  jest mała w porównaniu z przewodnictwem pojemnościowym  $\omega C$ , możemy otrzymać wzory przekształcić w sposób następujący:

$$\begin{aligned} b_1 &= \sqrt{\frac{1}{2} \left[ AR - \omega^2 LC + \omega^2 LC \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right) \left(1 + \frac{A^2}{\omega^2 C^2}\right)} \right]} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2} \left[ AR - \omega^2 LC + \omega^2 LC \left(1 + \frac{R^2}{2\omega^2 L^2}\right) \left(1 + \frac{A^2}{2\omega^2 C^2}\right) \right]} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2} \left[ AR - \omega^2 LC + \omega^2 LC + \frac{A^2 L}{2C} + \frac{R^2 C}{2L} \right]} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2} \cong \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}. \\ a_1 &= \sqrt{\frac{1}{2} \left[ \omega^2 LC - AR + \omega^2 LC + \frac{A^2 L}{2C} + \frac{R^2 C}{2L} \right]} = \\ &= \sqrt{\omega^2 LC + \frac{R^2 C}{4L} + \frac{A^2 L}{4C} - \frac{AR}{2}} = \\ &= \sqrt{\omega^2 LC + \left(\frac{RC - AL}{2\sqrt{LC}}\right)^2} \cong \omega \sqrt{LC}. \end{aligned}$$

Z równania (54) otrzymujemy:

$$4N^2 = b_1^2 + a_1^2 \cong a_1^2 = \omega^2 LC,$$

skąd:

$$N^2 = \frac{\omega^2 LC}{4}.$$

W celu wyznaczenia pulsacji krytycznej zakładamy  $N=1$ :

$$1 = \frac{\omega_0^2 LC}{4}.$$

skąd:

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

A zatem:

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

Z równania (59) dla obszaru małych tłumień, poniżej częstotliwości krytycznej, jest:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \frac{1}{4} \left( R \sqrt{\frac{C}{L}} + A \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}}.$$

Z równania (64) dla częstotliwości krytycznej:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{R \sqrt{\frac{C}{L}} + A \sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

Z równania (66) dla obszaru dużych tłumień, powyżej częstotliwości krytycznej, jest:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \sqrt{\left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 + \frac{\left( R \sqrt{\frac{C}{L}} + A \sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2}{16 \left[ \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right]}}.$$

Rozpatrzmy jeszcze filtr kondensatorowy ze stratami, uwidoczony na rys. 29.

Wartości oporności zespolonej  $\hat{R}$  i przewodności zespolonej  $\hat{G}$  są:

$$\hat{R} = \frac{1}{A + j\omega C},$$

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

Równanie (53) przyjmuje postać:

$$\frac{1}{\sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)}} = b_1 + ja_1$$

lub

$$\begin{aligned} \sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)} &= \frac{1}{b_1 + ja_1} = \\ &= \frac{b_1 - ja_1}{b_1^2 + a_1^2} \cong \frac{b_1}{a_1^2} - j \frac{1}{a_1}. \end{aligned}$$

Korzystając w wzorów, wyprowadzonych przy rozpatrywaniu filtra dławikowego, będziemy mieli:

$$\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{b_1}{a_1^2},$$

$$\omega \sqrt{LC} = -\frac{1}{a_1}.$$

A zatem:

$$a_1 = -\frac{1}{\omega \sqrt{LC}},$$

$$b_1 = -\frac{1}{\omega^2 LC} \left( \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right).$$

Z równania (54) otrzymujemy:

$$4N^2 = b_1^2 + a_1^2 \cong a_1^2 = \frac{1}{\omega^2 LC}.$$

skąd:

$$N^2 = \frac{1}{4\omega^2 LC}.$$

W celu wyznaczenia pulsacji krytycznej zakładamy  $N=1$

$$1 = \frac{1}{4\omega_0^2 LC},$$

skąd;

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

A zatem:

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

Z równania (59) dla obszaru małych tłumień, powyżej częstotliwości krytycznej, jest:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \frac{1}{2\omega} \left( \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \right) \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1}}.$$

Z równania (64) dla częstotliwości krytycznej:

$$\operatorname{Sh} \frac{b}{2} = \sqrt{R \sqrt{\frac{C}{L}} + A \sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

Z równania (66) dla obszaru dużych tłumień, poniżej częstotliwości krytycznej, jest:

$$\begin{aligned} \operatorname{Sh} \frac{b}{2} &= \\ &= \sqrt{\left( \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 - 1 + \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right)^4 \frac{\left( R \sqrt{\frac{C}{L}} + A \sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2}{\left( \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 - 1}} \end{aligned}$$

Jak widać z powyższych dwóch przykładów, obliczanie tłumienia filtrów zapomocą ogólnych i ścisłych wzorów, zwłaszcza gdy chodzi o układy bardziej skomplikowane, wymaga dużej ilości przeróbek matematycznych. Z tego względu została opracowana przez H. F. Mayera inna metoda, umożliwiająca obliczanie tłumienia dowolnego filtra w obszarze przepuszczania prostym sposobem, który przy uwzględnieniu warunków, spotykanych w praktyce, daje dość dużą dokładność. W metodzie tej przyjmuje się założenie, że wszystkie cewki i kondensatory, tworzące filtr, są jednakowego typu t. j., że kąt

$$\epsilon = \frac{R}{\omega L} \dots \dots \dots (68)$$

dla wszystkich dławików, oraz kąt stratności:

$$\delta = \frac{A}{\omega C} \dots \dots \dots (69)$$

dla wszystkich kondensatorów posiadają wartość jednakową.

Im większą jest liczba ogniów, tworzących dany obwód łańcuchowy, tym bardziej zbliża on się do przewodu naturalnego (równomiernego). Warunkiem tego zbliżenia jest mniej lub więcej ściśle spełnienie zależności:

$$\operatorname{Snh} \frac{g}{2} \cong \frac{g}{2}.$$

Po uwzględnieniu tej zależności w równaniu (52) będziemy mieli:

$$g \cong \sqrt{\hat{R} \hat{G}} \dots \dots \dots (70)$$

Ponieważ jest:

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

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

to po podstawieniu tych wartości do równania (70), otrzymamy:

$$g = \sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)}$$

Jeżeli przyjąć pod uwagę niewielkie straty, to ostatnie równanie można przekształcić w sposób następujący:

$$\begin{aligned} g &= \sqrt{AR - \omega^2 LC + j\omega(AL + RC)} = \\ &= \sqrt{-LC \left[ \omega^2 - \frac{AR}{LC} - j\omega \left( \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \right) \right]} = \\ &= \sqrt{-LC(\omega^2 - j\omega\lambda)} \dots \dots \dots (71) \end{aligned}$$

gdzie:

$$\lambda = \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \dots \dots \dots (72)$$

Dla filtra bez strat jest:

$$\hat{R}_0 = j\omega L$$

$$\hat{G}_0 = j\omega C$$

oraz przewodzenie:

$$g_0 = \sqrt{\hat{R}_0 \hat{G}_0} = \sqrt{-\omega^2 LC} \dots \dots (73)$$

Po podniesieniu równania (73) do kwadratu i zróżniczkowaniu względem  $\omega$ , otrzymamy:

$$g_0 \frac{dg_0}{d\omega} = -\omega LC \dots \dots \dots (74)$$

Po uwzględnieniu zależności (74) w równaniu (71) przyjmie ono postać:

$$g = g_0 \sqrt{1 - \frac{j\lambda}{g_0} \cdot \frac{dg_0}{d\omega}},$$

lub w przybliżeniu:

$$g = g_0 - \frac{j\lambda}{2} \cdot \frac{dg_0}{d\omega} \dots \dots \dots (75)$$

Zważywszy, że dla filtra ze stratami jest:

$$g = b + ja,$$

zaś dla filtra bez strat:

$$g_0 = ja \dots \dots \dots (76)$$

otrzymujemy następujący wzór na tłumienie  $b$ :

$$b = g - g_0 = -\frac{j\lambda}{2} \cdot \frac{dg_0}{d\omega}$$

Lecz pochodna  $\frac{dg_0}{d\omega}$  ze wzoru (76) wynosi:

$$\frac{dg_0}{d\omega} = j \frac{da}{d\omega}.$$

A zatem:

$$b = \frac{\lambda}{2} \frac{da}{d\omega} \dots \dots \dots (77)$$

lub przy uwzględnieniu równań (68), (69) i (72):

$$b = \frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \right) \frac{da}{d\omega} = \frac{1}{2} \omega (\epsilon + \delta) \frac{da}{d\omega} \quad (78)$$

Na równaniu (78) opiera się właśnie metoda Mayera dla obliczania tłumienia  $b$ . Równanie to wyraża szukaną zależność tłumienia  $b$  od kątów stratności  $\epsilon$  i  $\delta$  dławików i kondensatorów, oraz od pulsacji  $\omega$  i kąta fazowego  $a$ .

Zależność tłumienia od kąta fazowego wyraża się w formie pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$ , która posiada wymiar czasu. Obliczanie tej pochodnej uskutecznia się tak, jak gdyby dławiki i kondensatory były bez strat. Ponieważ tłumienie  $b$  jest zawsze dodatnie, to według równania (78) pochodna  $\frac{da}{d\omega}$  musi być również dodatnia. A zatem kąt fazowy  $a$  w obszarze przepuszczania może tylko wzrastać wraz z częstotliwością.

Jako przykłady stosowania wzoru (78) przytoczymy filtry dławikowy i kondensatorowy.

Dla filtra dławikowego bez strat otrzymaliśmy dla obszaru przepuszczania:

$$\operatorname{Snh} \frac{a}{2} = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

Wartość pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$  będzie:

$$\frac{da}{d\omega} = \frac{2}{\omega_0 C_s} \frac{a}{2} = \frac{2}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}.$$

A zatem tłumienie w obszarze przepuszczania wyrazi się wzorem:

$$\begin{aligned} b &= \frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \right) \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \\ &= \frac{1}{2} \left( R \sqrt{\frac{C}{L}} + A \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}. \end{aligned}$$

Dla filtra kondensatorowego bez strat otrzymaliśmy dla obszaru przepuszczania:

$$\operatorname{Snh} \frac{a}{2} = \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Wartość pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$  będzie:

$$\frac{da}{d\omega} = \frac{2\omega_0}{\omega^2 C_s \frac{a}{2}} = \frac{2}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1}}$$

A zatem tłumienie w obszarze przepuszczania wyrazi się wzorem:

$$b = \frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \right) \frac{2}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1}} = \frac{1}{\omega} \left( \frac{R}{L} + \frac{A}{C} \right) \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1}}$$

W wypadku szczególnym, kiedy obszar przepuszczania filtra jest dostatecznie wązki, wzór (78) może być doprowadzony do postaci, podanej przez Mayera i umożliwiającej w tym wypadku łatwe obliczanie tłumienia. W tym celu zauważyć należy, że część krzywej zależności  $C_{sh}g$  od pulsacji  $\omega$ , zawarta w obszarze przepuszczania, w wypadku ogólnym może przeciąć  $n$  razy oś odciętych  $\omega$ . Na przykład na rys. 30 A krzywa ta przecina trzykrotnie oś  $\omega$ , t. j.  $n=3$ ; przyczem wewnątrz zaznaczonego obszaru mogą być jeszcze inne obszary przepuszczania.

Na rys. 31 B jest przedstawiona krzywa zależności kąta fazowego  $a$  od pulsacji  $\omega$ . Wykreślenie jej uskutecznia się za pośrednictwem krzywej dla  $C_{sh}g$ , biorąc pod uwagę, że w obszarze przepuszczania filtra bez strat jest:

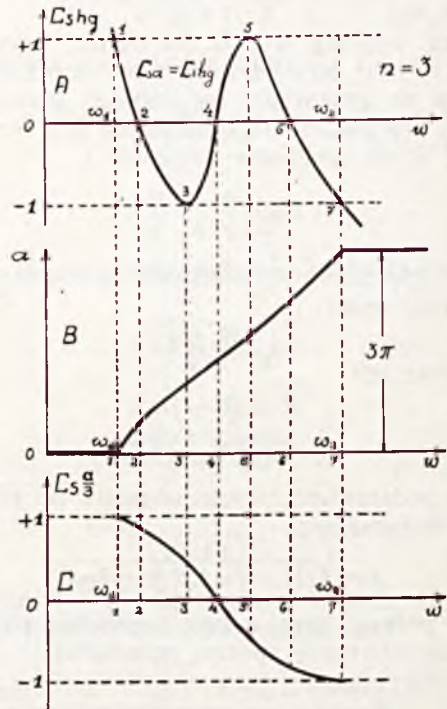
$$C_s a = C_{sh} g.$$

Wewnątrz tego obszaru kąt fazowy wzrasta od zera do  $3\pi$ . Wartość kąta  $a$  dla poszczególnych punktów podaje poniższa tabelka.

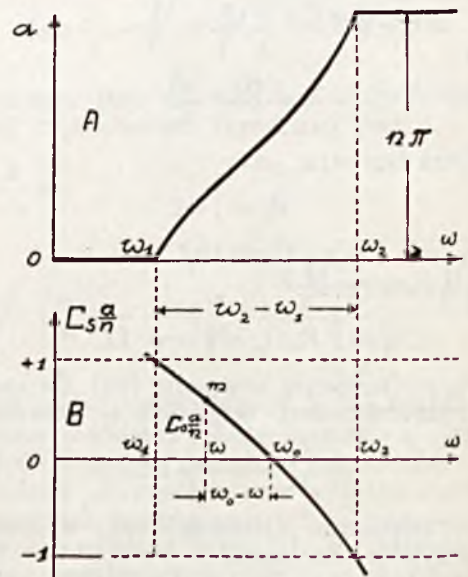
Rys. 31 C przedstawia krzywą zależności  $C_s \frac{a}{3}$  od pulsacji  $\omega$ . Krzywa ta, niezależnie od wartości liczby  $n$ , przecina tylko jeden raz oś  $\omega$  w obszarze przepuszczania, wskutek czego jest ona wygodną dla dalszych teoretycznych rozważań. Wartości jej rzędnych  $C_s \frac{a}{3}$  podaje również poniższa tabelka.

Punkt	1	2	3	4	5	6	7
$C_s a$	1	0	-1	0	+1	0	-1
$a$	0	$\frac{\pi}{2}$	$\pi$	$\frac{3}{2}\pi$	$2\pi$	$\frac{5}{2}\pi$	$3\pi$
$\frac{a}{3}$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{5}{6}\pi$	$\pi$
$C_s \frac{a}{3}$	1	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}\sqrt{3}$	-1

W wypadku dowolnej liczby  $n$  przecięć, krzywe zależności kąta fazowego  $a$  oraz  $C_s \frac{a}{n}$  od pulsacji  $\omega$  przedstawiają rysunki 31 A i 31 B.



RYS. 30. KRZYWE ZALEŻNOŚCI  $C_{sh}g$ , KĄTA FAZOWEGO  $a$  ORAZ  $C_s \frac{a}{3}$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA, W KTÓRYM LICZBA PRZECIĘĆ KRZYWEJ  $C_{sh}g$  Z OŚIĄ  $\omega$  W OBSZARZE PRZEPUSZCZANIA RÓWNA SIĘ TRZEM ( $n=3$ ).



RYS. 31. KRZYWE ZALEŻNOŚCI KĄTA FAZOWEGO  $a$  ORAZ  $C_s \frac{a}{n}$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA, W KTÓRYM LICZBA PRZECIĘĆ KRZYWEJ  $C_{sh}g$  Z OŚIĄ  $\omega$  W OBSZARZE PRZEPUSZCZANIA RÓWNA SIĘ  $n$ .

Kąt fazowy  $a$  wewnątrz obszaru przepuszczania wzrasta od zera do  $n\pi$ .

Przy dostatecznie wąskim obszarze przepuszczania  $\omega_2 - \omega_1$  przebieg krzywej kąta fazowego  $a$  w tym obszarze jest prawie prostoliniowy.

ny, wskutek czego wartość pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$  jest prawie niezależna od pulsacji  $\omega$  i wynosi (rys. 31):

$$\frac{da}{d\omega} \approx \frac{n\pi}{\omega_2 - \omega_1} \quad (79)$$

Przy dostatecznie wąskim obszarze przepuszczania krzywa  $C_s \frac{a}{n}$  w tym obszarze również przebiega prawie prostolinijnie (rys. 31 B). Z podobieństwa trójkątów prostokątnych, zaznaczonych na rys. 31 B, wynika:

$$C_s \frac{a}{n} = \frac{2}{\omega_0 - \omega}$$

skąd:

$$C_s \frac{a}{n} = \frac{2}{\omega_2 - \omega_1} (\omega_0 - \omega) \quad (80)$$

przyczem:

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

Na miejsce przybliżonego wzoru (79) otrzymujemy z równania (80) dokładniejszą wartość pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$ , a mianowicie:

$$\begin{aligned} \frac{da}{d\omega} &= \frac{2n}{(\omega_2 - \omega_1) S_n \frac{a}{n}} \\ &= \frac{2n}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4(\omega_0 - \omega)^2}{(\omega_2 - \omega_1)^2}}} \quad (81) \end{aligned}$$

Wartość tłumienia z wzoru (78) będzie:

$$b = n(\epsilon + \delta) \frac{\omega}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4(\omega_0 - \omega)^2}{(\omega_2 - \omega_1)^2}}} \quad (82)$$

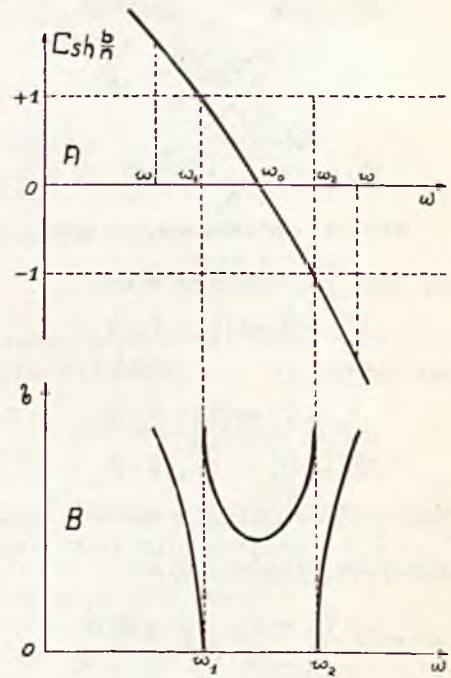
A zatem tłumienie filtra o wąskim obszarze przepuszczania, tak wewnątrz tego obszaru, jak i w jego bezpośrednim otoczeniu, zależy tylko od pulsacji  $\omega_0$  i od szerokości  $\omega_2 - \omega_1$ . Wpływ rodzaju układu wyraża się tylko liczbą  $n$ . Przy stałej wartości liczby  $n$  tłumienie  $b$  nie zależy od sposobu łączenia elementów, tworzących dany filtr.

Najmniejsze tłumienie ma miejsce przy  $\omega = \omega_0$ , wyrazi się ono wzorem:

$$\begin{aligned} b_{\min} &= n(\epsilon + \delta) \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \\ &= \frac{1}{2} n(\epsilon + \delta) \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_2 - \omega_1} \quad (83) \end{aligned}$$

Najmniejsze tłumienie dowolnego filtra jest zatem odwrotnie proporcjonalne do szerokości  $\omega_2 - \omega_1$  obszaru przepuszczania i wprost proporcjonalne do sumy  $\epsilon + \delta$  kątów stratności oraz do liczby przecięć  $n$  krzywej  $C_{sh} g$  z osią  $\omega$ , w obszarze przepuszczania.

Przybliżony przebieg krzywej tłumienia zewnętrznie wąskiego obszaru przepuszczania otrzymamy z rysunku 32 A, przyjmując pod uwagę filtr bez strat.



RYC. 32. KRZYWE ZALEŻNOŚCI  $C_{sh} b/n$  I TŁUMIENIA  $b$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA O WĄZKIM OBSZARZE PRZEPUSZCZANIA.

Korzystając z podobieństwa trójkątów prostokątnych, zaznaczonych na rys. 32 A, otrzymamy:

$$C_{sh} \frac{b}{n} = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_2 - \omega_1} \quad (84)$$

dla obszaru  $\omega > \omega_2$ :

$$C_{sh} \frac{b}{n} = \frac{2(\omega_0 - \omega)}{\omega_2 - \omega_1} \quad (85)$$

A zatem, chcąc określić teoretyczny przebieg tłumienia danego filtra, wykreślamy krzywe tłumienia z równań (82), (84) i (85). Otrzymane w ten sposób krzywe graniczne określają teoretyczny przebieg tłumienia.

Rysunek 32 B przedstawia krzywe graniczne w pewnym określonym wypadku.

**Ogniwa krzyżowe i bocznikowane.**

Ogniwo krzyżowe przedstawia rys. 33, w którym  $\hat{R}_1$  i  $\hat{R}_2$  są opornościami zespolonemi. Przyjmując oznaczenia natężeń prądów i napięć, podane na tym rysunku, możemy na zasadzie praw Kirchoffa utworzyć następujące równania:

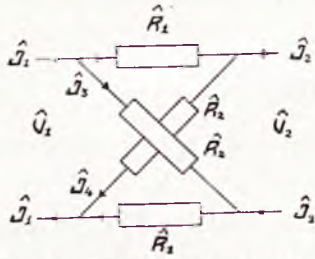
$$\hat{I}_1 - \hat{I}_3 = \hat{I}_2 + \hat{I}_4 \quad (86)$$

$$\hat{V}_1 = \hat{I}_3 \hat{R}_2 + (\hat{I}_2 + \hat{I}_3) \hat{R}_1 \quad (87)$$

$$\hat{V}_2 = \hat{I}_4 \hat{R}_2 - (\hat{I}_2 + \hat{I}_3) \hat{R}_1 \quad (88)$$

$$\hat{V}_1 - \hat{V}_2 = (\hat{I}_1 - \hat{I}_3) \hat{R}_1 + (\hat{I}_2 + \hat{I}_3) \hat{R}_1 = (\hat{I}_1 + \hat{I}_2) \hat{R}_1 \quad (89)$$

Jeżeli równania (87) i (88) dodamy do siebie stronami i uwzględnimy równocześnie



RYC. 33. OGNIWO KRZYŻOWE.

równanie (86), to będziemy mieli:

$$\hat{V}_1 + \hat{V}_2 = (\hat{I}_1 - \hat{I}_2) \hat{R}_2$$

Traktując równania:

$$\hat{V}_1 + \hat{V}_2 = (\hat{I}_1 - \hat{I}_2) \hat{R}_2$$

$$\hat{V}_1 - \hat{V}_2 = (\hat{I}_1 + \hat{I}_2) \hat{R}_1$$

jako układ dwóch równań z dwiema niewiadomymi  $\hat{V}_1$  i  $\hat{I}_1$ , i rozwiązując ten układ względem tych wiadomych, otrzymamy:

$$\hat{V}_1 = \hat{V}_2 \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} + \hat{I}_2 \frac{2 \hat{R}_1 \hat{R}_2}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1}$$

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_2 \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} + \hat{V}_2 \frac{2}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1}$$

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

$$\text{Csh } g = \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (90)$$

$$\hat{Z} \text{Sh } g = \frac{2 \hat{R}_1 \hat{R}_2}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (91)$$

$$\frac{1}{\hat{Z}} \text{Sh } g = \frac{2}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (92)$$

Oporność falową  $\hat{Z}$  otrzymujemy z podzielenia równań (91) i (92) przez siebie stronami:

$$\hat{Z} = \sqrt{\hat{R}_1 \hat{R}_2} \quad (93)$$

Znając wartości zespolone oporności  $\hat{R}_1$  i  $\hat{R}_2$ , możemy z równania (90) wyznaczyć przewodzenie  $g$ , zaś z równania (93) — oporność falową  $\hat{Z}$  ogniwa.

Jeżeli wprowadzimy oznaczenie:

$$\frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} = m,$$

to równanie (90) możemy przedstawić w postaci:

$$\frac{e^{2g} + 1}{2 e^g} = m.$$

Otrzymujemy zatem następujące równanie kwadratowe:

$$e^{2g} - 2 m e^g + 1 = 0.$$

Rozwiązując to równanie względem  $e^g$ , będziemy mieli:

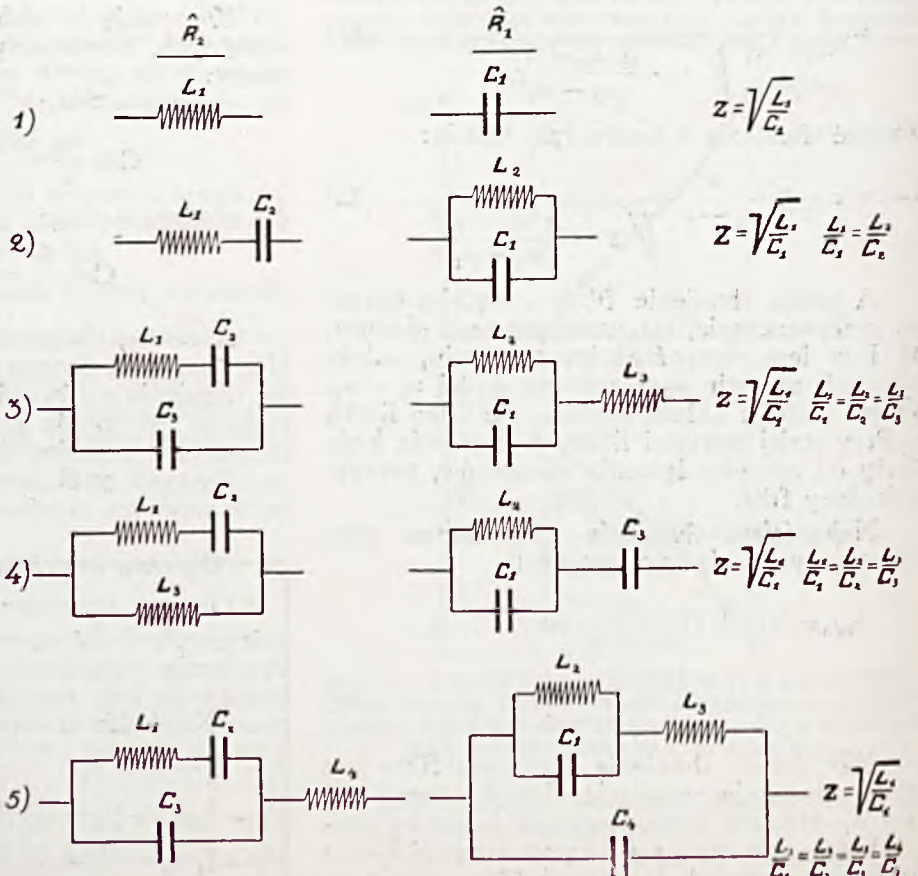
$$e^g = m + \sqrt{m^2 - 1} = \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} + \sqrt{\left(\frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1}\right)^2 - 1} = \frac{\sqrt{\hat{R}_2} + \sqrt{\hat{R}_1}}{\sqrt{\hat{R}_2} - \sqrt{\hat{R}_1}}$$

A zatem:

$$e^{b + ja} = \frac{\sqrt{\hat{R}_2} + \sqrt{\hat{R}_1}}{\sqrt{\hat{R}_2} - \sqrt{\hat{R}_1}} \quad (94)$$

Równanie (94) umożliwia określenie tłumienia  $b$  i kąta fazowego  $a$  ogniwa.

W ogniwach krzyżowych, stosowanych w technice kablowej, wartości  $\hat{R}_1$  i  $\hat{R}_2$  są tak dobrane, aby oporność falowa  $\hat{Z}$ , wyrażona róż-

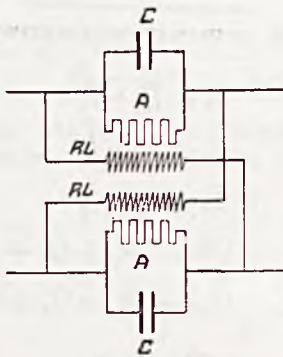


RYC. 34. UKŁADY OPORNOŚCI  $\hat{R}_1$  I  $\hat{R}_2$  ODWROTNYCH WZGLĘDEM SIEBIE.

wnaniem 93), była wartością rzeczywistą, niezależną od pulsacji  $\omega$ . Takie oporności  $\hat{R}_1$  i  $\hat{R}_2$  które spełniają ten warunek, są odwrotnymi względem siebie. Jeżeli zatem jedna z nich jest charakteru indukcyjnego, to druga winna być charakteru pojemnościowego. Rysunek 34 przedstawia kilka układów takich oporności, odwrotnych względem siebie. Jak widać z tego rysunku, dołączając kondensator lub dławik do jednej gałęzi szeregowo, zaś dławik lub kondensator do drugiej gałęzi równolegle, otrzymujemy ogniwo drugiego, trzeciego, czwartego i t. d. rzędu.

Aby oporność falowa  $\hat{Z}$  ogniwa była rzeczywistą, i posiadała tę samą wartość  $\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ , to potrzeba, aby pomiędzy pojemnościami i indukcyjnościami zachodziły pewne określone zależności. Wspomniane zależności są podane z prawej strony rys. 34; czytelnik może je łatwo otrzymać, posługując się wzorem (93). Numery porządkowe, podane z lewej strony rysunku 34, oznaczają rząd ogniwa krzywego.

Następnym warunkiem, któremu winny zadość ogniwa krzyżowe, stosowane w technice kablowej, jest, aby przepuszczały bez tłumienia wszystkie pulsacje, zawarte pomiędzy zerem i nieskończonością. Innymi słowy tłumienie tych ogniw winno być możliwie małe. Wa-



RYC. 35. OGNIWO KRZYŻOWE PIERWSZEGO RZĘDU.

runek ten może być spełniony przez stosowanie dławików o bardzo małej oporności omowej i kondensatorów o bardzo małej upływności.

W technice kablowej są stosowane przeważnie ogniwa krzyżowe pierwszego i drugiego rzędu. Dla przykładu wyznaczmy tłumienie  $b$  i kąt fazowy  $a$  dla ogniwa pierwszego rzędu, przedstawionego na rys. 35, przyjmując pod uwagę niewielkie straty.

Dla ogniwa tego jest:

$$\hat{R}_1 = \frac{1}{A + j\omega C},$$

$$\hat{R}_2 = R + j\omega L.$$

Podstawiając powyższe wartości oporności zespolonych do równania (94), będziemy mieli:

$$e^{b+ja} = \frac{\sqrt{R + j\omega L} + \frac{1}{\sqrt{A + j\omega C}}}{\sqrt{R + j\omega L} - \frac{1}{\sqrt{A + j\omega C}}} = \frac{\sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)} + 1}{\sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)} - 1}$$

lub, wprowadzając oznaczenie:

$$\sqrt{(R + j\omega L)(A + j\omega C)} = b_0 + ja_0 \quad (95)$$

otrzymamy:

$$e^{b+ja} = \frac{b_0 + 1 + ja_0}{b_0 - 1 + ja_0}$$

Z porównania ze sobą części rzeczywistych i urojonych wyniknie:

$$e^{b} C_s a = \frac{b_0^2 - 1 + a_0^2}{(b_0 - 1)^2 + a_0^2},$$

$$e^{b} S_n a = -\frac{2a_0}{(b_0 - 1)^2 + a_0^2}.$$

Ponieważ w wypadku małych strat wyraz  $b_0^2$  może być pominięty, zatem:

$$e^{b} C_s a = \frac{a_0^2 - 1}{a_0^2 - 2b_0 + 1} \quad (96)$$

$$e^{b} S_n a = -\frac{2a_0}{a_0^2 - 2b_0 + 1} \quad (97)$$

Dzieląc równania (96) i (97) przez siebie stronami, otrzymamy:

$$\operatorname{tg} a = \frac{2a_0}{1 - a_0^2} \quad (98)$$

zaś podnosząc te równania do kwadratu i dodając, otrzymamy po wyciągnięciu pierwiastka kwadratowego:

$$e^{b} = \frac{a_0^2 + 1}{a_0^2 - 2b_0 + 1} \cong 1 + b,$$

skąd:

$$b \cong \frac{2b_0}{a_0^2 + 1} \quad (99)$$

Wartości  $a_0$  i  $b_0$  wyznaczmy z równania (95), z którego wynika:

$$b_0^2 - a_0^2 = -\omega^2 LC \cong -a_0^2,$$

$$2b_0 a_0 = \omega(AL + RC).$$

skąd:

$$a_0 = \omega\sqrt{LC}.$$

$$b_0 = \frac{1}{2}\sqrt{LC}\left(\frac{A}{C} + \frac{R}{L}\right).$$

A zatem tłumienie  $b$  wyrazi się wzorem:

$$b = \left(\frac{A}{C} + \frac{R}{L}\right) \frac{\sqrt{LC}}{1 + \omega^2 LC} \quad (100)$$

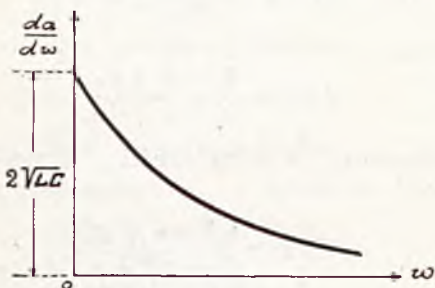
zaś kąt fazowy:

$$\operatorname{tg} a = \frac{2\omega\sqrt{LC}}{1 - \omega^2 LC} \quad (101)$$

Pochodna  $\frac{da}{d\omega}$ , wyznaczona ze wzoru (101), będzie:

$$\frac{da}{d\omega} = \frac{2\sqrt{LC}}{1 + \omega^2 LC}$$

Krzywą zależności pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$  od pulsacji  $\omega$  przedstawia rys. 36; pochodna ta ze wzrostem pulsacji zbliża się nieograniczenie do zera

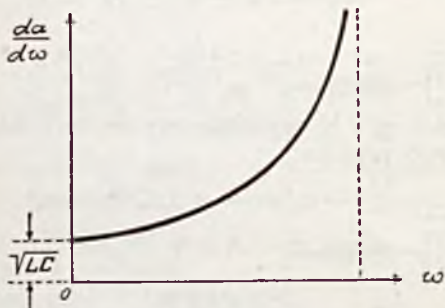


**RYC. 36. KRZYWA ZALEŻNOŚCI POCHODNEJ  $\frac{da}{d\omega}$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA OGNIWA KRZYŻOWEGO PIERWSZEGO RZĘDU, PRZEDSTAWIONEGO NA RYC. 35.**

Biorąc pod uwagę, że wartość pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$  dla filtra dławikowego wynosi:

$$\frac{da}{d\omega} = \frac{2}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{2\sqrt{LC}}{\sqrt{4 - \omega^2 LC}}$$

zaś przebieg zależności jest taki, jak wskazano na rys. 37, dochodzimy do wniosku, iż łącząc szeregowo filtr dławikowy z ogniem krzyżowym, możemy uzyskać w pewnych warunkach prawie stałą wartość pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$ , jak to uwidocznia rys. 38. Kąt fazowy zmienia się wówczas prawie proporcjonalnie do pulsacji  $\omega$ .

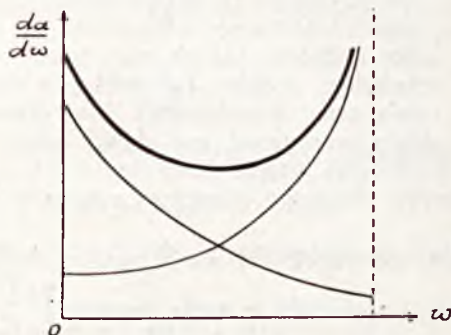


**RYC. 37. KRZYWA ZALEŻNOŚCI POCHODNEJ  $\frac{da}{d\omega}$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA FILTRA DŁAWIKOWEGO.**

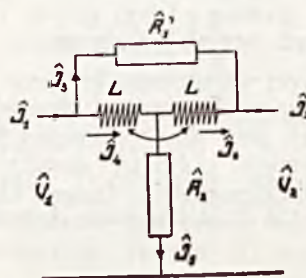
Z powyższej własności filtra dławikowego i ogniwa krzyżowego korzysta się w technice kablowej przy usuwaniu t. zw. zniekształcenia fazowego.

Obecnie przystąpimy do rozpatrzenia ogniwa bocznikowanego, przedstawionego na rys. 39, w którym obydwa dławiki  $L$  są ze sobą sprzężone magnetycznie.

Przyjmując oznaczenia natężeń prądów i napięć, podane na tym rysunku, możemy na zasadzie praw Kirchoffa utworzyć następujące równania:



**RYC. 38. KRZYWA ZALEŻNOŚCI POCHODNEJ  $\frac{da}{d\omega}$  OD PULSACJI  $\omega$  DLA UKŁADU, ZŁOŻONEGO Z OGNIWA KRZYŻOWEGO PIERWSZEGO RZĘDU I FILTRA DŁAWIKOWEGO, POŁĄCZONYCH SZEREGOWO.**



**RYC. 39. OGNIWO BOCZNIKOWANE.**

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_2 + \hat{I}_4 \quad \dots \quad (102)$$

$$\hat{I}_4 = \hat{I}_5 + \hat{I}_6 \quad \dots \quad (103)$$

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_6 + \hat{I}_3 \quad \dots \quad (104)$$

$$\hat{V}_1 = \hat{I}_5 \hat{R}_2 + (\hat{I}_4 + \hat{I}_6) \hat{X} \quad (105)$$

$$\hat{V}_2 = \hat{I}_5 \hat{R}_2 - (\hat{I}_4 + \hat{I}_6) \hat{X} \quad (106)$$

gdzie:

$$\hat{X} = j\omega L.$$

Zauważymy, że ponieważ dławiki  $L$  są ze sobą sprzężone magnetycznie, to strumień magnetyczny, objęty przez każdy z nich, jest taki, jak gdyby natężenie prądu w każdym z nich wynosiło  $\hat{I}_4 + \hat{I}_6$ .

Jeżeli równania (105) i (106) dodamy do siebie stronami, a następnie wyznaczmy natężenie  $\hat{I}_5$ , to będziemy mieli:

$$\hat{I}_5 = \frac{\hat{V}_1 + \hat{V}_2}{2\hat{R}_2} \quad \dots \quad (107)$$

Z rysunku 39 wynika:

$$\hat{I}_3 = \frac{2(\hat{I}_4 + \hat{I}_6)\hat{X}}{\hat{R}'_1}$$

Lecz odejmując równania (105) i (106) od siebie stronami, otrzymamy:



$$\hat{V}_1 - \hat{V}_2 = 2\hat{X}(\hat{I}_4 + \hat{I}_6),$$

zatem:

$$\hat{I}_3 = \frac{\hat{V}_1 - \hat{V}_2}{\hat{R}'_1} \quad (108)$$

Z równania (104) otrzymujemy:

$$\hat{I}_6 = \hat{I}_2 - \hat{I}_3 = \hat{I}_2 - \frac{\hat{V}_1 - \hat{V}_2}{\hat{R}'_1} \quad (109)$$

zaś z równania (103):

$$\hat{I}_4 = \hat{I}_5 + \hat{I}_6 = \frac{\hat{V}_1 + \hat{V}_2}{2\hat{R}_2} + \hat{I}_2 - \frac{\hat{V}_1 - \hat{V}_2}{\hat{R}'_1} \quad (110)$$

Podstawiając w równanie (105) na miejsce  $\hat{I}_4$ ,  $\hat{I}_5$  i  $\hat{I}_6$  ich wartości z równań (107), (109) i (110), oraz określając wartość napięcia  $\hat{V}_1$ , będziemy mieli:

$$\hat{V}_1 = \hat{V}_2 \frac{\hat{R}_2 + \frac{\hat{X}\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + 4\hat{X}}}{\hat{R}_2 - \frac{\hat{X}\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + 4\hat{X}}} + \hat{I}_2 \frac{\frac{\hat{X}\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + 4\hat{X}}}{\hat{R}_2 - \frac{\hat{X}\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + 4\hat{X}}} \cdot 4\hat{R}_2$$

Wprowadzając oznaczenie:

$$\frac{\hat{X}\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + 4\hat{X}} = \frac{j\omega L\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + 4j\omega L} = \hat{R}_1, \quad (111)$$

otrzymamy ostatecznie:

$$\hat{V} = \hat{V}_2 \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} + \hat{I}_2 \frac{4\hat{R}_1\hat{R}_2}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (112)$$

Natężenie prądu  $\hat{I}_1$  określimy z równania (102), posługując się równaniami (108) i (110):

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_3 + \hat{I}_4 = \frac{\hat{V}_1 - \hat{V}_2}{\hat{R}'_1} + \frac{\hat{V}_1 + \hat{V}_2}{2\hat{R}_2} + \hat{I}_2 - \frac{\hat{V}_1 - \hat{V}_2}{\hat{R}'_1}$$

Po uwzględnieniu zaś równania (112):

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_2 \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} + \hat{V}_2 \frac{1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (113)$$

W celu wyznaczenia przewodzenia  $g$  i oporności falowej  $\hat{Z}$  rozpatrywanego ogniwa, porównujemy równania (112) i (113) z równaniami (11). Z porównania tego wynika:

$$\text{Csh } g = \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (114)$$

$$\hat{Z} \text{Sh } g = \frac{4\hat{R}_1\hat{R}_2}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (115)$$

$$\frac{1}{\hat{Z}} \text{Sh } g = \frac{1}{\hat{R}_2 - \hat{R}_1} \quad (116)$$

Oporność falową  $\hat{Z}$  otrzymamy z podzielenia równań (115) i (116) przez siebie stronami:

$$\hat{Z} = 2\sqrt{\hat{R}_1\hat{R}_2} \quad (117)$$

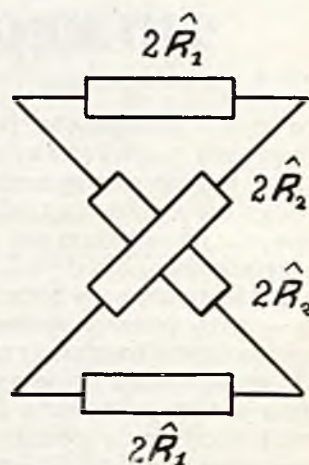
Równania (114), (115), (116) i (117) możemy przedstawić w postaci następującej:

$$\text{Csh } g = \frac{2\hat{R}_2 + 2\hat{R}_1}{2\hat{R}_2 - 2\hat{R}_1}$$

$$\hat{Z} \text{Sh } g = \frac{2(2\hat{R}_1) \cdot (2\hat{R}_2)}{2\hat{R}_2 - 2\hat{R}_1}$$

$$\frac{1}{\hat{Z}} \text{Sh } g = \frac{2}{2\hat{R}_2 - 2\hat{R}_1}$$

$$\hat{Z} = \sqrt{(2\hat{R}_2) \cdot (2\hat{R}_1)}$$

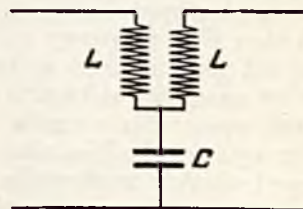


RYC. 40. OGNIWO KRZYŻOWE, RÓWNOWAŻNE OGNIWU BOCNIKOWANEMU, PRZEDSTAWIONEMU NA RYC. 39.

Jeżeli porównamy ostatnie równania z równaniami (90), (91), (92) i (93) dla ogniwa krzyżowego, to zauważymy, że ogniwo bocznikowane jest równoważne takiemu ogniwu krzyżowemu z opornościami zespolonemi  $2\hat{R}_1$  i  $2\hat{R}_2$  (rys. 40), w którym wartość  $2\hat{R}_1$  wynosi:

$$2\hat{R}_1 = \frac{2j\omega L\hat{R}'_1}{\hat{R}'_1 + j\omega L}$$

Dla przykładu rozpatrzmy ogniwo, przedstawione na rys. 41, w którym obydwie dławiki  $L$  są ze sobą sprzężone magnetycznie.



RYC. 41. PRZYKŁAD OGNIWA BOCNIKOWANEGO.

Dla ogniwa tego jest:

$$\hat{R}'_1 = \infty,$$

$$\hat{R}_2 = -\frac{j}{\omega C}$$

Z wzoru (111) wynika wówczas:

$$\bar{R}_1 = j\omega L$$

Z wzoru (114) otrzymujemy zatem:

$$\text{Csh}(b + ja) = \frac{-\frac{j}{\omega C} + j\omega L}{-\frac{j}{\omega C} - j\omega L} = \frac{1 - \omega^2 LC}{1 + \omega^2 LC}$$

Jeżeli wszystkie pulsacje, zawarte pomiędzy zerem i nieskończonością, mają być przepuszczone bez tłumienia, to musi być:

$$b = 0$$

A zatem:

$$\text{Csh} ja = \text{Csh} a = \frac{1 - \omega^2 LC}{1 + \omega^2 LC} \quad (118)$$

Pochodna  $\frac{da}{d\omega}$ , wyznaczona ze wzoru (118), będzie:

$$\frac{da}{d\omega} = \frac{2\sqrt{LC}}{1 + \omega^2 LC}$$

Krzywa zależności pochodnej  $\frac{da}{d\omega}$  od pulsacji  $\omega$  jest taka sama, jak na rys. 36.

## TELEFONJA NOŚNA T. N 1.

Inż. L. GOLDFELD, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

Telefonja nośna jednokrotna (w skróceniu TNI), skonstruowana przez Państw. Instytut Telekomunikacyjny, jest pierwszym modelem, wykonanym w Polsce z materiałów (z nielicznymi wyjątkami) krajowych. Jej zadaniem jest wykorzystanie linii międzymiastowej dla dwóch rozmów jednoczesnych: jednej rozmowy w normalnym układzie, drugiej — przy pomocy systemu nośnego. System pracuje na częstotliwościach nośnych 6000 i 10 400 cykli i wykorzystuje dolne wstęgi boczne. Moc urządzenia jest przystosowana do linii o tłumieniu nie przekraczającym 4 neperów przy 10 000 cykli. Przy większym tłumieniu linii można aparaty łączyć w szereg jako translację odcinkami o tłumieniu do 4 neperów, względnie zainstalować wzmacniaki w odstępach, odpowiadających powyższemu tłumieniu.

Aparatura jest przystosowana do zasilania prądem zmiennym (żarzenie prądem zmiennym 4 V ok. 5,5 A, napięcie anodowe wyprostowane 220 V, prąd ok. 60 mA), lecz może być zasilana prądem stałym. Dla zasilania prądem zmiennym jest zainstalowane urządzenie prostownicze. Poza to do zasilania przekazników, lamp sygnalizacyjnych i mikrofonu kontrolnego służy bateria prądu stałego 24 V.

Urządzenie składa się z 11 płyt, zamontowanych na wspólnym stojaku i ekranowanych żelaznymi płytami. Na przedniej górnej płycie mieści się filtr pasmowy nadajnika, poniżej nadajnik, dalej tablica kontrolno-sygnalizacyjna, poniżej odbiornik i w końcu filtr pasmowy odbiornika. Na stronie tylnej od góry do dołu są zamontowane: dodatkowy filtr pasmowy odbiornika, dwa filtry niskiej częstotliwości (dla rozmów w zwykłym układzie), filtr wyjściowy odbiornika, filtry układu rozwidlającego i w końcu prostownik. Płyty są połączone między sobą ekranowanymi przewodnikami.

Schemat ogólny aparatury jest przedstawiony na rys. 1.

### Filtry wysokiej częstotliwości.

Filtry wysokiej częstotliwości ograniczają zakres częstotliwości, przynależne do danego kie-

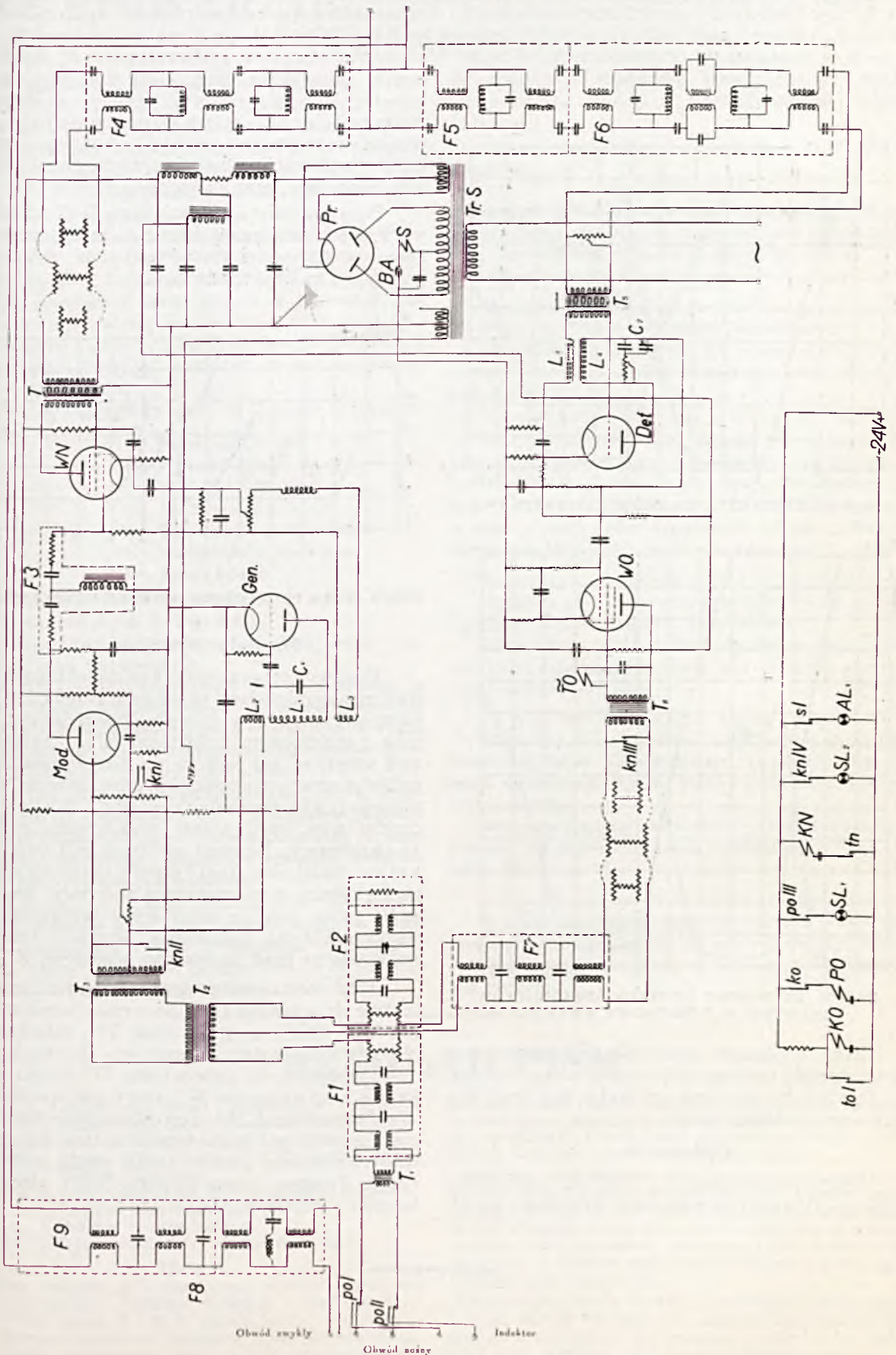
runku rozmowy. Krzywe tłumienia filtrów przy nadajnikach są podane na rys. 2, krzywe dla filtrów odbiorników i dla rozmowy zwykłej — na rys. 3. Na rys. 4 są podane krzywe tłumienia przejścia z nadajnika do odbiornika danej stacji, jako sumy tłumień filtrów nadajnika i odbiornika. Są one miarodajne dla stopnia bezpieczeństwa przed powstawaniem gwizdów w danej instalacji. Jeżeli tłumienie linii wynosi 4 nepery, to moc wychodząca na linję jest większa o 4 nepery od przychodzącej z linii do odbiornika na drugim zakresie częstotliwości. Przy sumie tłumień filtrów danej stacji nie mniejszej od 7 nep., moc przechodząca z nadajnika do odbiornika tej samej stacji jest o 3 nep. mniejsza od przychodzącej z linii i przy normalnym ogólnym poziomie przenoszenia — 0,5 nep. skutek jest taki, jakby efekt lokalny wynosił — 3,5 nep. Przy efekcie lokalnym większym od 0 powstaje gwizd.

Podobnie na rys. 4 jest podana suma tłumień filtrów nadajnika o mniejszej częstotliwości nośnej i filtru małej częstotliwości, będąca miarą przesłuchu z obwodu nośnego na zwykły.

### Nadajnik.

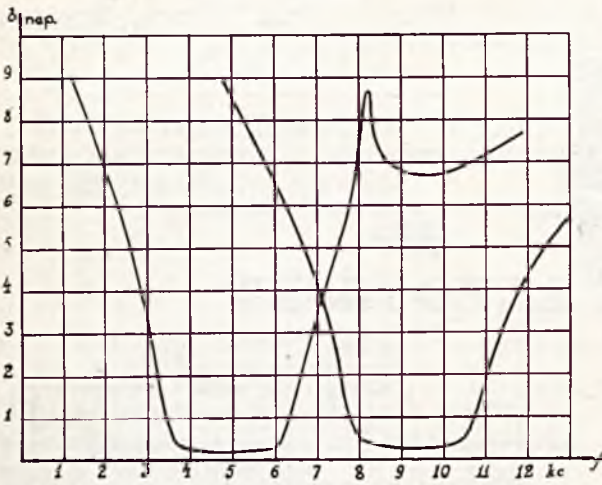
Zródłem częstotliwości nośnej jest układ generacyjny Hartley'a, złożony z lampy (Gen) i obwodu drgań  $L_1, C_1$ . Przez sprzężenie indukcyjne  $L_1, L_2$  i potencjometr działa pewne określone napięcie częstotliwości nośnej na siatkę lampy modulacyjnej (Mod). Z linii abonentowej przychodzi prąd o częstotliwości rozmównej i poprzez przenośnik  $T_1$ , układ rozwidlający, przenośnik  $T_2$ , i transformator podwyższający  $T_3$  działa również na siatkę lampy modulacyjnej. Dzięki zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego tejże lampy w jej obwodzie anodowym, powstają poza częstotliwością nośną i akustyczną częstotliwości kombinowane: suma i różnica nośnej i akustycznej, stanowiące wstęgi boczne modulacji. Filtr międzylampowy  $F_3$  tłumi częstotliwość akustyczną, na siatkę więc lampy wyjściowej (WN) przychodzi: częstotliwość nośna i wstęgi boczne. Przy małej głębokości modulacji (ze względu na zniekształcenia) moc prądu nośnego byłaby bardzo duża

Linja międzymiastowa

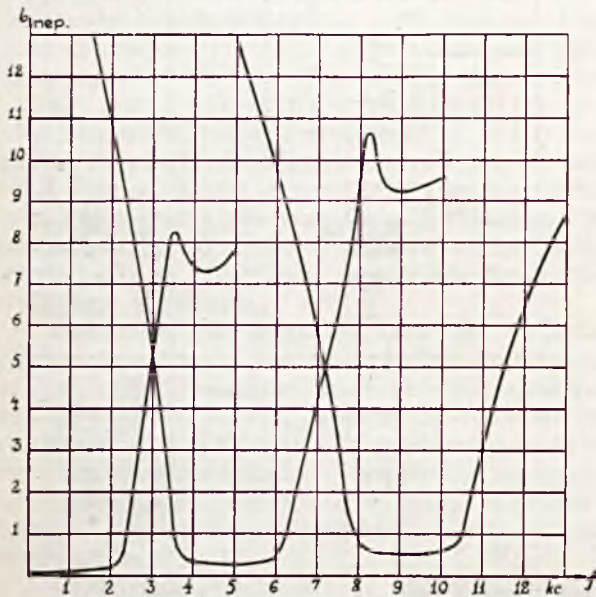


RYS. 1. SCHEMAT OGÓLNY APARATURY.

i przeciążyłaby lampę wyjściową. Dla zmniejszenia tej mocy jest dane z generatora przez sprzężenie  $L_1$ ,  $L_3$  i potencjometr napięcie nośne odwrotne w fazie w stosunku do przychodzącego z modulatora. W ten sposób głębokość modulacji na wyjściu jest zwiększona.



RYS. 2. TĘMIENIA FILTRÓW NADAJNIKÓW.



RYS. 3. TĘMIENIE FILTRÓW ODBIORNIKÓW I FILTRÓW DLA ROZMÓW ZWYKŁEJ.

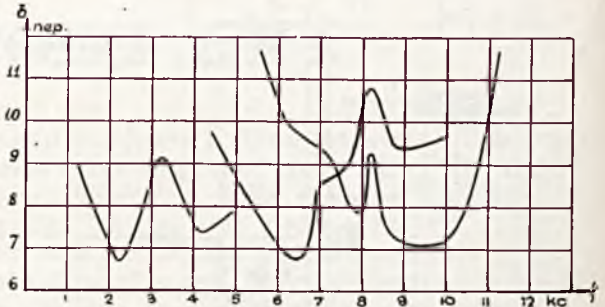
Filtr wyjściowy nadajnika  $F_4$  przepuszcza oprócz prądu nośnego tylko jedną wstęgę boczną, na linię międzymiastową wychodzi więc prąd modulowany jednowstęgowo.

#### Odbiornik.

Prąd, przychodzący z linii do odbiornika, przechodzi przez filtr wstęgowy, nastrojony na od-

powiednie pasmo częstotliwości i zakończony potencjometrem o oporze równym oporności falowej linii. Część napięcia na potencjometrze poprzez transformator podwyższający  $T_5$  działa na siatkę lampy detekcyjnej (Det) pracującej na zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego. Przez reakcję obwodu anodowego na siatkowy, dostrojoną przy pomocy cewki  $L_4$  i kondensatora  $C_2$  do częstotliwości nośnej, jest zmniejszona głębokość modulacji, oraz zwiększona czułość detekcji.

Po wzmocnieniu przez lampę WO zdetektowany prąd idzie przez filtr  $F_7$ , (przepuszczający tylko częstotliwości rozmówne) oraz układ rozdzielający, na linię abonentową.



RYS. 4. SUMA TĘMIENI FILTRÓW NA JEDNEJ STACJI.

#### Sygnaly wywoławcze.

Prąd wywoławczy (25 c.), przychodzący z centrali międzymiastowej, uruchamia przekaźnik TN, który swą sprężyną  $tn$  zamyka obwód dla przekaźnika z opóźnionym działaniem KN. Ten ostatni swą sprężyną  $knI$  włącza na siatkę modulatora połówkę uzwojenia transformatora żarzenia, czerpiącego prąd z sieci miejskiej (50 c.). Na linię wychodzi więc prąd nośny modulowany prądem 50-okresowym. Pozatem sprężyną  $knII$  zwiera się wejście nadajnika, dzięki czemu unika się modulacji prądami z przetwornicy stacyjnej; sprężyna  $knIII$  przez zwarcie zabezpiecza przekaźnik odbiorczy TO od zadziałania; wreszcie sprężyna  $knIV$  włącza prąd na lampkę sygnałową  $SL_2$ .

Prąd modulowany, przychodzący z linii, detektuje się w lampie Det i po wzmocnieniu w lampie WO działa na przekaźnik TO, załączony w obwód rezonansowy szeregowy, dostrojony do 50 c. Sprężyna  $toI$  przekaźnika TO zwiera przekaźnik z opóźnieniem KO, który swą sprężyną  $ko$  włącza przekaźnik PO. Ten ostatni przetrzuca kontakty sprężyn  $poI$ ,  $poII$  i włącza na linię do centrali międzymiastowej lokalne źródło prądu wywoławczego. Pozatem przez sprężynę  $poIII$  włącza się lampka sygnałowa  $SL_1$ .

# ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

W listopadzie r. b. odbyły się 2 posiedzenia Zarządu Stowarzyszenia, na których m. in. była omawiana sprawa wydania przez S. T. P. „Kalendarza Teletechnicznego“, oraz sprawa stypendjów dla 2-ch uczniów I-go Kursu Państwowej Szkoły Teletechnicznej. Na posiedzeniach tych ustalono układ „Kalendarza“ oraz jego budżet, które uchwalono przedstawić Ogólnemu Zebraniu do zatwierdzenia.

W dniu 15 listopada r. b. odbyło się Ogólne Zebranie Członków S. T. P., na którym p. inż. S. Ignatowicz zreferował sprawę wydania „Kalendarza Teletechnicznego“. Po długiej dyskusji zatwierdzono układ „Kalendarza“ i uchwalono jego budżet w brzmieniu proponowanym przez Zarząd.

Następnie Ogólne Zebranie zatwierdziło statut stypendjów Stowarzyszenia Teletechników Polskich dla uczniów Państwowej Szkoły Teletechnicznej.

Na tymże Zebraniu przyjęto na Członków Stowarzyszenia pp.:

Prof. inż. Sokolcowa Dymitra,  
inż. Spencera Alfreda,  
inż. Szackiego Edwarda,  
inż. Judyckiego Stanisława,  
inż. Zołędziowskiego Kazimierza,  
inż. Wójcikiewicza Józefa oraz  
techn. Jurysa Jerzego.

Na Ogólnym Zebraniu przewodniczył p. mjr. K. Gaberle, sekretarował p. inż. R. Brykczyński.

W listopadzie r. b. odbyły się następujące odczyty, zorganizowane przez Stowarzyszenie;

1. Dnia 14.XI r. b. — odczyt inż. St. Dębickiego na temat: „Zjazdy Międzynarodowych Komitetów Doradczych do spraw komunikacji telefonicznej i telegraficznej w Pradze i Budapeszcie w 1934 r. Zagadnienia eksploatacyjne, poruszane na zjazdach. Przebieg prac i wrażenia“.

2. Dnia 28.XI r. b. — odczyt zbiorowy: inż. K. Dobrskiego, inż. H. Pomirskiego i inż. Cz. Rajskiego na temat: „X Zjazd Międzynarodowego Komitetu Doradczego do spraw komunikacji telefonicznej. Zagadnienia techniczne, poruszane na zjeździe. Przebieg prac i wrażenia“.

W grudniu r. b. „Zarząd Stowarzyszenia Teletechników Polskich organizuje odczyt, który odbędzie się w dniu 12.XII (środa) o godz. 19-iej w lokalu Stowarzyszenia — Nowogrodzka 45. Odczyt wygłosi p. Tadeusz Korn z Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego na temat:

„Technika rejestracji dźwięków. Filmy dźwiękowe, płyty gramofonowe, rejestracja magnetyczna, glosopisy telefoniczne“.

Odczyty Sekcji Radjotechnicznej S. E. P. w grudniu nie odbędą się.

## STATUT

stypendjów Stowarzyszenia Teletechników Polskich dla uczniów Państwowej Szkoły Teletechnicznej, zatwierdzony na Ogólnym Zebraniu w dn. 15.XI. 1934 r.

### § 1. Cel.

Stowarzyszenie Teletechników Polskich ustanawia stypendja dla uczniów Państwowej Szkoły Teletechnicznej.

Przeznaczeniem stypendjów jest udzielanie bezwrotniej pomocy materialnej uczniom Państwowej Szkoły Teletechnicznej.

### § 2. Ilość i wysokość stypendjów.

Ilość stypendjów zatwierdza na każdy rok szkolny Ogólne Zebranie Członków Stowarzyszenia Teletechników Polskich.

Wysokość jednego stypendjum wynosi 600 (sześćset) złotych. Sumę tę będzie wypłacał skarbnik Stowarzyszenia w ośmiu równych ratach miesięcznych od dnia 1 listopada danego roku do dnia 1 czerwca roku następnego.

### § 3. Warunki otrzymania stypendjum.

Stypendja mogą być przyznawane niezamożnym uczniom I-go kursu Państwowej Szkoły Teletechnicznej.

Pierwszeństwo do otrzymania stypendjum mają uczniowie, którzy osiągnęli lepsze oceny przy egzaminie wstępnym oraz z praktyki wstępnej.

### § 4. Przyznawanie stypendjum.

Ubiegający się o stypendjum składa podanie do Dyrekcji Państwowej Szkoły Teletechnicznej. Do podania należy dołączyć zaświadczenie Bratniej Pomocy o stosunkach materialnych proszącego.

Stypendja przyznaje Zarząd Stowarzyszenia Teletechników Polskich, po rozpatrzeniu podań, zaopiniowanych przez Dyrekcję Szkoły.

### § 5. Wstrzymanie wypłaty stypendjum.

Wypłata stypendjum zostaje wstrzymana w środku roku szkolnego w razie wystąpienia lub usunięcia ucznia ze Szkoły.

Wypłacone raty stypendjum w żadnym wypadku nie podlegają zwrotowi.

## PRZEGLĄD PISM.

A. P. T. T.	Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
B. S. F. E.	Bulletin de la Société Française Radio-Electrique.
Izw. E. S. T.	Izwiestia Elektropromyślnosti Słabago Toka.
J. I. E. E.	Journal of the Institution of Electrical Engineers.
O. E.	L'Onde Electrique.
P. I. R. E.	Proceedings of the Institute of Radio Engineers.
P. E.	Przeгляд Elektrotechniczny.
P. R.	Przeгляд Radjotechniczny.
S. B. B.	Schwachstrom Bau- und Betriebstechnik.

### TEORIA.

Działanie zmiennego pola magnetycznego wysokiej częstotliwości na swobodnie zawieszony pierścienie i krążki metalowe. P. K. Taylor. P. I. R. E. 22, 886, 34.

Po krótkim zapoznaniu czytelników z obecnym stanem badań i teorii oddziaływania zmiennego pola magnetycznego wysokiej częstotliwości na swobodnie zawieszony pierścienie, opi-

sana jest metoda badania i aparatura zastosowana przez autora do sprawdzenia istniejących teorii w możliwie szerokim zakresie częstotliwości. Wyniki badań stwierdziły słuszność wzorów Pierce'a w bardzo szerokim zakresie częstotliwości.

Podobne, przeprowadzone przez autora, badania oddziaływania pola magnetycznego na krążki metalowe wykazały daleko posuniętą analogię pomiędzy oddziaływaniem pola na pierścienie i krążki. Pozwoliło to autorowi zestawić empiryczny wzór przedstawiający zależność wielkości odchylenia krążka swobodnie zawieszzonego z położenia normalnego od natężenia pola magnetycznego i jego częstotliwości.

Przy pomocy wzorów Pierce'a i autora można w łatwy sposób wyliczyć wartość natężenia pola magnetycznego wysokiej częstotliwości, zmierzyszy kąt wychylenia pierścienia lub krążka metalowego swobodnie zawieszzonego w badanym polu. Teoria obwodów magnetycznych. V. I. Kovalenkoff. Izv. E.S.T.

Nr. 4, 38, 34.

Analiza własności obwodów magnetycznych w funkcji kształtu obwodu i gatunku żelaza.

*Echo fal radiowych.* N. Janco P. I. R. E. Nr. 7, 923, 34.

Autor dyskutuje zagadnienie echa fal radiowych, opierając się na teorii magneto-jonowej Appleton-Hartree.

### POMIARY I WZORCE.

*Metoda pomiaru szybkości rozchodzenia się fal Hertz'a i zastosowanie jej w radioteleometrii.* G. Fayard. O. E. Nr. 152 — 153, 357, 34.

Metoda polega na określeniu czasu przejścia oscylacji wysokiej częstotliwości między dwiema radjostacjami na podstawie pomiaru częstotliwości modulującej jaką trzeba zastosować, ażeby przesunięcie fazy prądu modulującego jednej stacji względem prądu wysokiej częstotliwości po detekcji na drugiej stacji miało określoną wartość. Szybkość rozchodzenia się fal będzie określona ze wzoru:

$$v = \frac{l}{\Psi} \Omega$$

gdzie  $\Psi$  jest przesunięciem fazowym, a  $\Omega$  pulsacją prądu modulującego. Z tego samego wzoru znając szybkość rozchodzenia się fal można obliczyć odległość  $l$  między radjostacjami. Charakterystyczną cechą tej metody jest niezależność dokładności pomiaru od wielkości mierzonej odległości. Błąd pomiaru zależy wyłącznie od dokładności pomiaru częstotliwości i przesunięcia fazy.

Opisywana metoda pomiaru odległości może mieć duże zastosowanie w praktyce, pozwalając osiągnąć znacznie większą dokładność pomiarów, niż metody radjogoniometrii. Autor podaje parę przykładów zastosowania swojej metody dla określania położenia geograficznego okrętów względnie aeroplanów, jak również zastosowania jej w telemechanice.

*Problem pomiarów prądu wysokiej i ultra wysokiej częstotliwości.* B. A. Ostrowski. Izv. E. S. T. Nr. 6, 38, 34.

Po ogólnym przedstawieniu obecnego stanu zagadnienia, autor dyskutuje różne metody pomiarów prądów wysokiej i ultra wysokiej częstotliwości o małych i dużych natężeniach.

*Meto 'a pomiaru napięć statycznych od 0.1 V przy pomocy przenośnego urządzenia z jed. ym woltmierzem jako przyrządem pomiarowym.* H. Subra. A. P. T. T. 23, 879, 34.

Przyrządy stosowane dotychczas do pomiarów napięć statycznych są albo znacznie mniej dokładne, albo bardziej kłopotliwe w użyciu, niż przyrząd opisywany, składający się z dwóch lamp katodowych, jednego miliamperomierza jako przyrządu wskaźnikowego i jednego woltmierzera jako przyrządu pomiarowego.

*Komórki i ogniwa fotoelektryczne do celów fotometrii.* J. Hoser. P. E. 21, 593, 34.

Zasady działania komórek i ogniw fotoelektrycznych. Opis komórek o emisji zewnętrznej i ogniw o warstwie zagrządzającej. Zastosowanie komórek i ogniw fotoelektrycznych do celów fotometrii.

### TELEFONJA AUTOMATYCZNA.

*Centra tranzytu automatycznego i podmiejskie centrale automatyczne sieci telefonicznej Paryża.* J. Rouvière. A. P. T. T. 23, 705, 34.

Cechą charakterystyczną central podmiejskich jest ich duża odległość od śródmieścia i względnie mały trafik. Z tych powodów nie jest ekonomiczne prowadzenie bezpośrednich linii pomiędzy centralami podmiejskimi i każdą centralą miejską. Linie z central podmiejskich automatycznych i ręcznych sieci paryskiej są doprowadzane do specjalnych urządzeń nazywanych centrami tranzytu; jest ich na sieci paryskiej cztery. Centra tranzytu są połączone liniami bezpośrednimi między sobą i ze wszystkimi centralami miejskimi. Trafik każdej centrali podmiejskiej przechodzi przez przynależne do niej centrum tranzytu, które kieruje go do jednej z central miejskich lub do jednego z centrów tranzytu. Centra tranzytu są wyposażone w urządzenia automatyczne i ręczne (dla połączeń z centralami ręcznymi). Centrale podmiejskie są połączone bezpośrednimi liniami z centralą międzymiastową. Telefonistki centrali międzymiastowej wykonywają połączenia z abonamentami podmiejskimi całkowicie automatycznie, korzystając z linii bezpośrednich (omijających centra tranzytu). Linie z centrali międzymiastowej są doprowadzone w centralach podmiejskich do specjalnych wybieraków tworzących „łańcuch międzymiastowy”.

W artykule podany jest szczegółowy opis centrów tranzytu, translacji, central podmiejskich i połączeń z centralą międzymiastową.

*W jaki sposób blokuje się linie połączeniowe w automatycznych centralach telefonicznych?* S. B. B. 7, 101, 34.

Linie połączeniowe w centralach automatycznych powinny być niedostępne gdy są zajęte, albo gdy po skończonym połączeniu mechanizmy wracają do położenia spoczynku, albo gdy są uszkodzone, albo wreszcie gdy są wyłączone z pracy dla specjalnych względów (sprawdzanie, regulacja i t. p.).

Najczęściej stosowane dla samoczynnej blokady linii jest tworzenie obwodów próbnych o odpowiednio dobranych oporach przekaźników próbnych i blokujących. W układzie omawianym w artykule prąd przyciągania przekaźników próbnych i blokujących wynosi 37 mA., prąd podirzymania — 33 mA., a prąd, który otrzymuje przekaźnik próbny w chwili próbowania linii zajętej wynosi zaledwie 1,8 mA. Takie wielkości prądów osiąga się w ten sposób, że daje się przekaźnik próbny o oporze 1060 omów, a przekaźnik blokujący o oporze 550 omów w chwili próby; po udanej próbie opór przekaźnika próbnego wynosi 60 omów, a przekaźnika blokującego — 1750 omów.

Innym sposobem blokady jest przerywanie żyły C niedostępnych linii. Stosuje się go z zasady dla blokowania linii w czasie powrotu mechanizmów do stanu spoczynku po skończonym połączeniu, ale również może być korzystny i w innych wypadkach.

Przy ręcznych blokadach wymiaje się podstawy z mechanizmami z gniazdek nożowych, albo zastępuje się wkładki bezpiecznikowe izolacyjnymi czopkami.

W związku z zagadnieniem blokady linii autor podaje jako powód, dla którego przekaźniki próbne są łączone z ziemią, a przekaźniki blokujące z minusem baterji, obawę przed prądami wyrównawczymi, któreby mogły powstawać w pewnych układach połączeń w czasie próby. Prądy wyrównawcze powstałyby przy współpracy paru central automatycznych w chwili próbowania przez wybierak jednej z nich linii zajętej przez wybierak drugiej centrali; prądy płynęłyby na skutek różnicy napięć baterji obydwóch central. Przy dołączeniu przekaźników próbnych do ziemi niema potrzeby obawiać się prądów wyrównawczych.

### RADJO.

*Zasady radjofonji przewodowej o częstotliwości fonicznej.* P. P. Eckersley. J. I. E. E. 75, 333, 34.

Radjofonja przewodowa, dzięki swoim technicznym i ekonomicznym zaletom, znalazła w niektórych krajach szerokie zastosowanie (szczególnie w Holandji, gdzie 50% radjosluchaczy otrzymuje audycje po przewodach).

Rozwój radjofonji przewodowej spowodowała głównie trudność otrzymywania czystych audycy drogą radiową. W systemach radjofonji przewodowej instaluje się dobry odbiornik radiowy w miejscu zabezpieczonym od wszelkiego rodzaju przeszkód dla odbioru, najczęściej poza granicami miasta, i linją telefoniczną przesyła się odebrany przez niego program radiowy do amplifikatorni ustawionej mniej więcej w środkowym punkcie sieci radjofonicznej. Po odpowiednim wzmożeniu audycy przesyła się po przewodach sieci do odbiorników abonentów.

Obecnie istnieją dwa zasadnicze systemy radjofonji przewodowej: radjofonja przewodowa na fali nośnej i radjofonja przewodowa o częstotliwości fonicznej.

W systemie radjofonji przewodowej na fali nośnej można wykorzystywać sieć elektryczną dla siły i światła. W tym wypadku radjoabonenci muszą mieć aparaty dość skomplikowane.

W systemie radjofonji przewodowej o częstotliwości fonicznej można wykorzystywać przewody telefoniczne albo zbudować sieć przewodów przeznaczonych specjalnie dla radjofonji. W pierwszym wypadku abonenci muszą mieć aparaty ze wzmacniakami, w drugim zaś — można głośnik przyłączyć wprost do sieci.

Sieć dla radjofonji przewodowej może być napowietrzna, albo kablowa.

Na sieć może być nadawane kilka programów jednocześnie, pod warunkiem, że w linii dla każdego programu będą przewidziane dwie żyły.

Autor analizuje właściwości sieci radjofonicznej z głośnikami jako odbiornikami i formuluje szereg zasad projektowania urządzeń tego rodzaju.

*Połączenie radjotelefoniczne i radjotelegraficzne Multiplex pomiędzy Francją i Algierem.* R. Villem i R. Aubert. B. S. F. E. 3, 103, 34.

Dla połączenia Francji z Algierem zostało zainstalowane urządzenie radjotelefoniczne i radjotelegraficzne, umożliwiające transmisję telegraficzną jednocześnie z transmisją dwóch rozmów telefonicznych na jednej długości fali. Każda stacja składa się z dwóch nadajników i dwóch odbiorników. Po każdej stronie połączenia są anteny typu S. F. R. — C. M. Sposób dokonywa-

nia połączeń z abonamentami miejskiej sieci telefonicznej jest podobny do tego jaki stosuje się dla połączeń międzymiastowych po przewodach. Przewody z nadajników i odbiorników zakończone są gniazdkami na stołach telefonistek specjalnej sali centrali telefonicznej i mogą być przez telefonistki łączone sznurami z linjami abonamentów miejskich.

Zasada transmisji jest podobna do stosowanej w telefonii wielokrotnej po przewodach. Prądy foniczne dwóch obwodów telefonicznych modulują wysoką częstotliwość w dwóch oddzielnych modulatorach. Po wyjściu z modulatorów prądy jednego z obwodów są wprowadzane do filtru, przepuszczającego tylko górną wstęgę modulacji, a prądy drugiego obwodu — do filtru, przepuszczającego dolną wstęgę modulacji. Później prądy obydwóch obwodów telefonicznych i obwodu telegraficznego (o częstotliwości wyższej od częstotliwości górnej wstęgi modulacji obwodów telefonicznych) są łączone razem i przesyłane do radiostacji nadawczej. W urządzeniach odbiorczych następuje, przy pomocy filtrów, rozdział prądów na poszczególne obwody, demodulacja powtórne filtrowanie i przesłanie prądów o częstotliwości fonicznej do aparatu abonenta.

Sposób blokady amplifikatorów nadawczych przez prądy płynące w obwodach odbiorczych, regulacja poziomu transmisji, analiza transmisji obydwóch wstęg modulacji na falach krótkich i szczegółowy opis urządzeń jest przez autorów podany.

*Odbiór sygnałów radiowych na okrętach.* W. F. Rawlison. J. I. E. E. 453, 293, 34.

Dyskusja zagadnień odbioru radiowego na okrętach. Anteny i połączenia kablowe anten z aparatami odbiorczymi. Ogólne warunki jakie muszą spełniać odbiorniki morskie. Opis odbiorników. Urządzenia zasilające.

*O przyczynach i naturze interferencji w komunikacji radiowej marnarki handlowej.* I. A. Slec. J. I. E. E. 453, 355, 34.

Rozpatrywanie interferencji spowodowanej przez stacje radiofoniczne i przez transmisje okrętowe w komunikacji radiowej marnarki handlowej.

*Warunki pracy urządzeń prostowniczych dla zasilania obwodów anodowych radiostacji fonicznych.* W Kowalski i C. Tan. P. R. 12, 109, 34.

Wpływ filtru prostownika na pracę aparatury radiofonicznej. Metody określenia warunków jakim powinien odpowiadać filtr, pracujący w różnych układach urządzeń nadawczych i odbiorczych.

*Porównanie modulacji jednowstęgowej z modulacją dwuwstęgową symetryczną.* A. Smoliński. P. R. 21, 113, 34.

## TELEGRAFJA.

*Eksploatacja przez telegraf dalekosiężnych kabli telefonicznych.* R. Leroy. A. P. T. T. 23, 847, 34.

Rozwój sieci dalekosiężnych kabli telefonicznych pozwolił utworzyć obwody telegraficzne o własnościach znacznie lepszych, niż linje napowietrzne. W kablach stosuje się dwa zasadnicze rodzaje telegrafii: telegrafię prądem stałym i telegrafię na fali nośnej. Do telegrafii prądem stałym należy telegrafia podakustyczna i telegrafia na liniach superfantomowanych, a do telegrafii na fali nośnej — telegrafia harmoniczna i telegrafia nadakustyczna.

Telegrafia podakustyczna oparta jest na fackie, że telegrafia prądem stałym przy zastosowaniu normalnych aparatów telegra-

ficznych wytwarza na linii prądy o częstotliwości poniżej 60 okr./sek, a dla telefonii potrzebna jest wstęga częstotliwości powyżej 200 okresów/sek. Jeżeli zatem dla połączeń telefonicznych zastępuje się sygnały wywoławcze o częstotliwościach fonicznych, to będzie można na tym samym obwodzie telegrafować i telefonować jednocześnie. Załączenie odpowiednich filtrów przy nadajnikach i odbiornikach pozwoli oddzielić prądy telefoniczne od telegraficznych. Autor analizuje naturę sygnałów telegraficznych tego typu, podaje opis różnych urządzeń telegrafii podakustycznej i ich schematy.

Superfantomowany obwód telegraficzny tworzy się w ten sposób, że do aparatu telegraficznego doprowadza się druty wyprowadzone ze środkowych punktów przenośników dwóch simultaneousnych obwodów telefonicznych. Zatem ośm żył kabla tworzy jeden obwód telegraficzny. Ten system telegrafii jest bardzo ekonomiczny (nie wymaga filtrów) i może być stosowany na bardzo długich linjach.

Telegrafia harmoniczna nie może być urządzona na obwodach telefonicznych. Konieczny jest dla niej specjalny obwód, który jednak może być bardzo dobrze wyzyskany, ponieważ telegrafia harmoniczna umożliwia nadawanie jednocześnie aż 18 telegramów. Każdy telegram nadawany jest prądem o innej częstotliwości od 420 okr./sek do 2460 okr./sek (częstotliwości zalecane przez C. C. I. T.). Szerokość każdej wstęgi częstotliwości nośnej wynosi 80 okr./sek. Filtry przy nadajnikach i odbiornikach umożliwiają rozdział poszczególnych wstęg częstotliwości i skierowanie ich do poszczególnych aparatów. Ten rodzaj telegrafii nadaje się dla połączeń bardzo ważnych i na długie dystanse. Podany w tekście opis kilku urządzeń telegrafii harmonicznej pozwala zorientować się w różnych, stosowanych obecnie, rozwiązaniach technicznych.

Telegrafia nadakustyczna wyzyskuje wstęgę częstotliwości znajdującą się powyżej częstotliwości potrzebnych dla telefonii. C. C. I. T. zaleca dla połączeń międzynarodowych stosowanie częstotliwości nośnych od 3180 okr./sek do 3540 okr./sek. Telegrafia nadakustyczna jest korzystna dla połączeń mniejszego znaczenia.

## RÓŻNE.

*Dollis Hill, Zakład badań i wykształcenia zawodowego Poczty brytyjskiej.* B. S. Cohen. A. P. T. T. 23, 793, 34. ½

Po podaniu w zarysie historii rozwoju Zakładu Dollis Hill, planu jego zabudowań, organizacji i finansów, autor bardziej szczegółowo omawia prace prowadzone w siedmiu głównych grupach Zakładu, które są:

- Grupa badania materiałów i pomiarów specjalnych.
- Grupa badania transmisji na liniach.
- Grupa badania aparatów telefonicznych
- Grupa badania kabli.
- Grupa badań telegraficznych.
- Grupa aparatów sygnalizacji i obwodów.
- Grupa archiwum, biblioteki i wydawnictw.

*Raport o badaniu jonosfery w Magnetycznym Obserwatorium w Huanayo.* L. V. Berkner i H. W. Wells. P. I. R. E. Nr. 9, 1102, 34.

Opis metod badania jonosfery. Wyniki eksperymentów i ich dyskusja.

# NOWINY TELETECHNICZNE.

## BELL SYSTEM W ROKU 1933.

Amerykański koncern telefoniczny American Telephone and Telegraph Co., zwany w skróceniu Bell System, eksploatujący ogromną większość sieci telefonicznych w Stanach Zjednoczonych A. P., stracił w roku 1933 dalszych 630 000 abonentów; liczba ta, aczkolwiek niezwykle wielka jak na stosunki europejskie, oznacza zaledwie 5% strat w stosunku do poprzedniego stanu posiadania. Ostatnie 4 miesiące r. 1933 wykazały przyrost liczby abonentów o 85 000, co tłumaczy się ogólnym ożywieniem gospodarczym, spowodowanym posunięciami walutowymi i gospodarczymi rządu. Należy zaznaczyć, że ubytek abonentów w roku 1932 był nierównie większy, gdyż wynosił aż 1 650 000.

W końcu roku 1933 koncern posiadał ogółem 13 200 000 abonentów, z czego powyżej 40% załączonych było do central automatycznych. Ogólna długość przewodów telefonicznych wynosiła 129 milionów kilometrów, przyczem 94,1% stanowiły

przewody kablowe. W roku 1933 przeprowadzono przeciętnie 55,2 milionów rozmów miejscowych dziennie, zaś rozmów międzymiastowych — 2,04 milionów; odpowiednie liczby w r. 1930 wynosiły 62,4 milionów i 2,9 milionów.

Zakłady Western Electric Co., należące do Bell System i stanowiące jakgdyby jego wydział fabrykacyjny, wykazały w r. 1933 wydatny spadek produkcji, o 40% w stosunku do roku poprzedniego; wartość produkcji tej wynosiła w r. 1933 około 600 milionów złotych, co stanowi mniej więcej szóstą część produkcji szczytowej, osiągniętej w r. 1929. Kurczenie produkcji Western Electric Co. tłumaczy się oczywiście zredukowaniem nowych inwestycji i osłabieniem tempa wymiany starych urządzeń.

Wpływy brutto Bell System wyniosły 7,8 miliardów złotych, zaś czysty dochód — 1114 milionów złotych. Suma ta jednak przy uwzględnieniu strat, poniesionych przez Western Electric Co., nie pozwoliłaby na wypłacenie dywidendy w wysokości, przyjętej

w latach poprzednich, i okazało się konieczne sięgnięcie do rezerw, które zmniejszyły się o blisko 600 milionów złotych. Straty Western Electric Co. wyniosły około 120 milionów złotych.

Przy sposobności warto wspomnieć, że koncern Bell System wydaje na prace naukowo-badawcze, prowadzone w słynnych Bell Telephone Laboratories, około 1 dolara na abonenta rocznie. [E. T. Z. 36, 1934].

### AUTOMATYCZNA TARCZA NUMEROWA.

Praktyka wykazuje, że ilość abonentów, z którymi rozmawia przeciętny abonent telefoniczny, jest stosunkowo niewielka; w większości wypadków ilość ta nie przekracza 25, zaś jedynie w wyjątkowych wypadkach przekracza 50, oczywiście o ile nie brać pod uwagę sporadycznych rozmów, przy których abonent z reguły nawet nie pamięta numeru, lecz sprawdza go w katalogu. Ponieważ w większych sieciach numery abonentów są pięcio-, sześć- czy nawet siedmiocyfrowe i nakręcanie ich zapomocą tarczy numerowej jest kłopotliwe, szczególnie gdy abonent wywoływany jest zajety i trzeba kilkakrotnie ponawiać próbę połączenia, — powstała myśl stworzenia automatu, zastępującego tarczę numerową, przynajmniej w stosunku do tych abonentów, z którymi najczęściej się rozmawia.

Automatyczne tarcze numerowe istnieją już obecnie kilku typów, dopuszczone są do użytku przez zarządy pocztowe m. in. w Austrii i w Niemczech, w ostatnim czasie aparaty takie dopuszczono do użytku w państwowej sieci angielskiej.

Aparaty angielskie wykonywane są w 2-ch rozmiarach: na 25 i na 50 numerów, przyчем jeden numer jest zawsze rezerwowany dla prób, istotna przeto pojemność wynosi 24 lub 49. Aparat taki jest zawarty w pudełku metalowem o wymiarach  $25 \times 14 \times 10$  cm (na 50 numerów) lub  $18 \times 14 \times 10$  cm (na 25 numerów). Na górnej ścianie pudełka umieszczone są w 2-ch rzędach tabliczki z wyszczególnieniem nazwisk (firm) i numerów telefonów abonentów, które osoba zamawiająca aparat sama podaje do wiadomości instalatorowi; zamiast nazwisk mogą być również imiona lub inne oznaczenia, najdogodniejsze dla abonenta. Pomiedzy tabliczkami znajduje się podłużne wycięcie, w którym przesuwa się ślizgacz, posiadający z obu stron po 2 występy, które przy odpowiednim nastawieniu obejmują nazwisko pożądanego abonenta. Rola abonenta przy wykonywaniu połączenia polega na ustawieniu ślizgacza w odpowiedniej pozycji i naciśnięciu dźwignienki, znajdującej się sprzodo aparatu; dalsze pirzebiegi t. zn. właściwe impulsowanie i kolejne nadawanie cyfr odbywa się całkowicie samoczynnie; o ile numer jest zajety, abonent odkłada słuchawkę na widełki, a po pewnym czasie znów zdejmuje i nie ruszając ślizgacza naciska dźwignię. Oczywiście jest to bardzo poważne udogodnienie.

Najistotniejszą część aparatu stanowią tarcze, umieszczone w liczbie 25 lub 50 sztuk wewnątrz aparatu. Każda tarcza posiada na obwodzie wycięcia; cały obwód tarczy podzielony jest na taką

ilość części, ile cyfr zawierają numery abonentów w danej sieci; w każdej części jest tyle występów na obwodzie, ile jednostek zawiera cyfra odpowiedniej serii impulsów; serie impulsów oddzielone są od siebie dłuższymi wycięciami. Gdy tarcza obraca się, występy na niej powodują rozwieranie sprężyn impulsujących; czas najmniejszy pomiędzy serjami impulsów wynosi 800 milisekund.

Wszystkie tarcze umieszczone są na wspólnej osi, obracanej przez mechanizm zegarowy; zadanie ślizgacza polega na ustawieniu sprężyn impulsujących naprzeciw właściwej tarczy. Szybkość obrotu tarcz, wyzwalanych przy naciśnięciu dźwigni, regulowana jest w sposób podobny jak w zwykłych tarczach numerowych, zapomocą specjalnego regulatora, i odpowiada zawsze 10 impulsom na sekundę. Naciąganie sprężyny mechanizmu zegarowego odbywa się przez naciśnięcie dźwigni, równocześnie z wyzwoleniem tarczy.

Załączenie tarczy numerowej automatycznej do zwykłego aparatu telefonicznego nie następuje żadnych trudności i odbywa się przy pomocy sznura 4-żyłowego. [P. O. E. E. J. 3, 1934].

### PRZENOŚNE NADAJNIKI TELEGRAFJI OBRAZKOWEJ.

W walce konkurencyjnej pomiędzy wielkimi gazetami czasem minuty stanowią o powodzeniu, zależy więc na skróceniu czasu przesyłania wiadomości czy zdjęcia fotograficznego do najdalszych granic. Od roku prawie angielski zarząd pocztowy wydzierżawia redakcjom i agencjom prasowym przenośne aparaty do nadawania telegraficznego obrazków czy zdjęć. Aparaty wysła się na miejsce kolejaj, autem lub aeroplanem i przetelegrafofują się zdjęcia po przewodach bezpośrednio na miejsce przeznaczenia. W miejscowościach z 24-godzinną służbą pocztową, wysyłanie telegramów obrazkowych dozwolone jest o każdej porze, w innych miejscowościach z ograniczoną służbą trzeba uprzednio porozumieć się z urzędem. Nadawanie może odbywać się przy pośrednictwie obwodów abonentowych, pożądane jest jednak ich uniknięcie i nadawanie z przełączalni centrali międzymiastowej wprost na obwód międzymiastowy. Po stronie odbiorczej obwód międzymiastowy łączy się wprost z obwodem abonentowym, wyłączając wszystkie urządzenia stacyjne. Podczas nadawania nie można oczywiście łączyć się do obwodu dla kontroli, ani na końcowych ani na przejściowych stacjach. Przewodów napowietrznych w miarę możliwości nie stosuje się, tylko kablowne.

W prasowej telegrafji obrazkowej rekord stanowią dotychczas zdjęcia „Evening Standard” (wielka gazeta londyńska o milionowym nakładzie) z pogrzebu króla belgijskiego Alberta; zdjęcia te sprzedawane były na ulicach Londynu, nim jeszcze zakończyły się uroczystości pogrzebowe w Brukselli.

Nadajnik do telegrafji obrazkowej zmiercawiany jest w dwóch walizach, w jednej — sam nadajnik, w drugiej — źródło prądu. [P. O. E. E. J. 2, 1934].

## ZE ZWIĄZKU POLSKICH INŻYNIERÓW ELEKTRYKÓW.

### Ruch członków.

Dalszy ciąg listy członków (patrz Nr. 7 „Przeł. Telet.”) przyjętych do Związku w r. b.: inż. inż.

- |                          |                        |                                    |
|--------------------------|------------------------|------------------------------------|
| 54. Balicki Adam         | 66. Jodko Edmund       | 78. Synek Edward                   |
| 55. Białkowski Edward    | 67. Ligowski Bolesław  | 79. Szyszko-Witulska Felicja       |
| 56. Borkowski Stefan     | 68. Onacewicz Nadzieja | 80. Tarnowski Piotr                |
| 57. Cerfas Eugenjusz     | 69. Palecki Stanisław  | 81. Walentek Emiljan               |
| 58. Chmielewski Zygmunt  | 70. Rąjski Czesław     | 82. Winogradow Wsiewołod           |
| 59. Dobrski Konstanty    | 71. Rostek Ignacy      | 83. Wiśniewski Ryszard             |
| 60. Dziewulski Hilary    | 72. Różycki Lech       | 84. Wehr Hanna                     |
| 61. Froelich Wacław      | 73. Siwecki Władysław  | 85. Wiśniewski Zygmunt             |
| 62. Golański Henryk      | 74. Sławiński Zygmunt  | 86. Zalewski Ludwik                |
| 63. Grygołajty Stanisław | 75. Skrzywan Tadeusz   | 87. Zieliński Józef                |
| 64. Iwanicki Andrzej     | 76. Sokołowski Zenon   | 88. Gałęzowski Tadeusz (Skarszewy) |
| 65. Jaroński Tadeusz     | 77. Statkiewicz Jerzy  | 89. Splawa-Neuman Wacław           |

(Siersza Wodna)

W tym samym czasie skreślono z listy członków: inż. S. Judyckiego, J. Klukowskiego, T. Mickiewicza i S. Szymanowicza-Wycieczki.

W listopadzie r. b. odbyły się dwie wycieczki zorganizowane dla członków Związku: 1) do P. A. S. T. celem obejrzenia Stacji Telefonów Automatycznych „Zielna” oraz fotoelektry-

cznej maszyny mówiącej, — 2) do Zakł. Elektr. „Br. Borkowscy” celem obejrzenia produkcji grzejników elektr., sprzętu instalacyjnego, armatur oświetleniowych i wyrobów bakelitowych.