

PRZEGLĄD TELETECHNICZNY

MIESIĘCZNIK POSWIĘCONY SPRAWOM
TELEFONJI-TELEGRAFJI-SYGNALIZACJI-RADJA

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

KOMITET REDAKCYJNY:

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

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

Konto czekowe w P. K. O. 16841.

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

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

WARUNKI PRENUMERATY:

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

CENY OGŁOSZEŃ:

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

Treść Nr. 8.

	Str.
1. Psfometr — miernik zakłóceń, w wykonaniu P. I. T.	
Inż. W. Nowicki i A. Pieczerek	225
2. Telefonía dalekosiężna.	
Inż. K. Dobrski	234
3. Przebudowa radiostacji łukowej Ministerstwa P. i T. w Krakowie (S P P)	
Tng. S. Chojnacki	241
4. Słupy i cokoły żelbetowe wibrowane	
Inż. J. Choroszuca i S. Gładkich	247
5. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich	249
6. Pierwszy Polski Kongres Inżynierów	250
7. Bibliografia	251
8. Przegląd pism	251
9. Nowiny teletechniczne	

Sommaire du No. 8.

	Page
1. Psophomètre — appareil pour la mesure des tensions perturbatrices, exécuté par P. I. T.	
par W. Nowicki, ing. et A. Pieczerek	225
2. Téléphonie à grande distance	
par K. Dobrski, ing.	234
3. Renouvellement de la station radiotélégraphique à arc du Ministère des Poste à Cracovie (S P P)	
par S. Chojnacki, trng.	241
4. Poteaux et socles en ciment armé vibrés	
par J. Choroszuca, ing. et S. Gładkich	247
5. De l'Association des Télétechniciens Polonais	249
6. Première Assemblée Polonaise des Ingénieurs	250
7. Bibliographie	251
8. Revue des journaux	251
9. Nouvelles de télétechniques	

Inż. W. NOWICKI i A. PIECZERAK.

PSOFOMETR — MIERNIK ZAKŁÓCEŃ W WYKONANIU P. I. T.

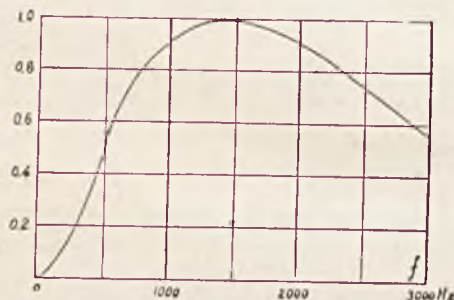
A. Wiadomości ogólne.

Zakłócenia, występujące na liniach telefonicznych, mają bardzo różnorodny charakter. Źródłem ich mogą być zjawiska atmosferyczne, sieci prądu silnego, tramwaje i pociągi elektryczne i t. d. Niektóre z tych zakłóceń pochodzą od zjawisk i od urządzeń nie mających nic wspólnego z urządzeniami teletechnicznymi, jak np. wyładowania atmosferyczne, prądy wzniecane przez sieci oświetleniowe i tramwajowe, radiostacje nadawcze i t. d. — będziemy je nazywali zakłóceniami obcymi. Inne zakłócenia, które nazwiemy własnymi, pochodzą od wzajemnego oddziaływania na siebie urządzeń teletechnicznych; są to np. zakłócenia telegraficzne, przesłuchy zrozumiałe lub niezrozumiałe, przedostające się z jednego obwodu na drugi obwód, lub z jednego kanału na drugi kanał, trzaski, pochodzące od złych styków w urządzeniach central, szumy własne wzmacniaków i t. d.

Z pośród wymienionych zakłóceń niektóre można zaliczyć do grupy zakłóceń trwałych: ich wielkość utrzymuje się mniej więcej na tym samym poziomie w ciągu pewnego czasu tak, iż pomiar za pomocą przyrządu pomiarowego np. woltomierza jest w zupełności możliwy (prądy wzniecane przez sieci energetyczne, szumy wzmacniaków lub baterii zasilających i t. p.); inne zakłócenia należą do grupy zakłóceń zmiennych (trzaski, zakłócenia telegraficzne i t. p.). Określenie ich wielkości jest bardzo utrudnione, lub wręcz niemożliwe wskutek gwałtownych zmian amplitud. Ponadto efekt zakłóceń zmiennych jest związany z reakcją psychologiczną człowieka na nagłe „uderzenia” prądu, a za tym może być zupełnie odmienny od efektu zakłócającego zakłóceń trwałych. Sprawa obiektywnej oceny szkodliwości zakłóceń zmiennych nie została jeszcze dotąd rozwiązana (por. CCIF 1936, tom I bis, str. 618, pytanie 3 ter.).

Co się tyczy zakłóceń trwałych, to obiektywna ocena stopnia ich szkodliwości wymaga również zastosowania do pomiaru urządzeń specjalnych, gdyż prądy zakłócenia są zazwyczaj sumą szeregu prądów składowych o najrozmaitszych częstotliwościach i amplitudach. Woltomierz przyłączony do linii wskazałby oczywiście jakąś wartość średnią, lub skuteczną obserwowanego przebiegu (zależnie od typu przyrządu). Tymczasem efekt zakłócający może być w rzeczywistości całkiem nieproporcjonalny do wskazania przyrządu. Są dwie przyczyny tych rozbieżności. Oto przede wszystkim wrażliwość ucha ludzkiego na drgania akustyczne różnych częstotliwości jest rozmaita tak, iż wrażenie „jednakowej głośności” tonów otrzymuje się przy różnych amplitudach poszczególnych tonów. Częstotliwości, na które ucho ludzkie jest najbardziej wrażliwe, zawierają się w zakresie $1000 \div 2000$ Hz, jak to widać

z krzywej na rys. 1. Powtórnie skuteczność słuchawki telefonicznej jest również funkcją częstotliwości; przy czym osiąga ona maximum zazwyczaj w pobliżu częstotliwości $f = 1000$ Hz. W wyniku współdziałania tych 2 czynników, prąd o częstotliwości f , wchodzący w skład danego za-



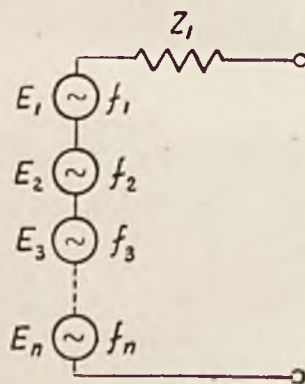
RYC. 1. KRZYWA WRAŻLIWOŚCI UCHA.

klócenia podlega uprzedniej „korekcji” (proporcjonalnej do iloczynu odpowiadających rzędnych — krzywej wrażliwości ucha i krzywej skuteczności słuchawki dla danej częstotliwości f), zanim wywoła w naszej świadomości wrażenie określonej głośności. Tak więc, chcąc zastąpić pomiary subiektywne zakłóceń (dokonywane na słuch) pomiarami obiektywnymi (przez odczytywanie wskazań przyrządu), należałoby skonstruować przyrząd, posiadający tę właściwość, że prądy zakłóceniaowe zostają w nim najpierw skorygowane, po czym działają na przyrząd wychyłowy. Korekcja taka może być zrealizowana przez przepuszczanie prądów zakłóceniaowych przez pewien czwórnik (korektor), którego tłumienie w funkcji częstotliwości przebiega według ustalonego prawa. Oczywiście, należy przy tym przyjąć, że prąd składowy o pewnej, naogół dowolnie obranej, częstotliwości f nie będzie podlegał żadnej korekcji.

Te wszystkie przesłanki skłoniły Międzynarodowy Komitet Doradczy Telefoniczny do ustalenia pewnych nowych pojęć, związanych z zakłóceniami i sposobem ich pomiaru, oraz do ustalenia warunków, jakim mają odpowiadać odpowiednie przyrządy pomiarowe.

Tak więc wprowadzono następujące pojęcia:

1. Siła elektromotoryczna psofometryczna — jest to taka umyślona (zastęp-



RYC. 2. UKŁAD ZASTĘPCZY LINII, W KTÓREJ WZNIECANE SĄ SEM-ne ZAKŁÓCENIAWE.

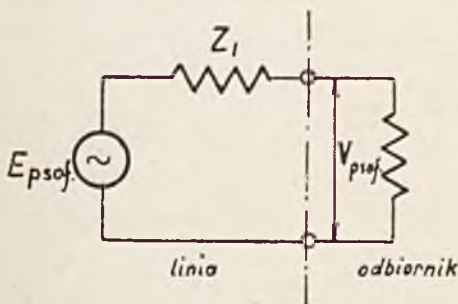
$E_1, E_2, E_3, \dots, E_n$ — SKŁADOWE SEM-ne ZAKŁÓCENIAWE O CZĘSTOTLIWOŚCIACH ODPOWIEDNIO: $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$;
 Z_1 — OPÓR WYJŚCIOWY LINII.

cza) SEM-na o częstotliwości $f_0 = 800 \text{ Hz}$, która wywołała w danym odbiorniku taki sam efekt zakłócający, jaki wywołuje suma rzeczywiście istniejących SEM-nych zakłóceń na danej linii. Inaczej mówiąc, jeżeli istniejące zakłócenia na linii mogą być przedstawione jako pochodzące od szeregu SEM-nych składowych $E_1, E_2, E_3 \dots E_n$ o częstotliwościach (odpowiednio) $f_1, f_2, f_3 \dots f_n$ — rys. 2, to SEMna psofometryczna E_{psof} będzie to umyślona SEMna o wartości skutecznej

$$E_{psof} = \sqrt{(\delta_1 E_1)^2 + (\delta_2 E_2)^2 + (\delta_3 E_3)^2 \dots (\delta_n E_n)^2} \quad (1)$$

gdzie $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots \delta_n$ oznaczają współczynniki wagi wagi poszczególnych częstotliwości, uwzględniające wrażliwość ucha ludzkiego oraz skuteczność słuchawki.

2. **Napięcie psofometryczne** — jest to napięcie, jakie wytworzyłaby między danymi punktami (np. na zaciskach odbiornika) SEMna E_{psof} , działająca w linii zamiast rzeczywistych SEM-nych zakłóceń — rys. 3.



RYC. 3. UKŁAD ZASTĘPCZY LINII, ZAMKNIĘTEJ NA ODBIORNIKU.

V_{psof} — NAPIĘCIE PSOFOMETRYCZNE NA ODBIORNIKU.

Inaczej mówiąc, jest to napięcie, jakie wskaże miernik, zaopatrzony w odpowiedni korektor. Jeśli linię o oporze Z_1 zamykamy na opór $Z_2 = Z_1$, to wtedy oczywiście:

$$V_{psof} = \frac{1}{2} E_{psof} \dots \dots \dots (2)$$

3. Obok E_{psof} i V_{psof} można posługiwać się też pojęciem psofometrycznego poziomu zakłóceń, odniesionego do poziomu zerowego, odpowiadającego mocy 1 mW (na 600Ω). Psofometryczny (skorygowany) poziom zakłóceń wyraża się zatem wzorem:

$$p_{psof} = \ln \frac{V_{psof}}{0,775} \dots \dots \dots (3)$$

gdzie p_{psof} , wyrażone jest w neperach, a V_{psof} w woltach.

Przyrząd, umożliwiający pomiary wielkości psofometrycznych: SEMnej, napięcia, lub poziomu, nazwany został psofometrem. Oczywiście wskazania psofometru są związane z przyjętą krzywą ważkości, to też wskazania różnych psofometrów są porównywalne tylko wtedy, jeżeli ich krzywe ważkości przebiegają tak samo.

B. Warunki CCIF.

Na zjeździe Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telefonicznego (CCIF) w Budapesz-

cie w 1934 r. przyjęto następujące warunki, jakim winien odpowiadać psofometr, przeznaczony do pomiarów zakłóceń na obwodach telefonicznych handlowych¹⁾.

1. Charakterystyka przenoszeniowa czyli krzywa ważkości psofometru musi być w miarę możliwości taka, jak podaje krzywa *a* na rys. 16. i nie powinna wykraczać poza podane na rysunku granice. Przy ustalaniu przebiegu charakterystyki przenoszeniowej psofometru nie operowano się na krzywych wrażliwości ucha i skuteczności słuchawki, lecz na łącznej ocenie efektu zakłócającego. Przyjęto mianowicie, że zmniejszenie się w wyrazistości mowy wskutek obecności zakłóceń nie powinno przekroczyć 5%. Następnie wprowadzono do układu badanego różne częstotliwości zakłócające (każdą z osobna) i wyznaczano napięcie danej częstotliwości, przy którym zmniejszenie się wyrazistości wynosi 5%. W wyniku otrzymano krzywą *a* jak na rys. 16. Oczywiście na przebieg jej miały wpływ zarówno wrażliwość ucha, jak i skuteczność słuchawki.

2. Wskazania psofometru, w wypadku przyłożenia do jego zacisków napięcia o częstotliwości $f = 800 \text{ Hz}$, muszą odpowiadać wartości przyłożonego napięcia; inaczej mówiąc psofometr może być użyty jako woltomierz do pomiaru napięcia częstotliwości $f = 800 \text{ Hz}$ (krzywa *a* na rys. 16 przecina oś odciętych przy częstotliwości $f = 800 \text{ Hz}$).

W wypadku przyłożenia „mieszanki” częstotliwości wskazanie psofometru musi być równe pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów wskazań, jakie byśmy otrzymali, gdyby przyłączyć każdą częstotliwość z osobna. Wynika stąd, że skala przyrządu musi być kwadratowa.

3. Opór wejściowy psofometru ma być większy od 10000Ω w zakresie od 15 do 5000 Hz . Psofometr musi być zaopatrzony w opornik bezindukcyjny i bezpojemnościowy 600Ω , włączony równolegle do zacisków wejściowych w razie pomiaru napięcia psofometrycznego.

4. Czułość psofometru musi być taka, aby był możliwy wyraźny odczyt napięcia $50 \mu\text{V}$, przy częstotliwości $f = 800 \text{ Hz}$; odpowiada to poziomowi psofometrycznemu $p_{psof} \cong -9,5 \text{ nep}$. Najwyższe napięcie, jakie powinno się odczytywać na psofometrze bezpośrednio (bez stosowania urządzeń pomocniczych) ma być 100 mV ; odpowiada to poziomowi $p_{psof} \cong -2,0 \text{ nep}$. W całym tym zakresie i dla wszystkich częstotliwości odczyty przyrządu winny być proporcjonalne do amplitud przyłożonego napięcia.

5. Psofometr ma być zaopatrzony w urządzenie, umożliwiające cechowanie wzmocnienia przed każdą serią pomiarów z błędem mniejszym od 5%.

6. Symetria psofometru w stosunku do masy musi być możliwie doskonała. W każdym razie po przyłożeniu między zwarte zaciski wejściowe, a masę przyrządu napięcia $200 \text{ V} - 50 \text{ Hz}$, lub

¹⁾ Por. CCIF 1934 T. IV — str. 252. Psofometr dla obwodów radiofonicznych różni się od opisywanego psofometru tylko przebiegiem krzywej ważkości.

30 V — 300 Hz, lub 10 V — 800 Hz, wychylenie nie powinno być większe od 50 μ V.

7. Niewrażliwość na pola zewnętrzne musi być zasadniczo absolutna. W tym celu psfometr musi być odpowiednio ekranowany; to samo powinno dotyczyć źródeł zasilających i przewodów zewnętrznych. Pudło, zawierające psfometr, ma być zaopatrzone w zacisk do uziemiania.

8. Ciężar psfometru ma być jak najmniejszy.

C. Opis psfometru, opracowanego w P. I. T.

W Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym wykonany został w ostatnich miesiącach psfometr, odpowiadający ściśle zaleceniom C.C.I.F.

a. Zasada działania.

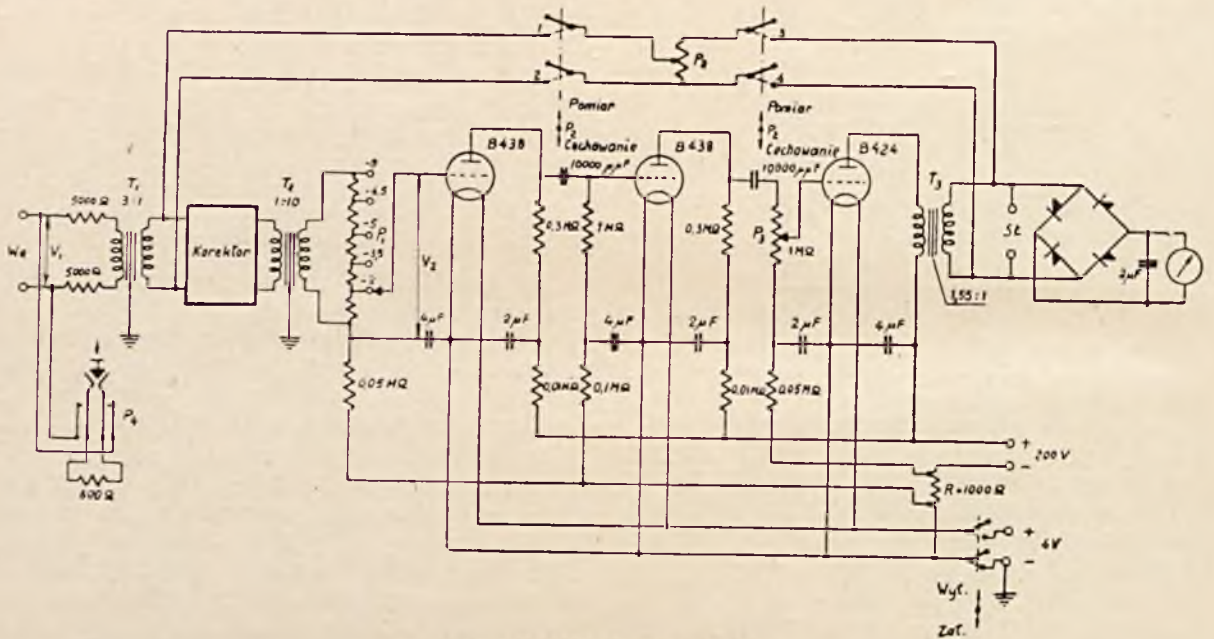
Zasadniczy schemat psfometru podaje rys. 4. Układ psfometru można podzielić na 3 zasadnicze części: 1) korektor, 2) wzmacniacz i 3) przy-

rzędu może być wycechowana w miliwoltach — wtedy przyrząd wskazuje napięcie psfometryczne $V_{psof.}$, lub w neperach (ewent. w decybelach) — wtedy przyrząd wskazuje poziom psfometryczny $p_{psof.}$.

Z kolei omówimy szczegółowo poszczególne elementy psfometru.

b. Przyrząd wychyłowy z mostkiem prostowników stykowych.

Jako przyrząd wychyłowy wybrano mikroamperomierz do 50 μ A w wykonaniu f-my Hartmann i Braun. Po połączeniu go z mostkiem prostowników stykowych, zmierzono zależność wychylenia wskazówki od przyłożonego do punktów *ab* (rys. 5) napięcia zmiennego; otrzymano krzywe jak na rys. 5, które wykazują, że czułość układu jest zależna w pewnym, stosunkowo nieznaczonym, stopniu od częstotliwości. Zależność ta



RYS. 4. SCHEMAT PSFOMETRU.

rzęd wychyłowy wraz z prostowniczym układem mostkowym. Działanie psfometru w ogólnych zasadach przedstawia się następująco. Napięcie zakłócające z linii, doprowadzone do zacisków wejściowych, dostaje się poprzez opory i transformator T_1 do korektora. Korektor jest to układ, złożony z cewek, kondensatorów i oporów, wykazujący żądany przebieg tłumienia w funkcji częstotliwości. W ten sposób poszczególne składowe danego napięcia zakłócającego zostają dzięki korektorowi w odpowiedni sposób stłumione, a więc sprowadzone do wartości, odpowiadających ich działaniom zakłócającym. Z korektora, poprzez transformator dopasowujący, napięcie zakłócające dostaje się na wzmacniacz. Po wzmożeniu w 3-stopniowym układzie lampowym, napięcie zmienne, po przejściu przez transformator T_3 , zostaje wyprostowane w prostowniczym układzie mostkowym i, jako napięcie stałe, działa na przyrząd wychyłowy. Skala przy-

uwytadnia się w szczególności dla wyższych częstotliwości, gdzie czułość zmniejsza się wskutek zwierającego działania pojemności własnej prostowników. Obecność kondensatora C przyczynia się do zwiększenia czułości układu. Ponadto zmierzono opór wejściowy układu w funkcji wychylenia wskazówki przy czym otrzymano krzywe, jak na rys. 6; opór W_{ab} jest, jak widać, również zależny od wielkości przyłożonego napięcia. Z wykresów na rys. 5 i na rys. 6 wynika, że pełne wychylenie wskazówki uzyskuje się przy napięciu $V_{ab} \cong 520$ mV i że prąd pobierany przez układ mostkowy wynosi wtedy $I_{ab} = 58$ μ A.

c. Wzmacniacz.

Skoro określono potrzebne napięcie V_{ab} , można było przystąpić do zaprojektowania wzmacniacza. Aby obliczyć wzmocnienie wzmacniacza należało wyznaczyć napięcie, jakie może być dostarczone siatce 1-ej lampy. Wychodząc z zało-

zenia, że przed wzmacniaczem należy dać korektor zawarty między dwoma transformatorami ekranującymi, potencjometr, oraz opory $2 \times 5000 \Omega$ (aby mieć gwarancję właściwego oporu wejści-

ny do 1000Ω (opór dogodny ze względu na wartości elektryczne elementów korektora), oraz, że w związku z tym przekładnie transformatorów będą takie, aby wyzyskanie mocy było jak najkorzystniejsze. Oporowi potencjometru P_1 nadano wartość 100.000Ω . Przy tych założeniach otrzymano dla $f \cong 800 \text{ Hz}$

$$V_2 \cong V_1 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{10}{3} \cdot e^{-(0,1+0,5+0,1)} = 0,83 V_1 \quad (4)$$

gdzie $(0,1+0,5+0,1)$ neperów oznacza oszacowane tłumienie odpowiednio dla transformatora T_1 , korektora i tr-ra T_2 .

Chcąc, aby napięcie $V_1 = 50 \mu\text{V}$ wywoływało czytelny odczyt na skali przyrządu, np. 5% pełnego wychylenia wskazówki, co odpowiada odczytowi $2,5 \mu\text{A}$ na skali, czyli napięciu $V_{ab} = 30 \text{ mV}$, musimy dać takie wzmocnienie wzmacniacza, aby stosunek napięć V_{ab} przy $2,5$ działkach wychylenia wskazówki był

$$\frac{V_{ab}}{V_2} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{0,83 \cdot 50} \cong 725 \dots \dots (5)$$

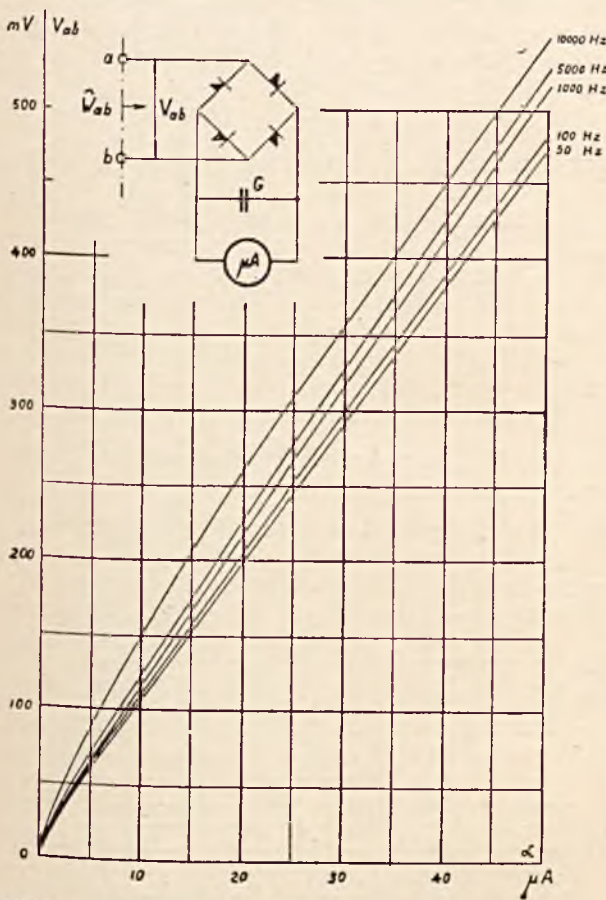
Ponieważ zależność $V_{ab} = f(\alpha)$ jest prawie prostopadła, zaś zależność $V_1 = f(\alpha)$ ma być kwadratowa, przeto i zależność $V_1 = f(V_{ab})$ musi być kwadratowa. Wynika stąd, że dla uzyskania pełnego wychylenia wskazówki będziemy musieli przyłożyć napięcie

$$V_1 = 50 \sqrt{\frac{50 (\mu\text{A})}{2,5 (\mu\text{A})}} = 225 \mu\text{V} \dots \dots (5a)$$

Zatem stosunek napięć $\frac{V_{ab}}{V_2}$ przy pełnym wychyleniu wskazówki musi być

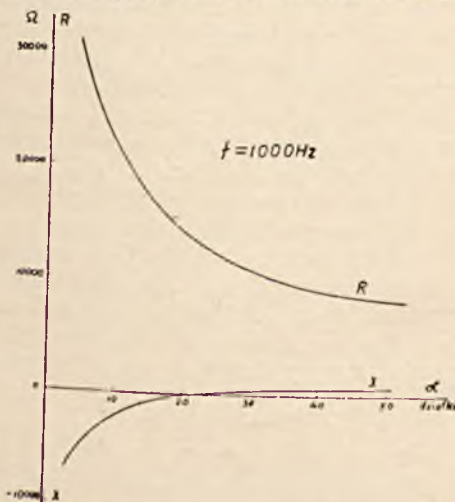
$$\frac{V_{ab}}{V_2} = \frac{520 \cdot 10^{-3}}{0,83 \cdot 225} \cong 2800 \dots \dots (5b)$$

Żądane wzmocnienie zrealizowano za pomocą 3 lamp, z których 2 pracują w układzie oporowym, 3-cia zaś w układzie transformatorowym. Aby uprościć obsługę przyrządu, uniknięto specjalnej baterii siatkowej, uzyskując ujemne napięcie za pomocą spadku napięcia na oporze R , wtrąconym w obwód anodowy. W związku z tym powstała możliwość sprzężeń wewnętrznych we wzmacniaczu, które pokonano dając szereg kondensatorów i oporów odsprzęgających w obwodach siatkowych i anodowych lamp. Dla zmniejszenia szumów własnych wzmacniacza do wielkości dopuszczalnej, zasła konieczność zastosowania oporów drutowych ($0,3 \text{ M}\Omega$ i $1 \text{ M}\Omega$) w obwodach anodowych 1-ej i 2-ej lampy i w obwodach siatkowych 2-ej i 3-ej lampy (zamiast oporów węglowych). Regulację wzmocnienia, niezbędną dla wycechowa-

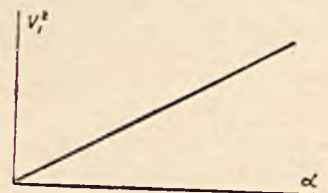


RYS. 5. ZALEŻNOŚĆ WYCHYLENIA α WSKAZÓWKI PRZYRZĄDU OD NAPIĘCIA ZMIENNEGO V_{ab} DLA RÓŻNYCH CZĘSTOTLIWOŚCI.

wego dla najniższych częstotliwości) — obliczono związek między napięciem V_2 i V_1 — rys. 4. Przyjęto przy tym, że korektor będzie dopasowa-



RYS. 6. OPÓR WEJŚCIOWY $Z_{ab} = R + jX$ MOSTKA PROSTOWNIKOWEGO Z PRZYRZĄDEM POMIAROWYM DLA CZĘSTOTLIWOŚCI $f = 1000 \text{ Hz}$, W FUNKCJI WYCHYLENIA α WSKAZÓWKI.



RYS. 7. CHARAKTERYSTYKA KWADRATOWA PRZYRZĄDU WYCHYLEWEGO. V_1 — NAPIĘCIE WEJŚCIOWE, α — WYCHYLENIE WSKAZÓWKI PRZYRZĄDU.

nia wzmacniacza, wykonano zapomocą potencjometru P_3 o regulacji ciągłej. Sprawę objęcia całego zakresu napięć psfometrycznych (od 50 μV do 100 mV) rozwiązano w sposób następujący. Z rozumowania podanego powyżej przekonaliśmy się, że, aby od 5%-owego wychylenia przejść do pełnego wychylenia, trzeba zwiększyć napięcie wejściowe $V_1 - \frac{225}{50} = 4,5$ razy, co odpowiada

wzrostowi poziomu psfometrycznego o $\Delta P_{psf} = \ln 4,5 \cong 1,5$ nepera. W ten sposób skala pokryje zakres np. od $-9,5$ nep. do $-8,0$ nep.

Chcąc rozszerzyć zakres w kierunku wyższych poziomów, należy zastosować redukcję wzmocnienia, np. za pomocą potencjometru P_1 - rys. 4. Przez zastosowanie 5 pozycji potencjometru umożliwiono odczyty w zakresach: $-2,0 \div -3,5$ nep.; $-3,5 \div -5,0$ nep.; $-5,0 \div -6,5$ nep.; $-6,5 \div -8,0$ nep., oraz $-8,0 \div -9,5$ nep. Aby opory potencjometru działały poprawnie, trzeba było nawijać je bezindukcyjnie i bezpojemnościowo; zastosowano tu nawinięcie płaskie, ósemkowe 2 drutami, nawijanymi równolegle w przeciwnych kierunkach.

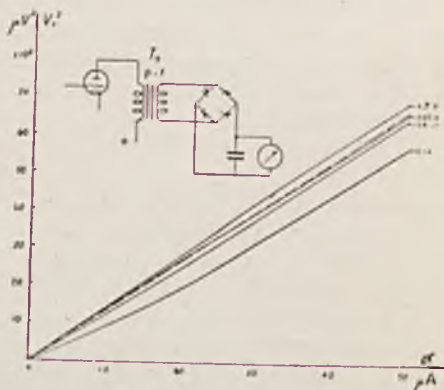
Przy większych oporach zastosowano zamiast drutu specjalną linkę wysokooporową. Przy nawinięciu zwykłym, bifilarnym działanie potencjometru było całkiem wadliwe dla częstotliwości $f \geq 2000 \div 3000$ Hz.

d. Dopasowanie przyrządu do wzmacniacza.

Dopasowanie przyrządu z mostkiem prostownikowym do wzmacniacza musiało być wykonane przez właściwe zaprojektowanie transformatora T_3 . Przy obiorze przekładni tr-ra mogą być miarodajne dwa różne kryteria: 1. warunek największej skuteczności i 2. warunek kwadratowej skali przyrządu. Pierwszy warunek skłaniał do wyboru przekładni zgodnie z wzorem

$$p = \sqrt{\frac{W_{ab1}}{\rho_3}}$$

gdzie ρ_3 - opór wewnętrzny 3-ej lampy; \bar{W}_{ab1} - odczyście, należałoby tu iść na pewien kompromis, gdyż opór W_{ab} jest, jak widzieliśmy, funkcją wy-



RYC. 8. WPŁYW PRZEKŁADNI TRANSFORMATORA T_1 NA ZALEŻNOŚĆ WYCHYLENIA α WSKAZÓWKI OD NAPIĘCIA WEJŚCIOWEGO V_1 .
-- TEORETYCZNA CHARAKTERYSTYKA KWADRATOWA.

chylenia wskazówki. Warunek drugi (por. wymagania CCIF) był jednak decydujący. Wynikał on z tego, że zakłócenie jest, ogólnie biorąc, sumą różnych częstotliwości. Chcąc, aby wskazanie przyrządu było proporcjonalne do wartości skutecznej napięcia V_1 (rys. 4), należało uzyskać zależność między wychyleniem α wskazówki, a napięciem V_1 :

$$\alpha = \text{const. } V_1^2 \dots (6)$$

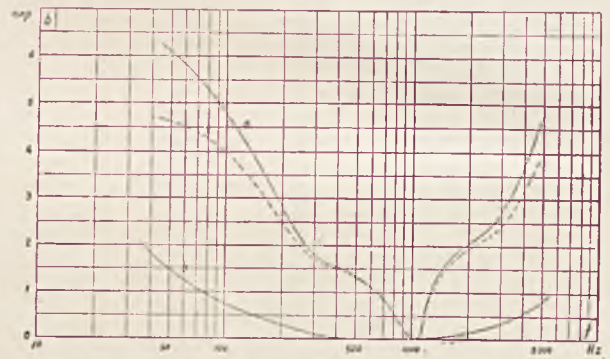
czyli zależność liniową między wychyleniem α , a kwadratem napięcia V_1^2 - rys. 7.

Kształt funkcji (6) zależny jest od przekładni tr-ra T_3 , jak to wykazuje wykres na rys. 8.

Opierając się na powyższych wynikach, przyjęto przekładnię 1,55 : 1, jako pozwalającą uzyskać zależność możliwie bliską do kwadratowej; błąd odczytu, wywołany odchyleniem uzyskanej krzywej od prostej, nie przekroczył, jak się okazało, w żadnym punkcie skali wartości $\pm 0,02$ nep.

e. Wzmocnienie wzmacniacza w funkcji częstotliwości.

Po wykonaniu wzmacniacza i dopasowaniu przyrządu pomiarowego, zmierzono zależność wzmocnienia całego układu od częstotliwości; otrzymano krzywą b, jak na rys. 9 (podane na



RYC. 9. a. CHARAKTERYSTYKA TŁUMIENIA PSFOMETRU W/G WARUNKÓW CCIF W ODNIESIENIU DO $f=1050$ Hz. b. TŁUMIENIE WZMACNIACZA W ODNIESIENIU DO $f=1050$ Hz. c. CHARAKTERYSTYKA TŁUMIENIA, JAKĄ NALEŻY UZYSKAĆ ZA POMOCĄ KOREKTORA.

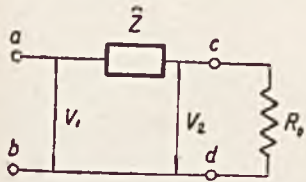
rys. 9 krzywe odnoszą się do tłumienia, a za tym do wzmocnienia wziętego ze znakiem odwrotnym). Wzmocnienie układu zmniejsza się przedewszystkiem dla częstotliwości $f < 400$ Hz z powodu obecności kondensatorów sprzęgających między lampami, oraz z powodu wzrostu tłumienia tr-ra T_3 ; dla częstotliwości $f > 1400$ Hz wzmocnienie maleje z powodu tr-ra T_3 . Oczywiście pozostała część psfometru t. j. korektor, transformatory T_1 i T_2 i t. d. winny dać łącznie taką charakterystykę tłumienia, aby uzyskać krzywą c, jak na rys. 9.

f. Korektor tłumieniowy.

Korektor tłumieniowy zaprojektowano przez wyzyskanie zależności oporu zespolonego \hat{Z} dwójnika, złożonego z pewnej ilości oporów, indukcyjności i pojemności od częstotliwości. Niech będzie czwórnik, jak na rys. 10 zamknięty na opór R_0 . Dla tego czwornika otrzymamy:

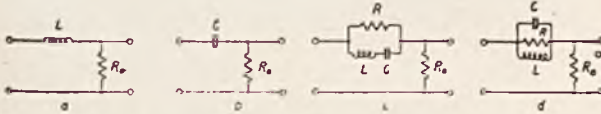
$$b = \ln \left| \frac{\hat{V}_1}{\hat{V}_2} \right| = \ln \left| \frac{R_0 + \hat{Z}}{R_0} \right| = \ln \left| 1 + \frac{\hat{Z}}{R_0} \right|. \quad (7)$$

Dobierając różne układy dla \hat{Z} , można uzyskać rozmaite przebiegi krzywej tłumienia b . Tak np. dla układów, jak na rys. 11a, b, c i d otrzymuje się odpowiednio przebiegi tłumienia, jak na rys. 12 a, b, c i d.



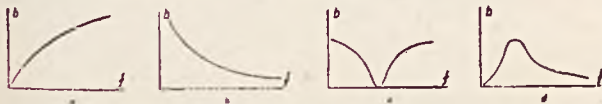
RYS. 10. CZWÓRNIK $ab - ed$ ZAMKNIĘTY NA OPÓR R_0 .

Oczywiście zmieniając wartość elementów można wpływać na kształt otrzymywanych krzywych, przesuwać je ku górnym, lub dolnym częstotliwościom i t. p. Ponieważ trudno jest dobrać



RYS. 11. RÓŻNE UKŁADY TŁUMIENIOWE.

taki opór \hat{Z} , aby otrzymać za pomocą jednego czwórnik, jak na rys. 10, cały żądany przebieg tłumienia, przeto zadanie to rozdziela się między kilka prostszych czwórników. Aby usunąć wzajemny wpływ na siebie poszczególnych czwórników, należy uprzednio sprowadzić opór wejścio-



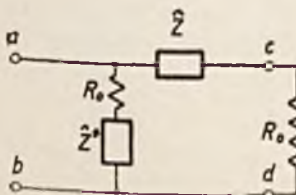
RYS. 12. PRZEBIEGI TŁUMIENIA DLA ODPWIEDNIICH UKŁADÓW Z RYS. 11.

wy czwórnik korygującego do oporu $= R_0$. W tym celu włącza się między punkty $ab -$ rys. 13, dwójnik, złożony z oporu R_0 oraz z oporu \hat{Z}^* , przeciwstawnego oporowi Z t. j. oporu, spełniającego warunek

$$\hat{Z}^* \cdot \hat{Z} = \text{const.} \quad (8)$$

Łatwo się przekonać, że jeżeli dobrać \hat{Z}^* tak, aby $\hat{Z}^* \cdot \hat{Z} = R_0$, to opór wejściowy układu jak na rys. 13 będzie $W_{ab} = R_0$ dla wszystkich częstotliwości.

Oczywiście stosunek $\frac{\hat{V}_1}{\hat{V}_2}$ nie ulegnie przez to

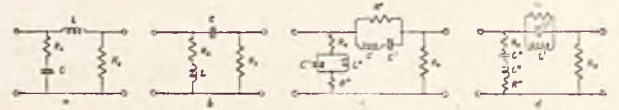


RYS. 13. CZWÓRNIK $ab - ed$, KTÓREGO OPÓR WEJŚCIOWY JEST RZECZYWISTY I NIEZALEŻNY OD CZĘSTOTLIWOŚCI. $\hat{Z}^* =$ OPÓR PRZECIWSZTAWNY OPOROWI \hat{Z} .

żadnym zmianom. Rys. 14 podaje dla przykładu czwórnik odpowiadające czwórnikom na rys. 11, w których zastosowano opory przeciwstawne.

Opór $W_{ab} = R_0$ można teraz traktować jako obciążenie dla następnego z kolei czwórnik korygującego. W ten sposób, łącząc łań-

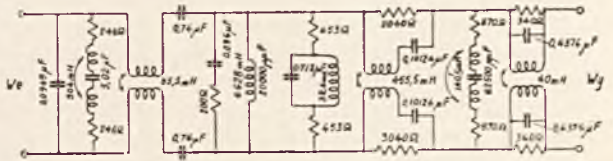
cuchowo różne czwórnik korygujące, można w wyniku uzyskać przebieg tłumienia dostatecznie zbliżony do żądanego, przy czym łączne tłumienie równa się oczywiście algebraicznej sumie tłumień poszczególnych czwórników.



RYS. 14. UKŁADY TŁUMIENIOWE JAK NA RYS. 11, O STAŁYM OPORZE WEJŚCIOWYM, RÓWNYM R_0 . GDY

$$\frac{L}{C} = \frac{L'}{C'} = \frac{L''}{C''} = R' R'' = R_0^2.$$

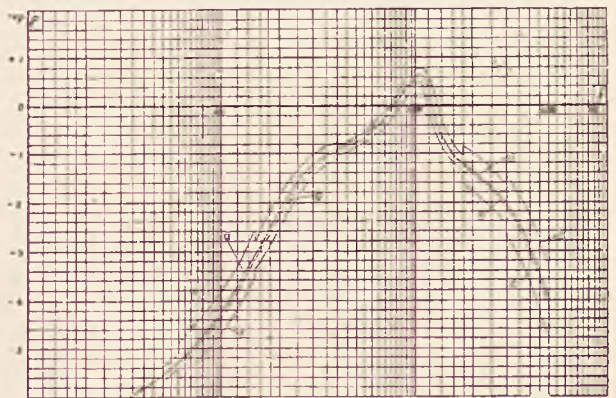
Postępując w powyższy sposób dobrano układ, jak na rys. 15, który łącznie z filtrem pasmowo-przepustowym obliczonym na częstotliwości graniczne $f_1 = 160 \text{ Hz}$ i $f_2 = 2000 \text{ Hz}$, pozwolił uzyskać z wystarczającą dokładnością żądany przebieg tłumienia.



RYS. 15. SCHEMAT KOREKTORA PSOFOMETRU.

Należy nadmienić, że przy projektowaniu korektora, trzeba było uwzględnić jeszcze zależność tłumienia tr-rów T_1 i T_2 od częstotliwości. Krzywą wzmocnienia całego psfometru podaje rys. 16. Jak widać jest ona zawarta w granicach dopuszczalnych tolerancyj.

Umieszczenie korektora przed wzmacniaczem nie jest jedynie możliwym rozwiązaniem zagadnienia. Można było również korektor umieścić za wzmacniaczem, lub między poszczególnymi lampami, lub wreszcie rozbić go na fragmenty,



RYS. 16. a. KRZYWA POZIOMU PSOFOMETRYCZNEGO WEDŁUG WARUNKÓW CCIF. — b. KRZYWA POZIOMU PSOFOMETRYCZNEGO UZYSKANA W PIT. — c. TOLERANCJE CCIF

rozieszczając je w różnych miejscach układu. Za przyjętym rozwiązaniem przemawiały jednak następujące względy:

1. zaprojektowanie korektora niezależnie od

wzmacniacza umożliwiło obliczenie go na najwygodniejszy (ze względu na wartości elementów korektora) opór dopasowania ($\sim 1000 \Omega$), zaś dopasowanie do wzmacniacza można było uzyskać przez dobranie właściwej przekładni tr-ra T_2 .

2. prądy płynące przez cewki korektora, umieszczonego przed wzmacniaczem, nie są jeszcze wzmocnione, dzięki czemu wartości indukcyjności cewek rdzeniowych nie ulegają większym zmianom pod działaniem prądu.

3. napięcia zakłócające niższych częstotliwości, mające zwykle większe amplitudy, zostają stłumione w korektorze, wskutek czego nie przeszkadzają lamp wzmacniacza.

g. Cechowanie psfometru.

Z warunku 2 wymagań CCIF wynika, że wskazanie psfometru w wypadku przyłożenia napięcia o częstotliwości $f = 800 \text{ Hz}$ musi odpowiadać rzeczywiście panującemu napięciu na jego zaciskach. Inaczej mówiąc, psfometr winien służyć również jako zwykły woltomierz do pomiaru napięcia o częstotliwości $f = 800 \text{ Hz}$.

Aby niezależnie się od zmian wzmocnienia, jakie mogą nastąpić przy wymianie lamp, przy wahaniach napięć zasilających i t. p. należy cechować wzmocnienie przed każdym przystąpieniem do pomiarów. Cechowanie to wykonywuje się w opisywanym psfometrze przez łączenie punktów 1,2 wzmacniacza (rys. 4) z punktami 3,4 za pośrednictwem potencjometru; w tym celu ustawia się przełącznik P_2 w pozycji „cechowanie”. Potencjometr P_1 musi być przy tym ustawiony w pozycji — 2,0, a potencjometr P_3 — na minimum. Jeżeli zwiększać teraz wzmocnienie potencjometru P_3 , to w pewnym położeniu potencjometru wzbudzą się drgania, które spowodują wychylenie wskazówki przyrządu. Zmniejszając teraz wzmocnienie można osiągnąć położenie, w którym drgania zanikną: wskazówka powraca wtedy do zera. Położenie to zależy od położenia ślizgacza w potencjometrze sprzęgającym P_2 . Potencjometr ten tak naregulowano, aby drgania zrywały się właśnie przy pożądanym ze względu na wzmocnienie położeniu potencjometru P_3 . Dzięki takiemu rozwiązaniu zbyteczne jest korzystanie przy cechowaniu z jakichkolwiek pomocniczych źródeł czy wzorców.

h. Wykonanie psfometru.

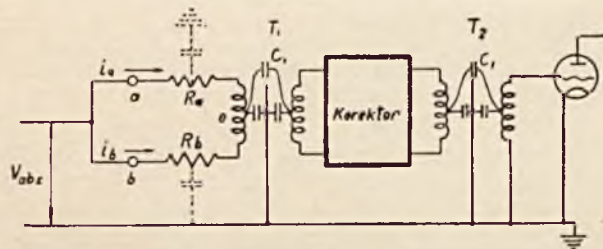
Przy wykonywaniu konstrukcyjnym psfometru musiano pokonać szereg trudności związanych z usunięciem sprzężeń, symetrią, ekranowaniem, wymiennością elementów i t.p. W szczególności:

1. Korektor zmontowano na oddzielnej płycie odłączalnej; cewki korektora, jako bardziej wrażliwe na zakłócenia zewnętrznych pól magnetycznych umieszczono w pudełkach z blachy żelaznej; ponadto cały korektor otoczono pokrywą żelazną.

2. Transformatory ekranujące wykonano w ten sposób, aby pojemność między uzwojeniami była mniejsza od $0,5 \mu\text{F}$, po czym tr-ry umieszczono w pudełkach ze specjalnej blachy magnetycznej o dużej przenikalności. Skuteczność takiego

ekranu magnetycznego okazała się b. duża: poziom zakłóceń, pochodzących od pól zewnętrznych obniża się przy zastosowaniu takich ekranów o ~ 4 nep.

3. Symetria zacisków wejściowych względem ziemi musi być na tyle duża, aby psfometr możliwie nie reagował na napięcia istniejące między poszczególnymi przewodami linii a ziemią. Zgodnie z zaleceniami CCIF (patrz wyżej), próbę symetrii przeprowadza się przykładając między zwarte zaciski wejściowe psfometru, a ziemię określone napięcie o określonej częstotliwości (np. 10V , 800 Hz); wskazanie psfometru ma być wtedy mniejsze od podanej wartości (np. $50\mu\text{V}$). Sprawa symetrycznego wejścia nasunęła specjalne trudności, pochodzące od 2 różnych przyczyn. Oto, najlepsze nawet tr-ry ekranujące posiadają pewne nieuniknione pojemności międzyuzwojeniowe (C_1); również pojemności takie istnieją między elementami układu, znajdującymi się po różnych stronach danego tr-ra ekranującego. W ten sposób powstaje droga dla napięcia szkodliwego V_{abz} — rys. 17. które w rezultacie wywołuje na wtórnym uzwojeniu transformatora T_2 napięcie działające na siatkę lampy. Walka z tym zjawiskiem może być prowadzona skutecznie jedynie przez polepszanie jakości ekranowania w transformatorach ekranujących, oraz przez właściwy montaż elementów urządzenia. Inna przyczyna związana jest z symetrią względem ziemi struktury układu, zawartego między zaciskami wejściowymi, a transformatorem T_1 . Napięcie V_{abz} wywołuje dwa prądy i_a i i_b , które poprzez uzwojenie tr-ra



RYC. 17. NAPIĘCIE V_{abz} WYWOŁUJE NAPIĘCIE NA SIATKĘ LAMPY: 1-o WSKUTEK OBECNOŚCI POJEMNOŚCI $C_1 \neq 0$, ORAZ 2-o WSKUTEK NIESYMETRII ELEKTRYCZNEJ GAŁĘZI ao I bo WZGLĘDEM ZIEMI.

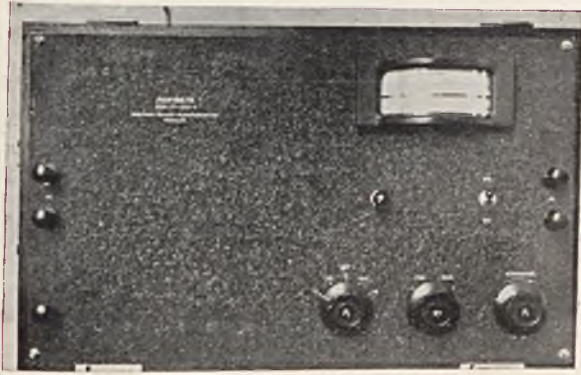
T_1 i przez pojemności między uzwojeniem pierwotnym tr-ra a ziemią, dostają się do ziemi. Jeżeli $R_a \neq R_b$, lub, jeżeli nawinięcie tr-ra jest niesymetryczne względem rdzenia i ekranu, to $i_a \neq i_b$. Różnica prądów wywołuje pewien strumień w tr-rze T_1 , dzięki któremu napięcie przedostaje się dalej już „normalną” drogą aż do siatki lampy wzmacniacza.

Ponieważ uzyskanie tak dużej symetrii tr-ra jaka była tu niezbędna jest w praktyce niemożliwe, przeto zastosowano specjalne urządzenie kompensujące, pozwalające na subtelne wyrównywanie niesymetrii tr-ra. Urządzenie takie stanowią 2 małe kondensatorki regulowane precyzyjnie, przesuwane wzdłuż oporów R_a i R_b (por. linie kreskowane na rys. 17).

4. Lampy typu bateryjnego umieszczono na

podstawkach sprężynujących dla usunięcia zjawiska gongowania i amortyzacji wstrząsów.

5. Całość umieszczono w pudle drewnianym o wym. 520x320x270 mm., wyłożonym wewnątrz blachą żelazną — rys. 18. Ciężar aparatu 30 kg.



RYC. 18. WYGLĄD PŁYTY CZOŁOWEJ PSOFOMETRU.

i. Wygląd zewnętrzny i obsługa.

Na płycie czołowej psofometru, do której dostajemy się po zdjęciu pokrywy pudła, rozmieszczono, jak podaje rys. 18, przyrząd wychyłowy, zaciski wejściowe, zacisk uziemiający, 2 potencjometry P_1 i P_3 , oraz przełącznik P_2 , i wyłącznik napięć zasilających. Ponadto płyta zawiera jeszcze:

1. zaciski do słuchawki, przyłączanej na wtórne

uzwojenie tr-ra T_3 , dla obserwacji zakłóceń na słuch (oczywiście, w czasie właściwego pomiaru słuchawka winna być odłączona); 2. przełącznik wciskowy P_4 , umożliwiający włączenie równoległe do zacisków wejściowych psfometru oporu 600Ω , dla pomiaru napięcia psfometrycznego zamiast SEMnej psfometrycznej.

Skala przyrządu jest przecechowana w nepach i ma czytelne odczyty w zakresie od 0 do $-1,5$ nep. Potencjometr P_1 ma 5 pozycji, odpowiadających poziomom $-2,0, -3,5, -5,0, -6,5, -8,0$ nep. Poziom psfometryczny (p_{psof}) otrzymuje się przez dodanie wskazań przyrządu wychyłowego (p_{odcz}) do poziomu (p_{p1}) odpowiadającego danemu położeniu potencjometru p_1 , czyli ze wzoru:

$$p_{psof} = p_{odcz} + p_{p1} \dots (9)$$

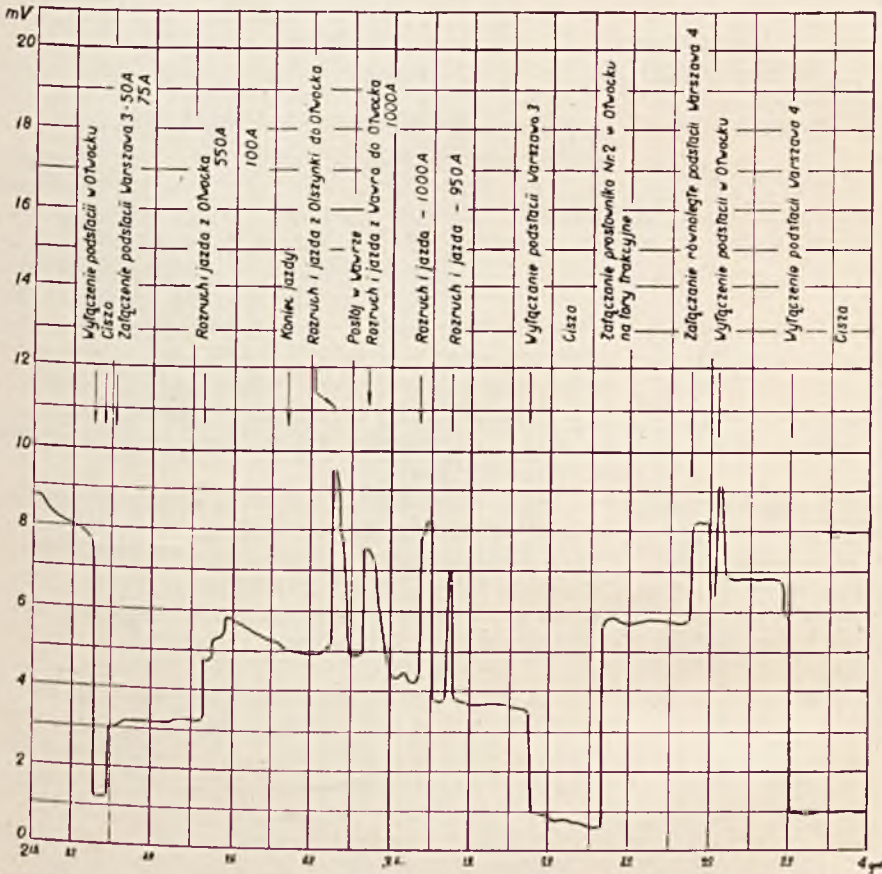
Od poziomu psfometrycznego można też łatwo przejść do napięcia psfometrycznego, posługując się wzorem:

$$V_{psof} = 0,775 e^{p_{psof}} \dots (10)$$

W ten sposób, jak widać, psfometr umożliwia pomiar w zakresie od $-p_{psof} = -9,5$ nep do $p_{psof} = -2,0$ nep., czyli w zakresie od $-V_{psof} \cong 50 \mu V$ do $V_{psof} \cong 100 mV$.

Technika pomiaru zakłóceń jest następująca: Wszystkie gałki (P_1, P_2, P_3) ustawiamy na minimum, dołączamy uziemienie oraz napięcia zasilające: anodowe $-200 V$ ($\sim 6 mA$) i żarzenia $4 V$ ($0,3 A$) i przechylamy wyłącznik do pozycji „załączone”.

Następnie cechujemy psfometr ustawiając przełącznik P_2 w pozycji „cechowanie” (P_1 musi być wtedy w położeniu $-2,0$ nep.) i regulując P_3 dopóki nie powstaną drgania, które wychyła wskazówkę przyrządu (linia i słuchawka winny być odłączone od psfometru). Gdy drgania wzbudzą się, redukujemy wzmacnienie cofając gałkę potencjometru P_3 ostrożnie do chwili, gdy drgania całkiem nie znikną, a więc, gdy wskazówka wskaże $p_{odcz} = -\infty$. W tym położeniu gałka P_3 musi pozostać podczas pomiaru. Teraz przeczucamy przełącznik P_2 do pozycji „pomiar” i dołączamy linię do zacisków wejściowych. Jeżeli wychylenie wskazówki jest poniżej „ $-1,5$ nep”, to przestawiamy P_1 na czulszą pozycję, dopóki wychylenie nie będzie czytelne. Wynik uzyskujemy ze wzoru



RYC. 19. SIŁA ELEKTROMOTORYCZNA PSOFOMETRYCZNA ODCINKA WARSZAWA — OTWOCK PRZEWODU NR. 2300, BIEGNĄCEGO RÓWNOLEGLE DO TRASY KOLEI ELEKTRYCZNEJ. POMIARU DOKONANO PODCZAS JAZDY POCIĄGU ELEKTRYCZNEGO. (Pomiary wykonał inż. P. Stano).

(9). Przycisk P_4 pozostawiamy w pozycji nie naciśniętej, lub go naciskamy — zależnie od tego czy mierzymy SEMną, czy też napięcie.

D. Wyniki pomiarów.

Wykres na rys. 19 podaje dla przykładu wyniki pomiarów, wykonanych dn. 19 lutego b. r.

przy pomocy opisanego psofometru na odcinku Warszawa — Otwock linii napowietrznej Warszawa — Lwów Nr. 2400. Zakłócenia mierzone pochodziły głównie od prostowników rtęciowych podstacji elektrotrakcyjnych P. K. P.

Weź udział w Pierwszym Polskim Kongresie Inżynierów, który odbędzie się we Lwowie w dniach 12–16 września r. b. Szczegóły — na stronie 250.

TELEFONIA DALEKOSIEŻNA.¹⁾

Inż. K. DOBRSKI.

Organizacja sieci telefonicznej według uchwał Rady Teletechnicznej.

Jakość komunikacji telefonicznej może być rozpatrywana z dwóch punktów widzenia: z punktu widzenia eksploatacji i z punktu widzenia technicznego.

Jakość eksploatacyjna charakteryzuje się przez najdłuższy lub przeciętny czas oczekiwania abonenta w godzinie największego ruchu na zamówione połączenie międzymiastowe.

Należyta jakość eksploatacyjną można osiągnąć, tworząc pomiędzy miejscowościami które mają utrzymywać z sobą komunikację telefoniczną, dostateczną ilość połączeń i wiążąc te połączenia w określony, celowo pomyślany układ. Jako zasadniczy układ sieci międzymiastowej został zalecony przez Radę Teletechniczną układ gwiazdzisty.

Układ ten wymaga podziału central międzymiastowych na kategorie odpowiednio do ich wielkości i znaczenia. W danym razie mamy trzy kategorie central międzymiastowych: węzłowe, zbiorcze i końcowe.

Jako centrale **węzłowe** zostały uznane przez Radę Teletechniczną centrale międzymiastowe w 10 następujących miejscowościach: w Warszawie, Poznaniu, Łodzi, Katowicach, Lwowie, Brześciu n. Bugiem, Wilnie, Gdyni, Toruniu i Krakowie.

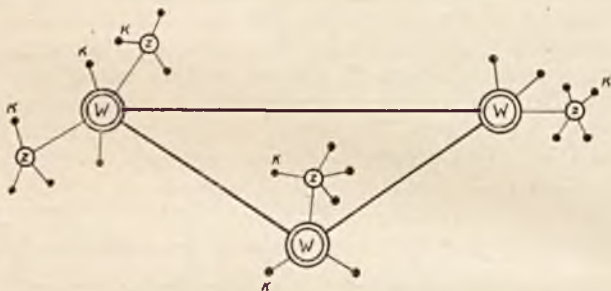
Jako centrale **zbiorcze** Rada Teletechniczna wyznaczyła centrale międzymiastowe w 35 następujących miejscowościach: w Grudziądzu, Bydgoszczy, Włocławku, Płocku, Kole, Kaliszu, Częstochowie, Piotrkowie Tryb., Kielcach, Radomiu, Ostrowiu Kiel., Lublinie, Chełmie Lub., Kowlu, Łucku, Równem, Sarnach, Pińsku, Siedlcach, Mławie, Łomży, Białymstoku, Grodnie, Lidzie, Baranowiczach, Bielsku, Tarnowie, Nowym Sączu, Rzeszowie, Przemyślu, Stryju, Stanisławowie, Kołomyi, Czortkowie i Tarnopolu.

Wreszcie międzymiastowe centrale **końcowe** znajdują się w 379 miejscowościach.

Zgodnie z uchwałami Rady Teletechnicznej, układ gwiazdzisty zaleca się przede wszystkim na poziomie central końcowych i zbiorczych, na-

omiast wszystkie centrale węzłowe powinny być z sobą połączone bezpośrednio. W ten sposób otrzymujemy obraz sieci, jak na rys. 1.

Od powyższego układu zasadniczego mogą być — według uchwał Rady Teletechnicznej — czy-



RYS. 1. UKŁAD GWIAZDZYSTY SIECI.

nione następujące odstępstwa, jeżeli jest to wskazane ze względu na niedostateczną opłacalność połączeń: centrala końcowa może być przyłączona do centrali zbiorczej lub węzłowej za pośrednictwem innej centrali końcowej; centrala zbiorcza może być przyłączona do centrali węzłowej za pośrednictwem innej centrali zbiorczej; centrala węzłowa może nie mieć bezpośrednich połączeń ze wszystkimi pozostałymi centralami węzłowymi, lecz w takim razie połączenia z nimi powinna uzyskać za pośrednictwem co najmniej jednej centrali węzłowej.

Jeżeli opłacalność połączeń to usprawiedliwia, to oprócz zasadniczych połączeń międzymiastowych, kierujących ruch dalekosieżny tranzytowy określoną drogą, mogą istnieć następujące połączenia dodatkowe lub poprzeczne, kierujące ten ruch również innymi drogami: centrala końcowa może być połączona bezpośrednio z innymi centralami końcowymi, oraz może być połączona bezpośrednio więcej niż z jedną centralą zbiorczą lub węzłową; centrala zbiorcza może być połączona bezpośrednio z innymi centralami zbiorczymi.

Jakość eksploatacyjna komunikacji telefonicznej zależy w wybitnym stopniu od dozwolonego maksymalnego obciążenia linii telefonicznych. Obciążenia te zostały ustalone przez Radę Teletechniczną w sposób następujący:

¹⁾ Odczyt wygłoszony na Zjeździe S. T. P. w lutym 1937 r.

60 jednostek 3 minutowych na dobę — w przypadku linii międzymiastowych o długości do 50 km;

80 jednostek 3 minutowych na dobę — w przypadku linii międzymiastowych o długości od 51 do 150 km.;

100 jednostek 3 minutowych na dobę — w przypadku linii międzymiastowych o długości powyżej 150 km.

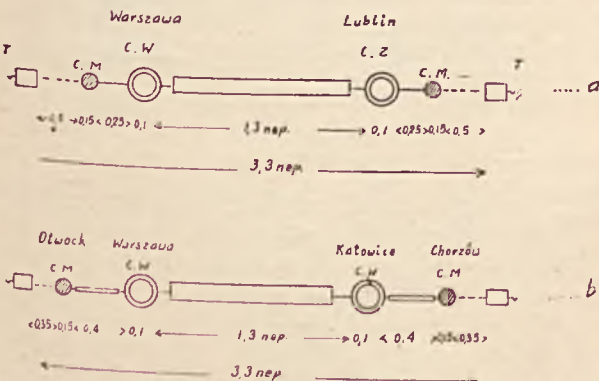
Powyższe maksymalne obciążenia są obliczone w tym założeniu, aby średni czas oczekiwania na połączenie nie przekraczał w godzinie największego ruchu: ok. 5 minut przy liniach krótkich, ok. 7,5 minut przy liniach o średniej długości i ok. 10 minut przy liniach długich.

Jakość techniczna komunikacji zależy od natężenia dźwięków telefonicznych odbieranych przez abonentów rozmawiających, oraz od wyrazistości tych dźwięków. Natężenie dźwięków odbieranych zależy — między innymi — od tłumienia linii połączeniowych, ich wyrazistość — od różnych zniekształceń, jakim dźwięki te podlegają w trakcie przewodzenia wzdłuż linii, oraz od stopnia zakłóceń linii przez obce źródła energii.

Na zasadzie uchwał Rady Teletechnicznej, opartych na pewnych ogólnych zaleceniach C. C. I. F., maksymalne dopuszczalne tłumienia linii telefonicznych zostały ustalone jak następuje:

1. Tłumienie łączne linii telefonicznej abonenta i linii pośredniczącej z centrali miejskiej do międzymiastowej własnego okręgu nie powinno przekraczać 0,75 nep., przy tym:

- a) jeżeli centrale miejskie i międzymiastowa znajdują się w tym samym mieście, to tłumienie linii pośredniczących z centrali miejskich do międzymiastowej nie powinno przekraczać 0,25 nep., oraz tłumienie linii abonenckiej od aparatu do centrali miejskiej nie powinno być większe od 0,5 nep.;
- b) jeżeli centrale miejskie i międzymiastowa znajdują się w różnych miejscowościach, to tłumienie linii pośredniczących z centrali miejskich do międzymiastowej nie powinno przekraczać 0,4 nep., oraz tłumienie linii abonenckiej od aparatu do centrali miejskiej nie powinno być większe od 0,35 nep.



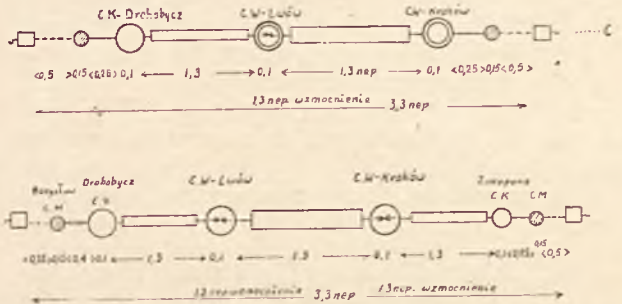
RYS. 2. MAKSYMALNE DOZWOLONE TŁUMIENIA W PRZYPADKU MIĘDZYMIASTOWEGO POŁĄCZENIA TELEFONICZNEGO ZA POŚREDNICTWEM JEDNEJ LINII MIĘDZYMIASTOWEJ

2. Tłumienie linii międzymiastowej, łączącej centralę międzymiastową końcową z centralą międzymiastową węzłową lub zbiorczą, nie powinno być większe od 1,3 nep., a jest pożądane, aby tłumienie to nie przekraczało 1 nep.;

3. Tłumienie linii międzymiastowej, łączącej centralę międzymiastową zbiorczą z centralą węzłową, lub łączącej centrale międzymiastowe węzłowe lub centrale międzymiastowe zbiorcze, nie powinno być większe od 1,3 nep., a jest pożądane, aby nie przekraczało 1 nep.

Rysunki 2 i 3 ilustrują, tytułem przykładu, rozkład maksymalnych dozwolonych tłumień w przypadku różnych połączeń międzymiastowych.

Na rys. 2 są przedstawione połączenia pomiędzy abonentami, obsługiwanymi przez centrale międzymiastowe połączone bezpośrednią linią telefoniczną, przy czym w przypadku a) abonenci znajdują się w tych samych miejscowościach,



RYS. 3. MAKSYMALNE DOZWOLONE TŁUMIENIA W PRZYPADKU MIĘDZYMIASTOWEGO POŁĄCZENIA TELEFONICZNEGO ZA POŚREDNICTWEM DWÓCH I WIĘCEJ LINII MIĘDZYMIASTOWYCH.

w których mamy centrale międzymiastowe, zaś w przypadku b) abonenci są w miejscowościach innych. W obu przypadkach połączenia są dokonywane bez pośrednictwa wzmacniaków sznurowych, gdyż maksymalne dozwolone tłumienie pomiędzy aparatami abonentów (3,3 nep.) nie jest przekroczone. Przeważająca liczba rozmów międzymiastowych (ok. 80% — 70%) jest załatwiana przy pomocy połączeń, jak na rys. 2.

Na rys. 3 są przedstawione międzymiastowe połączenia tranzytowe, wymagające 2-ch lub 3-ch linii międzymiastowych. W tych przypadkach konieczne jest redukcowanie tłumienia linii przy pomocy wzmacniaków.

Z reguły wzmacniaki będą wtrącane, jak widzimy, na stacjach zbiorczych i węzłowych.

Połączenia tranzytowe.

Z punktu widzenia układu sieci, a zatem jej rentowności, jest rzeczą ważną, aby połączenia tranzytowe były wykonywane możliwie sprawnie i aby tłumienie tych połączeń zawierało się w granicach dozwolonych. Nienależyte rozwiązanie zagadnienia ruchu tranzytowego wywołuje tendencję do tworzenia bezpośrednich połączeń w takich przypadkach, kiedy gospodarczo nie byłoby one usprawiedliwione przy sprawnym załatwianiu ruchu tranzytowego. To też przy projektowaniu central międzymiastowych należy specjalnie dbać

o to, aby telefonistka międzymiastowa mogła bez trudu, przy najbliższej okazji, otrzymywać potrzebną jej do tranzytu linię międzymiastową i aby sama mogła przez możliwie proste manipulacje włączać—w razie potrzeby—wzmocniak sznurowy.

Zagadnienie tranzytu, wymagającego wtrącania dodatkowego wzmocnienia na stacjach międzymiastowych, może być racjonalnie—ze względu na sprawność wykonywania wspomnianych połączeń—załatwione ponadto:

1. przez zastąpienie wzmocniaków sznurowych przez wzmocniaki końcowe, związane na stałe z linią. Wzmocniaki te pozwalają załatwić połączenia tranzytowe wzmocniane w taki sam sposób jak połączenia niewzmocniane, przy tym włączanie wzmocniaków nie jest uzależnione od telefonistki.

2. przez zredukowanie tłumienia linii międzymiastowej do zera—przy pomocy wzmocniaków przelotowych, włączanych w punktach pośrednich linii. Rozumiemy, że w takim razie wtrącanie dodatkowych wzmocniaków na stacjach międzymiastowych byłoby zbyt ciężkie. W chwili obecnej linie o tłumieniu pomiarowym zero są realizowane w Anglii. Są to wyłącznie linie kablowe czteroprzewodowe. Linie te są na swych końcach możliwie dobrze zrównoważone, przy czym Zarząd Poczty Angielskiej wprowadził powszechnie w swoich urządzeniach stacyjnych automatyczne zamykanie końców linii międzymiastowych przez opory 600 omowe w tych momentach, kiedy nie są one zajęte do rozmowy, Podnosi to ich bezpieczeństwo gwizdu.

Wzmocniak z blokadą, opisany w ostatnich 2-ch numerach Przeglądu Teletechnicznego roku ubiegłego, daje również możliwość zredukowania tłumienia wypadkowego linii do zera i przy tym niezależnie od jakości zrównoważenia. Próby wykazały, że na liniach kablowych, a więc na liniach spokojnych, bez zakłóceń, wzmocniaki te zachowują się zadowalająco. Obecnie Państwowy Instytut Telekomunikacyjny przygotowuje pewną serję takich wzmocniaków, celem przeprowadzenia próby na szerszą skalę w zwykłych warunkach eksploatacyjnych.

3. wreszcie należy zaznaczyć, że automatyzowanie ruchu międzymiastowego sprzyja wybitnie usprawnianiu ruchu tranzytowego. Istotnie, skoro połączenia międzymiastowe miałyby być wykonywane na drodze automatycznej, to załatwianie połączeń tranzytowych musi być tak zorganizowane, aby odbywało się szybko.

Linie napowietrzne.

Linie międzymiastowe mogą być, z pewnego punktu widzenia, podzielone na napowietrzne i kablowe. Z właściwości linii napowietrznych ważne jest przede wszystkim ich tłumienie. Jeżeli tłumienie to jest za duże, to jedyny stosowany i wystarczający sposób zmniejszenia go polega na włączeniu w linię wzmocniaków. Będą to wzmocniaki dwuprzewodowe z równoważnikami, o wzmocnieniu 1,2—1,5 nep.

Oczywiście, tłumienie linii napowietrznych

nie jest jednakowe dla wszystkich częstotliwości. Stąd powstaje zniekształcenie tłumieniowe prądów rozmowy. Zniekształcenie to—zresztą niezbyt wielkie—kompensuje się przy pomocy korektorów w wzmocniakach.

Zakłócenia od obcych źródeł energii, często bardzo duże w liniach napowietrznych, zmniejsza się, jeżeli nie można usunąć samych źródeł zakłóceń, przez stosowne krzyżowanie obu przewodów linii telefonicznej, oraz przez przeplatanie obu obwodów macierzystych, składających się na obwód pochodny.

Linie kablowe.

Znacznie więcej zagadnień technicznych nastrojąca linie kablowe.

Linia kablowa posiada przy danej długości znacznie większe tłumienie, niż linia napowietrzna. Tak więc np. współczynnik tłumienia β linii napowietrznej brąz. o śr. 3 mm wynosi 0,005 nep. na km, podczas kiedy współcz. tłumienia linii kablowej (1,4 mm) wynosi 0,045 nep. na km t.j. 9 razy więcej. Wynika to z dwóch przyczyn: 1) średnica przewodów linii kablowej jest mniejsza (1,4—0,9 wobec 3 mm), 2) linie kablowe są znacznie, mniej zrównoważone, niż linie napowietrzne.

Linie zrównoważone charakteryzują się przez następującą zależność:

$$\frac{R}{L} = \frac{A}{C}$$

gdzie R , L , A i C są to opór, indukcyjność, upływność i pojemność, przypadające na km. linii telefonicznej. Właściwości linii zrównoważonych wyrażają się również przez następujące równania:

$$\beta = \sqrt{RA}; \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad V = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\alpha = \omega \sqrt{CL}$$

Jak widzimy, współczynnik tłumienia β , opór charakterystyczny Z i szybkość rozchodzenia się fal V linii zrównoważonej są niezależne od częstotliwości i wyrażają się przez liczby rzeczywiste. Współczynnik tłumienia β linii zrównoważonej osiąga—przy danych R i A —wartość najmniejszą. Za tym linie rzeczywiste będą posiadały większe tłumienie, niż odpowiadające im (te same R i A) linie zrównoważone i przy tym tłumienie to będzie tym większe, im stopień nierównowagi, wyrażający się w przewodzie ilorazu $\frac{R}{L}$ nad ilorazem $\frac{A}{C}$, będzie większy.

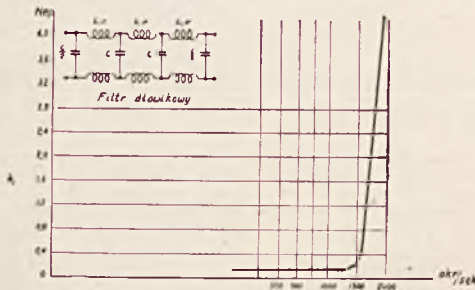
Miarą zrównoważenia linii może służyć również kąt oporu charakterystycznego. Kąt ten może się zmieniać od 0° (linie zrównoważone) do 45° . Dla linii napowietrznych jest on niewielki (np. dla linii napowietrznej brąz. 3 mm kąt ten wynosi około 13°), natomiast dla linii kablowych jest duży (np. dla linii kablowej 1,4 mm równa się około 41°).

Tłumienie linii kablowej mogłoby być zniesione przy pomocy wzmocniaków. Lecz w takim razie stacje wzmocniakowe musiałby być bar-

dzo gęsto rozstawione. I dlatego względy gospodarcze nakazują obok stacyj wzmacniakowych stosować równoległe **pupinizacje**. Pupinizacja pozwala na zmniejszenie β gdyż, powiększając L , powoduje zbliżenie się do równowagi stałych linii. Jak wiadomo, pupinizacja polega na włączeniu w określonych odstępach cewek Pupina. Włączenie cewek Pupina w określonych i równych odstępach jest równoważne rozłożeniu indukcyjności cewek wzdłuż całej długości linii, jeżeli tylko odstęp s cewek, t. j. tak zwany skok pupinizacji, jest mały w stosunku do długości fali prądów przewodzonych. W tym przypadku—dla tych częstotliwości—linię spupinizowaną można traktować jako linię jednorodną o odpowiednio zmniejszonym współczynniku tłumienia.

Obraz się zmienia, jeżeli długość fali częstotliwości przewodzonych staje się tego samego rzędu co i odległość pomiędzy cewkami. Wówczas—dla tych częstotliwości—linię spupinizowaną należałoby raczej przyrównać do filtra dławikowego.

Rys. 4 przedstawia schemat pewnego filtra dławikowego z indukcyjnościami L w szereg, odpowiadającymi—w razie przyrównania linii spu-

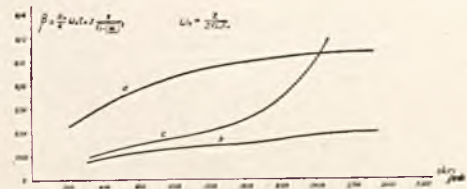


RYS. 4. PRZEBIEG TŁUMIENIA FILTRU DŁAWIKOWEGO.

pinizowanej do filtra—indukcyjnościom cewek Pupina, i z pojemnościami włączonymi równoległe, odpowiadającymi z kolei pojemnościom odcinków kablowych pomiędzy cewkami. Jak widzimy z rysunku, tłumienie filtra dławikowego jest małe dla niskich częstotliwości, ale począwszy od pewnej granicy zaczyna szybko wzrastać. W przypadku filtra idealnego, to jest bez oporów ($r=0$), granica ta jest bardzo wyraźnie zaznaczona przez t. zw. częstotliwość graniczną, zależną od L i C filtra. W filtrze rzeczywistym ze stratami, tłumienie zaczyna wzrastać już przed częstotliwością graniczną, granica pomiędzy pasmem przewodonym i tłumionym zaciera się, a to tym bardziej, im straty w filtrze są większe.

Na rys. 5 krzywa a przedstawia przebieg współczynnika tłumienia w zależności od częstotliwości pewnej naturalnej linii kablowej. Krzywa b na rysunku przedstawia ten współczynnik, gdybyśmy wyobrazili sobie, że indukcyjność cewek Pupina po spupinizowaniu linii została (wraz z oporem) równomiernie rozłożona wzdłuż całej długości linii. Współczynnik β ma obecnie znacznie mniejsze wartości, niż poprzednio, gdyż dzięki powiększeniu indukcyjności, linia została lepiej zrównoważona. Przebieg jego jednak jest i dalszym ciągu charakterystyczny dla linii na-

turalnej t. j. o stałych R , L , A , C równomiernie rozłożonych. Krzywa c natomiast przedstawia przebieg rzeczywistego współczynnika tłumienia



RYS. 5. PRZEBIEG WSPÓLCZYNNIKA TŁUMIENIA:
a) LINII KABLOWEJ NIESPUPINIZOWANEJ,
b) LINII O STAŁYCH R , ZŁOŻONYCH R , L , A I C ,
c) LINII KABLOWEJ SPUPINIZOWANEJ.

linii spupinizowanej w funkcji częstotliwości. Jak widzimy, dla małych częstotliwości współczynnik tłumienia linii spupinizowanej (krzywa c) jest bliski współczynnikowi linii naturalnej, jaką otrzymalibyśmy po równomiernym rozłożeniu indukcyjności (i oporu) cewek Pupina wzdłuż całej długości linii (krzywa b). Lecz wraz z wzrostem częstotliwości różnica pomiędzy obydwooma współczynnikami pogłębia się coraz bardziej. Tłumienie linii spupinizowanej dla większych częstotliwości poczyna wzrastać coraz szybciej, podobnie jak tłumienie filtra dławikowego ze stratami. Podobnie przy tym, jak w przypadku filtra dławikowego, częstotliwości, przy których następuje szybki wzrost tłumienia, są określone przez częstotliwość graniczną (f_0) (lub krytyczną) linii spupinizowanej, którą oblicza się tak samo jak dla filtra. A więc

$$f_0 = \frac{1}{2\pi s \sqrt{L_0 C_0}}$$

gdzie s oznacza skok pupinizacji, zaś L_0 i C_0 —indukcyjność i pojemność obliczone na km.

Częstotliwość krytyczna (f_0) jest jedną z najbardziej podstawowych wielkości, charakteryzujących linie spupinizowane.

1) Określa ona szerokość pasma, które może być przewodzone. Ponieważ tłumienie zaczyna szybko wzrastać przed częstotliwością graniczną, jak w filtrach dławikowych ze stratami, dlatego też uważa się, iż pasmo przewodzone przez linie spupinizowane rozciąga się tylko do $0,7 f_0$.

2) Określa ona—przy danych s , l (długość linii), f' (najwyższa częstotliwość, która ma być przewodzona)—czas trwania zjawisk niestabilnych. Zatrzymajmy się nieco na tym punkcie. Zjawiska niestabilne, które wpływają niekorzystnie na jakość przeroszonej mowy, wytwarzając pobrzmienia, zamazujące granice dźwięków, dają się tym bardziej we znaki, im czas ich trwania jest dłuższy. Zjawiska te powstają zawsze wówczas, kiedy szybkość przewodzenia faz jest niejednakowa dla wszystkich częstotliwości, t. j. kiedy pochodna $\frac{d\alpha}{d\omega}$ (współczynnika przesunięcia fazowego względem pulsacji) jest zależna od częstotliwości. Otóż czas ten określa się przy pomocy wzoru:

$$t = \left[\left(\frac{d\alpha}{d\omega} \right)_{\max} - \left(\frac{d\alpha}{d\omega} \right)_{\min} \right] \cdot l$$

a ponieważ dla linii spupinizowanej

$$\alpha = \frac{2}{s} \arcsin \frac{\omega}{\omega_0}$$

za tym w przybliżeniu

$$t = \frac{l}{s} \frac{\omega'}{\omega_0^3}$$

lub

$$\frac{f_0}{f'} = \frac{1}{\sqrt[3]{\omega'^2}} \sqrt{\frac{l}{s t}}$$

Z wzoru ostatniego widać, że przy danych s , f' , t (który nie może być za duży) l (długość, zasięg kabla) jest proporcjonalne do trzeciej potęgi f_0 . A więc im dłuższy ma być kabel, tym większa musi być jego częstotliwość graniczna. Stąd wyjaśnienie, dlaczego kable przeznaczone na dalekie odległości są słabiej pupinizowane (gdyż

$$\omega_0 = \frac{1}{s \sqrt{L_0 C_0}})$$

Po tych wyjaśnieniach rozpatrzmy, jak są pupinizowane kable stosowane w praktyce.

Dla przykładu wybieram tylko niektóre rodzaje pupinizacji, a między innymi i te, według których są pupinizowane—zgodnie z dawniejszymi zaleceniami C. C. I. F.—kable polskie.

Poniższa tabela przedstawia interesujące nas w danej chwili wielkości charakterystyczne wybranych rodzajów pupinizacji.

TABELA

Typ pupinizacji	1 8 3 0 177—63		1 8 3 0 44—25		1 8 3 0 88—36		1 8 3 0 44—18	
	Średnica żył w mm	0,9	1,3	0,9	1,3	0,9	0,9	0,9
β w $\frac{\text{nep}}{\text{km}}$	0,0217	0,0121	0,0390	0,0197	0,0272	0,0272	0,0390	0,0390
mac.	0,0228	0,0125	0,0328	0,0166	0,0268	0,0268	0,0385	0,0385
mac.	2 900	2,900	5 800	5 800	4 100	4 100	5 800	5 800
mac.	3 600	3,600	6 000	6 000	5 000	5 000	7 000	7 000
mac.	2 050	2,050	4 050	4 050	2 850	2 850	4 050	4 050
mac.	2 500	2,500	4 200	4 200	3 500	3 500	4 900	4 900
mac.	16 500	16,500	32 800	32 800	23 200	23 200	32 800	32 800
mac.	21 500	21,500	32 800	32 800	31 800	31 800	40 000	40 000

Typ pupinizacji jest określony przez skok pupinizacji—w danym razie równy 1830 m—indukcyjność w mH cewek w obwodach macierzystych (np. 177 lub 44 mH), oraz indukcyjność w mH cewek w obwodzie pochodnym (np. 63 lub 25 mH). Pupinizację 1830—177/63 stosuje się w Polsce w przypadku linii dwuprzewodowych o śr. 1,3 mm, zaś pupinizację 1830—44/25—w przypadku linii czteroprzewodowych.

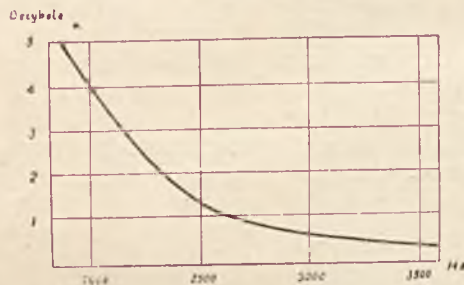
Jest uderzające, że obwody 177/63 przeznaczone wprawdzie przede wszystkim do krótkich połączeń dwuprzewodowych mają tak niską częstotliwość graniczną. Obecnie uważa się, iż kable tak pupinizowane nie odpowiadają spóczesnym wymaganiom.

Badania przeprowadzone nad tłumieniem użytkowymi połączeniami telefonicznymi (wyrażającym jakość użytkową komunikacji telefonicznej) w zależności od szerokości pasma przewodzonego wykazały, iż przy zastosowaniu nowoczesnych aparatów telefonicznych o dużej wyrazistości skuteczne przewodzenie częstotliwości powyżej

2400 Hz ma jeszcze odczuwalny wpływ na jakość techniczną komunikacji telefonicznej.

Krzywa na rys. 6 przedstawia ten wpływ ilościowo. Z krzywej tej widać, że dopiero częstotliwości powyższej 2600 Hz mają niewielki wpływ na wyrazistość mowy. To też przyjęto na ostatnich zjazdach C. C. I. F., iż linie międzynarodowe powinny pozwalać na skuteczne przenoszenie pasma częstotliwości: 300—2400 Hz w przypadku połączeń końcowych pomiędzy centralami krańcowymi oddległymi w linii powietrznej nie więcej niż o 300 km., zaś 300—2600 Hz w przypadku, gdy centrale krańcowe linii międzynarodowej są oddalone od siebie w linii powietrznej 300—3000 km.

Jako przykład zalecanych obecnie metod pupinizacji mogą służyć metody określone w dwóch



RYŚ. 6. WYRAZISTOŚĆ W ZALEŻNOŚCI OD SZEROKOŚCI PRZEWODZONEGO PASMA CZĘSTOTLIWOŚCI.

ostatnich kolumnach podanej tabeli. Pupinizacja 1830—88/36 nadaje się do obwodów dwuprzewodowych, zaś 1830—44/18—do obwodów czteroprzewodowych. Jak widzimy, częstotliwość graniczna obwodów dwuprzewodowych, pupinizowanych według metody obecnie zalecanej, jest znacznie wyższa niż obwodów pupinizowanych według metody zalecanej dawniej i aż nadto wystarcza, aby pasmo 300—2600 Hz mogło być swobodnie przewodzone.

Obwody kablowe są dwuprzewodowe i czteroprzewodowe. Dwuprzewodowe są używane wg. nowych przepisów przy odległościach < 300 km., czteroprzewodowe przy odległościach większych.

Tłumiki echa.

Ze zjawisk, które zasługują na podkreślenie, przy przewodzeniu energii prądów telefonicznych po liniach telefonicznych czteroprzewodowych,—to zjawiska echa.

Linie czteroprzewodowe są zakończone na swych końcach przez rozgałęźniki, umożliwiające

przejście do zwykłych obwodów dwuprzewodowych. Rozgałęźniki muszą być zaopatrzone w równoważniki, które mają odtwarzać opór obwodu dwuprzewodowego w zakresie przewodzonego pasma częstotliwości. Ponieważ jednak dokładne odtworzenie tego oporu nie jest możliwe (linie abonenckie są różne), część energii prądów telefonicznych, wysłanych od abonenta np. zachodniego do abonenta zachodniego, zawróci z powrotem. Jeżeli czas przebiegu prądów wzdłuż linii czteroprzewodowej będzie dostatecznie duży, to u abonenta wschodniego wystąpi zjawisko echa. Zjawisko to jest szkodliwe. To też linie czteroprzewodowe o dużej długości zawierają tłumiki echa, których zadaniem jest przecinać drogę powrotną dla prądów echa.

Dla przykładu podaję schemat zasadniczy angielskiego tłumika echa¹⁾ z układami prostownikowymi (rys. 7).

Prądy telefoniczne, płynące po jednej parze czwórki w kierunku $Z \rightarrow W$, wchodzi najpierw do układu z prostownikami, który w danej chwili posiada nieznaczne tłumienie, a następnie po wzmocnieniu przez wzmacniacz $Z \rightarrow W$ odgałęziają się przez zaciski 1 i 2 do układu $Z \rightarrow W$, gdzie zostają wyprostowane. Napięcie wyprostowane przesuwają potencjał siatki lampy wzmacniacza $W \rightarrow Z$, leżącego w drugiej parze czwórki, dzięki czemu narusza się równowaga mostka, którego cztery gałęzie są utworzone przez 1) lampę $wzm. W \rightarrow Z$ wraz z uzwojeniem transformatora, 2) opór 800 z przekaźnikiem i lampą oporową, 3) opór regulowany 800 wraz z przekaźnikiem i lampą oporową, oraz 4) lampę $wzm. Z \rightarrow W$. Normalnie mostek ten jest zrównoważony i pomiędzy punktami 7-8 nie ma napięcia. Wówczas płynie niewielki prąd polaryzacyjny przez oba układy z prostownikami. Kierunek tego prądu jest taki, że tłumienie obu układów jest nieznaczne. Kiedy jednak równowaga mostka zostanie naruszona pod wpływem np. prądów telefonicznych, płynących z zachodu (Z) na wschód (W), to pomiędzy punktami 7 i 8 powstanie napięcie i kierunek prądu w jednym z układów z prostownikami, a w danym razie w układzie kierunku $W \rightarrow Z$, ulegnie zmianie. Otóż tłumienie tych układów zależy od kierunku prądu stałego, wchodzącego do nich. Jeżeli przy danym kierunku prądu tłumienie to jest małe, to przy kierunku odwrotnym tłumienie będzie duże. Za tym, w danym razie tłumienie

układu $W \rightarrow Z$ wzrośnie i kierunek $W \rightarrow Z$ zostanie zamknięty dla prądów echa.

W podobny sposób są blokowane prądy echa w kierunku $Z \rightarrow W$.

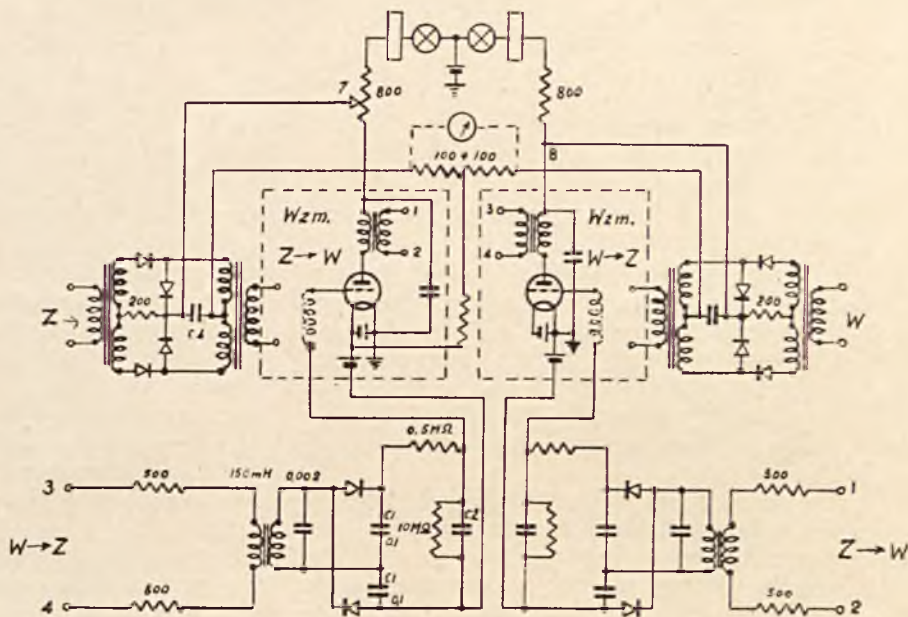
W Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym znajduje się w próbach tłumik echa systemu Instytutu, oparty na zasadach działania wzmacniacza z blokadą.

Telefonia wielokrotna.

A. Opisane wyżej obwody kablowe wykorzystuje się w ten sposób, że na 4-ch przewodach można prowadzić co najwyżej 3-y niezależne rozmowy telefoniczne.

W celu większego wykorzystania linii telefonicznych, stosuje się telefonję nośną.

Połączenia telefoniczne na fali nośnej zaczęto stosować przede wszystkim na liniach napowietrznych. W Polsce w chwili obecnej mamy



RYŚ. 7. TŁUMIK ECHA.

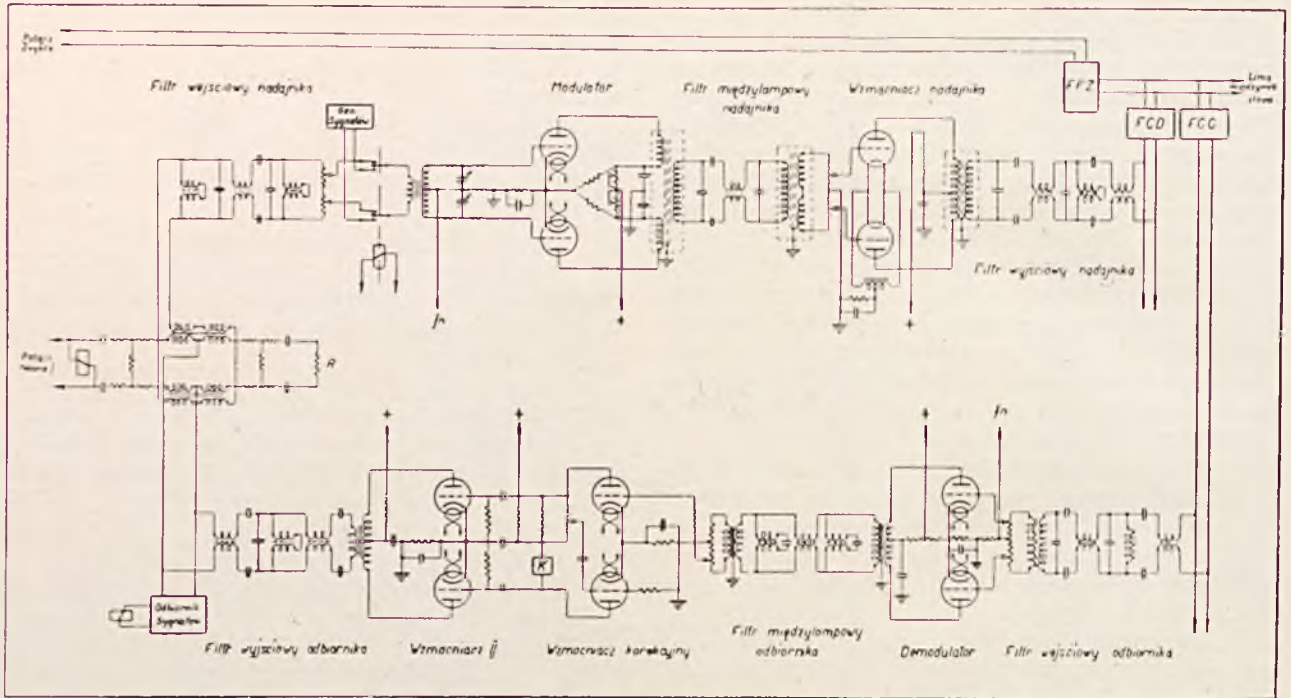
zainstalowanych kilkanaście instalacji telefonii nośnej jednokrotnej, wykonanych przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny (P. I. T.). Zasięg instalacji bez wzmacniacza pośredniego wynosi ok. 500 km. Łączna długość połączeń telefonicznych zrealizowanych do tej pory przy pomocy wspomnianych urządzeń wynosi przeszło 4000 km. Połączenia nośne mogą być realizowane na przewodach telefonicznych brązowych, łączących bezpośrednio obie końcowe stacje (np. Warszawa — Wilno), lub też na przewodach, należących do dwóch lub więcej odrębnych połączeń. Tak więc np. dwa zwykle niezależne połączenia telefoniczne Warszawa — Brześć i Brześć — Kowel zostały zużytkowane do utworzenia dodatkowego połączenia na fali nośnej Warszawa — Kowel.

W chwili obecnej P. I. T. instaluje dwie aparatury telefonii nośnej trzykrotnej¹⁾ i przystępuje do wykonania dwóch następnych.

Schemat połączeń instalacji telefonii nośnej trzykrotnej Instytutu przedstawiony jest na rys. 8.

¹⁾ Aparatury te są już zainstalowane.

¹⁾ L. E. Ryall: The valveless differential Echo Suppressor — The Post Office Electrical Engineers Journal April 1935



RYS. 8. SCHEMAT INSTALACJI TELEFONII NOŚNEJ TRZYKROTNEJ.

B. Przez pewien czas zdawało się, że telefonia na fali nośnej nie może być stosowana w kablach wobec dużego tłumienia obwodów kablowych, zwłaszcza dla dużych częstotliwości. Rzeczywistość, jak to często bywa w takich rzeczach, zaprzeczyła tym przewidywaniom. Obecnie mamy kilka możliwości stosowania telefonii nośnej w kablach.

A więc obok rozmowy zwykłej można nałożyć jedną rozmowę dodatkową na fali nośnej. Ustalono, iż częstotliwość tej fali ma wynosić 6000 Hz. W Niemczech stosuje się w tym celu czwórki pupinizowane 0,9 mm o częstotliwości krytycznej 7700 Hz dla obwodów mac. i 9300 Hz dla obwodów pochodnych.

Dalej—obok rozmowy zwykłej—można nałożyć 3 rozmowy dodatkowe. Ustalono, iż częstotliwości fal nośnych mają być wielokrotnością 4000 Hz. W Niemczech stosuje się w tym celu pary 1,4 mm pupinizowane o częstotliwości granicznej 20000 Hz. Obwody pochodne nie są wykorzystywane. Częstotliwości nośne wynoszą 4000, 8000 i 12000 Hz. Wykorzystuje się górne wstęgi modulacji.

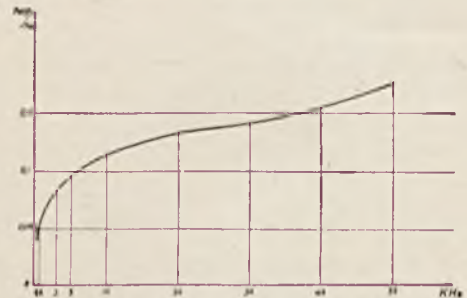
Wreszcie — istnieje możliwość realizowania obwodów nośnych na kablach niepupinizowanych: a) mniej więcej zwykłej konstrukcji i b) koncentrycznych. Kable te nie posiadają określonej częstotliwości granicznej, gdyż nie zawierają cewek Pupina, i dlatego—teoretycznie—pozwalają na przewodzenie nieograniczonego pasma częstotliwości, umożliwiając utworzenie b. dużej ilości połączeń dodatkowych. Ale praktycznie, na kablach o konstrukcji zwykłej nie nakłada się w chwili obecnej więcej niż 12 rozmów jednoczesnych. Takie kable są realizowane stopniowo w różnych punktach globu, lecz przede wszystkim w Amery-

ce i Anglii, ale na największą skalę w Japonii, gdzie obecnie układa się odcinki takich kabli o długości łącznej 1500 km.

Napewno obwody kablowe zarówno pupinizowane jak niepupinizowane, przystosowane do telefonii nośnej jedno i wielokrotnej, zasługują w naszych warunkach na bliższe studia, to też znajdują się one w programie prac najbliższych i dalszych Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego.

C. Dla przykładu rozpatrzmy z grubsza, jak się przedstawiają warunki komunikacji telefonicznej wielokrotnej na obwodach niepupinizowanych¹⁾.

Rys. 9 przedstawia współczynnik tłumienia w funkcji częstotliwości — pary kablowej niepupinizowanej. Z rysunku tego widać, iż np. przy $f=30 \cdot 10^3$ Hz tłumienie odcinka wzmacniakowego o długości np. 50 km wynosi już ok. 7 neperów. Ponieważ jednak tłumienie to może być skompen-



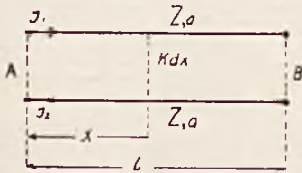
RYS. 9. WSPÓLNYNNIK TŁUMIENIA PARY NIEPUPINIZOWANEJ O ŚREDNICY ŻYL 1,3 MM.

¹⁾ S. Matsumae, N. Ihinohara: Investigation on the design of non-loaded cable system for carrier current communication — Nippon Electrical Communication Engineering Nr. 1 — 1935,

sowane—jeszcze bez szczególnych trudności—przy pomocy wzmacniaka, dlatego też możnaby przypuszczać, iż nic nie stoi na przeszkodzie powiększaniu jeszcze bardziej długości odcinków wzmacniakowych. Otóż tak nie jest.

Weźmy pod uwagę dwie pary kablowe przeznaczone do przewodzenia energii prądów telefonicznych w przeciwnych kierunkach (rys. 10).

Załóżmy, iż obie pary przenoszą jednocześnie te same pasma częstotliwości. Ponieważ będą one



RYŚ. 10. PRZESŁUCH PROSTY. ODCINEK WZMACNIAKOWY.

zawsze w pewnym stopniu sprzężone i energia jednej pary będzie przenoszona do drugiej, powstanie przesłuch. Żeby pomimo to rozmowy mogły odbywać się w sposób zadowalający, trzeba żeby poziom energii przeniesionej dzięki przesłuchowi na stacji A np. był znacznie niższy od poziomu energii doprowadzonej do tej stacji po drugiej parze. Jest widocznym, że będzie to tym trudniejsze, im tłumienie odcinka wzmacniakowego będzie większe. Musi zatem—ze względu na przesłuch—istnieć granica odległości pomiędzy stacjami wzmacniakowymi, której nie można przekraczać.

Rozpatrzmy tę sprawę bliżej.

Przesłuch prosty będzie nas interesować w obwodach przewodzących energię prądów telefonicznych w kierunkach przeciwnych.

W tym przypadku otrzymamy w przybliżeniu:

$$e^{-b_n} = \frac{\omega Z}{4 V a} \sqrt{\left(\frac{K_0}{4}\right)^2 + \left(\frac{m^0}{Z_2}\right)^2};$$

gdzie b_n jest to tłumienie przesłuchu prostego Z i a są to opór charakterystyczny i tłumienie zespolone linii, zaś K_0 , i m_0 —spółczynniki, charakteryzujące wartość średnią sprzężeń elektromagnetycznych i elektromagnetycznych wzdłuż całej długości linii.

Jak widzimy, tłumienie przesłuchu zależy od obu współczynników sprzężenia K_0 i m_0 . Lecz ponieważ założyliśmy, iż rozważane pary przewodzą energię w różnych kierunkach, a więc leżą w różnych grupach, K_0 możemy pominąć (inne pary sąsiednie stanowią bowiem ekran elektrostatyczny), i b_n będzie zależne tylko od m_0 .

Ze wzoru widzimy dalej, że sprzężenie magnetyczne uwydatnia się tym bardziej, im Z będzie mniejsze, co przy dużych częstotliwościach ma właśnie miejsce.

Zakładając różne wartości dla m_0 , będziemy mogli otrzymać krzywe tłumienia przesłuchu prostego w zależności od f .

Z krzywych tych można bezpośrednio wyprowadzić krzywe inne, które wskażą, jakie są dopuszczalne sprzężenia magnetyczne przy danej długości odcinka wzmacniakowego (30—80 km.) i danej najwyższej częstotliwości przewodzonej, żeby poziom prądów z przesłuchu był niższy od poziomu prądów użytecznej rozmowy np. o 65 db. (rys. 11).

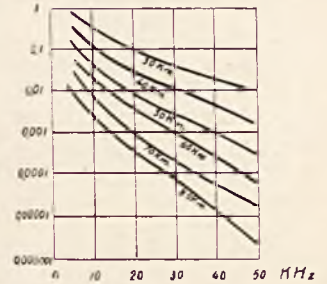
W podobny sposób można rozpatrzyć przesłuch skośny. Przesłuch ten będzie nas interesować ze względu na obwody przewodzące energię prądów telefonicznych w tym samym kierunku, a więc znajdujące się w tej samej grupie. W tym przypadku będą wchodzić w rachubę nie tylko sprzężenia magnetyczne, ale również sprzężenia elektrostatyczne.

Doświadczenie pokazuje, iż przy stosowanych konstrukcjach kabla trudniejszy do spełnienia jest warunek, wpływający z tłumienia przesłuchu prostego.

Dla bliższego zorientowania się, jakie konsekwencje wpływają z powyższych rozważań, weźmy przykład.

Przypuśćmy, że mamy kabel złożony z czwórki w gwiazdę, co ze względu na sprzężenie magnetyczne jest korzystnym, z żyłami o średn. 1,4 mm. Założmy, że sprzężenie magnetyczne pomiędzy parami w różnych grupach wynosi $5 \cdot 10^{-9}$ H na km., co jest możliwe do uzyskania. W takim razie tłumienie przesłuchu prostego będzie wynosiło około 106 db. Jeżeli pragniemy, ażeby różnica poziomów pomiędzy energią użyteczną, a energią z przesłuchu była 65 db, to na tłumienie odcinka wzmacniakowego pozostanie $106 - 65 = 41$ db. Jeżeli założymy dalej, że najwyższa częstotliwość przewodzona ma być 30000 Hz, to otrzymamy, że długość odcinka wzmacniakowego nie powinna przekraczać ok. 44 km. Przy 50000 Hz długość ta maleje do ok. 30 km.

(Dok. nast.).



RYŚ. 11. DOPUSZCZALNE SPRZĘŻENIA MAGNETYCZNE W ZALEŻNOŚCI OD NAJWYŻSZEJ CZĘSTOTLIWOŚCI PRZEWODZONEJ PRZY RÓŻNYCH DŁUGOŚCIACH ODCINKÓW WZMACNIAKOWYCH.

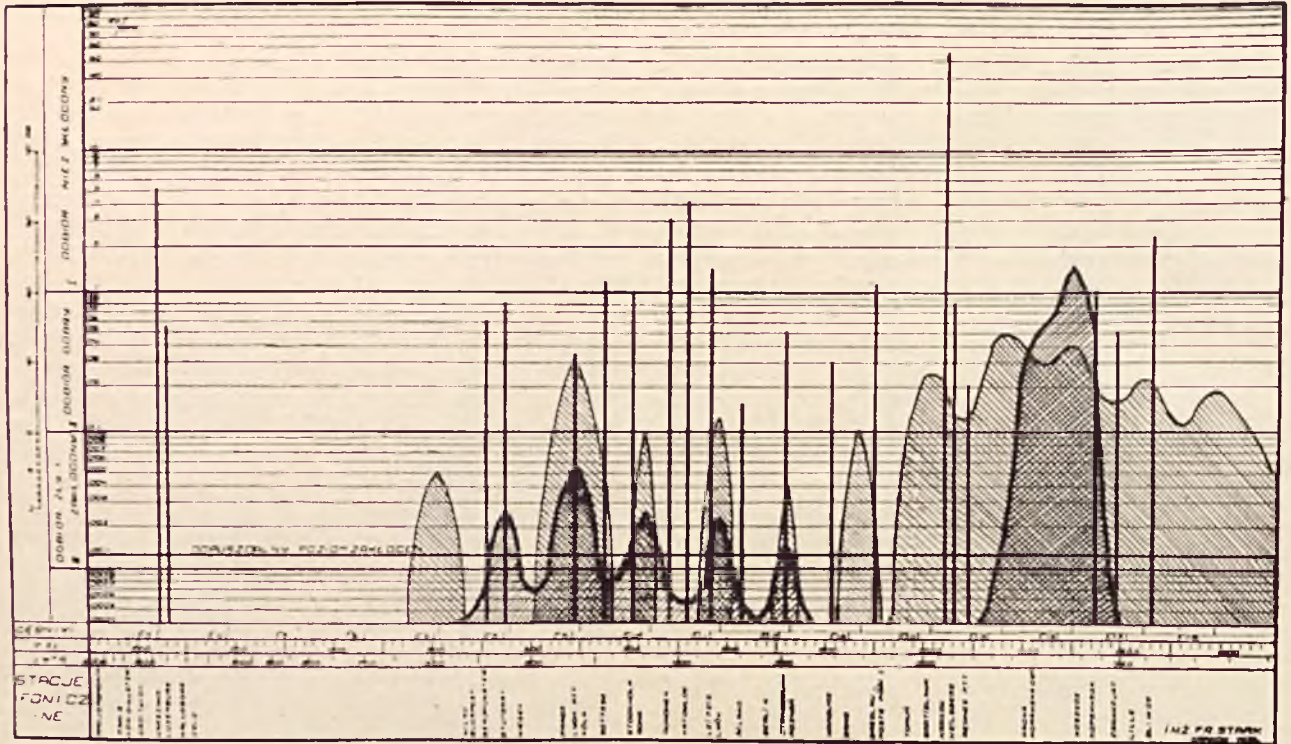
PRZEBUDOWA RADIOSTACJI ŁUKOWEJ MINISTERSTWA P. i T. W KRAKOWIE (SPP).

Ing. S. CHOJNACKI.

I. Wstęp.

W miarę wzrastania ilości radiosłuchaczy w Krakowie i intensywnej rozbudowy miasta, coraz liczniejsze stawały się skargi na zakłócenia odbio-

ru radiofonicznego ze strony stacji radiotelegraficznej w Krakowie na Dębnikach, zmodernizowanej w 1926 r. przez firmę C. Lorenz A. G. w Berlinie.



RYS. 1. WYKRES ODBIORU RADIOFONICZNEGO W KRAKOWIE.
MIEJSCE ZAKRESKOWANE — STAN ZAKŁÓCEŃ DO KWIECIA, KRATKOWANE OD KWIECIA 1936 R.

Skargi te były uzasadnione, gdyż z uwagi na system stacji — łuk Poulsen'a — zakłócenia występowały w dość znacznym stopniu. Przejawiały się one w postaci silnego szumu, zajmującego szerokie widma w zakresie fal przeznaczonych dla radiofonii.

Zdając sobie sprawę z powyższego stanu rzeczy, Ministerstwo Poczty i Telegrafów już niejednokrotnie stosowało środki zaradcze, które zmniejszyły w pewnym stopniu natężenie zakłóceń. Należy tu przede wszystkim wymienić zastosowanie w lutym 1932 r. przeciwsprężenia, redukującego prąd negatywny w antenie, oraz zastosowanie w kwietniu 1936 r. sprzężenia indukcyjno-pojemnościowego anteny z obwodem łuku¹⁾.

Dopiero jednak w marcu 1937 r. ukończona została przebudowa stacji dębnickiej, która stanowi radykalne rozwiązanie zagadnienia zakłóceń odbioru radiofonicznego w Krakowie.

Zamieszczony na rys. 1 wykres (wykonany przez Polskie Radio w 1936 r.) ilustruje wyraźnie poszczególne etapy walki z zakłóceniami.

Uwidoczniony jest na nim charakter i wielkość natężenia pola przeszkód w zakresie fal od 200 do 2000 m, przy czym dla orientacji pokazano również natężenie pól większych stacji radiofonicznych. Obecny stan nie dałoby się przedstawić na tym samym wykresie, gdyż, jak z dalszego opisu wynika, natężenie pola zakłóceń jest

teraz mniejsze od $1 \mu\text{V/m}$ (w odległości około 2,8 km od radiostacji).

Usunięcie szumu, powodowanego przez radiostację dębnicką, stanowiło podstawowe zadanie przebudowy tej stacji.

Przebudowa stacji musiała być przeprowadzona pod takim kątem widzenia, ażeby nie pogorszyć zbyt sprawności urządzeń, gdyż nie sprostałaby ona wówczas zadaniu, do którego jest przeznaczona (wymiana radiotelegraficzna z Austrią, Jugosławią i Węgrami).

Przebudowa obejmowała następujące roboty:

- 1) wprowadzenie obwodu pośredniego pomiędzy obwód łuku a obwód anteny;
- 2) zaekranowanie pomieszczenia stacyjnego;
- 3) skablowanie przewodów napowietrznych prądu silnego i słabego na terenie radiostacji;
- 4) polepszenie uziemienia.

Wprowadzenie obwodu pośredniego i ekranu zmniejszyło moc w antenie radiostacji dębnickiej o ok. 15% (w tym ok. 10% obwód pośredni i ok. 5% ekran). Okoliczność ta jest praktycznie bez znaczenia dla zasięgu stacji, biorąc pod uwagę, że prąd w antenie zmalał zaledwie o ok. 8%. Polepszenie sytuacji stanowi natomiast zwiększenie się stałości fali nadajnika, na skutek wprowadzenia obwodu pośredniego.

W dniu 15 marca b. r. odbyła się w lokalu Polskiego Radia w Krakowie konferencja informacyjna, połączona z demonstracją, na którą zostali zaproszeni członkowie Komitetu Obywatel-

¹⁾ Według patentów inż. Manczarskiego, będących własnością M. P. i T.

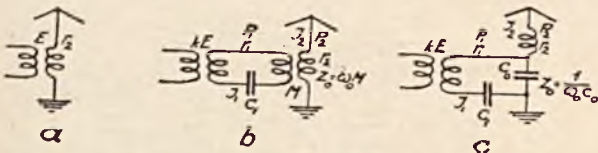
skiego do zwalczania zakłóceń, przedstawiciele prasy, tramwajów i Elektrowni Miejskiej.

W czasie konferencji zebranych zademonstrowano osiągnięte rezultaty i wykazano, że zakłócenia w odbiorze radiofonicznym powodowane przez radiostację dębnicką, zostały istotnie usunięte (pracę radiostacji dębnickiej kontrolowano na specjalnym odbiorniku).

Poniżej przedstawione są obliczenia wstępne, które posłużyłyby za podstawę przebudowy stacji, wnioski wynikające z tych obliczeń, schematy radiostacji przed i po przebudowie oraz szereg pomiarów końcowych, charakteryzujących osiągnięte wyniki.

I. Obliczenia wstępne²⁾.

Rys. 2 ilustruje możliwości wprowadzenia obwodu pośredniego pomiędzy obwód łuku a obwód anteny.



RYC. 2. a) — SCHEMAT SPRĘŻENIA Z ANTENĄ BEZ OBWODU POŚREDNIEGO. b) — SCHEMAT SPRĘŻENIA INDUKCYJNEGO ANTENY Z OBWODEM POŚREDNIM. c) — SCHEMAT SPRĘŻENIA POJEMNOŚCIOWEGO ANTENY Z OBWODEM POŚREDNIM.

Na powyższym rysunku E , względnie kE — oznaczają siłę elektromotoryczną, wzбудzoną w obwodzie anteny, względnie w obwodzie pośrednim, k — współczynnik, charakteryzujący zmianę sprzężenia pomiędzy obwodem łuku a obwodem pośrednim w stosunku do sprzężenia bezpośredniego, I_1, I_2 — prądy w obwodzie pośrednim, względnie w antenie, r_1, r_2 — opory obwodu pośredniego względnie anteny, C_1 — pojemność w obwodzie pośrednim, M i C_0 — wielkości charakteryzujące sprzężenie indukcyjne względnie pojemnościowe, P_1, P_2 — moce w obwodzie pośrednim i w antenie, wreszcie $\omega_0 = 2\pi f_0$, gdzie f_0 — częstotliwość.

A. Obliczenie przewidywanego oporu strat obwodu pośredniego.

Opór cewek w obwodzie pośrednim, zmierzony prądem stałym, wynosi ok. 0,24 oma; wobec tego opór tych cewek (przy uwzględnieniu linki) wynosi dla prądów szybkozmiennych ok.:

$$0,24 \cdot 1,5 = 0,36 \text{ oma}$$

Opór szeregowy kondensatora olejowego ($\text{tg } \psi \cong 0,001$) jest przy wartości $C_1 \cong 4000 \text{ cm}$ oraz $f_0 = 72,5 \text{ kc/s}$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \text{tg } \psi = \frac{9 \cdot 10^{11}}{2 \pi \cdot 72500 \cdot 4000} \cdot 0,001 \cong 0,5 \text{ oma}$$

Wobec tego

$$r_1 = 0,36 + 0,5 = 0,86 \cong 0,9 \text{ oma}$$

B. Dobór sprzężenia obwodu pośredniego z anteną i wyznaczenie osiągalnej sprawności obwodu pośredniego.

Opór całkowity obwodu pośredniego przy schematach b i c (rys. 2) w przypadku rezonansu obwodów jest:

$$r'_1 = r_1 + \frac{Z_0^2}{r_2}$$

gdzie r_1 — opór strat

$\frac{Z_0^2}{r_2}$ — opór wprowadzony

Warunek zachowania tego samego obciążenia nadajnika przy schematach a, b i c jest:

$$\frac{E^2}{r_2} = \frac{k^2 E^2}{r'_1}$$

skąd $k^2 r_2 = r_1 + \frac{Z_0^2}{r_2}$

skąd dalej $Z_0 = k r_2 \sqrt{1 - \frac{r_1}{k^2 r_2}}$

Stosunek mocy w obwodzie pośrednim P_1 do mocy w antenie P_2 jest przy schematach b lub c :

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{I_1^2 r_1}{I_2^2 r_2} = \frac{I_1^2 r_1}{\left(\frac{I_1 Z_0}{r_2}\right)^2 \cdot r_2} = \frac{r_1 r_2}{Z_0^2}$$

Sprawność obwodu pośredniego:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P_1 + P_2} = \frac{1}{\frac{P_1}{P_2} + 1} = \frac{1}{\frac{r_1 r_2}{Z_0^2} + 1} \\ &= \frac{Z_0^2}{r_1 r_2 + Z_0^2} = \frac{Z_0^2}{k^2 r_2^2} = 1 - \frac{r_1}{k^2 r_2} \end{aligned}$$

Jak widać, Z_0 i η nie zależą od rodzaju schematu b lub c .

Obliczenie obwodu pośredniego w alternatywie $k = 1$.

$$r_1 = 0,9 \text{ oma}$$

$$r_2 = 4,5 \text{ oma}$$

$$Z_0 = r_2 \sqrt{1 - \frac{r_1}{r_2^2}} = 4,5 \sqrt{1 - \frac{0,9}{4,5}} \cong 4 \text{ omy}$$

$$\eta = 1 - \frac{r_1}{r_2} = 1 - \frac{0,9}{4,5} = 0,8$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{r_2}{Z_0} = \frac{4,5}{4} \cong 1,14$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0 Z_0} = \frac{9 \cdot 10^{11}}{6,28 \cdot 72500 \cdot 4} \text{ cm} \cong 500 \text{ 000 cm}$$

Obliczenie obwodu pośredniego w alternatywie $k = 1,2$

$$r_1 = 0,9 \text{ oma}$$

$$r_2 = 4,5 \text{ oma}$$

$$\begin{aligned} Z_0 &= k r_2 \sqrt{1 - \frac{r_1}{k^2 r_2^2}} = 1,2 \cdot 4,5 \sqrt{1 - \frac{0,9}{1,2^2 \cdot 4,5}} \cong \\ &\cong 5 \text{ omów} \end{aligned}$$

²⁾ Wzory z prac inż. Manczarskiego.

$$\eta_i = 1 - \frac{r_1}{k^2 r_2} = 1 - \frac{0,9}{1,2^2 \cdot 4,5} \cong 0,86$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{r_2}{Z_0} = \frac{4,5}{5} = 0,9$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0 Z_0} = \frac{9 \cdot 10^{11}}{6,28 \cdot 72500 \cdot 5} \text{ cm} \cong 400\,000 \text{ cm}$$

Z powyższego wynika, że zwiększenie współczynnika k poprawia sprawność obwodu pośredniego.

C. Obliczenie współczynnika osłabienia harmonicznych przez obwód pośredni.

Oznaczmy dla dowolnej harmonicznej o częstotliwości f_h , względnie o szybkości kątowej $\omega_h = 2\pi f_h$:

1) opór sprzężenia (indukcyjnego względnie pojemnościowego) obwodu pośredniego z obwodem anteny przez Z_h ,

2) zawadę w obwodzie pośrednim przez S_{1h} ,

3) zawadę w obwodzie anteny przez S_{2h} .

Zawadę S_{1h} można wyrazić następującym wzorem przybliżonym, uwzględniając częstotliwość rezonansową obwodu pośredniego, spełniającą zależność $\omega_0^2 L_1 C_1 = 1$, gdzie $\omega_0 = 2\pi f_0$:

$$\begin{aligned} S_{1h} &\cong \omega_h L_1 - \frac{1}{\omega_h C_1} = \omega_h L_1 \left(1 - \frac{1}{\omega_h^2 L_1 C_1}\right) = \\ &= \frac{\omega_h}{\omega_0} \cdot \omega_0 L_1 \cdot \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_h^2} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 L_1 C_1}\right) = \\ &= \frac{\omega_h}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_1} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_h^2}\right) \cong \frac{\omega_h}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_1} \end{aligned}$$

Natężenie prądu harmonicznej w antenie jest przy schemacie *a* (rys. 2):

$$I_h = \frac{E_h}{S_{2h}}$$

Natężenie prądu harmonicznej w antenie jest przy schemacie *b* lub *c* (rys. 2):

$$I_h' = \frac{kE_h}{S_{2h}} \cdot \frac{S_{1h}}{Z_h}$$

Spółczynnik osłabienia harmonicznej na skutek obwodu pośredniego jest zatem

$$p = \frac{I_h}{I_h'} \cdot \frac{S_{1h}}{k \cdot Z_h}$$

Dla schematu *b* (rys. 2), to znaczy przy sprzężeniu indukcyjnym:

$$Z_h = \omega_h M = \frac{\omega_h}{\omega_0} \omega_0 M = \frac{\omega_h}{\omega_0} \cdot Z_0$$

wówczas

$$p_M = \frac{S_{1h}}{kZ_h} = \frac{\omega_h}{k \cdot \frac{\omega_h}{\omega_0} \cdot Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_1} = \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{kZ_0}$$

jak widać, w tym przypadku p nie zależy od częstotliwości harmonicznej.

Dla schematu *c* (rys. 2), to znaczy przy sprzężeniu pojemnościowym:

$$Z_h = \frac{1}{\omega_h C_0} = \frac{\omega_0}{\omega_h} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_0} = \frac{\omega_0}{\omega_h} \cdot Z_0$$

wówczas

$$\begin{aligned} p_{C_0} &= \frac{S_{1h}}{kZ_h} \cong \frac{\omega_h}{k \cdot \frac{\omega_0}{\omega_h} \cdot Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_1} = \\ &= \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \cdot \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{kZ_0} = \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \cdot p_M \end{aligned}$$

Obliczenie p w alternatywie $k = 1$

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= 72,5 \text{ kc/s} \\ C_1 &= 4000 \text{ cm} \\ Z_0 &= 4 \text{ omy} \end{aligned} \right\} \frac{1}{\omega_0 C_1} \cong 500 \text{ omów}$$

$$p_M = \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{Z_0} = 500 \cdot \frac{1}{4} = 125$$

$$p_{C_0} = \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \cdot p_M = \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \cdot 125$$

Na przykład dla $f_h = 650 \text{ kc/s}$

$$p_{C_0} = \left(\frac{650}{72,5}\right)^2 \cdot 125 \cong 10\,000$$

Obliczenie p w alternatywie $k = 1,2$

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= 72,4 \text{ kc/s} \\ C_1 &= 4000 \text{ cm} \\ Z_0 &= 5 \text{ omów} \end{aligned} \right\} \frac{1}{\omega_0 C_1} \cong 500 \text{ omów}$$

$$p_M \cong \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{kZ_0} = 500 \cdot \frac{1}{1,2 \cdot 5} \cong 83$$

$$p_{C_0} \cong \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \cdot p_M = \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \cdot 83$$

Na przykład dla $f_h = 650 \text{ kc/s}$

$$p_{C_0} = \left(\frac{650}{72,5}\right)^2 \cdot 83 \cong 6\,700$$

Z powyższego wynika, że zwiększenie współczynnika k pogarsza współczynnik osłabienia harmonicznych przez obwód pośredni.

III. Wnioski z obliczeń wstępnych.

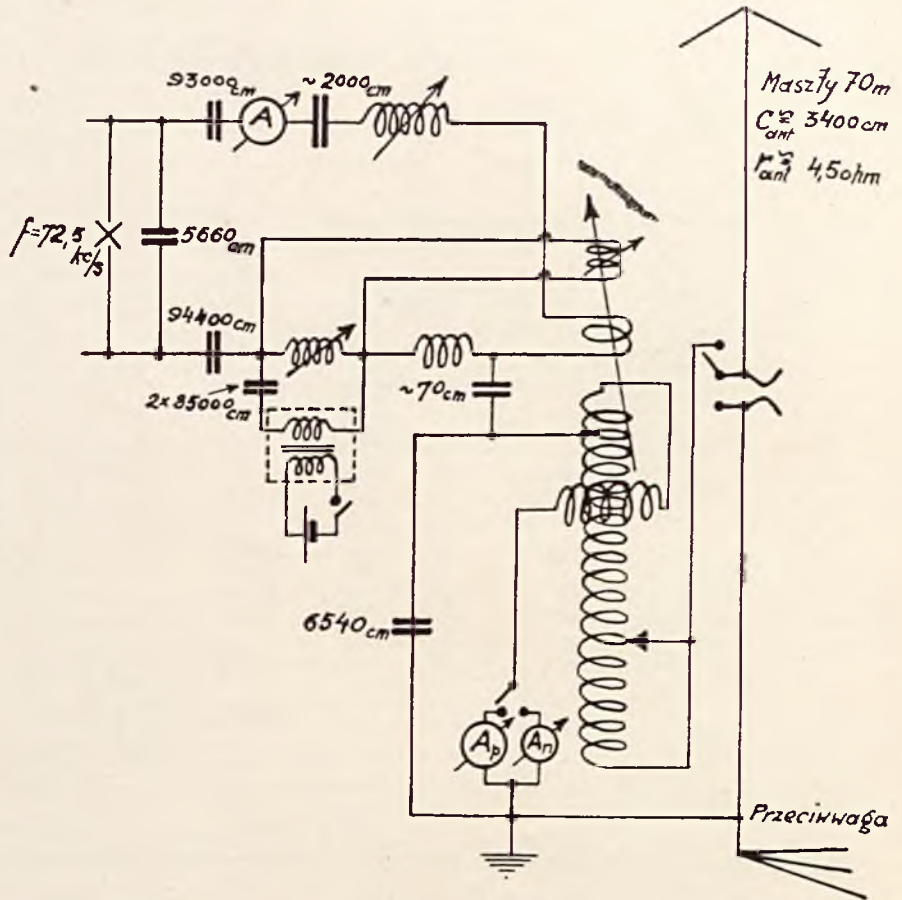
1) Sprzężenie pomiędzy obwodem anteny a obwodem pośrednim należy dać typu pojemnościowego (pojemność sprzęgająca C_0 rzędu $0,5 \mu F$, winna być zabezpieczona oporem równoległym $R \cong 25\,000 \text{ omów}$; równoważny temu oporowi opór szeregowy $r = \frac{Z_0^2}{R} = \frac{4^2}{25\,000} = 0,0006 \text{ oma}$ — jest do pominięcia).

2) Sprzężenie pomiędzy obwodem pośrednim a nadajnikiem należy dobrać w taki sposób, ażeby sprawność obwodu pośredniego wyniosła ok. 85%; stosunek prądu w obwodzie pośrednim do prądu w antenie winien wtedy wynieść ok. 0,9.

3) Obwód pośredni należy odekranować od obwodu nadajnika, względnie, o ile by to okazało się ze względów lokalnych nie możliwe, znak sprzężenia indukcyjnego pomiędzy tymi obwodami należy dobrać w taki sposób, ażeby w możliwie najszerszych zakresach fal sprzężenie indukcyjne odejmowało się od pasożytniczego sprzężenia pojemnościowego.

4) W celu osłabienia sprzężenia obwodu pośredniego z obwodem nadajnika dla fal harmonicznich, należy wykonać próbę zablokowania cewek sprzężeniowych nadajnika (pozytywnej i negatywnej) przy pomocy kondensatorów o odpowiedniej pojemności, jak również należy wystudiować kondensatorową blokadę cewki obwodu pośredniego.

5) Obwody nadajnika winny być starannie zaakranowane łącznie z obwodem pośrednim w taki sposób, żeby harmoniczne nie mogły przenikać do anteny z pominięciem obwodu pośredniego.



RYS. 3. UPROSZCZONY SCHEMAT RADIOSTACJI DĘBNICKIEJ PRZED PRZEBUDOWĄ (BEZ OBWODU POŚREDNIEGO).

IV. Pomiary po przebudowie.

A. Pomiar oporu anteny.

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 C_0} = \frac{9 \cdot 10^{11}}{2\pi \cdot 72\,500 \cdot 510\,000} \cong 3,9 \text{ oma}$$

$$I_1 \cong m\,29 \text{ A}$$

$$I_2 \cong m\,25 \text{ A}$$

gdzie *m* współczynnik proporcjonalności

Opór anteny

$$r_2 = \frac{Z_0 I_1}{I_2} = \frac{3,9 \cdot m\,29}{m\,25} \cong 4,5 \text{ oma}$$

B. Pomiar sprawności obwodu pośredniego i mocy w antenie.

Układ nadawczy	Napięcie na łuku łącznie z oporem szeregowym <i>V</i> =	Prąd stały zasilający łuk <i>I</i> =	Prąd w. częst. w obwodzie łuku <i>I_z</i>	Prąd w obwodzie pośrednim <i>I₁</i>	Prąd w antenie <i>I₂</i>
Bez obwodu pośredniego	450 V	27 A	15 A	—	23,5 A
Z obwodem pośrednim	450 V	27 A	15 A	20 A	22 A

Sprawność obwodu pośredniego

$$\eta = \left(\frac{22}{23,5}\right)^2 \cong 0,88$$

Stosunek prądów $\frac{I_1}{I_2}$ przy obwodzie pośrednim jest:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{20}{22} \cong 0,91$$

Moc w antenie przy obwodzie pośrednim:

$$P_2 = I_2^2 r_2 = 22^2 \cdot 4,5 \cong 2200 \text{ W.} = 2,2 \text{ KW}$$

C. Pomiar mocy w antenie na podstawie bilansu mocy.

Moc prądu stałego, doprowadzona do łuku łącznie z oporem szeregowym:

$$450 \text{ V} \cdot 27 \text{ A} \cong 12\,000 \text{ watów} = 12 \text{ KW.}$$

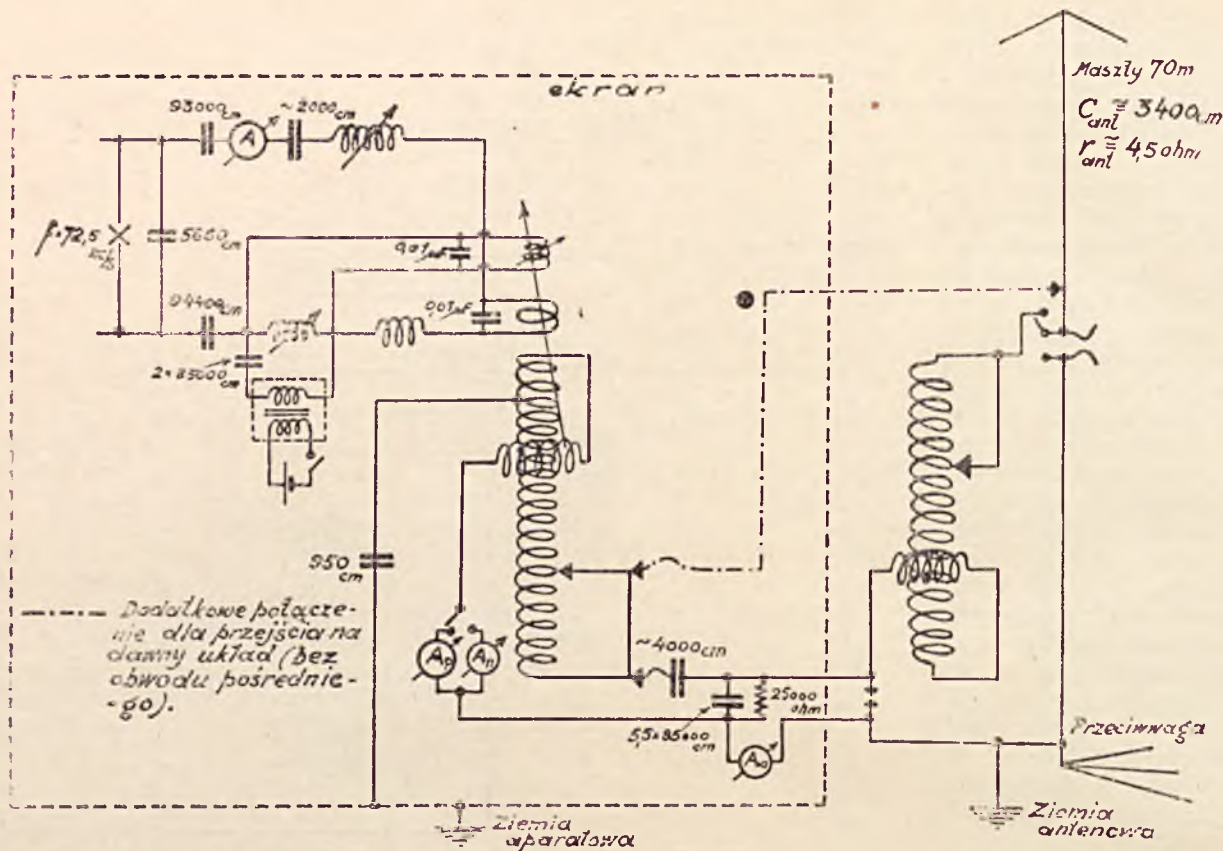
Moc stracona w oporze szeregowym łuku ok 5 KW
Moc odprowadzona przez wodę chłodz. ok 3,5 KW

Razem straty mocy stanowią ok 8.5 KW

Zatym, moc prądów szybkozmiennych jest ok. :
 $12 - 8,5 = 3,5 \text{ KW.}$

Przyjmując sprawność obwodu łuku ok. 0,7 oraz sprawność obwodu pośredniego ok. 0,88, otrzymuje się moc w antenie:

$$P_2 \cong 3,5 \cdot 0,7 \cdot 0,88 \cong 2,2 \text{ KW}$$



RYS. 4. UPROSZCZONY SCHEMAT RADIOSTACJI DĘBNICKIEJ PO PRZEBUDOWIE (Z OBWODEM POŚREDNIM).

D. Pomiar zakłóceń.

Zakłócenia zostały zmierzone w Studio Polskiego Radia w Krakowie w odległości około 2,8 km od radiostacji dębnickiej.

Po zastosowaniu obwodu pośredniego i ekranowaniu nadajnika dębnickiego można było stwierdzić w Studio Polskiego Radia, przy użyciu bardzo silnego i selektywnego odbiornika (Telefunken, superheterodyna—Magnat), tylko dwie słabe harmoniczne Dębniak na falach ok. 245 m i 462 m.

Harmoniczne te były tak słabe, że nie można było zmierzyć ich natężenia żadną metodą bezpośrednią (na odbiorniku pomiarowym były one

zupełnie niedostrzegalne), udało się jednak wyznaczyć ich wartość metodą porównawczą.

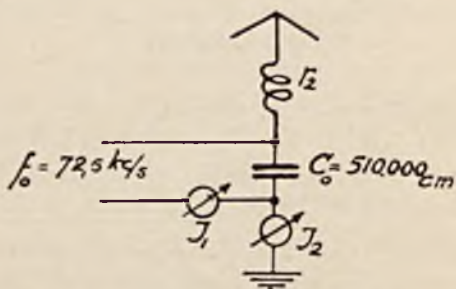
W tym celu poziom szumu silniejszej z tych harmonicznych, mianowicie na fali ok. 462 m, został porównany z poziomem szumu fali nośnej stacji radiofonicznej Praha, pracującej na fali 470,2 m. Pomiar wykonano na odbiorniku Telefunken w dzień.

Poniższa tabliczka przedstawia wynik pomiaru:

Natężenie pola fali nośnej stacji radiof. Praha ($\lambda = 470,2$ m, $P = 120$ KW, $d \approx 400$ km) w Krakowie E_1	$\approx 300 \mu\text{V/m}$
Poziom szumu fali nośnej stacji radiofon. Praha $E_2 < 0,01 E_1$	$< 3 \mu\text{V/m}$
Poziom szumu silniejszej harmonicznej Dębniak na fali ok 462 m ($d = 2,8$ km) $E_3 < \frac{1}{3} E_2$	$< 1 \mu\text{V/m}$

Dopuszczalny poziom zakłóceń wynosi według C. C. I. R. $10 \mu\text{V/m}$.

Natężenia pola najsilniejszej harmonicznej radiostacji dębnickiej przed przebudową było rzędu $1500 \mu\text{V/m}$ (według pomiarów Polskiego Radia z kwietnia 1936 r.).



RYS. 5. UKŁAD POMIAROWY OPORU ANTENY.

SŁUPY I COKOŁY ŻELBETOWE WIBROWANE.

Inż. J. CHOROSZUCHA i S. GŁADKICH.

Wibratory odgrywają coraz ważniejszą rolę przy otrzymaniu szczelnego i wytrzymałego betonu. W betoniarni stosujemy je w postaci stołów wibracyjnych, na których układamy formy ze świeżym betonem; na budowach umocowujemy wibratory do deskowania lub zbrojenia, albo też zanurzamy je w masę betonu. Od kilku miesięcy również i w Polsce zaczęto stosować metodę wibracyjną, a nawet pojawiły się już na rynku wibratory krajowej produkcji. Stąd też wydaje się nam pożyteczne zaznaczyć ogół teletechników z zasadami wyrobu słupów i cokołów żelbetowych wibrowanych.

Ogólnie biorąc wibracja polega na poddaniu betonu drganiom, podczas których cząstki betonu układają się ściśle w formie. Wstrząsy te wywołują przyrządy zwane wibratorami.

Zasada działania wibratorów jest następująca. Na wale, umieszczonym w łożyskach kulkowych, osadzony jest mimośród o wadze 0,5–2 kg. Dzięki mimośrowi wał po każdym obrocie drga, a przy dużej ilości obrotów powstaje wibracja, która przez łożyska przekazuje się do urządzeń wibrujących. Wielkość drgań (amplituda) zależy od wagi mimośrodu i od odległości środka ciężkości mimośrodu od osi wału. Im większy ciężar mimośrodu i im większa wspomniana odległość, tym większa siła wstrząsu. Drgania te pośrednio lub bezpośrednio są przekazywane na cząsteczki betonu, wskutek czego powstaje stały ich ruch. Otrzymana przez każdą cząsteczkę betonu siła wstrząsu jest bardzo mała, gdyż w czasie wibracji cząsteczki betonu przez cały czas przesuwały się tylko 0,25–0,50 mm. Stwierdzono, że, aby otrzymać stały ruch cząsteczek betonu, częstotliwość drgań nie powinna być mniejsza od 3 000 na minutę.

Świeżo rozrobiony beton, z punktu widzenia konsystencji, jest jak gdyby czymś pośrednim pomiędzy płynem a ciałem sypkim. Cząsteczki tego betonu w stanie spokoju źle zapelniają deskowanie (formy) i przestrzenie pomiędzy wkładkami, wystarczy jednak zacząć beton wibrować, aby od razu zauważyć ruch masy betonowej. Odnosi się wrażenie, że przez wibrację beton nabiera własności ciał płynnych, aby łatwiej przeniknąć do wszystkich zakątków form, deskowania itp.

Własności betonu uzyskane przez wibrację, pozwalają na używanie betonu mniej ciekłego niż przy ubijaniu ręcznym.

Przechodzimy do opisu słupów wibrowanych.

Zasadnicze wymagania stawiane słupom do przewodów elektrycznych ująć można w trzech punktach:

- 1) słupy powinny być dostatecznie wytrzymałe,
- 2) koszt ich wyrobu winien być jak najniższy i
- 3) wydatki na konserwację—zredukowane do minimum.

Duże postępy poczynione w technice żelbetniczej w ostatnich latach (wibratory)¹⁾ pozwalają na wytwarzanie słupów żelbetowych całkowicie odpowiadających wszystkim trzem warunkom.

Żelbetowe słupy wibrowane do przewodów elektrycznych podlegają ogólnym przepisom projektowania i wznoszenia konstrukcji żelbetowych; specjalną uwagę zwraca się na obliczenia statyczne oraz badania wytrzymałościowe. Naprężenia dopuszczalne w słupach żelbetowych, przeznaczonych do podwieszania przewodów elektrycznych, przyjmuje się zwykle o wiele większe, niż w konstrukcjach innych. We Francji np. przyjęto współczynnik

bezpieczeństwa k , wyrażający się stosunkiem siły łamiącej R do największej siły jakiej słup, praktycznie biorąc, może być poddany, równy 3. W żelbetowych słupach pracuje głównie zbrojenie zarówno na ściskanie jak i na rozciąganie i dlatego przy projektowaniu zwraca się dużo uwagi na jego rozmieszczenie w przekroju poprzecznym słupa. Beton przekroju słupa jest przy tak małej wartości współczynnika k przeciążony. Przy obciążeniu słupa powstają włoskowate pęknięcia, niewidoczne gołym okiem. Wielkość tych włoskowatych pęknięć jest zależna od wydłużenia uzbrojenia, zmieniającego swą wielkość pod wpływem obciążenia. Obciążeniu normalnemu N odpowiada pewna, trudna teoretycznie do określenia, wielkość pęknięć włoskowatych. Pęknięcia te, po przekroczeniu granicznej wartości, stają się niebezpieczne dla uzbrojenia, ułatwiając dostęp wodzie z opadów. Odbiorca może zatem zastrzec sobie w umowie zbliżenie wartości obciążenia P , wywołującego owe już niebezpieczne spękanie, do wartości obciążenia normalnego N , przy czym, oczywiście, zawsze powinno być $P > N$. Przy takim zastrzeżeniu, wartość współczynnika $R : N$ zbliżyć możemy, opierając się na praktycznych badaniach, nawet do 2,4–2,0. Daje to oczywiście znaczną oszczędność na materiale.

Warunki badania słupów zależą się do zamówienia, zaś badania przeprowadza się przy przyjmowaniu gotowych słupów. Uzbrojenie bada się przed fabrykacją słupa, a beton—w terminach przewidzianych umową. Badania wytrzymałości gotowych słupów przeprowadza się dwoma sposobami:

- 1) badanie jednego słupa dla każdego typu danego zamówienia na siłę nieco mniejszą od łamiącej;
- 2) badanie celem przyjęcia całej partii słupów; wtedy bada się określony zgóry ich procent.

Pierwszą próbę przeprowadza się obciążeniem równym sumie przewidywanych obciążeń, pomnożonej przez współczynnik K , obciążenia te nie powinny jednak przekraczać wytrzymałości obliczeniowej. Drugie badanie dokonywa się przy obciążeniu normalnym.

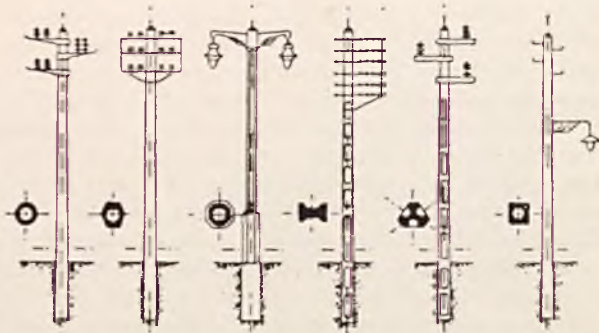
Bardzo często obciążenie normalne zwiększa się przy próbie o 10% wartości. Po zdjęciu obciążenia słup powinien powrócić do położenia wyjściowego. Linia ugięcia powinna przebiegać według krzywej o płynnych kształtach. Różnice strzałek ugięcia, otrzymywanych przy próbach różnych partii jednego typu słupów tego samego zamówienia, nie powinny przekraczać 10%. Większe odchylenia mogą być dopuszczalne o ile została stwierdzona elastyczność takiego słupa pod obciążeniem 1,5 razy większym od normalnego.

Nieprawidłowe rozmieszczenie uzbrojenia i porowatość betonu spowodować mogą szybkie rozpadnięcie się słupa. W celu uchronienia żelaza przed rdzą wystarczy je otulić warstwą szczelnego betonu grubości 10 mm. W praktyce przyjęto grubość tej otuliny niemniej 15 mm, bardzo często nawet 20–25 mm. Według przepisów francuskich do przygotowania betonu używać należy cementów wysokowartościowych. Mieszanie zwykłego cementu portlandzkiego z cementami wysokowartościowymi jest niedopuszczalne. Frakcje kruszywa należy tak dobrać, by otrzymać możliwie szczelny beton. Ilość cementu wysokowartościowego nie powinna być mniejsza od 300 kg/m³ betonu. Zacieranie pęknięć lub odprysków jest niedozwolone.

Dopuszczalne rozbieżności w rozmiarach słupów wynoszą dla długości 1%, dla wymiarów przekroju 5%. Zadowolający rezultat prób nie zwalnia dostawców od odpowiedzialności przed upływem terminu gwarancyjnego, przewidzianego umową.

¹⁾ Opisy wibratorów inż. J. Choroszuchy w Nr. 1, 2, 3 „Cement” r. b.

Kształty przekrojów słupów mogą być najrozmaitsze: okrągłe, wielościenne, trójkątne itd. Niepracującą środkową część przekroju betonowego, można odrzucić, zmniejsza to ciężar słupów o 30%. Dąży się wogóle do zwiększenia momentu bezwładności przekroju słupa przy jak największej oszczędności materiałów. Typy słupów żelbetowych pokazane są na rys. 1.



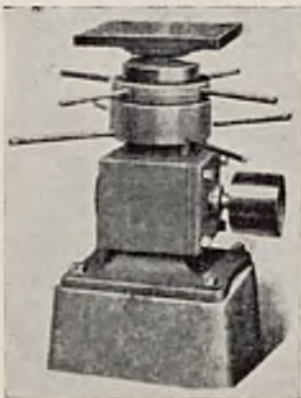
RYŚ. 1. SŁUPY ŻELBETOWE WIBROWANE.

Według sposobów produkcji podzielić można słupy żelbetowe na:

- 1) ubijane ręcznie, lub ubijkami maszynowymi,
- 2) wytwarzane przez wirowanie
- 3) wytwarzane przez utrząsanie,
- 4) wytwarzane przez wibrowanie.

Wibrowanie betonu w formie powoduje zagęszczenie się betonu, oraz wydzielanie wody i powietrza z mieszaniny. Tarcie wydzielającej się wody i baniek powietrza stale wzrasta podczas procesu wibracji, wskutek powiększającej się włoskowatości kanalików i porów w betonie. Proces wydzielania się wody i powietrza trwa dotąd, dopóki siła tarcia i opory nie wzrosną na tyle, że przewyżczą siłę wibracji. Zatrzymanie procesu wydzielania się wody z betonu podczas wibracji, zabezpiecza beton przed nadmierną utratą wody potrzebnej do hydratacji cementu. W każdym razie, wskutek procesu wibracji, porowatość betonu spada do 15%, co w porównaniu do porowatości betonu ubijanego ręcznie (wynoszącej 22–25%), daje wyraźną korzyść, szczególnie w zastosowaniu do słupów żelbetowych, wystawionych na wpływy atmosferyczne (zmniejszenie kosztów konserwacji, zabezpieczenie zbrojenia przed rdzewieniem).

Do produkcji słupów z betonu wibrowanego używa się wyłącznie form żelaznych. Słupy do 6 m wysokości wyrabia się masywne. Słupy wyższe mogą być ukształtowane w ażurową kratę. Kanał wewnętrzny otrzymuje się przez umieszczenie w formie rdzenia stożkowego z rury żelaznej. Zbrojenie i dusza utrzymuje się w formie przez podwieszenie drutem 2 mm, przymocowanym do poprzecznych prętów, ułożonych na górnej powierzchni formy. Pomocnicze urządzenia do podtrzymywania zbrojenia i rdzenia usuwa się natychmiast po ukończeniu wibracji. Otwory w słupach, potrzebne do umocowania izolatorów itd., otrzymuje się przez wstawienie



RYŚ. 2. FRANCUSKI STÓL WIBRACYJNY.

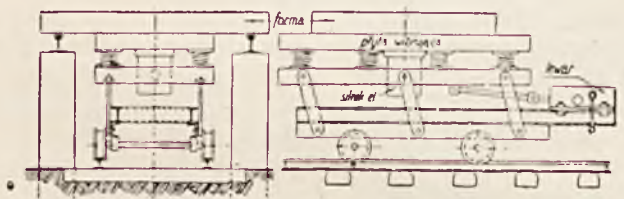
odpowiednich wkładek żelaznych. Formy, rdzeń i wkładki należy pokryć przed użyciem cienką warstwą tłuszczu (mydła, tranu, parafiny, tanich gatunków olejów mineralnych lub ropy naftowej). Szczególną uwagę należy zwracać, żeby zbrojenie nie było zatłuszczone.

Wibracji betonu dokonywa się na stołach wibracyjnych (rys. 2, 3) lub przez bezpośrednie połączenie wibratora z formą. Powierzchnia stołu wibracyjnego powinna być umieszczona możliwie nisko nad poziomem pracowni czy placu, by jak najbardziej ułatwić obsługę form. Gdy wibrator połączony jest bezpośrednio z formą, to wówczas formę należy podnieść lub ułożyć na resorach.

Przebieg czynności przy wyrobie słupów wibrowanych przedstawia się następująco.

Po sprawdzeniu prawidłowości położenia zbrojenia i wkładek, ładuje się beton do $\frac{1}{4}$ wysokości formy, uruchamia się wibrator i następnie wypełnia formę uważając, aby beton osiadał równomiernie i aby większe ziarna żwiru nie ugrzęzły między prętami zbrojenia. Wibracja, od chwili zapełnienia form, powinna trwać 2–3 minut. Po ukończeniu wibracji wygładza się górną, otwartą powierzchnię słupa i ścina naroża. Wszystkie te

czynności wykonywają ci sami robotnicy którzy ładowali beton do formy.



RYŚ. 3. SCHEMAT KONSTRUKCJI WIBRATORA NA PODWOZIU WĄSKOTOROWYM.

Stożkowy rdzeń wyjmuje się z betonu bezpośrednio po ukończeniu wygładzania, najpóźniej w ciągu 3 godzin. Wysięk dwóch ludzi jest wystarczający do wyjęcia rdzenia ze słupa wysokości 10 m. Jeśli dla jakichkolwiek powodów rdzeń ma pozostać w słupie dłuższy czas, to wówczas należy go w czasie wiązania betonu poruszyć przez okręcenie około osi. Po godzinie należy tę czynność jeszcze raz powtórzyć.

Słup z betonu wibrowanego można wyjąć z formy natychmiast po ukończeniu wibracji. W tym wypadku wyrób, po przewróceniu formy dnem do góry, składa się na specjalnej, wyrównanej desce. Po pięciu dniach słupy mogą być zdjęte z desek i ułożone w jednej warstwie. Po dalszych pięciu dniach, można słupy złożyć w klatki. Słupy powinny pozostawać zasadniczo złożone w klatkach nie mniej niż sześć tygodni i dopiero wówczas mogą być odesłane na miejsce przeznaczenia.

Opakowanie słupów do transportu powinno być dostosowane do środka transportowego (samochody ciężarowe, wagony kolejowe). Dążyć trzeba do zupełnego unieruchomienia przewożonych słupów i oddzielenia ich od siebie przez gęste przekładki z deseczek, odpadków drzewnych, wiórów itp.

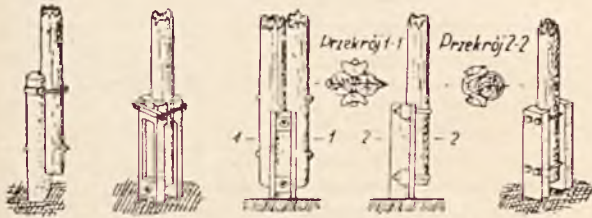
Obliczenia przekrojów słupów przeprowadza się w dwóch wypadkach:

- 1) słup ustawiony i obciążony poziomą siłą naciągu przewodów i parciem wiatru;
- 2) sprawdzenie wytrzymałości słupa na wypadek transportu; położenie słupa najniekorzystniejsze — obciążenie ciężarem własnym.

(Przy projektowaniu opierać się można na przykładach podanych w książce: „Obliczanie słupów elektrycznych” prof. St. Odrowąż-Wysockiego, Warszawa 1937. Normy dotyczące obliczeń są opracowane w Polskich Normach Elektrycznych).

Obecnie w kilku słowach opiszemy żelbetowe cokoły do słupów drewnianych.

Gnicie części słupów drewnianych wkopanych w ziemię, skraca czas korzystania z tych słupów, co powoduje wzrost wydatków na utrzymanie linii. Nasycanie słupów drewnianych środkami przeciwnilnymi przedłuża ich użyteczny wiek, szczególnie pod warunkiem niewkopywania słupów bezpośrednio do ziemi, lecz umieszczania na cokołach z odpowiednio odporne materiału. Podstawy z kształtowników żelaznych są drogie, a nadto podlegają rdzewieniu, wpływającemu szkodliwie na przylegające do żelaza drewno. Podstawy ze starych szyn kolejowych, choć koszt ich jest niski, posiadają podobne wady, a poza tym zasięg ich stosowalności ogranicza się głównie do potrzeb kolei.



RYŚ. 4. ŻELBETOWE COKOŁY WIBROWANE POD SŁUPY DREWNIANE.

Natomiast cokoły żelbetowe (rys. 4), stosowane ostatnio szeroko we Francji, okazały się bardzo trwałe i ekonomiczne. Znaczną ich popularyzację przypisać trzeba zmechanizowaniu produkcji, dzięki czemu obniżyła się wydatnie cena.

Cokoły żelbetowe są lekkie, łatwe do przenoszenia i ustawiania. Drewno słupa, nie tkwiąc w masie muru czy betonu, lecz utrzymując się swobodnie w powietrzu dzięki tarcu dociśniętych części cokołu, nie murszeje wskutek braku powietrza, nie mającego dostatecznego dostępu do boków i, co ważniejsze, do przekroju słupa. Wytrzymałość cokoła żelbetowego powinna odpowiadać przepisanyemu obciążeniu. Cokoły żelbetowe mogą być wytworzone z jednego, lub dwu elementów, co jest zależne od wymiarów słupa, wielkości obciążeń itp. Odbiorcy słupów wymagają poza tym często, by ciężar jednego elementu nie przekraczał 200 kg, ze względu na łatwą przenośność.

Wewnętrzny płaszczok cokołów żelbetowych nadaje się takie kształty, by słupy były mocno i pewnie przez nie objęte. Słupy z cokołami najlepiej połączyć żelaznymi opaskami. Rzadko stosowane jest przymocowanie śrubami.

Części żelazne powinny być ocynkowane. Sztorc słupa powinien znajdować się w odległości co najmniej 15 cm od poziomu terenu, by miał zapewniony dostęp powietrza.

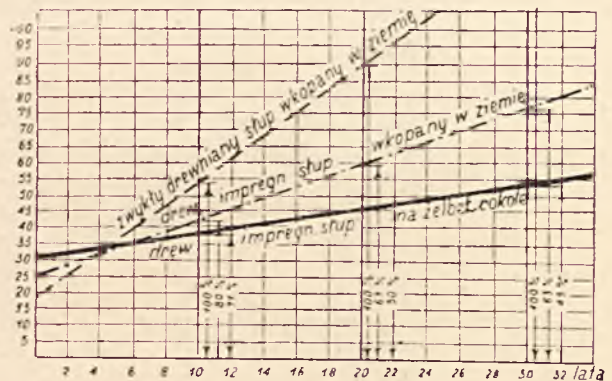
Stosowane w praktyce opieranie słupa na występie cokołu jest nie pożądane, zaś wymiary występu powinny być jak najmniejsze, by nie zakrywać zbytnio przekroju słupa. Zagłębienie

podstawy w ziemię zależy od wysokości słupa, wielkości obciążeń, jakości gruntu i głębokości zamarzania. Wysokość zagłębienia nie powinna jednak być mniejsza od 1,25 m. Wysokość nadziemna cokołu waha się od 0,65—1,00 m. Przy próbie cokołu momentem zginającym równym $\frac{1}{3}$ momentu łamiącego, nie powinien on w żadnym wypadku wykazać śladów ruszenia z miejsca; przy próbie wyrwania cokołu, otrzymane obciążenie niszczenia nie powinno być mniejsze od obciążenia niszczenia obliczeniowego. Połączenie słupa z cokołem należy tak zaprojektować, by zapewniało ono współpracę całego układu. Należy unikać wykopywania zbyt szerokich dołów pod cokoły; powoduje to występujące przez czas dłuższy chwianie się słupów i osłabienie wiązań.

Normalny stosunek składników betonu na cokoły przyjmuje się zwykle na $400 \times 400 \times 600$ (objętościowo) i ilości wody w stosunku 0,66 litra na 1 kg cementu. Przed ustaleniem ścisłego stosunku składników betonu, należy wypróbować go na wykonanym w fabryce próbnym cokołe.

Warunki zamówienia partii danego typu cokołów obejmują: skład betonu, gatunek żelaza, obciążenie, główne wymiary, warunki wyrobu, odbioru i prób. Przyjęte w wielu betoniarzach datowanie i znaczenie cokołów jest bardzo pożądane i pozwala na uniknięcie wielu nieporozumień.

Cokoły przeważnie produkujemy na stołach wibracyjnych w formach żelaznych.



RYŚ. 5. PORÓWNANIE KOSZTÓW KONSERWACJI RÓZMAITYCH TYPÓW SŁUPÓW.

Na zakończenie podajemy porównawcze wykresy obrazujące granice opłacalności słupów drewnianych, wkopanych bezpośrednio do ziemi, impregnowanych i na cokołach żelbetowych. Z wykresów widać jasno, że wydatki konserwacyjne na słupy na cokołach spadają szybko do 50% i mniej,—w porównaniu z wydatkami na słupy zwyczajne.

ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

W czerwcu bieżącego roku odbyły się—ostatnie przed okresem wakacyjnym—trzy zebrania Zarządu, na których, stosownie do opracowanego programu, dokonano podziału prac między poszczególne agendy Stowarzyszenia i ustalono skład odpowiednich Komisji.

W dniu 9 czerwca odbyło się Ogólne Zebranie członków Stowarzyszenia, które zatwierdziło przedstawiony przez Zarząd preliminarz budżetowy na rok 1937/8. Pan St. Kuhn jako Prezes

Stowarzyszenia wygłosił przy tym referat o zadaniach i programie prac Zarządu na rok najbliższy.

Po zebraniu odbyła się herbatka towarzyska.

W dniu 16 czerwca p. inż. W. Fiałkowski wygłosił w lokalu S. T. P. odczyt p. t.: „Zagadnienia telegrafii abonenckiej“.

Zawieszona obecnie na czas wakacyj działalności odczytowa, zostanie wznowiona w okresie jesiennym.

PIERWSZY POLSKI KONGRES INŻYNIERÓW

KOMUNIKAT KOMITETU ORGANIZACYJNEGO

W dniach 12—16 września 1937 r. odbędzie się we Lwowie, pod wysokim protektoratem Pana Prezydenta Rzeczypospolitej Prof. Ignacego Mościckiego i Pana Marszałka Edwarda Śmigłego-Rydza, Pierwszy Polski Kongres Inżynierów pod hasłem:

„Mobilizacja twórczej energii dla niezależnienia gospodarczego Polski“.

Kongres organizuje Naczelna Organizacja Inżynierów R. P. (N. O. I.), celem przeglądu gospodarczych i technicznych możliwości naszego kraju i wskazania drogi do podniesienia obronności Państwa, oraz stworzenia podstaw do szybszego rozwoju gospodarczego, a przez to zmniejszenia bezrobocia i powiększenia dobrobytu kraju.

W tym celu, na podstawie planowo ujętych i odpowiednio ugrupowanych referatów, których tytuły podajemy poniżej, przedstawimy uczestnikom Kongresu całokształt obecnego stanu tych dziedzin życia gospodarczego, w których czynni są inżynierowie, ze szczególnym podkreśleniem potrzeb i możliwości rozwojowych.

Szczególnym więc obowiązkiem wszystkich inżynierów polskich, tak zrzeszonych jak i niezrzeszonych, jako przedstawicieli polskiej myśli technicznej, jest wzięcie czynnego udziału w pracach Kongresu i wykorzystanie wyników jego prac na wszystkich odcinkach swych czynności zawodowych.

Jako miejsce Kongresu został obrany Lwów, ze względu na przypadające podczas Kongresu uroczystości jubileuszowe 60-lecia Polskiego Towarzystwa Politechnicznego, najstarszej polskiej organizacji inżynierskiej. Również z okazji Kongresu organizują Targi Wschodnie w swych ramach specjalne Targi Techniczne.

Dla uczestników przygotowano podczas Kongresu szereg wycieczek i imprez towarzyskich, tanie kwatery, zapewniono daleko idące zniżki kolejowe, specjalne pociągi i t. p.

Koszt uczestnictwa wynosi 10.— zł., za co otrzymuje się, po zgłoszeniu udziału, program i skróty referatów, a po Kongresie—Księgę Kongresową, zawierającą referaty z dyskusją i uchwałami.

Członkowie organizacyj zawodowych, należących do N. O. I. winni kierować jak najprędzej zgłoszenia uczestnictwa w Kongresie do swoich Związków, inni zaś inżynierowie wprost do Komitetu pod adresem:

Komitet Organizacyjny Pierwszego Polskiego Kongresu Inżynierów, Warszawa, ul. Krucza 14. Tel. 7-17-77. P. K. O. 3380.

**Komitet Organizacyjny
Pierwszego Polskiego Kongresu Inżynierów**

REFERATY NA I [POLSKI KONGRES INŻYNIERÓW

I. DZIAŁ OGÓLNY.

1. Zagadnienie planowania gospodarczego.
2. Zagadnienie planowania surowcowo-materialowego.
3. Zagadnienie planowania urzędzeń.
4. Zagadnienie planowania sił roboczych i fachowych.
5. Zagadnienie planowania struktury organizacyjnej.
6. Zagadnienie planowania terytorialnego.
7. Zagadnienie planowania w czasie.
8. Zagadnienie planowania finansowego.
9. Zagadnienie bilansu handlowego.

II. PODSTAWOWE URZĄDZENIA GOSPODARCZE.

1. **Grupa komunikacyjna**
Zagadnienia kolei, transportu lądowego, dróg wodnych i telefonizacji.
2. **Grupa energetyczna**
Zagadnienie elektryfikacji i gazyfikacji.
3. **Zagadnienie urzędzeń wodnych**
Zagadnienie zapór wodnych i melioracji podstawowych.
4. **Grupa urzędzeń obrotu towarowego**
Zagadnienie urzędzeń obrotu towarowego.
5. **Lokalne urzędzenia wsi i miast**
Zagadnienie urzędzenia wsi i miast.
6. **Budownictwo**
Zagadnienia budownictwa publicznego, mieszkalnego, wiejskiego, przemysłowego i obronnego.

III. PRZEMYSŁ.

1. **Grupa górnicza**
Zagadnienie górnictwa węglowego, naftowo-gazowego, rud żelaznych, rud nieżelaznych i kamieniołomów.
2. **Grupa hutnicza**
Zagadnienie hutnictwa żelaza, zakładów przetwórczych w hutach żelaza, stali specjalnych i metali uszlachetniających, hutnictwa cynku i ołowiu, miedzi i stopów, aluminium.
3. **Przemysł metalowy**
Zagadnienie obrabiarek, turbin parowych i wodnych, maszyn dla przemysłu, maszyn rolniczych, budowy okrętów, taboru kolejowego, sprzętu motoryzacji, sprzętu lotniczego, produkcji broni i metalowego przemysłu pomocniczego.
4. **Przemysł elektryczny**
Zagadnienie produkcji sprzętu elektrycznego silnoprądowego, słaboprądowego, produkcji kabli i przewodów.
5. **Przemysł drzewny**
Zagadnienie przemysłu drzewnego przetwórczego.
6. **Przemysł mineralny**
Zagadnienie cementu, ceramiki i szkła.
7. **Przemysł chemiczny nieorganiczny**
Zagadnienie nawozów sztucznych i wielkiego przemysłu chemicznego nieorganicznego.
8. **Przemysł chemiczny organiczny**
Zagadnienie gazownictwa, koksu i przetwórstwa ropy. Zagadnienie zastępczych środków napędowych. Zagadnienie wielkiego przemysłu chemicznego organicznego: tłuszczów, mydła, sztucznego włókna i kauczuku. Zagadnienie zastępczych materiałów konstrukcyjnych. Zagadnienie chemii w planie gospodarczym.
9. **Przemysł papierniczy**
Zagadnienie papiernictwa.
10. **Przemysł spożywczy**
Zagadnienie cukrownictwa, przemysłu fermentacyjnego, przemysłu mięsnego i tłuszczów jadalnych.
11. **Przemysł garbarski i włókienniczy**
Zagadnienie garbarstwa i włókiennictwa.

IV. ROLNICTWO.

- Zagadnienie produkcji roślinnej, zwierzęcej, leśnej i intensyfikacji drobnego rolnictwa.

BIBLIOGRAFIA.

Inż. Kazimierz Pajewski. Technologia i technika malarsko-lakiernicza. Str. 431. Warszawa 1937 r. Wydawnictwo Ministerstwa Komunikacji. Cena w oprawie 3 zł. 50 gr.

Telekomunikacja jest tak związana ze wszystkimi prawie gałęziami współczesnej techniki, że każda poważniejsza praca z tych dziedzin przyjmowana jest przez ogół teletechników zawsze z wielkim zainteresowaniem.

To też i wydana przez Ministerstwo Komunikacji praca inż. Kazimierza Pajewskiego p. t.: „Technologia i technika malarsko-lakiernicza” niewątpliwie zainteresuje naszych czytelników, jako rzecz nowa i ciekawa.

Dla teletechników sprawa zabezpieczenia sprzętu, szczególnie metalowego, od korozji przez malowanie i lakierowanie ma zasadnicze znaczenie. Dotyczy to szeregu przedmiotów jak haki, poprzeczniki, sprzęt stacyjny, przełącznice, stojaki central automatycznych, narzędzia i t. p.

Jakkolwiek autor w pracy swej mówi wyłącznie o malowaniu i lakierowaniu parowozów, wagonów i mostów, to jednak dzięki przyjęciu przez autora zasady zależności robót od rodzaju materiału (stal, drewno, beton), dostosowanie farb i pracy do sprzętu teletechnicznego jest bardzo łatwe.

Dzieło inż. Pajewskiego, obok pracy inż. Kazimierza Puchały (Galwanotechnika, wyd. 1935 r.), jest bodajże drugim podręcznikiem w polskim języku, traktującym poważnie o technice malowania i lakierowania.

Całość podzielona jest na dwie części: część pierwsza traktuje o technologii materiałów, część druga o samej technice malowania i lakierowania. Książka zaopatrzona jest w tablice, fotografie i wykresy, ułatwiające w dużym stopniu orientowanie się w całym materiale.

Układ graficzny książki oryginalny i ładny.

Wydanie efektowne, treść uporządkowana, systematycznie ułożona, styl jędrny, wyraźny, dostosowany niekiedy do poziomu inteligentniejszego robotnika.

Ujęcie w całość materiałów i wykonania czyni zbędnym wyszukiwanie poszczególnych fragmentów bądź to w podręcznikach chemii, bądź też w warunkach technicznych, normach i przepisach.

Spolszczenie niektórych określeń śmiało i udatne. Np. zastąpienie „farby” — „barwiną”, lub „szpachlówki” — „zaciernicą” powinno znaleźć szeroki oddźwięk i propagandę w społeczeństwie. Szkoda, że autor zasady spolszczenia istniejących w technice warsztatowej germanizmów nie rozciągnął na większą ilość nazw, zostawiając w treści takie np. określenia, jak „papier szmerglowy”, „szmerglować” (str. 268, 269) zamiast przyjętych już określeń „ścierniwo na płótnie”, „ściierać”.

Pierwszą charakterystyczną cechą podręcznika, powiedziałbym cechą humanitarną, jest zwrócenie uwagi, przy omawianiu

poszczególnych materiałów, na ich właściwości trujące lub nie-szkodliwe dla zdrowia ludzkiego. Ostrzeżenia takie, drukowane przeważnie grubszymi czcionkami, jak np. przy omawianiu bieli ołowianej (str. 73 i 74) wywołują napewno niejedno dobre słowo ze strony robotników pod adresem autora.

Drugą cechą, wyróżniającą książkę, jest zwrócenie uwagi autora, przy omawianiu metod badań poszczególnych materiałów, na możliwości zakupu zafalszowanych barwin, co w tej dziedzinie często się spotyka.

Również na podkreślenie zasługuje zwrócenie uwagi czytelnika na właściwy wybór barwin do gruntowania, jako czynników zabezpieczających stal od korozji.

Należy żałować, że ze względu na tendencję samowystarczalności gospodarczej kraju, autor nie podkreślił dostatecznie mocno jakie materiały są pochodzenia krajowego, a jakie sprowadza się z zagranicy, względnie jakie materiały zagraniczne dałoby się zastąpić krajowymi.

W jednym z rozdziałów autor zwraca uwagę, że stosowanie odpowiednich narzędzi ma duży wpływ na wydajność pracy, w innym miejscu autor zastrzega się jednak, że opisy narzędzi, przyrządów do natryskiwania i t. p. nie wchodzi w zakres wydanej pracy. Sądźmy, że książka inż. Pajewskiego jeszcze bardziej zyskałaby na wartości, gdyby autor podał kilka najbardziej rozpowszechnionych przyrządów do natryskiwania, gdyby omówił wybór i rodzaj pędzli dla poszczególnych prac i t. p. Coprawda na str. 315 jest uwaga, że do malowania mostów używać należy pędzli o krótkim i dobrze wygładzonym włosiu oraz o krótkim trzonie; uwaga ta jednak nie dotyczy całokształtu pracy. A szkoda, bo wskazówki w tych sprawach trudno jest gdziekolwiek znaleźć, a sprawy te przecież wchodzi w zakres techniki malarsko-lakierniczej.

Mówiąc o lakierowaniu natryskowym, nie widać by autor szczególnie zalecał ten sposób lakierowania i malowania, jakkolwiek sposób ten jest bardzo dziś rozpowszechniony.

Również przy omawianiu usuwania rdzy ze stali autor nie podkreślił szkodliwości pokutującego do dziś dnia czyszczenia przedmiotów sposobem chemicznym, przez t. zw. „trawienie” t. j. kolejne zanurzenie przedmiotów w roztworze tęgum, wodzie i następnie w roztworze kwasu.

Pomimo tych drobnych usterek, książka w naszych warunkach jest ewenementem i powinna zapełnić luki na półkach bibliotek technicznych w wytwórniach i warsztatach teletechnicznych, jak również powinna znaleźć się w urzędach telekomunikacyjnych oraz fachowych organach odbiorczych i zaopatrzeniowych.

Oczekujemy jaknajrychlejszego ukazania się zapowiadzianej następnej pracy tegoż autora „O walce z korozją żelaza”.

W. W

PRZEGLĄD PISM.

SKRÓTY.

- A. P. T. T. Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
 H. E. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.
 I. E. S. T. Izwiestja Elektropromyslennosti Słabago Toka.
 J. T. Journal des Télécommunications.
 P. E. Przegląd Elektrotechniczny.
 P. R. Przegląd Radiotechniczny.
 Prz. W. T. Przegląd Wojskowo-Techniczny. Łączność.
 R. T. T. Revue des Téléphones, Télégraphes et T. S. F.
 S. B. B. Schwachstrom Bau und Betriebstechnik.
 Str. T. J. Strowger Technical Journal.
 T. F. T. Telegraphen-, Fernsprech- und Funk-Technik.
 T. P. Telegraphen-Praxis.
 T. S. Technika Swiazi.
 V. N. Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.
 Z. F. Zeitschrift für Fernmeldetechnik, Werk und Gerätebau.

TEORIA I POMIARY.

- Izotopy i ciężka woda. S. Szczeniowski, P. E., Nr. 13, 817, 37.
 W sprawie równowagi wyładowań. J. L. Jakubowski i W. Majewski (dyskusja), P. R., Nr. 13—14, 100, 37.

Interpolacja liniowa poprawek częstotliwości przy przecechowaniu falomierzy. I. B. Sielutin, I. E. S. T., Nr. 4, 17, 37.

Sprzężenie dwóch obwodów elektrycznych metodą magnetyczno-jonową. W. F. Makarow, I. E. S. T., Nr. 4, 19, 37.

Obliczenie konstrukcyjne wielowarstwowych cewek samoindukcyjnych. N. M. Golcman, I. E. S. T., Nr. 4, 20, 37.

Układ elektryczny 6-biegunowy. A. W. Styblik, I. E. S. T., Nr. 4, 39, 37.

Wielozakresowe przyrządy pomiarowe dla prądu stałego i zmiennego (dok.). J. S. Awerbuch, I. E. S. T., Nr. 4, 60, 37.

Urządzenie prostownikowe. Schematy przyrządów wielozakresowych.

Obliczenie transformatorów i dławików z rdzeniem żelaznym. M. E. Starik, I. E. S. T., Nr. 5—6, 5, 37.

Kondensator z gazem dla prądów wysokiej częstotliwości i zakres jego stosowania. M. A. Żilinskij, I. E. S. T., Nr. 5—6, 9, 37.

Urządzenie impulsowe do badania jonosfery. S. I. Tetelbaum, I. E. S. T., Nr. 5—6, 16, 37.

O zastosowaniu dwóch metod rozwiązania równań Maxwella przy obliczaniu pól elektromagnetycznych przewodników promieniujących. J. Grosskopf, H. E., Nr. 6, 205, 37.

Dynatronowy miernik tłumienia jako przyrząd do pomiarów biejących. A. Peetz, H. E., Nr. 6, 212, 37.

Opisany miernik, zasilany z sieci, daje przy pomiarach biejących dekrementu tłumienia obwodów drgających, samoindukcji i pojemności, w zakresie prądów wysokiej częstotliwości błąd $\pm 4\%$, przy zastosowaniu metody kompensacyjnej błąd $\pm 1\%$. Falomierz najwyższej dokładności, H. H. Heinze, T. F. T., Nr. 6, 123, 37.

Falomiery niemieckie dają ogromną dokładność pomiaru przy zastosowaniu częstotliwości wzorcowej 1 000 okr./sek z dokładnością 1—2.10⁻⁸.

Generator pomiarowy dudnieniowy. W. M. Szejn, T. S., Nr. 5, 33, 37.

Dość szczegółowy opis generatora, wykonanego w laboratoriach sowieckich.

Graficzne obliczenie linii sztucznych. S. F. Rozenberg, T. S. Nr. 5, 60, 37.

Metoda i nomogramy do obliczenia linii sztucznej, posiadającej określone tłumienie i różne opory wejściowe z przeciwnych stron.

Pomiary uszkodzeń za pomocą błędu sztucznie wywołanego. P. Behrend, T. P., Nr. 11, 165, 37.

Opisana metoda nadaje się do wyznaczenia błędów o bardzo wysokim oporze (rzędu megomów).

Dokładne wyznaczenie pomiarowe miejsca uszkodzenia przy wysokim oporze błędu. P. Behrend, T. P., Nr. 11, 167, 37.

Nowy rejestrujący miernik tłumienia i poziomu przenoszenia. H. Hoffmann i H. G. Thilo, V. N., Nr. 2, 307, 37.

Nowy przyrząd pracujący w zakresie 30 do 20 000 okr./sek. Podany jest opis schematów i ogólne informacje o konstrukcji.

ELEKTROAKUSTYKA.

Jak zmniejszyć hałas, powodowany przez maszyny elektryczne (d. c.). R. T. T., Nr. 159 (6), 514, 37.

Dalszy ciąg szczegółowych rozważań na temat hałasu, powodowanego przez maszyny elektryczne. Hałas powodowany przez ruch powietrza. Hałas z powodu tarcia. Pomiary hałasów. Osłabienie rozchodzenia się hałasów. Wpływ pomieszczenia na natężenie hałasu.

Urządzenie do sztucznego wytwarzania szumów o różnym napięciu i różnej budowie częstotliwościowej. A. G. Elsnic i M. J. Goldin, I. E. S. T., Nr. 4, 32, 37.

Opis urządzenia wykonanego w laboratorium fabryki „Krasnaja Zaria” dla badania wpływu hałasów na odbiór i nadawanie mowy—za pomocą aparatów telefonicznych.

O możliwości podniesienia skuteczności telefonu elektromagnetycznego za pomocą racjonalnie skonstruowanej muszli. A. G. Elsnic i A. A. Kozlaninowa, I. E. S. T., Nr. 5—6, 38, 37.

Budowa analizatorów dźwięków. G. Weymann, H. E., Nr. 6, 181, 37.

Zasady budowy prostego analizatora—bez prostownika w układzie przeciwsobnym i generatora dudnieniowego—z zastosowaniem jako filtru rezonatora kwarcowego.

Przyczynek do teorii i techniki analizy częstotliwości za pomocą tonu porównawczego. K. Scholps, H. E., Nr. 6, 184, 37.

Ton porównawczy—prąd sinusoidalny o częstotliwości zmiennej—służy do sprowadzenia tonów składowych mieszaniny częstotliwości do stałej częstotliwości rezonatora. Autor analizuje podstawy teoretyczne metod, opartych na zastosowaniu tonu porównawczego, oraz podaje nową metodę, obywatelką się bez prostownika przeciwsobnego.

Badanie systemu drgającego w mikrofonach telefonicznych przez pomiar ich zespolonego współczynnika przenoszenia. C. Trage, T. F. T., Nr. 5, 98, 37.

Porównanie wyników pomiarów i obliczeń teoretycznych daje dokładniejsze podstawy do oceny zachowania mikrofonu jako układu drgającego mechanicznie oraz pozwala oszacować wpływ słupka proszku węglowego.

Obliczenie i zaprojektowanie układu wyrównawczego (antylokalnego) w aparatach telefonicznych. K. Braun, T. F. T., Nr. 6, 124, 37.

Wyprowadzenie wzorów do obliczenia układu przeciwsmerowego. Dobry układ przeciwsmerowy daje polepszenie warunków

rozmowy, odpowiadające zmniejszeniu tłumienia skutecznego o 1 neper.

Rozwój urządzeń głośnikowych. Tador, T. P., Nr. 12, 181, 37.

Elektryczne i mechaniczne właściwości proszku mikrofonowego. R. Joscheck, V. N., Nr. 2, 291, 37.

Szczegółowe badania, przeprowadzone w laboratoriach Siemens.

CENTRALE TELEFONICZNE.

Strowgerowski wybierak 200-liniowy. N. Salvesen, Str. T. J., Nr. 1, 1, 1937.

Ogólny opis układu amerykańskiego, w którym dla przerzucenia sześciu wybieraka liniowego na pierwszą lub drugą setkę potrzebna jest dodatkowa cyfra numeru (3-a od końca)—np. wybierak obsługuje abonentów 4 000—4 199 i 4 200—4 299, ale nie ma wcale drugiego wybieraka grupowego. Autor omawia również zastosowanie wybieraka 200-liniowego do wybierania numerów na liniach fermerskich (po 5 aparatów na 1 linii w centrali).

Badanie nad pewnością styków elektrycznych. R. R. Fowler, Str. T. J., Nr. 1, 9, 37.

Wyniki prób wykonanych na przekaźnikach Aut. El. Co. Wpływ rodzaju metalu użytego na styki. Zależność oporu od nacisku. Pewność styku w zależności od nacisku. Układy gasikowe. Znaczenie położenia (poziomego lub pionowego) sprężyn stykowych. Wpływ kurzu i wilgoci na styki.

Rozwój, wykonanie i układ urządzeń do liczenia według strefy i czasu. M. Langer, T. F. T., Nr. 6, 126, 37.

Założenia taryfowe. Budowa wybieraka stref, urządzenie do liczenia czasu; urządzenia do wysyłania impulsów licznikowych. Wytyczne do projektowania urządzeń strefowo-czasowych.

Zasady projektowania nowej aparatury dla węzłów sieci konferencyjnej. D. M. Andrejew, T. S., Nr. 4, 29, 37.

Sięci konferencyjne w warunkach sowieckich mają duże znaczenie i rozpowszechnienie. Nowa aparatura umożliwia załączenie do węzła linii 2- i 4-przewodowych.

System kontroli napięcia i natężenia prądu przy buforowym zasilaniu central telefonicznych za pomocą prostownika rzęciowego. Piontkowski i W. Rozanow, T. S., Nr. 4, 60, 37.

Przyczyny złej słyszalności w moskiewskiej sieci telefonicznej. Korobow, T. S., Nr. 5, 8, 37.

Analiza warunków, w jakich pracują aparaty sieci moskiewskiej, wykazała, że przyczyną złej słyszalności jest: wysokie tłumienie kabli połączeniowych i abonenckich, osłabione zasilanie, wadliwy układ aparatów, niska jakość proszku mikrofonowego i membrany, wysoki poziom zakłóceń, brak części zapasowych.

Maszyny sygnałowe dla central automatycznych. M. I. Witenberg, T. S., Nr. 5, 18, 37.

Opis maszyn sygnałowych, stosowanych w sowieckich centralach systemu „Krasnaja Zaria” (Ericsona).

Przełączenie na nową centralę międzymiastową w Swierdłowsku. Kristalnyj, T. S., Nr. 5, 44, 37.

Obliczenie indukcyjności dławika filtru elektrycznego przy buforowym zasilaniu centrali automatycznej. G. M. Berdiczewskij, T. S., Nr. 5, 57, 37.

Praktyczne i teoretyczne podstawy obliczeń ruchu telefonicznego. F. Lubberger, Z. F., Nr. 6, 89, 37.

Potrzeba rozszerzenia podstaw rachunkowych przyjmowanych przy obliczeniu ilości organów i linii na dziedzinę strat większych, niż przyjmowane w telefonii miejskiej. Pomiary strat: pomiar liczby rozmowominut za pomocą liczników, amperomierzy rejestrujących i automatycznych urządzeń licznikowych. Teoria Steiniga, wychodząca z pytania (sumy połączeń wykonanych i straconych) a nie jak poprzednie teorie z połączeń wykonanych; porównanie teorii Steiniga z danymi pomiarowymi; porównanie Steiniga i Erlanga dla wiązek jednolitych 10-wych. Wydajność poszczególnych linii w wiązkach jednolitych i mieszanych. Szczyty obciążenia w godzinie największego ruchu.

Podstawy techniki schematów telefonicznych (d. c.). Führer, S. B. B., Nr. 6, 81, 37.

Sygnali schematowe przy impulsowaniu prądem stałym: sygnał zajęcia wybieraka liniowego dla rozmowy międzymiastowej, przejścia do położenia rozmowy, dzwonięcia, przymusowego rozłączenia. Sygnał końca rozmowy. Sygnali przy impulsowaniu

prądem zmiennym: zajęcia, rozłączenia, blokady wstecznej, wybierania cyfr—korekcja impulsów przy zastosowaniu prądu zmiennego.

Niemieckie centralki abonentowe typu 76a, 76b i 73 (d. c.). S. B. B., Nr. 6, 87, 37.

Dalszy ciąg szczegółowego opisu schematów.

Rozwój i zastosowanie wybierania oddalnego za pomocą prądu stałego i zmiennego. T. P., Nr. 12, 183, 37.

Ogólne zagadnienie eksploatacyjne. Zasady impulsowania prądem stałym; wady i zalety tego systemu. Zasady impulsowania prądem zmiennym; przesyłane sygnały schematowe; wady i zalety impulsowania prądem zmiennym.

Wtyczki do wykonywania badań systematycznych wybieraków grupowych II/IV. Schröder, T. P., Nr. 12, 187, 37.

Wykonanie specjalnych wtyczek ułatwiających badania systematyczne, oznaczone w niemieckich przepisach konserwacyjnych jako Nr. 113 i 114.

Wstęp do teorii ruchu telefonicznego. F. Lubberger, V. N., Nr. 2, 265, 37.

Przebieg obciążenia w funkcji czasu. Dane doświadczalne, stanowiące podstawę obliczeń ilości organów: M. Langer, O'Dell. Równania z teorii prawdopodobieństwa, stanowiące podstawę teoretycznych ujęć zagadnień ruchu telefonicznego.

Duże straty w centralach telefonicznych. R. Steinig, V. N., Nr. 2, 271, 37.

Nowa teoria obliczenia ilości organów i linii, oparta na pojęciu popytu i bardzo interesująca dla zakresu wielkich strat, dotąd słabo opracowywanego.

LINIE TELEFONICZNE.

Przystosowanie sieci elektrycznych wysokiego napięcia do pracy telefonii nośnej. F. Carbenay, A. P. T. T., Nr. 6, 533, 37.

Obliczenie obciążenia i filtrów wysokiej częstotliwości.

Badania ciśnienia, jakie znosi kanalizacja kablowa. R. Demogue, A. P. T. T., Nr. 6, 547, 37.

Rozważania teoretyczne i wyniki praktyczne; autor podaje współczynniki do obliczenia sił, działających na kanalizację typu dwudzielnego, nie rurowego.

Systemy telefonii nośnej dla obwodów krótkich. K. P. Jegorow, I. E. S. T., Nr. 4, 28, 37.

Ogólny opis nowych systemów telefonii nośnej: Bella i Siemens, specjalnie przeznaczonych dla obwodów krótkich.

Telefonia wielokrotna na obwodach dalekosiężnych. K. P. Jegorow, G. W. Staricyn i I. M. Golowinskij, T. S., Nr. 4, 16, 37.

Wady systemu pracującego z przesyłaniem fali nośnej. Opis nowego systemu sowieckiego bez fali nośnej, wzorowanego na urządzeniach Standarda (typ C); najwyższa częstotliwość przesyłana przy 3-ch torach wynosi około 30 000 okr/sek.

Remont urządzeń liniowych w r. 1936 i perspektywy na r. 1937. B. N. Ramienskij, T. S., Nr. 4, 43, 37.

Ciekawe uwagi i dane o organizacji remontów liniowych w Rosji.

Nowy rodzaj kanalizacji telefonicznej. T. S., Nr. 4, 47, 37.

Opis i rysunki kanalizacji włoskiej, w której kable leżą na rolkach porcelanowych lub szklanych.

Wyznaczenie miejsca uszkodzenia kabla za pomocą przenośnego kablowego przyrządu Siemens w razie obecności prądów ziemnych. W. M. Łotarijew, T. S., Nr. 4, 51, 37.

Pomiar pojemności przyrządem przenośnym kablowym Siemens. Z. S. Szajkiewicz, T. S., Nr. 4, 52, 37.

Włączenie i ustawienie aparatury telefonii wielokrotnej bez fali nośnej na sali stojaków międzymiastowych. D. M. Andrejew, T. S., Nr. 5, 11, 37.

Ogólny opis nowej sowieckiej aparatury telefonii nośnej; sposób przeprowadzenia obwodów międzymiastowych (schematy obiegowe).

Obliczenie linki nośnej dla kabli napowietrznych. I. W. Koptiew, T. S., Nr. 5, 53, 37.

Całkowity przebieg obliczenia, przeprowadzony na przykładzie liczbowym.

Wymiany drutów na liniach napowietrznych bez zakłóceń ruchu. Raatz, T. P., Nr. 12, 188, 37.

Wprowadzenie kabli w nowoczesnych stacjach wzmacniakowych.

H. Hornemann, V. N., Nr. 2, 281, 37.

Zagadnienia montażowo-konstrukcyjne.

OBWODY SZEROKOWIDMOWE.

System telefoniczny transmitujący prądy o częstotliwości miliona okr/sek. M. E. Strieby, A. P. T. T., Nr. 6, 540, 37.

Opis kabla i instalacji, pracującej w połączeniu New York—Filadelfia.

RADIO.

O roli kondensatora ochronnego w układach przeciwzakłóceńowych. M. Domański, P. R., Nr. 13—14, 95, 37.

Radiotechnika w Polsce. J. Groszkowski, P. E., Nr. 14, 841, 37.

Odczyt prezydyalny wygłoszony na otwarciu X Walnego Zgromadzenia Stowarzyszenia Elektryków Polskich.

Połączenie radiotelefoniczne Paryż—New York. R. Rigal, A. P. T. T., Nr. 6, 489, 37.

Szczegółowy opis urządzeń technicznych nowego połączenia radiotelefonicznego pomiędzy Francją a Ameryką.

Kompas radiowy i jego zastosowanie w nawigacji powietrznej (d. c.). H. Busignies, R. T. T., Nr. 159 (6), 501, 37.

Rozwój teorii impulsu cosinusoidalnego. A. I. Berg, I. E. S. T., Nr. 4, 1, 37.

Nowa metoda dwukrotnej radiotelegrafii za pomocą fal nie gasnących. P. I. Ewdokimow, I. E. S. T., Nr. 4, 6, 37.

Generator wzbudzający ze stabilizacją termoelektryczną dla nadajników krótkofalowych. W. A. Smirnow, I. E. S. T., Nr. 4, 14, 37.

Teoria wzbudzenia własnego układu piezokwarcowego, stabilizowanego od strony anody. G. A. Kianskij, I. E. S. T., Nr. 5—6, 1, 37.

Przebieg pola w zakresie fal bardzo krótkich; spontaniczne pola wirujące. W. Krasny-Ergen, H. E., Nr. 6, 195, 37.

Zródło zastępcze napięcia szybkozmiennego dla układu zakłócającego odbiór radiofoniczny. R. Feldtkeller, H. E., Nr. 6, 199, 37.

4-e zgrupowanie Międzynarodowego Komitetu Doradczego Radiokomunikacyjnego (Bukareszt 21.V—8.VI 1937). J. T., Nr. 6, 149, 37.

Przebieg uchwalonych zaleceń, które będą stanowiły podstawę techniczną dla Kongresu Telekomunikacyjnego w Kairze (luty 1938).

Konferencja zwołana przez holenderski zarząd pocztowy dla rozpatrzenia sytuacji radiofonii europejskich, pracujących na falach długich (Haga, 20—21.IV. 1937). J. T., Nr. 6, 155, 37.

Sprawozdanie ze zgrupowania Światowej Unii Radiofonicznej w Berlinie w czasie od 5 do 11 marca 1937 r. H. Harbich, T. F. T., Nr. 6, 139, 37.

Sprawozdanie z zebrania komitetu ekspertów przy Komitecie Międzynarodowym do badania zakłóceń radiofonicznych, odbytego w Brukseli dn. 15—17.III 1937. H. Harbich, T. F. T., Nr. 6, 140, 37.

Urządzenie do transmisji po przewodach programów radiowych, zasilane prądem stałym. A. M. Bassejn, T. S., Nr. 4, 4, 37.

Praca wzmacniaka klasy B na obciążeniu zespolone. A. A. Rizkin, T. S., Nr. 5, 49, 37.

Nowości techniczne w budowie radioodbiorników. E. Neckenbürger, Z. F., Nr. 6, 94, 37.

Ustawy radiowe i opłaty radiowe. W. Brehm, T. P., Nr. 12, 177, 37.

Pokaz Siemens podczas berlińskiego zgrupowania Światowej Unii Radiofonicznej. F. Vogel i T. Schade, V. N., Nr. 2, 315, 37.

TELEWIZJA.

Telewizja na 13-ej wystawie radiowej w Berlinie. G. Kette (streszczenie), Prz. W. T., Nr. 1 (7), 546, 37.

Powielacze elektronowe. A. P. T. T., Nr. 6, 560, 37.

Zasady emisji wtórnej; powielacz elektronowy typu Slepian-Zworykin w zastosowaniu do amplifikacji fotoelektrycznej; zastosowanie powielacza typu Farnswortha do wytwarzania drgań wysokiej częstotliwości. Zastosowania praktyczne—obecne i możliwe w przyszłości—powielaczy elektronowych.

Katodowa lampa nadawcza. B. W. Krusser i N. M. Romanowa, I. E. S. T., Nr. 4, 23, 37.

Ogólne dane o iskonoskopach wykonanych w laboratoriach sowieckich.

Komutacja elektronowa i jej zastosowanie w układach z rurami elektronowymi. W. G. Denisow, I. E. S. T., Nr. 5—6, 24, 37.

Koncentracja promieni w rurze Brauna. K. Nentwig, T. P., Nr. 11, 163, 37.

Popularny wykład zasad pracy lampy Brauna.

TELEGRAFIA.

Telegraficzny przekaźnik polaryzowany o wysokiej czułości. F. Schiweck i O. Römer, T. F. T., Nr. 5, 109, 37.

Warunki, jakie powinien spełniać nowoczesny przekaźnik telegraficzny. Opis przekaźnika Siemens, przyjętego przez niemiecki zarząd pocztowy; charakterystyki przekaźnika; zasady konserwacji przekaźników.

Międzynarodowa automatyczna sieć dalekopisów. W. D. Łobastow, T. S., Nr. 4, 38, 37.

Zasady budowy sieci dalekopisów abonenckich. Zakończenie linii abonenckiej w centrali. Centrale dalekopisów. Wykonywanie połączeń międzynarodowych.

Aparat bodo simplex z baterią centralną. J. E. Razumow, T. S., Nr. 4, 55, 37.

Pomiary obwodów telegraficznych. E. O. Buchheim, T. S., Nr. 5, 22, 37.

Dyskusja sowieckich metod i instrukcyj o pomiarach.

Przyczyny złego działania telegrafii podakustycznej. E. A. Czertok, T. S., Nr. 5, 27, 37.

Wyniki szczegółowej analizy pracy obwodów telegrafii podakustycznej na przewodach napowietrznych w połączeniach: Leningrad—Moskwa—Gorkij i Moskwa—Woroneż—Rostow.

EKSPLOATACJA I STATYSTYKA.

Zagadnienie telefoniczne we Francji (d. c.). H. Cornilleau, R. T. T., Nr. 159 (6), 454, 37.

Rozpowszechnienie telefonów i sposoby udostępnienia telefonu jak najszerszym warstwom ludności. 24-godzinna służba telefoniczna. Centrale automatyczne wiejskie. Rozwój sieci kablowej międzymiastowej, na którą od r. 1923 wydano 3 miliardy franków.

Telekomunikacja w Stanach Zjednoczonych. J. T., Nr. 6, 155, 37.

Wyciągi ze sprawozdań za rok 1936 towarzystw: Western Union Telegraph i American Telephone and Telegraph.

Stan telefonii światowej w dn. 1 stycznia 1936 r. T. F. T., Nr. 5, 114, 37.

Omówienie danych statystycznych American Telephone and Telegraph Co.

System węzłowy w sieciach międzymiastowych. A. P. Motrozowa, T. S., Nr. 5, 42, 37.

Wyniki reorganizacji połączeń międzymiastowych w rejonie Leningradu.

Ułatwienie pracy przez zmianę formularzy zamówieniowych i wysyłkowych w niemieckiej służbie teletechnicznej. Lienau, T. P., Nr. 11, 161, 37.

PRZEMYSŁ TELEKOMUNIKACYJNY.

Permalloy i pokrewne stopy ferromagnetyczne. R. T. T., Nr. 159 (6), 469, 37.

Omówienie właściwości różnych nowych stopów jak: permalloy, perminvar i t. d.

Wytrzymałość cieplna papieru kondensatorowego. A. F. Walter i O. W. Czelustkina, I. E. S. T., Nr. 4, 54, 37.

Produkcja oporników wysokoomowych metodą rozpylania katodowego. W. I. Ustjanow, I. E. S. T., Nr. 5—6, 49, 37.

Badania procesów produkcyjnych kondensatorów papierowych na niskie napięcia. A. F. Walter i L. D. Inge, I. E. S. T., Nr. 5—6, 52, 37.

Szczegółowe badania nad impregnacją papieru kondensatorowego.

Charakterystyki elektryczne porcelany, stosowanej w radiotechnice. W. N. Iwanow, T. S., Nr. 5, 3, 37.

Nowy rodzaj drutów schematowych dla teletechniki. Z. F., Nr. 6, 100, 37.

Ogólne dane dotyczące drutów emaliowanych w izolacji ze sztucznego jedwabiu.

Nowe zgłoszenia patentowe z zakresu teletechniki. Z. F., Nr. 6, 101, 37.

Prace naukowo-badawcze w zakładach Siemens-Halske. K. Reche, V. N., Nr. 2, 201, 37.

Bardzo szczegółowy obraz pracy centralnych laboratoriów firmy Siemens-Halske, w których zatrudnione jest około 2 000 osób. Organizacja laboratoriów. Tematy prac i wyniki uzyskane w poszczególnych laboratoriach: telefonia—kable, obwody szerokowidmowe, obwody napowietrzne, aparaty i centrale; telegrafia dalekopisowa i sieć, telegrafia za pomocą prądów nośnych, zniekształcenia sygnałów telegraficznych; technika pomiarowa; surowce i półfabrykaty; materiały magnetyczne; materiały izolacyjne i kondensatory; półprzewodniki; przyrządy oparte na zastosowaniu wyładowań w gazach; elektrochemia.

TELETECHNIKA WOJSKOWA.

Nasze wielkie święto. Prz. W. T., Nr. 1 (7), 484, 37.

Sztandary—cnót i przykazań żołnierskich symbole. M. Wargalla, Prz. W. T., Nr. 1 (7), 488, 37.

Z uroczystości wręczenia sztandarów formacjom wojsk łączności. Prz. W. T., Nr. 1 (7), 495, 37.

Służba polowa oddziałów łączności. U. J., Prz. W. T., Nr. 1 (7), 500, 37.

Egzamin testowy jako nowoczesny sprawdzian wyszkolenia technicznego. L. Łada-Czarnowski, Prz. W. T., Nr. 1 (7), 517, 37.

Udział niemieckich wojsk łączności w opl kraju podczas wojny światowej. R. N. E., Prz. W. T., Nr. 1 (7), 532, 37.

Maskowanie światel w obronie przeciwlotniczej. S. Bładowski, P. E., Nr. 13, 824, 37.

Telegrafia pod gołym niebem i aparaty przenośne. R. T. T., Nr. 159 (6), 484, 37.

Opis zupełnie nowego systemu telegrafii, mającego znaleźć zastosowanie w służbie łączności.

Rozwój pierwszych niemieckich stacyj telefonicznych podsłuchowych podczas wojny światowej. O. Arendt (streszczenie), T. S., Nr. 4, 35, 37.

RÓŻNE.

Maszyny elektryczne stosowane w nowoczesnych urządzeniach telekomunikacyjnych. H. Colberg (streszczenie), Prz. W. T., Nr. 1 (7), 550, 37.

Obliczenie prostownika kenotronowego. I. S. Rabinowicz, I. E. S. T., Nr. 4, 44, 37.

Ochrona aparatów telefonicznych przed przepięciami atmosferycznymi na liniach silnoprądowych. E. S. Bogdanowicz i M. M. Niekrasow, I. E. S. T., Nr. 5—6, 31, 37.

Tyratronowy regulator napięcia. A. A. Woskriecienski, I. E. S. T., Nr. 5—6, 44, 37.

Dalsze specjalne zastosowania przekaźników i wybieraków telefonicznych. V. E. James, Str. T. J., Nr. 1, 4, 37.

Zastosowania sprzętu telefonicznego do sterowania oddalnego w przemyśle.

Układ przekaźnikowy dla sygnałów na skrzyżowaniach dróg. M. L. Nelson, Str. T. J., Nr. 1, 7, 37.

Opis układu przekaźnikowego, dającego 32—42 impulsy na minutę i powodującego miganie lamp sygnałowych.

Instytut badawczy niemieckiego zarządu pocztowego. G. Flanze, T. F. T., Nr. 5, 97, 37.

Artykuł nie zawiera żadnych konkretnych informacji.

Postępy telekomunikacji w zakresie prac niemieckiego Reichspostzentralamtu w r. 1936 (dok.). T. F. T., Nr. 5, 105, 37.

Omówienie postępów teletechniki niemieckiej w zakresie telegrafii, fototelegrafii, telegrafii abonenckiej, poczty pneumatycznej, radiofonii, radia na statkach, radia transatlantyckiego, telewizji, transmisji radiowych, przesyłania programów radiowych po przewodach telefonicznych, normalizacji.

Elektronowy przekaźnik czasowy. P. Szepet i L. Perfiljew, T. S., Nr. 5, 40, 37.

Opisany układ służy do zapewnienia opóźnienia włączenia na-

pięcia anodowego w stosunku do żarzenia przy wzmacniakach zasilanych z sieci prądu zmiennego.

Elektryczny stopper wieżowy na stadionie olimpijskim w Berlinie. M. Springer, Z. F. Nr. 6, 97, 37.

Mechaniczny i elektryczny opis olbrzymiego stoppera, zasilanego z sieci miejskiej; średnica cyferblatu wynosi 3,5 m.

Czy istnieje możliwość zarażenia się, włączając grzałicę, przy korzystaniu z telefonu?. L. Lange, S. B. B., Nr. 6, 90, 37.

Autor twierdzi, że niemiecki system oczyszczania aparatów usuwa—praktycznie biorąc—niebezpieczeństwo zarażenia.

Ładowanie baterii. T. P., Nr. 11, 168, 37.

Wykład popularny zjawisk elektrycznych, zachodzących przy ładowaniu baterii.

NOWINY TELETECHNICZNE.

RADIOTELEFONIA KRÓTKOFALOWA W ANGLII.

W r. 1935 uruchomiono doświadczalne połączenie radiotelefoniczne pomiędzy wyspami angielskimi Shaftesbury i Guernsey, odległymi o 180 km. Moc fali nośnej wynosiła 5 W; urządzenie pracowało zadawalniająco w okresie wiosny, lata i jesieni, zaś zimą okazało się niezdatne do użytku.

W Chaldon uruchomiono nowe połączenie, pracujące na odległości około 140 km. Nadajniki (po 2 z każdej strony) miały stabilizację kwarcową, moc ich wynosiła 100 i 400 W, odbiorniki były superheterodynowe z kwarcową stabilizacją częstotliwości pośredniej i automatyczną regulacją wzmocnienia. Nadajniki były przystosowane do modulacji prądami akustycznymi i równocześnie widmem częstotliwości od 6 000 do 9 000 okr./sek. W ten sposób uzyskano równocześnie 4 tory rozmówne. Moc fali nośnej przy podwójnej modulacji wynosi 100 W, zaś przy zrezygnowaniu z modulacji podwójnej i użyciu tylko widma akustycznego można osiągnąć moc zwiększoną do 400 W. Odległość pomiędzy nadajnikami i odbiornikami jest 2 razy większa niż zasięg optyczny, jednak dotychczas nie trzeba było stosować mocy zwiększonej. Długość fal nośnych wynosi 5 m. i 8 m.

W Kanale Północnym pomiędzy Portpatrick a Belfastem (angielska część Irlandii) istniało już dawniej 6-krotne połączenie radiotelefoniczne, wykonane przez laboratoria Zarządu Pocztywoce. Obok niego uruchomiono w końcu roku ubiegłego instalację 9-krotną, dostarczoną przez Standard Telephones and Cables Ltd. Urządzenie to posiada falę nośną około 4,5 m; fala nośna modulowana jest równocześnie przez 9 torów akustycznych przy zastosowaniu częstotliwości pośrednich (pośrednich fal nośnych) od 150 000 do 300 000 okr./sek. Odbiorniki są typu superheterodynowego. Otrzymywane sygnały przede wszystkim sprowadzone zostają do częstotliwości pośrednich, po czym następuje rozdzielanie poszczególnych torów, detekcja w obrębie każdego z nich i wzmocnienie niskiej częstotliwości. Każdy tor posiada automatyczną regulację donośności. Urządzenie pracuje zupełnie zadawalniająco. Ogółem brzegi Kanalu Północnego połączone są za pomocą 15 połączeń radiotelefonicznych, co prawdopodobnie stanowi największe zagęszczenie tego rodzaju instalacji na świecie. [E. F. D. 45, 37]

OPODATKOWANIE RADIOSTACYJ NADAWCZYCH W AMERYCE.

Poprawa koniunktury w Stanach Zjednoczonych pociąga za sobą zwiększone rozmiary akcji propagandowo-reklamowej, stanowiącej główne źródło utrzymania radiostacji, znajdujących się w rękach prywatnych. Zwiększają się nie tylko bieżące wpływy właścicieli radiostacji, lecz również i wartość tych stacji, gdyż Federalna Komisja Telekomunikacyjna bardzo ogranicza budowę nowych stacji. Tak więc kapitał zainwestowany w stacjach radiofonicznych wynosi około 40 milionów dolarów, a wpływy w r. 1936 wyniosły 107 milionów, w r. 1937 wyniosą według dotychczasowych danych około 130 milionów dolarów.

Zwiększenie wartości istniejących stacji daje się wyraźnie zauważyć przy transakcjach sprzedaży; tak np. stację, która kosztowała 146 000 dolarów, sprzedano za 452 500 dolarów. Taki przyrost wartości można uważać za nie usprawiedliwiony, gdyż posiadacz stacji otrzymuje od państwa prawo budowy i eksploatacji bez żadnych opłat. Fała, którą mu przydzielono, stanowi część majątku społecznego, wydaje się więc słuszne, by społeczeństwo miało jakiś udział w dochodach radiostacji.

Z tych wychodząc założeń zaproponowano najpierw, by skarb państwa otrzymywał różnicę pomiędzy ceną sprzedaną stacji a jej kosztem nakładowym—oczywiście w razie dokonania sprzedaży. Jednak projekt ten nie został zrealizowany, a ostatnio zaproponowano natomiast wprowadzenie specjalnego podatku od radiostacji. Pewną analogię stanowi umowa z towarzystwami telegraficznymi, które wzamian za uzyskaną koncesję udzielają instytucjom państwowym 60% rabatu od zwykłej opłaty taryfowej; Western Union Telegraph Co. dała w ten sposób skarbowi w r. 1936 około 1,4 miliona dolarów.

Podstawą opodatkowania ma być moc nadajnika; stacje do 1 kW mają płacić 1 dolar rocznie od każdego wata, stacje 1—10 kW po 2 dolary, powyżej 10 kW—po 3 dolary od wata. Stacje „nie handlowe” będą zwolnione od podatku. Preliminywane wpływy z podatku, opłaconego przez 700 radiostacji, mają wynieść około 7 milionów dolarów rocznie, co nawet w Stanach Zjednoczonych stanowi sumę nie do pogardzenia.

[T. F. T. 5, 1937].

NIEMIECKIE TRANSLACJE PRĄDU ZMIENNEGO.

Niemiecki zarząd pocztowy stosuje obecnie w szerokim zakresie do wybierania oddalnego translacje, pracujące za pomocą prądu przemysłowego 50-okresowego. Jako zastępcze źródło prądu w wypadku uszkodzenia sieci stosowany jest generator przekąźnikowy. Zastosowanie prądu zmiennego wymaga specjalnego układu odbiorczego, działającego szybko i pewnie; zwykły przekąźnik albo zupełnie nie działałby wskutek bezwładności albo też kotwiczka jego drgałaby pod wpływem prądu zmiennego. W Niemczech zastosowano przekąźnik prądu zmiennego, użyty po raz pierwszy w Moskwie w r. 1903 przez firmę Ericsson—zresztą nie do wybierania oddalnego, lecz jako przekąźnik wywoławczy. Konstrukcja niemiecka jest oczywiście udoskonalona, jednak zasady zachowane są te same co u Ericssona. Ericsson umieszczał obok siebie dwa zwykłe przekąźniki prądu stałego i kotwiczki ich łączył za pomocą nie magnetycznej listewki (np. miedzianej), tak że przyciągnięcie jednej kotwiczki powodowało przymusowe przyciągnięcie drugiej. Uzwojenia przekąźników połączone są równolegle, jednak w szereg z nimi zakończone są kondensatory o różnej wielkości. Przez właściwe dobrane kondensatorów można uzyskać, by prąd w jednym uzwojeniu wyprzedzał napięcie o 45°, a w drugim opóźniał się o 45°; innymi słowy prądy w obydwóch uzwojeniach przesunięte są względem siebie w fazie o 90°, zaś w prądami są strumienie magnetyczne.

Siła przyciągania kotwiczki jest proporcjonalna do drugiej potęgi strumienia; ponieważ obie kotwiczki są ze sobą sztywno związane, zaś obwody magnetyczne są oddzielne, więc siły przyciągania powodowane przez oba rdzenie dodają się i suma ich jest wielkością stałą (bo $\sin^2\alpha + \cos^2\alpha = 1$). Przekąźnik opisanego typu reaguje więc na prąd zmienny tak, jakgdyby otrzymywał impulsy prądu stałego i działa w przepisanych granicach wahań natężenia prądu i czasu trwania impulsów zupełnie pewnie. Obciążony jest ten przekąźnik tylko jednym układem sprężyn, zamykających obwód przekąźnika pomocniczego.

Najprostsze translacje prądu zmiennego pozwalają przesyłać wprzód 3 sygnały schematowe: zajęcie linii (sygnał wstępny), wybieranie, rozłączenie. Sygnały te różnią się tylko czasem trwania i kolejnością. Sygnałów schematowych wstecznych nie ma (w wypadku najprostszym).

Przez włożenie wtyczki sznura połączeniowego do gniazdka obwodu, przygotowanego do wybierania oddalnego, telefonistka wysyła na linię automatyczny sygnał wstępny—długi. Translacja na drugim końcu obwodu blokuje go natychmiast, jeśli jest to obwód dwukierunkowy, oraz przygotowuje się do odbioru impulsów, nadawanych w zwykły sposób. Prąd zmienny wysyłany jest z translacji wyjściowej, zaś połączenie pomiędzy translacją a stanowiskiem telefonistki realizowane jest za pomocą prądu stałego. Wyjęcie wtyczki z gniazdka powoduje wysłanie na linię drugiego sygnału rozłączeniowego.

Wadą translacji prądu zmiennego w porównaniu z translacjami prądu stałego jest wyższy koszt ze względu na bardziej skomplikowaną budowę, konieczność posiadania zastępczego źródła prądu zmiennego i większa ilość uszkodzeń. Zalety są to: możliwość stosowania na obwodach kablowych dalekich, możliwość tworzenia obwodów pochodnych i pracy na tych obwodach, możliwość pracy na obwodach napowietrznych, podlegających zakłóceniom ze strony prądu silnego lub trąkacji elektrycznej, zmniejszona zależność od stanu izolacji obwodów napowietrznych.

Impulsowanie prądem zmiennym może odbywać się na odległościach, dla których tłumienie prądów akustycznych nie przekracza 1,5 nepera. Przy większych tłumieniach w obwodzie na pewno jest wzmacniak i trzeba stosować obejście podobne jak dla sygnalizacji 20-okresowej. [T. P. 12, 1937]

TELEFONIA NOŚNA NA LINIACH KRÓTKICH.

Stosowane dotychczas urządzenia telefonii nośnej są stosunkowo skomplikowane i kosztowne, wobec czego stosowanie ich—według danych amerykańskich—opłaca się dla telefonii 3-krotnej powyżej 100 km, dla telefonii jednokrotnej powyżej 80 km. W ostatnich latach telefonia nośna co raz bardziej rozszerza swój zakres stosowalności, opanowując z jednej strony technikę kabli dalekosiężnych, z drugiej strony zmierzając do takiego obniżenia kosztów, by była opłacalna nawet w zastosowaniu do linii krótkich. W tej myśli opracowane zostały nowe systemy: G—1 w Ameryce (Bell Telephone Laboratories) i MK w Niemczech (Siemens).

System amerykański G—1 jest niewątpliwie najprostszym obecnie systemem telefonii jednokrotnej, opłacającym się poniżej 50 km, a nawet w pewnych warunkach już przy 16 km. Zasięg zależy od tłumienia linii i od długości kabli, wchodzących w skład linii.

W celu osiągnięcia jak najdalej idącej prostoty schematu system G—1 stosuje przesyłanie zarówno fali nośnej jak i obydwóch widm bocznych; znakomicie upraszcza to wymagania stawiane filtrom. Częstotliwość nośna wynosi 10300 okr./sek, a cały zakres częstotliwości 6500—14100 okr./sek. System G—1 nie może pracować na obwodach, biegnących równoległe do obwodów, wykorzystywanych za pomocą telefonii nośnej dalekosiężnej, jednak nie jest to szczególną wadą, gdyż system G—1 ogranicza się do połączeń o charakterze lokalnym; również i wymagania w stosunku do tłumienia skutecznego mogą nie być zbyt wygórowane, co pozwala uniknąć wzmacniaków lampowych w nadajniku i odbiorniku.

Z dwóch stacji końcowych systemu G—1 jedna jest „aktywna”, druga „pasywna”. Stacja aktywna posiada generator fali nośnej, zawierający jedną lampę katodową w całym urządzeniu. Do modulacji i detekcji użyte są mostki prostownikowe, wykorzystywane kolejno dla obu tych celów, co pozwala uzyskać połączenie dwustronne na tych samych częstotliwościach, zresztą kosztem zwiększenia tłumienia skutecznego. Filtry są proste, gdyż zadaniem ich jest tylko oddzielenie rozmowy zwykłej od nośnej. Stacja pasywna wymaga układu do wyrównania fazy pomiędzy pasmami bocznymi, gdyż inaczej byłoby zniekształcenia mowy.

Sygnalizacja odbywa się za pomocą prądu 20-okresowego, doprowadzonego do środka przenośnika liniowego i zamykającego się przez ziemię. Jeśli obwód jest wykorzystany dla utworzenia obwodu pochodnego, sygnalizacja odbywa się po obwodzie, utworzonym na obwodzie pochodnym, zaś drogą powrotu prądów jest ziemia.

W wypadku, gdy system G—1 ma umożliwiać wybieranie oddalnego, dodaje się specjalny zespół przekaźników; impulsy odpowiadające połączeniu zwykłym przechodzą po jednym przewodzie i ziemi, impulsy odpowiadające połączeniu na fali nośnej przechodzą po drugim przewodzie i ziemi.

Praca kilku urządzeń G—1 na tej samej trasie powoduje pewne komplikacje, jednak możliwa jest, o ile wykorzystane obwody w profilu słupów są dostatecznie oddalone.

Urządzenia końcowe są bardzo niewielkie; ciężar stacji aktywnej—10,5 kg, rozmiary 483×178 mm, ciężar stacji pasywnej—6,4 kg, rozmiary 483×89 mm.

Nowy system MK firmy Siemens przeznaczony jest dla telefonii wielokrotnej, gdyż daje możliwość nalożenia 5-ciu rozmów dodatkowych na obwodach, wykorzystanych już za pomocą zwykłych urządzeń telefonii nośnej. System MK nadaje się dla połączeń o charakterze lokalnym, może jednak być stosowany również i na odcinkach połączeń dalekosiężnych.

Zakres częstotliwości systemu MK wynosi 60000—140000 okr./sek. Dla każdego kierunku rozmowy potrzebny jest osobny tor, ogółem jest więc 10 torów. Częstotliwości nośne dla jednego kierunku są 60000, 68000, 76000, 84000 i 92000 okr./sek, dla drugiego kierunku: 108000, 1160000, 124000, 132000 i 140000 okr./sek. Podobnie jak w systemie G—1 przesyła się fale nośną i oba widma boczne, co pozwala uniknąć kosztownych filtrów, potrzebnych przy eliminowaniu fali nośnej i jednego widma bocznego. Częstotliwości fal nośnych są to nieparzyste wielokrotności 4000; ich harmoniczne i częstotliwości kombinacyjne wypadają w lukach pomiędzy torami.

Filtry odbiorcze dają tłumienie przejścia z jednego toru na drugi rzędu 6 neperów, zaś dla przejścia z torów nadawczych na odbiorcze—9 neperów. Najwyższy poziom nadawczy widma bocznego wynosi +2 nepery, zaś głębokość modulacji jest 30%. Poziom zakłóceń, pochodzących przede wszystkim od radiostacji, wynosi około —6 neperów; jeśli ma być zachowany odstęp 5 neperów pomiędzy poziomem zakłóceń a poziomem sygnałów użytecznych, tłumienie linii nie może przekroczyć 3 neperów; dla drutu 3 mm i częstotliwości 150000 okr./sek odpowiada to zasięgowi maksymalnemu rzędu 100 km. Przy większych odległościach trzeba by było urządzać translacje t. zn. przechodzić z prądów wysokiej częstotliwości na akustyczne i znów powracać na wysoką częstotliwość, gdyż wzmacniaki przelotowe dla systemu MK nie są opracowane.

Nadajnik zawiera lampę generatorową i modulacyjną, pracującą poprzez filtry na linię, odbiornik zawiera 2 lampy wzmacniające wysokiej częstotliwości, układ prostownikowy do detekcji i automatycznej regulacji poziomu, wzmacniak niskiej częstotliwości.

Do dzwonienia i impulsowania oddalnego stosuje się prąd 100-okresowy, otrzymany przez wyfiltrowanie z prądu przemysłowego zasilającego. Prąd ten w odbiorniku łatwo oddziela się od prądów rozmowy.

Całość urządzenia zbudowana jest z myślą możliwego zmniejszenia wymiarów; w tym celu zastosowane są rdzenie cewek ze specjalnych materiałów nadających się dla wysokich częstotliwości; lampy użyte mają wysoki współczynnik wzmocnienia. [I. E. S. T. 4, 1937]

ROZMOWY TELEFONICZNE Z PRZEJEZDNYMI.

W Ameryce wprowadzono nowy rodzaj rozmów międzymiastowych, który nazwano „transient service”; są to rozmowy z osobami, które przybywają do obcego miasta na krótki pobyt i nie są w stanie podać z góry numeru telefonu, na jaki w razie potrzeby należy do nich dzwonić. Dotyczy to np. przedstawicieli firm handlowych, którzy zasadniczo nie składają codziennego sprawozdania swym mocodawcom, jednak pragną być uchwytli, o ile zajdzie potrzeba wydania im dodatkowych poleceń czy instrukcyj.

Osoby, bawiące przejazdem w obcym mieście, jeśli chcą korzystać z rozmów nowego rodzaju, meldują się telefonicznie po przejeździe u kierowniczkę centrali międzymiastowej, podając jej swój chwilowy numer telefonu. Jeśli ktoś zamawia rozmowę z przejezdny, telefonistka centrali wychodzącej dowiadytuje się od kierowniczkę odległej centrali, pod jaki numer należy dzwonić i wykonywa połączenie w zwykły sposób.

Opłata za rozmowy z przejezdnyimi pobierana jest jak za rozmowy z określoną osobą (nie numerem) i dolicza się prócz tego pewną opłatę manipulacyjną. Wprowadzenie nowego rodzaju rozmów ma na celu przede wszystkim zwiększenie rozmiarów ruchu międzymiastowego przez otwarcie nowych możliwości rozmów, a nie ściąganie szczególnie wygórowanych opłat za połączenie, które manipulacyjnie dla zarządu telefonicznego nie jest trudne. [E. F. D. 45, 1937]