

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 strony	" 200.—

Treść Nr. 12.

	Str.
1. Analiza układu przeciwobnego (antylokalnego) aparatu telefonicznego przy pracy na odbiór. Inż. St. Kuhn	353
2. Wzmacniak z blokadą. Inż. K. Dobrski	362
3. Cewki toroidalne z rdzeniem o małych stratach i ich obliczanie Inż. R. Brykczyński	369
4. Okręgowa centrala międzymiastowa w Katowicach. Inż. L. Rydz	374
5. Ostatnie poglądy na technikę telewizyjną. L. Kędziński	376
6. Ze Stowarzyszenia Teletechników	380
7. Przegląd pism	380
8. Nowiny teletechniczne	383

Sommaire du No. 12.

	Page
1. L'analyse du travail de réception d'un système antilocal de l'appareil téléphonique, par St. Kuhn, ing.	353
2. Amplificateur avec blocage, par K. Dobrski, ing.	362
3. Bobines toroidales à noyaux à pertes réduites et leur calcul, par R. Brykczyński, ing.	369
4. Bureau interurbain régional de Katowice, par L. Rydz, ing.	374
5. Récentes conceptions sur la télévision, par L. Kędziński	376
6. De l'association des Télétechniciens polonais.	380
7. Revue des journaux.	380
8. Nouvelles télétechniques.	383

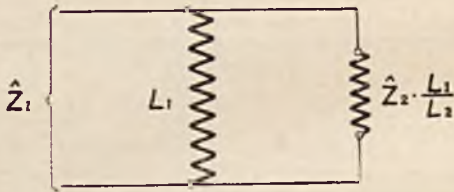
ANALIZA UKŁADU PRZECIWSOBNEGO (ANTYLOKALNEGO) APARATU TELEFONICZNEGO PRZY PRACY NA ODBIÓR.

Inż. ST. KUHN.

W jednym z ostatnich numerów „Przeglądu Teletechnicznego” (zeszyt 10 z 1936 r. str. 301–305) został opisany¹⁾ sposób obliczania oporu aparatu telefonicznego o układzie przeciwsobnym. Opierając się na wzorach, przytoczonych w wymienionym artykule, można określić wielkości napięcie i prądów dla poszczególnych elementów układu w zależności od napięcia \hat{V} , przyłożonego do zacisków aparatu.

Przypomnijmy sobie zastępczy schemat omawianego aparatu telefonicznego.

W schemacie tym: \hat{Z}_1 oznacza wielkość zastępczego oporu uzwojenia wtórnego (licząc od strony linii) cewki indukcyjnej, t. j. oporu, przeniesionego fikcyjnie na stronę pierwotną cewki, równoległe do indukcyjności sprzężonej L_1 połowy uzwojenia pierwotnego (rys. 2); indukcyjności rozproszenia i opory omowe obu połówek uzwojenia pierwotnego są rachunkowo uwzględnione w oporze \hat{Z}_r —dla części AC uzwojenia—względnie wliczone do oporu linii \hat{Z}_1 —dla części CB uzwojenia cewki.



RYŚ. 2. SCHEMAT ZASTĘPCZY PRZENIESIONEGO UZWOJENIA WTÓRNEGO.

Wielkości $\frac{\hat{I}}{\hat{I}_1}$ i $\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}}$ obliczone były w artykule poprzednim (str. 305) i są równe odpowiednio:

$$\frac{\hat{I}}{\hat{I}_1} = \frac{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1}{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}; \quad \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}} = \frac{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1};$$

Wobec tego:

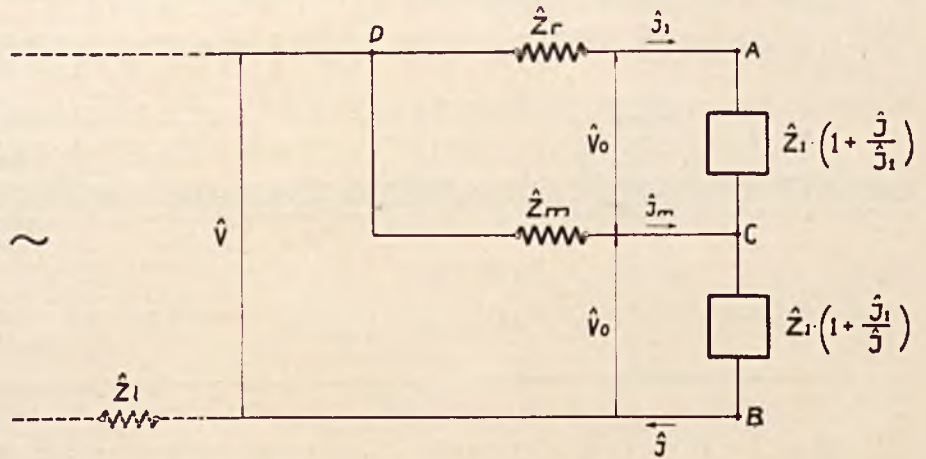
¹⁾ Redakcja „Przeglądu Tel.” zwraca uwagę na pomyłkę zecerską, która się wkradła w cytowanym artykule: mianowicie na str. 301 rysunki 1 i 2 wzajemnie przestawiono (Przyp. Red.).

$$\hat{Z}_{AC} = \hat{Z}_1 \cdot \left(1 + \frac{\hat{I}}{\hat{I}_1}\right) = \hat{Z}_1 \cdot \frac{2 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_r}{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1};$$

i analogicznie

$$\hat{Z}_{CB} = \hat{Z}_1 \cdot \left(1 + \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}}\right) = \hat{Z}_1 \cdot \frac{2 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_r}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1};$$

opór zastępczy obu równoległych gałęzi, t. j. opór



RYŚ. 1. ZASTĘPCZY SCHEMAT APARATU TELEFONICZNEGO

$$\hat{Z}_{DC} = \hat{Z}_m \cdot \frac{2 \cdot \hat{Z}_1 + \hat{Z}_r}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1};$$

Opór całego aparatu—stosownie do przewodzonych poprzednio obliczeń—jest równy:

$$\hat{Z} = \hat{Z}_1 \cdot \left(1 + \frac{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1}\right) + \hat{Z}_m \cdot \left(1 - \frac{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1}\right);$$

co po przeliczeniu daje:

$$\hat{Z} = \frac{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1}; \quad (1)$$

Wobec powyższego, prąd całkowity \hat{I} będzie:

$$\hat{I} = \frac{\hat{V}}{\hat{Z}} = \hat{V} \cdot \frac{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}; \quad (2)$$

Prądy zaś \hat{I}_1 i \hat{I}_m wyniosą odpowiednio:

$$\hat{I}_1 = \hat{I} \cdot \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}} = \hat{V} \cdot \frac{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}; \quad (3)$$

$$\hat{I}_m = \hat{I} - \hat{I}_1 = \hat{V} \cdot \frac{2\hat{Z} + \hat{Z}_r}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}; \quad (4)$$

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

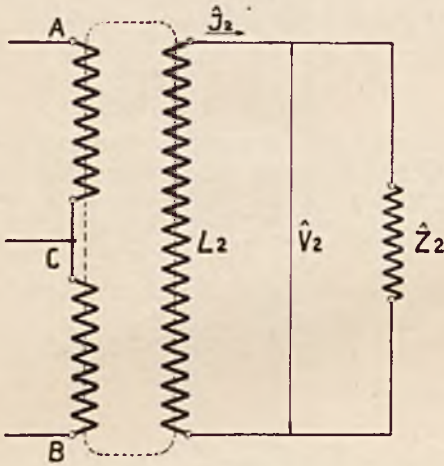
Następnie, napięcia na poszczególnych częściach układu wyniosą:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{CB} = \hat{V}_{AC} = \hat{V}_0 = \hat{I} \cdot \hat{Z}_{CB} = \\ = \hat{V} \cdot \frac{\hat{Z}_1 \cdot (2 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_r)}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \hat{V}_{DC} = \hat{I} \cdot \hat{Z}_{DC} = \\ = \hat{V} \cdot \frac{\hat{Z}_m \cdot (2 \cdot \hat{Z}_1 + \hat{Z}_r)}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \hat{V}_{DA} = \hat{I}_1 \cdot \hat{Z}_r = \\ = \hat{V} \cdot \frac{\hat{Z}_r \cdot (\hat{Z}_m - \hat{Z}_1)}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}; \end{aligned} \quad (7)$$

Dla całości obrazu podamy również wielkości napięcia i prądu dla wtórnego uzwojenia cewki (rys. 3).



RYŚ 3. SCHEMAT OBWODU UZWOJENIA WTÓRNEGO.

$$\begin{aligned} \hat{V}_2 = \hat{V}_0 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \\ = \hat{V} \cdot \frac{\hat{Z}_1 \cdot (2 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_r)}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_2 = - \frac{\hat{V}_0 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\hat{Z}_2} = \\ = - \hat{V} \cdot \frac{2 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_r}{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r} \cdot \frac{\hat{Z}_1}{\hat{Z}_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \end{aligned} \quad (9)$$

W ten sposób podane zostały wielkości prądów, napięć i oporów dla wszystkich elementów aparatu telefonicznego o układzie przeciwsobnym.

Dla określenia warunków najlepszej pracy aparatu na odbiór należy zwrócić uwagę na: 1) odpowiednie dopasowanie całego aparatu do linii i 2) odpowiednie dopasowanie samego elementu odbiorczego (t. j. słuchawki) do pozostałych części aparatu. Ustalenie tych dwóch zasadniczych kryteriów, jako warunków najlepszej pracy aparatu na odbiór, jest zasadniczą podstawą analizy, będącej treścią niniejszego artykułu.

Jeśli sprowadzić pierwszy warunek do wymagania, by opór aparatu był równy oporowi pozornemu linii, wówczas możemy napisać, że $\hat{Z} = \hat{Z}_l$. Lecz—ze względu na konieczność uzyskania efektu antylokalności przy pracy aparatu na nadawanie—opór równoważący \hat{Z}_r powinien być równy oporowi pozornemu \hat{Z}_l linii (oczywiście w przyjętym na wstępie zasadniczym założeniu, iż obie połówki uzwojenia pierwotnego są całkowicie wzajemnie symetryczne²⁾).

Wobec tego $\hat{Z}_l = \hat{Z}_r$, czyli

$$\hat{Z} = \hat{Z}_r \quad \dots \quad (10)$$

Podstawiając wielkość \hat{Z} z równania (1), otrzymamy:

$$\frac{4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_r + \hat{Z}_m \cdot \hat{Z}_r}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1} = \hat{Z}_r$$

stąd

$$4 \cdot \hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m = \hat{Z}_r^2 \quad \dots \quad (11)$$

Drugi warunek—dopasowanie elementu odbiorczego do całego układu aparatu—określimy, obliczając moc pozorną, pobieraną przez element odbiorczy i szukając maximum tej mocy w stosunku do całkowitej mocy pozornej, pobieranej przez aparat.

Ze względu na znaczne trudności, jakie nasuwa analiza tego stosunku w najogólniejszej postaci, ograniczymy się do rozważenia tej sprawy w wypadku szczególnym, a mianowicie—w założeniu, iż wszystkie opory, wchodzące w grę, t. j. opory \hat{Z}_m , \hat{Z}_r i \hat{Z}_1 , mają jednakowe fazy. W założeniu tym będzie można przeprowadzić zwykle algebraiczne różniczkowanie omawianego stosunku mocy dla określenia jego maximum. Warto zwrócić uwagę na to, iż w przyjętym tylko co założeniu stosunek mocy pozornych będzie równy stosunkowi odpowiednich mocy rzeczywistych.

W związku z założeniem jednakowości faz oporów \hat{Z}_m , \hat{Z}_r i \hat{Z}_1 , opuścimy w toku dalszych rozważań znaczki, określające wektorowy charakter tych wielkości i zamiast \hat{Z}_m , \hat{Z}_r i \hat{Z}_1 będziemy pisać Z_m , Z_r i Z_1 . Moc pozorną, pobieraną przez cały aparat, równa się:

$$P = V \cdot I = V^2 \cdot \frac{Z_m + Z_r + Z_1}{4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r}; \quad (12)$$

Obliczenie natomiast mocy pozornej, pobieranej przez sam element odbiorczy, rozważymy oddzielnie dla aparatu systemu CB, gdzie elementem tym jest zespół cewki indukcyjnej i słuchawki, i oddzielnie dla aparatu systemu MB, gdzie elementem tym jest zwykle sama tylko słuchawka.

²⁾ Należy tutaj zauważyć, że wielkości oporów \hat{Z}_l i \hat{Z} przy pracy na odbiór nie będą ściśle identyczne z tymiż oporami przy pracy aparatu na nadawanie: w skład tych oporów wchodzi mianowicie straty i indukcyjności rozproszenia uzwojenia pierwotnego cewki, które mogą nie być jednakowe w obu wypadkach. Z techniczną jednak dokładnością możemy założyć, iż również przy pracy na odbiór $\hat{Z}_l = \hat{Z}$.

1. Aparat systemu CB.

Moc pozorna, pobierana przez cewkę indukcyjną, równa się sumie mocy, pobieranych przez obie połówki uzwojenia pierwotnego:

$$P_1 = P_{CB} + P_{AC} = V_0 \cdot I + V_0 \cdot I_1 = V_0 \cdot (I + I_1);$$

Lecz przypomnijmy sobie z przebiegu obliczenia oporu aparatu o układzie antylokalnym (str. 304,

zeszyt 10 „Prz. Tel.”), iż $\dot{I} + \dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_0}{Z_1}$, wobec czego możemy napisać: $P_1 = \frac{V_0^2}{Z_1}$, czyli: moc pobierana przez cewkę równa się mocy, jakoby pobrał układ o oporze Z_1 (rys. 2) po przyłożeniu doń napięcia V_0 .

Podstawiając wyrażenie na V_0 z równania (5), mamy:

$$P_1 = \frac{V_0^2}{Z_1} = V^2 \cdot \frac{Z_1 \cdot (2 \cdot Z_m + Z_r)^2}{(4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r)^2}; \quad (13)$$

Oznaczmy przez η stosunek mocy P_1 pobranej przez cewkę do mocy P pobranej przez cały aparat: $\eta = \frac{P_1}{P}$. Wówczas na podstawie równań (12)

i (13) możemy napisać:

$$\eta = \frac{Z_1 \cdot (2 \cdot Z_m + Z_r)^2}{(4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r) \cdot (Z_m + Z_r + Z_1)} \quad (14)$$

Zważmy, że z mocy pozornej P_1 , pobieranej przez cewkę, względnie pobieranej przez układ zastępczy \hat{Z}_1 według rys. 2 po przyłożeniu do niego napięcia \hat{V}_0 , tylko część przypadnie na słuchawkę. Sprawdźmy mianowicie, jaką moc pobierze w danym wypadku opór $\hat{Z}_2 \cdot \frac{L_1}{L_2}$ (rys. 2), wchodzący w skład oporu \hat{Z}_1 .

$$P_2 = \frac{V_0^2}{Z_2 \cdot \frac{L_1}{L_2}} = \frac{(V_0 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}})^2}{Z_2} = \frac{V_2^2}{Z_2};$$

Jest to nic innego, jak moc pozorna pobierana przy napięciu V_2 przez opór \hat{Z}_2 , czyli—jest to właśnie moc pozorna pobierana przez samą słuchawkę (zwiększona oczywiście o straty wtórne uzwojenia cewki, gdyż opory tych strat wchodzi w skład oporu \hat{Z}_2).

Jest oczywistym, że ta moc P_2 będzie tym większa, im: 1) moc P_1 będzie większa i im 2) będzie większa indukcyjność sprzężona L_1 pierwotnego uzwojenia; inaczej mówiąc, można stwierdzić, iż maximum mocy pobieranej przez słuchawkę zachodzi, gdy—przy dostatecznie dużej wartości L_1 (co jest w praktyce ograniczone względami na straty w uzwojeniu pierwotnym i wzrost indukcyjności rozproszenia uzwojenia pierwotnego oraz względami na wymiary i wagę cewki)—stosunek $\eta = \frac{P_1}{P}$ osiąga maximum.

Dla ustalenia warunku, jakiemu powinien odpowiadać opór Z_1 , aby stosunek η osiągnął maximum, należy zbadać, kiedy $\frac{d\eta}{dZ_1} = 0$.

Uwzględniając wartość η z równania (14) i wykonawszy niezbędne przeliczenia, otrzymamy:

$$\frac{d\eta}{dZ_1} = \frac{(2 \cdot Z_m + Z_r)^2}{(4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r)^2 \cdot (Z_m + Z_r + Z_1)^2} \times [Z_m \cdot Z_r \cdot (Z_m + Z_r + Z_1) - Z_1 (4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r)];$$

$$\frac{d\eta}{dZ_1} = 0,$$

gdy:

$$Z_m \cdot Z_r \cdot (Z_m + Z_r + Z_1) - Z_1 \cdot (4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r) = 0;$$

stąd:

$$Z_1^2 = Z_m \cdot Z_r \cdot \frac{Z_m + Z_r}{4 \cdot Z_m + Z_r} \quad (15)$$

Jeśli uwzględnić jednocześnie warunek ustalony równaniem (11), otrzymamy równanie dalsze:

$$\frac{Z_r^4}{16 Z_m^2} = Z_m \cdot Z_r \cdot \frac{Z_m + Z_r}{4 \cdot Z_m + Z_r},$$

skąd, po dokonaniu przeróbek, otrzymamy:

$$\left(2 \cdot \frac{Z_m}{Z_r} + 1\right)^3 \cdot \left(2 \cdot \frac{Z_m}{Z_r} - 1\right) = 0;$$

i ostatecznie:

$$\frac{Z_m}{Z_r} = \frac{1}{2},$$

czyli

$$Z_m = \frac{1}{2} \cdot Z_r \quad (16)$$

Uwzględniając równanie (11), otrzymujemy ponadto: $Z_1 = \frac{1}{2} Z_r$. Ostatecznie więc:

$$Z_1 = Z_m = \frac{1}{2} Z_r \quad (17)$$

Jest to więc w przyjętych założeniach warunek najlepszej pracy aparatu na odbiór.

Sprawdźmy teraz warunek najlepszej pracy aparatu na nadawanie: fakt ten zachodzi mianowicie, gdy opór źródła—w danym wypadku opór \hat{Z}_m —równy jest oporowi odbiornika, którym w danym wypadku są dwa równoległe połączone opory: opór równoważący \hat{Z}_r i opór pozorny linii \hat{Z}_l ; indukcyjności sprzężone L_1 obu połówek uzwojenia pierwotnego nie będą grały roli, gdyż będą się wzajemnie kompensowały ze względu na założony a priori efekt antylokalności. Warunek więc najlepszej pracy aparatu na nadawanie będzie:

$$\hat{Z}_m = \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_r} + \frac{1}{\hat{Z}_l}} = \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_r} + \frac{1}{\hat{Z}_r}} = \frac{1}{2} \cdot \hat{Z}_r$$

Warunek ten pokrywa się z warunkiem najlepszej

pracy na odbiór, wyrażonym równaniem (17)³⁾.

Można więc stwierdzić, iż najlepsza praca aparatu telefonicznego systemu CB zarówno na odbiór jak i nadawanie zachodzi w tych samych warunkach, a mianowicie wtedy, gdy: 1) opór mikrofonu Z_m równa się zastępczemu oporowi słuchawki, przeniesionemu na połowę uzwojenia pierwotnego cewki, (Z_1) i jednocześnie równa się połowie oporu pozornego Z_l linii względnie połowie oporu równoważącego Z_r , i gdy ponadto 2) indukcyjności L_1 uzwojenia pierwotnego cewki są dostatecznie duże.

Aczkolwiek należy wyraźnie zdać sobie sprawę, iż wnioski otrzymane są słuszne tylko w założeniu jednakowości faz oporów Z_m , Z_r , Z_l i Z_1 , mimo to określają one w przybliżeniu kryteria najlepszej pracy aparatu również i w przeciętnych warunkach rzeczywistych; natomiast w wypadku, gdy fazy wymienionych oporów znacznie się różnią między sobą—kryteria te oczywiście mogą stracić na aktualności.

2. Aparat systemu MB.

W tym wypadku miarodajną dla dobrej pracy aparatu na odbiór będzie moc pobierana przez opór Z_m , gdyż ten właśnie opór przedstawia słuchawkę w wypadku aparatu systemu MB. Moc ta równa będzie:

$$P_1' = I_m \cdot V_{DC},$$

a uwzględniając równania (4) i (6), otrzymamy:

$$P_1' = V^2 \cdot \frac{Z_m \cdot (2 \cdot Z_1 + Z_r)^2}{(4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r)^2} \quad (18)$$

Oznaczając przez η' stosunek tej mocy do mocy P pobieranej przez aparat i uwzględniając obok równania (18) równanie (12), otrzymamy:

$$\eta' = \frac{P_1'}{P} = \frac{Z_m \cdot (2 \cdot Z_1 + Z_r)^2}{(4 \cdot Z_1 \cdot Z_m + Z_1 \cdot Z_r + Z_m \cdot Z_r) \cdot (Z_m + Z_r + Z_1)} \quad (19)$$

Dla ustalenia warunku, jakiemu powinien odpowiadać opór Z_m , aby moc P_1' pobierana przez słuchawkę była największa, czyli, by stosunek η' osiągnął maximum, należy sprawdzić, kiedy $\frac{d\eta'}{dZ_m} = 0$.

Lecz, porównując równania (14) i (19), zauważymy, iż z wyrażenia na η można otrzymać η' przez zamianę wzajemną Z_1 i Z_m . Wobec tego również warunek dla $\frac{d\eta'}{dZ_m} = 0$ otrzymamy z warunku dla $\frac{d\eta}{dZ_1} = 0$ przez wzajemną zamianę w równaniu (15) Z_1 i Z_m ; wobec tego można napisać:

³⁾ Jedynie z pewnym przybliżeniem w świetle przytoczonych powyżej wyjaśnień w sprawie niezupełnej identyczności wielkości Z_l i Z_r przy pracy aparatu na odbiór i nadawanie.

$$Z_m^2 = Z_1 \cdot Z_r \cdot \frac{Z_1 + Z_r}{4 \cdot Z_1 + Z_r} \quad (20)$$

Jeśli uwzględnić jednocześnie warunek ustalony równaniem (11), otrzymamy, analogicznie do równania (16):

$$\frac{Z_1}{Z_r} = \frac{1}{2}, \quad \text{czyli } Z_1 = \frac{1}{2} \cdot Z_r \quad (21)$$

Zaś łącznie z warunkiem z równania (11), możemy napisać ostatecznie:

$$Z_m = Z_1 = \frac{1}{2} \cdot Z_r \quad (22)$$

Warunek ten jest warunkiem najlepszej pracy aparatu MB na odbiór; zauważmy, że jest on identyczny z warunkiem określonym równaniem (17) dla aparatu CB.

Podobnie jak to czyniliśmy dla aparatu CB, sprawdzimy warunek najlepszej pracy aparatu MB na nadawanie; przy nadawaniu—wobec istnienia efektu antylokalkności—można zignorować istnienie gałęzi Z_m , a najlepsza praca będzie wtedy, gdy opór źródła, t.j. opór całkowitego pierwotnego—licząc od strony linii—uzwojenia cewki (równy w danym wypadku—w myśl rozważań przytoczonych na str. 304 zeszytu 10 „Przeglądu Teletechn.”—wielkości $4 \cdot \hat{Z}_1$), będzie równy oporowi odbiornika, którym są w danym wypadku szeregowo połączone opory Z_r i Z_l , czyli $2 \cdot Z_r$.

Warunek więc najlepszej pracy na nadawanie będzie:

$$4 \cdot \hat{Z}_1 = 2 \cdot Z_r; \quad Z_1 = \frac{1}{2} \cdot Z_r;$$

Widzimy, że również i w wypadku aparatu MB warunek na nadawanie pokrywa się z warunkiem na odbiór, określonym równaniem (22). Również i ostateczne omówienia, przytoczone w wypadku aparatu CB, stosują się całkowicie i bez zmiany do aparatu systemu MB.

Rozważając otrzymane wyniki, dochodzimy do wniosku, iż uzyskanie jednego z warunków najlepszej pracy aparatu, a mianowicie: $Z_1 = \frac{1}{2} \cdot Z_r$, względnie $Z_1 = \frac{1}{2} \cdot Z_l$, nie nasuwa większych trudności: istotnie, wystarczy tutaj—przy dostatecznie dużej wartości indukcyjności L_1 (rys. 2)—dobrać odpowiednio wartość stosunku $\frac{L_1}{L_2}$, aby przy jakiegokolwiek wartości oporu Z_2 otrzymać pożądaną wartość oporu Z_1 ; odpowiednie więc dopasowanie oporu Z_2 (t. j. w wypadku aparatu CB—oporu słuchawki, zaś w wypadku aparatu MB—oporu mikrofonu) do oporu Z_l linii uzyskuje się przez nadanie wielkości $\frac{L_1}{L_2}$ (t. j. kwadratowi przekładni cewki) odpowiedniej wartości.

Natomiast spełnienie drugiego warunku najlepszej pracy aparatu, t. j. $Z_m = \frac{1}{2} \cdot Z_r$, względnie $Z_m = \frac{1}{2} \cdot Z_l$, jest już bardziej kłopotliwe: nale-

żałoby stosować mikrofon — w wypadku aparatu CB, względnie słuchawkę — w wypadku aparatu MB, o odpowiedniej oporności, co nasuwać może pewne trudności, gdyż opór mikrofonu — w aparacie CB — może być uwarunkowany innymi względami, np. warunkami zasilania mikrofonu prądem stałym, zaś swobodne dobieranie oporu słuchawki — w aparacie MB — do oporu linii może być ograniczone np. względami normalizacyjnymi.

Aby umożliwić przy pomocy cewki indukcyjnej odpowiednie dopasowanie do oporu linii również i oporu \hat{Z}_m , odstąpmy od postawionego na samym wstępie niniejszych rozważań (str. 303 zeszytu 10 Przegl. Teletechn.) założenia, iż obie połówki pierwotnego uzwojenia cewki są wzajemnie symetryczne (t. j. iż ich indukcyjności sprzężone są sobie równe: $L_0 = L_1$), i rozpatrzmy sprawę w tym nieco ogólniejszym wypadku, gdy $L_0 \neq L_1$, przy zachowaniu oczywiście ważności wszystkich pozostałych założeń i omówień, podanych na str. 303 zeszytu 10 Przegl. Teletechn., dla rozpatrywanego poprzednio wypadku szczególniejszego.

We wzorach na \hat{V}_0 , \hat{V}_1 i \hat{V}_2 , podanych na str. 302 poprzedniego artykułu, należy teraz wstawić następujące wartości dla M_{01} , M_{02} i M_{12} :

$$M_{01} = \sqrt{L_0 \cdot L_1}; \quad M_{02} = \sqrt{L_0 \cdot L_2}$$

$$\text{ i } M_{12} = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

Wobec tego wzory dla powyższych napięć będą:

$$\hat{V}_0 = \hat{I} \cdot j \cdot \omega \cdot L_0 + \hat{I}_1 \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_1} + \hat{I}_2 \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_2} \quad (23)$$

$$\hat{V}_1 = \hat{I} \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_1} + \hat{I}_1 \cdot j \cdot \omega \cdot L_1 + \hat{I}_2 \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = \hat{V}_0 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \quad (24)$$

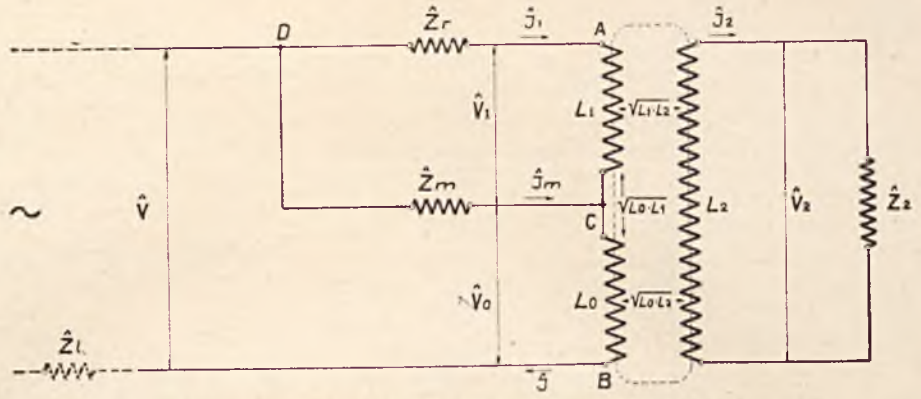
$$\hat{V}_2 = \hat{I} \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_2} + \hat{I}_1 \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} + \hat{I}_2 \cdot j \cdot \omega \cdot L_2 = \hat{V}_0 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_0}} \quad (25)$$

Równanie obwodu wtórnego cewki będzie następujące:

$$\hat{V}_2 + \hat{I}_2 \cdot \hat{Z}_2 = 0; \quad \hat{I}_2 = -\frac{\hat{V}_2}{\hat{Z}_2} = -\frac{\hat{V}_0}{\hat{Z}_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_0}} \quad (26)$$

Wobec tego równanie (23) przekształci się w równanie:

$$\hat{V}_0 = \hat{I} \cdot j \cdot \omega \cdot L_0 + \hat{I}_1 \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_1} + -\frac{\hat{V}_0}{\hat{Z}_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_0}} \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_2} =$$



RYS. 4. SCHEMAT APARATU TELEFONICZNEGO.

$$= \left(\hat{I} + \hat{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) \cdot j \cdot \omega \cdot L_0 - \frac{\hat{V}_0}{\hat{Z}_2} \cdot j \cdot \omega \cdot L_2,$$

skąd

$$\hat{I} + \hat{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} = \hat{V}_0 \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_0} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \cdot \frac{L_0}{L_2}} \right) =$$

$$= \hat{V}_0 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_1}} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \cdot \frac{\sqrt{L_0 \cdot L_1}}{L_2}} \right) \quad (27)$$

Nazwijmy

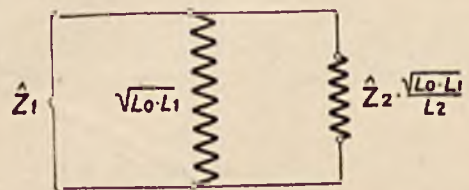
$$\frac{1}{j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_1}} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \cdot \frac{\sqrt{L_0 \cdot L_1}}{L_2}} = \frac{1}{\hat{Z}_1} \quad (28)$$

Wówczas równanie (27) przekształci się w równanie:

$$\hat{I} + \hat{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} = \frac{\hat{V}_0}{\hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}} \quad (29)$$

Opór \hat{Z}_1 jest oporem zastępczym według schematu podanego na rys. 5; opór ten przedstawia więc opór uzwojenia wtórnego, przeniesiony na stronę pierwotną cewki równoległe do indukcyjności $\sqrt{L_0 \cdot L_1}$, będącej średnią geometryczną indukcyjności sprzężonych obu części uzwojenia pierwotnego cewki; możnaby oczywiście przenieść opór uzwojenia wtórnego równoległe np. do indukcyjności L_0 lub L_1 ; otrzymane jednak w tym wypadku wyniki — aczkolwiek również całkowicie poprawne — miałyby mniej symetryczny wygląd, aniżeli przy zastosowaniu przyjętego sposobu, t. j. przy przenoszeniu oporu \hat{Z}_2 równoległe do indukcyjności $\sqrt{L_0 \cdot L_1}$.

Na podstawie równania (29) możemy napisać:



RYS. 5. SCHEMAT ZASTĘPCZY PRZENIESIONEGO UZWOJENIA WTÓRNEGO.

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \frac{\dot{I}}{\dot{I} + \dot{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \cdot \left(\dot{I} + \dot{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \cdot \frac{\dot{V}_0}{\dot{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}} = \\ &= \frac{\dot{V}_0}{\dot{Z}_1 \cdot \left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}} \right)} \end{aligned} \quad (30)$$

Analogicznie, podstawiając – według równania (24):

$$\dot{V}_0 = \dot{V}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}$$

otrzymamy zamiast równania (29):

$$\dot{I} + \dot{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} = \frac{\dot{V}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}}{\dot{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1} \quad (31)$$

Skąd w dalszym ciągu:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{I}_1}{\dot{I} + \dot{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \cdot \left(\dot{I} + \dot{I}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) = \\ &= \frac{1}{\frac{\dot{I}}{\dot{I}_1} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \cdot \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1 \cdot \left(\sqrt{\frac{L_1}{L_0}} + \frac{\dot{I}}{\dot{I}_1} \right)} \end{aligned} \quad (32)$$

Opór aparatu \hat{Z} :

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \hat{Z}_1 \cdot \left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \frac{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \right) + \hat{Z}_m \cdot \left(1 - \frac{\hat{Z}_m - \hat{Z}_1}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \right) = \\ &= \frac{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \cdot \left(\hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)}{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}} \end{aligned} \quad (33)$$

Prąd \dot{I} , pobierany przez aparat:

$$\dot{I} = \dot{V} \cdot \frac{\hat{Z}_m + \hat{Z}_r + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \cdot \left(\hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)} \quad (34)$$

Wreszcie, napięcia: \dot{V}_0 na części CB cewki i \dot{V}_{CD} na oporze \hat{Z}_m – wyniosą:

$$\dot{V}_0 = \dot{V} \cdot \frac{\hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \cdot \left[\hat{Z}_m \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \right]}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \cdot \left(\hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)} \quad (35)$$

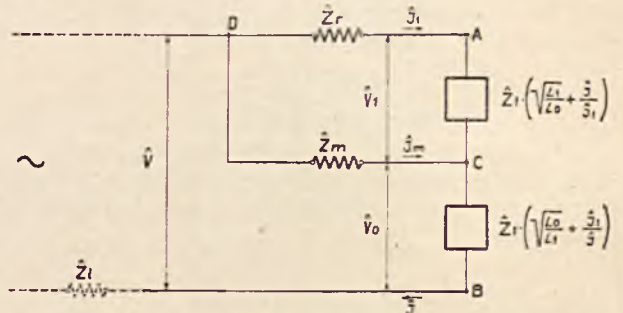
$$\dot{V}_{DC} = \dot{V} \cdot \frac{\hat{Z}_m \cdot \left[\hat{Z}_1 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \right]}{\hat{Z}_1 \cdot \hat{Z}_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \cdot \left(\hat{Z}_m + \hat{Z}_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)} \quad (36)$$

Na podstawie równań (30) i (32) można stwierdzić, iż obie części uzwojenia pierwotnego cewki (rys. 4) można zastąpić oporami o następujących wartościach:

$$\hat{Z}_{CB} = \frac{\dot{V}_0}{\dot{I}} = \hat{Z}_1 \cdot \left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}} \right) \quad (30')$$

$$\hat{Z}_{AC} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} = \hat{Z}_1 \cdot \left(\sqrt{\frac{L_1}{L_0}} + \frac{\dot{I}}{\dot{I}_1} \right) \quad (32')$$

A więc zastępczy schemat aparatu będzie w danym wypadku wyglądał jak schemat podany na rys. 6.



RYŚ. 6. ZASTĘPCZY SCHEMAT APARATU TELEFONICZNEGO.

Po przeprowadzeniu obliczeń analogicznych do obliczeń, podanych na str. 305 zeszytu 10 Przegl. Teletechn. oraz przytoczonych na wstępie niniejszego artykułu, otrzymamy następujące wartości dla interesujących w dalszym ciągu wielkości:

Podobnie jak poprzednio, zbadajmy teraz warunki najlepszej pracy tego aparatu na odbiór.

Jako pierwszy warunek przyjmujemy, że $\hat{Z} = \hat{Z}'$.

Znajdźmy najpierw zależności między \hat{Z}_l i \hat{Z}_r .

1) W wypadku aparatu CB—wobec założonego efektu antylokalności przy nadawaniu—wartości prądu \hat{I}_2' i napięcia \hat{V}_2' (rys. 4) przy nadawaniu będą równe 0. Wobec tego z równania na \hat{V}_2 , analogicznego do równania (25), otrzymamy, podstawiając zamiast wielkości \hat{I} i \hat{I}_1 odpowiednio \hat{I}' i $-\hat{I}_1'$:

$$\hat{I}' \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_0 \cdot L_2} - \hat{I}_1' \cdot j \cdot \omega \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = 0,$$

czyli

$$\frac{\hat{I}_1'}{\hat{I}'} = \sqrt{\frac{L_0}{L_1}};$$

Ponieważ również i wielkości napięć \hat{V}_0' i \hat{V}_1' będą przy nadawaniu równe 0, przeto napięcia na oporach \hat{Z}_r i \hat{Z}_l muszą być sobie równe:

$$\hat{I}' \cdot \hat{Z}_l = \hat{I}_1' \cdot \hat{Z}_r;$$

skąd

$$\frac{\hat{Z}_l}{\hat{Z}_r} = \frac{\hat{I}_1'}{\hat{I}'} = \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}; \hat{Z}_l = \hat{Z}_r \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \quad (37)$$

2) W wypadku aparatu MB—wobec istnieje

nia efektu antylokalności przy nadawaniu—wartość prądu \hat{I}_m' będzie przy nadawaniu równa 0, czyli $\hat{I}' = \hat{I}_1'$. Ponieważ również i napięcie $\hat{V}'_{DC} = 0$, przeto możemy napisać:

$$\hat{I}' \cdot \hat{Z}_l = \hat{V}_0' \text{ i } \hat{I}_1' \cdot \hat{Z}_r = \hat{V}_1' = \hat{V}_0' \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}};$$

wobec tego:

$$\frac{\hat{I}' \cdot \hat{Z}_l}{\hat{I}_1' \cdot \hat{Z}_r} = \frac{\hat{V}_0'}{\hat{V}_0' \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}};$$

i ostatecznie:

$$\frac{\hat{Z}_l}{\hat{Z}_r} = \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}; \hat{Z}_l = \hat{Z}_r \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \quad (37')$$

A więc—ze względu na efekt antylokalności przy nadawaniu—zarówno w wypadku aparatu CB, jak i MB, zależność między \hat{Z}_l i \hat{Z}_r wyraża się równaniem (37) (z uwzględnieniem zastrzeżeń, omówionych powyżej). Pierwszym więc warunkiem najlepszej pracy aparatu na odbiór będzie:

$$\hat{Z} = \hat{Z}_l = \hat{Z}_r \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \quad (38)$$

Podstawiając na \hat{Z} wartość z równania (33), otrzymamy po dokonaniu przeróbek:

$$\hat{Z}_l = \hat{Z}_r \cdot \frac{\hat{Z}_m \cdot \left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} - 1 \right) + \hat{Z}_r \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}}{\hat{Z}_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + \hat{Z}_r \cdot \left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} - 1 \right)} \quad (39)$$

Drugim warunkiem najlepszej pracy aparatu na odbiór będzie pobieranie przez element odbiorczy największej mocy z układu aparatu. Ograniczając się—podobnie jak w pierwszej części niniejszego artykułu—do rozważenia tej sprawy je-

dynie w wypadku zgodności faz oporów \hat{Z}_m , \hat{Z}_r i \hat{Z}_l i opuszczając wobec tego znaczki określające wektorowy charakter tych wielkości, możemy—na podstawie wzoru (34)—napisać równanie dla mocy pozornej P , pobieranej przez cały aparat:

$$P = V \cdot I = V^2 \cdot \frac{Z_m + Z_r + Z_l \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}}}{Z_l \cdot Z_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \cdot \left(Z_m + Z_l \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)} \quad (40)$$

Obliczenie zaś mocy P_1 , pobieranej przez sam element odbiorczy, przeprowadzimy oddzielnie dla aparatu systemu CB i oddzielnie dla aparatu systemu MB.

1) Aparat systemu CB.

Moc pozorna P_1 będzie równa:

$$P_1 = V_0 \cdot I + V_1 \cdot I_1;$$

zaś uwzględniając równania (24) i (29), otrzymamy:

$$P_1 = V_0 \cdot I + V_0 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \cdot I_1 = V_0 \cdot \left(I + I_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) = \frac{V_0^2}{Z_l \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}} = \\ = V^2 \cdot \frac{Z_l \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \cdot \left[Z_m \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \right]^2}{\left[Z_l \cdot Z_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \cdot \left(Z_m + Z_l \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right) \right]^2} \quad (41)$$

Wprowadzając oznaczenie stosunku $\frac{P_1}{P}$ przez η , możemy napisać:

$$\eta = \frac{P_1}{P} = \frac{Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \cdot \left[Z_m \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \right]^2}{\left[Z_1 \cdot Z_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \cdot \left(Z_m + Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right) \right] \cdot \left(Z_m + Z_r + Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right)} \quad (42)$$

Szukając zaś, przy jakim Z_1 stosunek ten osiąga maximum, przyrównujemy do zera pochodną $\frac{d\eta}{dZ_1}$;

Otrzymamy wówczas—po wykonaniu odpowiednich przeliczeń, iż $\frac{d\eta}{dZ_1} = 0$, gdy:

$$Z_1^2 = Z_m \cdot Z_r \times \frac{Z_m + Z_r}{Z_m \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r} \quad (43)$$

Uwzględniając jednocześnie oba warunki najlepszej pracy aparatu na odbiór, t. j. uwzględniając oba równania: (39) i (43), otrzymamy ostateczne równanie:

$$\frac{L_0}{L_1} \cdot \left[\frac{Z_m}{Z_r} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + 1 \right]^3 \times \left[\frac{Z_m}{Z_r} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) - 1 \right] = 0 \quad (44)$$

skąd

$$\frac{Z_r}{Z_m} = 1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \quad (45)$$

biorąc zaś ponadto pod uwagę ponownie równanie (39), otrzymujemy—po wykonaniu przeliczeń, iż:

$$Z_1 = Z_m \quad (46)$$

Pamiętając zaś o równaniu (37), możemy zamiast równania (45) napisać:

$$\frac{Z_1}{Z_m} = 1 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}; \quad i \quad \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} = \frac{Z_1}{Z_m} - 1 \quad (47)$$

Ostatecznie więc: najlepsza praca aparatu CB na odbiór będzie—w myśl równań (37), (47) i (46)—miała miejsce, gdy:

$$\left. \begin{array}{l} \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} = \frac{Z_1}{Z_r} = \frac{Z_1}{Z_m} - 1 \\ i \quad Z_1 = Z_m \end{array} \right\} \quad (48)$$

Zauważmy, iż wypadek najlepszej pracy aparatu na nadawanie zachodzi—w myśl wywodów analogicznych do rozważań przeprowadzonych w pierwszej części niniejszego artykułu, gdy:

$$\frac{1}{Z_m} = \frac{1}{Z_r} + \frac{1}{Z_1}$$

czyli gdy

$$\frac{Z_1}{Z_r} = \frac{Z_1}{Z_m} - 1,$$

co pokrywa się z warunkiem najlepszej pracy na odbiór, wyrażonym równaniem (48).

2) Aparat systemu MB.

Moc pozorna P_1' , pobierana w tym wypadku przez słuchawkę, będzie równa:

$$P_1' = V_{DC} \cdot I_m = \frac{V_{DC}^2}{Z_m}$$

a uwzględniając równanie (36), otrzymamy:

$$P_1' = V^2 \cdot \frac{Z_m \cdot \left[Z_1 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \right]^2}{\left[Z_1 \cdot Z_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \cdot \left(Z_m + Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right) \right]^2} \quad (49)$$

Następnie zaś dla stosunku $\eta_1' = \frac{P_1'}{P}$ otrzymamy wyrażenie:

$$\eta_1' = \frac{Z_m \cdot \left[Z_1 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \right]^2}{\left[Z_1 \cdot Z_m \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r \cdot \left(Z_m + Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right) \right] \cdot \left(Z_m + Z_r + Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right)} \quad (50)$$

Różniczkując powyższe wyrażenie względem Z_m i przyrównując pochodną do zera, otrzymamy wartość dla Z_m , przy której η_1' osiąga maximum:

$$Z_m^2 = Z_1 \cdot Z_r \cdot \frac{Z_1 + Z_r \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}}{Z_1 \cdot \left(2 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + Z_r} \quad (51)$$

$$\frac{L_0}{L_1} \cdot \left[\frac{Z_1}{Z_r} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) + 1 \right]^3 \times \left[\frac{Z_1}{Z_r} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) - 1 \right] = 0,$$

skąd:

$$\frac{Z_r}{Z_1} = 1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \quad (52)$$

Żaś uwzględniając ponadto równanie (39), otrzymamy ostateczne równanie, analogiczne do równania (44), a mianowicie:

Podstawiając zaś tę zależność do równania (39) otrzymujemy ponadto:

$$Z_1 = Z_m \dots \dots \dots (53)$$

I ostatecznie, zestawiając razem równania (37), (52) i (53), możemy stwierdzić, iż najlepsza praca aparatu MB na odbiór będzie, gdy:

$$\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} = \frac{Z_1}{Z_r} = \frac{Z_l}{Z_m} - 1$$

$$i \quad Z_1 = Z_m$$

czyli w warunkach, określonych również równaniem (48).

Najlepsza zaś praca aparatu MB na nadawanie będzie miała miejsce, gdy opór całkowitego uzwojenia od strony linii będzie równy sumie oporów \tilde{Z}_r i \tilde{Z}_l (opór \tilde{Z}_m ze względu na zachodzący efekt antylokalności nie odgrywa, jak wiemy, roli). A więc $\tilde{Z}_{CB} + \tilde{Z}_{AC} = \tilde{Z}_l + \tilde{Z}_r$. Uwzględniając równanie (30'), (32') i (37), oraz fakt, iż prądy \tilde{I} i \tilde{I}_1 powinny być przy nadawaniu sobie równe, możemy napisać:

$$\begin{aligned} \tilde{Z}_l \cdot \left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + 2 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \right) = \\ = \tilde{Z}_l + \tilde{Z}_r = \tilde{Z}_r \cdot \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} + \tilde{Z}_r; \end{aligned}$$

$$\text{skąd} \quad \tilde{Z}_l \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_0}} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)^2 = \tilde{Z}_r \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right);$$

$$\frac{\tilde{Z}_r}{\tilde{Z}_l} = 1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_0}},$$

czyli warunek identyczny z warunkiem zawartym również w równaniu (52), określającym jeden z warunków najlepszej pracy aparatu na odbiór.

Rozważając wyniki, otrzymane obecnie — w wypadku ogólniejszym, t. j. gdy $L_0 \neq L_1$ — i ujęte

w zależnościach wyrażonych równaniem (48), możemy stwierdzić, iż teraz warunki najlepszej pracy aparatu mogą być uzyskane przez dobranie odpowiednich wartości dla indukcyjności sprzężonych L_0 , L_1 i L_2 wszystkich trzech uzwojeń cewki — bez uciekania się do stawiania specjalnych warunków dla wielkości Z_2 i Z_m . Dobierając mianowicie dla wielkości L_0 i L_1 wartości dostatecznie duże (w granicach określonych względami na jednoczesny wzrost indukcyjności rozproszenia i strat w uzwojeniu oraz na zwiększenie wymiarów i wagi cewki), ustalamy wzajemny między nimi

stosunek $\left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)$ na podstawie zależności wyrażonej równaniem (47), innymi słowy ustalamy przekładnię części CB uzwojenia pierwotnego względem części AC tegoż uzwojenia, jako równą zmniejszonemu o 1 stosunkowi oporu Z_l linii i oporu Z_m (mikrofonu — w wypadku aparatu CB, względnie słuchawki — w wypadku aparatu MB);

też przekładni $\left(\sqrt{\frac{L_0}{L_1}} \right)$ winien się równać prócz tego stosunek oporu Z_l linii do oporu równoważającego Z_r . Wielkość zaś indukcyjności L_2 ustalamy w taki sposób, aby kwadrat średniej geometrycznej z obu przekładni uzwojeń pierwotnych względem uzwojenia wtórnego $\left(\frac{\sqrt{L_0 \cdot L_1}}{L_2} \right)$ otrzymał wartość, pozwalającą na uzyskanie wg. rys. 5 i równania (28) — przy ustalonej wielkości oporu Z_2 — takiej wartości dla oporu zastępczego Z_1 , by $Z_1 = Z_m$.

Na zakończenie należy jeszcze raz wyraźnie podkreślić, że otrzymane wyniki są ściśle tylko w założonych warunkach; mimo to jednak wnioski wyprowadzone dają wyraźne dyrektywy — z dokładnością wystarczającą — w wypadkach spotykanych w przeciętnej praktyce.

WZMACNIAK Z BLOKADĄ.

Inż. K. DOBRSKI, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny

(Dokończenie do str. 327 „Przeglądu Teletechnicznego”).

Kiedy mówi abonent zachodni (Z), prądy przezeń wysyłane przechodzą przez wzmacniacze I1 i I2 (rys. 10), a następnie przez prostownikowy układ zaporowy P1 do wzmacniacza 35. Stąd — wyprostowane przez prostownik 19 — prądy te łądzą w punkcie 33 kondensator C zbocznikowany odpowiednim oporem, znajdującym się w obwodzie siatki lampy 10 (rys. 9). Zmiana potencjału siatki tej lampy spowoduje, jak wiemy, przesterowanie układów zaporowych P2 i P4. Jeżeli podczas mówienia abonenta Z, pocznie mówić abonent po stronie wschodniej (W), prądy przezeń wysyłane przejdą przez wzmacniacz 13, a następnie drogą 31 (układ zaporowy P4 jest w tej chwili zamknięty) do punktu 33, gdzie po ich wyprostowaniu będą usiłowały rozładować kondensator C. Jeżeli abonent Z przestanie mówić, to rozładowanie kondensatora C zostanie obecnie

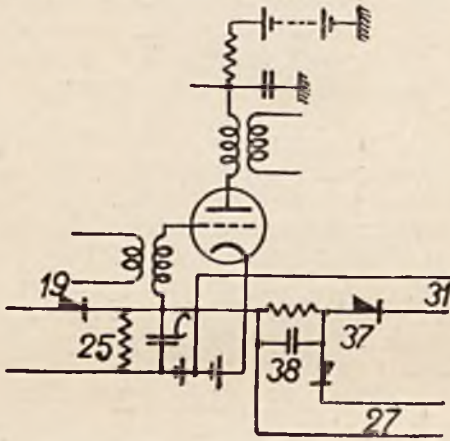
znacznie przyspieszone i abonent W będzie miał prawie natychmiast drogę wolną.

Zresztą jeżeli abonent Z nie przestanie mówić, to pomimo to może nastąpić przesterowanie układów zaporowych dzięki przerwom pomiędzy słowami lub poszczególnymi dźwiękami, o ile tylko natężenie prądów, płynących od abonenta W będzie dostatecznie duże. Lecz nawet gdyby był nadawany ze strony zachodniego abonenta ton ciągły nieprzerwany, to i w tym przypadku jest możliwe przesterowanie układów zaporowych przy dostatecznie dużym natężeniu prądów, płynących ze strony wschodniej.

Naszkiecowane wyżej rozwiązanie stwarza jednak bezpośrednie niebezpieczeństwo częstego i szkodliwego przesterowywania układów zaporowych w czasie mówienia pod wpływem prądów, które będą odgałęziać się na skutek niedo-

skonałego zrównoważenia, lub pod wpływem prądów pochodzących od ubocznych zakłóceń. Celem przeciwdziałania temu w angielskim wzmacniaku z blokadą przewiduje się nowe odgałęzienie 27, wzdłuż którego odprowadza się prądy, które przeszkadzają rozładowaniu kondensatora C i tym sposobem neutralizują częściowo działanie prądów, odgałęzionych wzdłuż drogi 31. Natężenie prądów odprowadzonych wzdłuż drogi 27 tak się reguluje, aby akurat kompensowały one działanie prądów, płynących w kierunku ze wschodu na zachód, a wywołanych niedokładnym zrównoważeniem linii lub zakłóceniami. Tym sposobem przesterowanie układów zaprowywnych w czasie mówienia abonenta Z będzie możliwe tylko wówczas, kiedy abonent W będzie mówił jednocześnie i dostatecznie głośno.

Podobne urządzenie jest przewidziane celem umożliwienia przerywania abonentowi W przez abonenta Z (drogi 29 i 30).



RYS. 11. OBWODY ŁADOWANIA I ROZŁADOWANIA KONDENSATORA C .

Sposób działania opisanego wyżej urządzenia można wyjaśnić bliżej przy pomocy rysunku 11. Jak widzimy, kondensator C jest ładowany za pośrednictwem prostownika 19 w ten sposób, iż potencjał siatki podnosi się w stosunku do potencjału katody (kondensator ten rozładowuje się przez opór 25 i prostownik 19, przytem opory te są tak dobrane, że czas rozładowania w zwykłych warunkach wynosi ok. 0,5 sekundy). Natomiast prądy, napływające drogą 31ⁿⁱ wyprostowane przy pomocy prostownika 37, usiłują ładować kondensator C , a więc i oddziaływać na potencjał siatki, w kierunku przeciwnym. Prądy, nadchodzące drogą 27, po wyprostowaniu ładują kondensator 38. Napię-

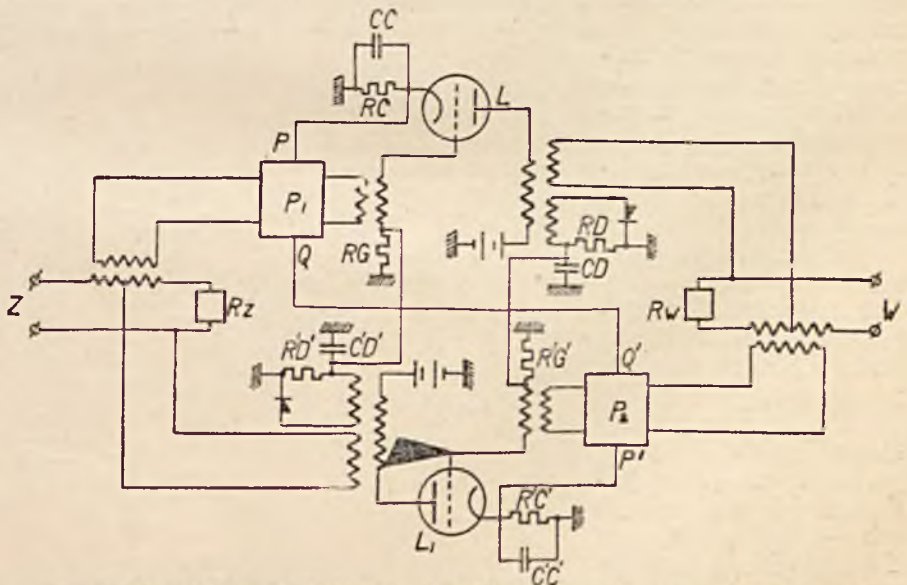
cie wytworzone na tym kondensatorze polaryzuje prostownik 37 i jest tak wyregulowane, iż prostownik ten nie przepuszcza — dzięki polaryzacji — prądów o takim natężeniu, jakie posiadają prądy wywołane złym zrównoważeniem lub zakłóceniami. Czas rozładowania kondensatora 38 jest wystarczająco długi, aby prądy echa nie mogły jeszcze przesterować układów zaporowych, ale jest dostatecznie krótki, aby wykorzystując przerwy pomiędzy słowami czy też poszczególnymi dźwiękami abonent W mógł przerwać swemu rozmówcy.

B. Wzmacniak francuski z blokadą.

Schemat tego wzmacniaka przedstawia się, jak na rys. 12.

W obie gałęzie wzmacniaka są włączone prostownikowe układy zaporowe P_1 i P_2 . Prąd polaryzujący — wspólny dla obu układów — przepływa przez punkty P' , Q' , P i Q . W stanie spoczynku, to jest kiedy nie ma rozmów, prąd polaryzujący nie płynie. Wówczas tłumienie jednego i drugiego układu zaporowego wynosi po b neperów. Kiedy jednak popłynie prąd polaryzujący w kierunku np. od P do P' , to tłumienie układu P_1 staje się o pół nepera mniejsze, zaś układu P_2 o pół nepera większe. Przy odwrotnym kierunku przepływu prądu polaryzującego tłumienie układu P_1 odpowiednio wzrasta, zaś tłumienie układu P_2 maleje. W rezultacie, tłumienie obwodu drgań wzmacniaka w każdym momencie jest dostatecznie duże i jednakowe, ale przesuwają się ono od jednej gałęzi do drugiej zależnie od kierunku przepływu energii.

Prąd anodowy lampy L płynie przez opór RC , zaś lampy L_1 — przez łopór $R'C'$. Spadki napięcia powstałe na tych oporach powodują, że potencjały siatek obu lamp są ujemne w stosunku do potencjału katody. Opory RC i $R'C'$ są tak wyregulowane, że w czasie spoczynku potencjały punktów P i P' są jednakowe i prądu polaryzującego nie ma. Kiedy jednak popłynie energia



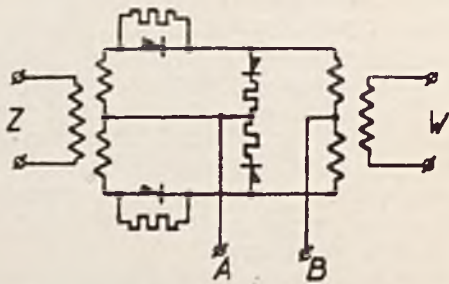
RYS. 12. WZMACNIAK Z BLOKADĄ — SERVICE D'ETUDES ET DE RECHERCHES TECHNIQUES.

prądów telefonicznych w kierunku dajmy na to, z zachodu na wschód, wytworzy się na oporze RD —po przejściu energii przez układ zaporowy i lampę wzmacniakową L —napięcie wyprostowane, które obniży potencjał siatki lampy L_1 . W konsekwencji natężenia prądu anodowego lampy L_1 spadnie, dzięki czemu zostanie naruszona równowaga potencjałów punktów P i P_1 i popłynie prąd polaryzujący od punktu P do punktu P_1 . Jak widzieliśmy, wywoła to spadek tłumienia w gałęzi wzmacniaka $Z-W$, a powiększenie się tłumienia w gałęzi drugiej.

Podobne zjawiska będą miały miejsce, kiedy będzie płynęła energia w kierunku przeciwnym, t. j. od wschodu do zachodu.

Opory RC i $R'C'$ są zbocznikowane przez kondensatory o dużej pojemności dla uniknięcia szkodliwych sprzężeń obu gałęzi wzmacniaka. Kondensatory CD i $C'D'$ są potrzebne do otrzymania przy sterowaniu układów zaporowych stałej czasu rzędu kilku milisekund.

Jak widać z rys. 6-go, układy zaporowe pozwalają na wachania tłumienia w znacznie szerszych granicach niż $-0,5$ nep. W danym przy-



RYŚ. 13. UKŁAD ZAPOROWY O ZMNIĘSZONYM TŁUMIENIU.

padku jednakże ograniczono się do wahań tak nieznacznych dlatego, że przy większych wahań otrzymuje się zbyt wielkie zmniejszenie wyrazistości przesyłanych dźwięków, oraz zmniejsza się szybkość sterowania, co w dalszym ciągu obniża jakość transmisji. Nieznaczne, ale określone wahania tłumienia można osiągnąć, włączając do układów zaporowych opory dodatkowe, jak pokazuje rys. 13, o odpowiednio dobranych wartościach.

Przykłady powyższe nie wyczerpują, oczywiście, wszystkich rozwiązań wzmacniaków z blokadą, które można by przytoczyć.

Zasługuje na podkreślenie, iż w wielu przypadkach stosuje się podobnie jak w tłumikach e_{h1} —celem przecinania drogi prądom echa lub gwizdu—zamiast zaporowych układów prostow-

nikowych przekaźniki. Jest zrozumiałe, iż muszą to być przekaźniki o bardzo szybkim działaniu, a więc nie przekraczającym np. paru milisekund. Jak się zdaje, przekaźniki telegraficzne dobrze nadawałyby się w danym razie. Przekaźniki są stosowane na szeroką skalę w tłumikach echa w Ameryce.

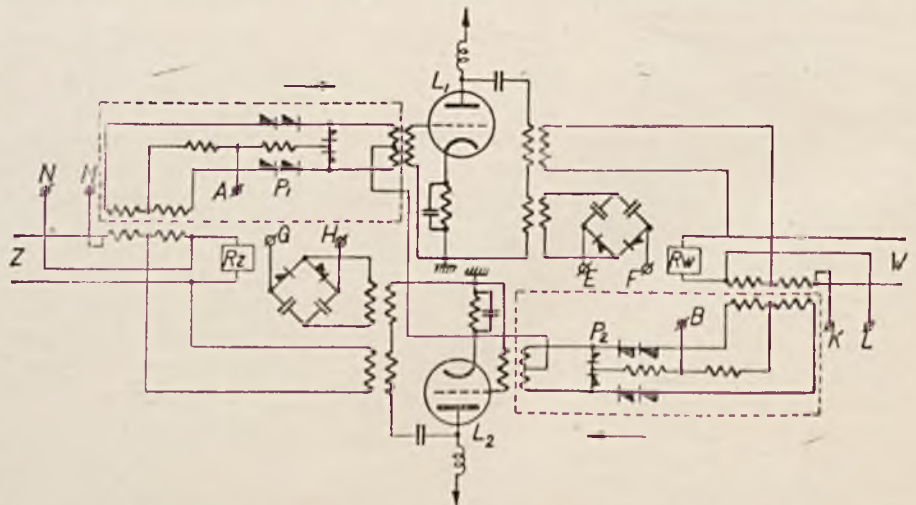
Rozpowszechnione są również układy, w których oddziaływa się pod wpływem przepływającej energii prądów telefonicznych na potencjały siatek lamp wzmacniaka w ten sposób, iż obniża się znacznie potencjał siatki lampy, która nie powinna w danym momencie wzmacniać. Były też proponowane układy specjalne, oparte na zupełnie odmiennych zasadach (5, 6—Biblj.), niż opisane wyżej, ale, jak się zdaje, nie znalazły one szerszego zastosowania.

Wzmacniak z blokadą systemu PIT.

Celem wzmocnienia bezpieczeństwa gwizdu linii telefonicznych, wzmacniak z blokadą syst. PIT model 1936—I zawiera dwa prostownikowe układy zaporowe, włączone do obu gałęzi wzmacniaka, jak pokazuje rys. 14. Oba te układy są polaryzowane przy pomocy tego samego prądu, wchodzącego przez zaciski A i B , a dostarczanego z urządzenia sterującego. Urządzenie sterujące jest kierowane przez prądy telefoniczne, nadchodzące od abonenta zachodniego (Z) lub wschodniego (W). Układy zaporowe P_1 i P_2 są z sobą połączone w taki sposób, że prąd stały, płynący przez zaciski A i B , polaryzuje je w przeciwnych kierunkach.

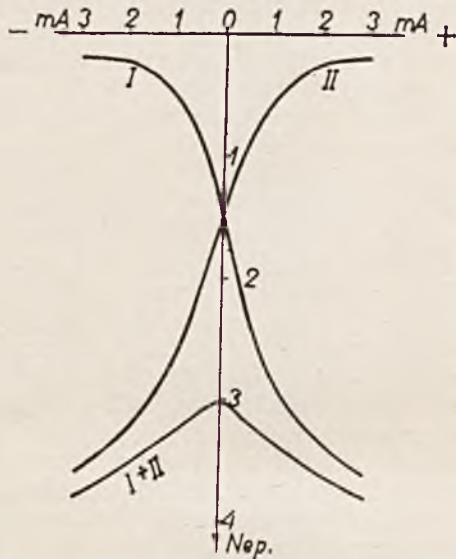
W opisywanym urządzeniu PIT'u zostały zastosowane układy prostownikowe ze względu na ich szczególnie korzystne w danym razie właściwości.

Przede wszystkim pozwalają one w sposób naturalny zachować ten konieczny warunek, aby tłumienie obwodu drgań w każdym momencie, niezależnie od tego czy abonent zaczyna czy kończy mówić, czy wreszcie obaj abonenci mówią jednocześnie, było większe od pewnej, określonej



RYŚ. 14. UKŁADY ZAPOROWE WE WZMACNIAKU Z BLOKADĄ SYSTEMU PIT (MODEL 1936-I). ZACISKI A-B, E-F, G-H I M-N ŁĄCZĄ SIĘ Z TAKIEMIŻ ZACISKAMI NA RYS. 16 I 19).

wartości. Na rys. 15-ym pokazane są dla przykłądu krzywe tłumienia dwóch określonych układów zaporowych z oporami dodatkowymi, jak na rys. 13, z którego widać, iż suma tłumień obu danych układów przy żadnej wartości prądu polaryzującego nie może stać się mniejszą od 3 neperów. Zastosowanie układów prostownikowych



RYŚ. 15. TŁUMIENIE DWÓCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH.

daje zatem gwarancję, iż w obwodzie wzmacniaka gwizdy nie powstaną.

Tłumienie układów zaporowych ustala się natychmiast odpowiednio do wartości prądu polaryzującego. Jest to cecha bardzo ważna, gdyż wszelkie opóźnienia pod tym względem niekorzystnie będą się odbijały na wyrazistości przesyłanych dźwięków, powodując obcinanie początków zgłoszek. Zauważmy, iż prąd polaryzujący wchodzi do środków transformatorów, skąd rozgałęzia się w obie strony. Dzięki temu znosi się ich indukcyjność, a więc znika ten czynnik, któryby przeciwstawiał się zbyt szybkiemu narastaniu lub znikaniu prądu polaryzującego. Jeżeliby na skutek niejednorodności prostowników nie można było uzyskać dokładnej symetrii, to można ją poprawić przy pomocy oporów; prąd polaryzujący można również wprowadzić do układu za pośrednictwem mostka oporowego zamiast przez transformatory. Tym sposobem szybkość zmian prądu polaryzującego będzie uwarunkowana wyłącznie przez sam układ sterujący.

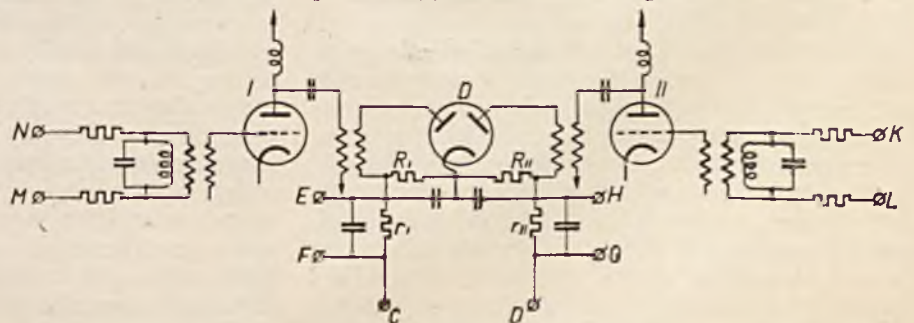
Układy prostownikowe pozwalają na osiągnięcie znacznych zmian tłumienia. Bardzo łatwo jest otrzymać powiększenie tłumienia układu, dochodzące do 6—7 neperów. Jest to aż nadto wystarczające. Przy tak dużych zmianach tłumienia na-

stępuje praktycznie całkowite zamknięcie drogi dla prądów powrotnych. W pewnych przypadkach—kiedy linia jest bardzo spokojna—może to nawet być nie pożądane, gdyż abonent *W*, który mówił przed chwilą, a nie słyszy natychmiast odpowiedzi abonenta *Z*, ma wrażenie—dopóki nie nastąpi przesterowanie układów—iż na drugim końcu linii nikogo niema. Oczywiście, można tego do pewnego stopnia uniknąć, dając układy zaporowe z oporami, jak na rys. 13, wyregulowane na tłumienie łączne 2—3 lub 4 neperów.

We wzmacniaku z blokadą systemu PIT modelu 1936—I układy zaporowe są umieszczone przed lampami wzmacniakowymi. Zostało to poddyktowane jedynie tym, aby nie obciążać tych układów prądami telefonicznymi o zbyt dużym natężeniu. Jest jednak najzupełniej możliwe umieszczenie ich za lampą wzmacniakową. W tym przypadku układy prostownikowe *EF* i *SH* potrzebne, jak zobaczymy dalej, ze względu na należyłą pracę urządzenia sterującego, musiałyby być przesunięte w kierunku przewodzenia energii prądów rozmowy poza układy zaporowe.

Rys. 16 przedstawia urządzenie sterujące modelu 1936—I. Urządzenie to ma być kierowane przez prądy telefoniczne abonentów *Z* lub *W*, a jego zadaniem jest przesterowywanie układów zaporowych odpowiednio do kierunku, w którym płynie energia prądów w danym momencie. Jest ono przyłączone symetrycznie z obu stron wzmacniaka z blokadą i w ten sposób, iż do lampy *I* odgałęzia się energia, płynąca w kierunku z zachodu na wschód, a do lampy *II*-ej energia, płynąca w kierunku przeciwnym. (Lampy te będą niepotrzebne, jeżeli układy zaporowe zostaną przesunięte poza lampy wzmacniakowe).

Przypuśćmy, że w danej chwili mówi abonent *Z*. W takim razie w obwodzie anodowym lampy *I* popłynie prąd zmienny, który następnie zostanie wyprostowany przez diodę *D*. Na oporze *R_I* wytworzy się napięcie jednokierunkowe. Napięcie to będzie wahało się odpowiednio do amplitudy prostowanych prądów telefonicznych, ale wahania te będą stłumione dzięki przyłączonemu równolegle kondensatorowi. W rezultacie, otrzymamy pewne napięcie jednokierunkowe pomiędzy punktami *D* i *C*, przy czym będzie ono skierowane w kierunku od punktu *D* do *C*. Jeżeli skolei pocznie mówić abonent *W*, to wytworzy się napięcie wyprostowane na oporze *R_{II}*, a więc na-

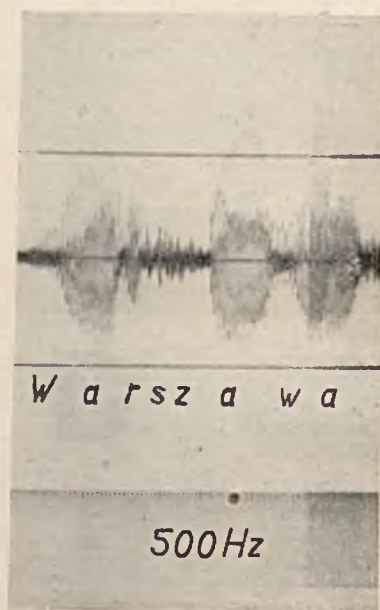


RYŚ. 16. URZĄDZENIE STERUJĄCE WZMACNIAKA Z BLOKADĄ SYSTEMU PIT (MODEL 1936-I) (ZACISKI E-F, G-H, C-D, M-N I K-L ŁĄCZĄ SIĘ Z TAKIEMIŻ ZACISKAMI NA RYS. 14 I 19).

pięcie pomiędzy punktami D i C będzie skierowane tym razem w kierunku od punktu C do D .

Powstanie napięcia pomiędzy punktami C i D jest wykorzystane do sterowania układów zaporowych, przy czym zależnie od kierunku tego napięcia prąd polaryzujący popłynie od punktu A do B (rys. 14) lub od B do A .

Jest widoczne odrazu, że jeżeli obaj abonenci będą mówili jednocześnie, to wytworzone napięcia na oporach R_I i R_{II} będą sobie wzajemnie przeciwdziałać, przy tym przeważy w danej chwili albo jedno, albo drugie napięcie. To zdecyduje, w jakim kierunku popłynie prąd polaryzujący, otwierając w danym momencie drogę dla prądów tylko jednego abonenta. Nie należy jednak sądzić, że abonent dany uzyska przewagę trwałą. Pomiedzy poszczególnymi słowami istnieją przerwy, które mogą być wykorzystane przez drugiego abonenta dla przesterowania układów. Lecz takie przesterowanie jest możliwe również i w trakcie wypowiedzania pojedynczego wyrazu. Prądy telefoniczne mają zmienną nieustannie amplitudę, zależnie od wypowiedzanych dźwięków. Tak np. przy wypowiedzaniu słowa Warszawa widzimy wyraźnie na oscylogramie (rys. 17), jak dalece różna jest amplituda prądów wzdłuż tego słowa.



RYC. 17. OSCYLOGRAM SŁOWA—WARSZAWA.

Jeżeli się więc zdarzy, że w momencie kiedy jeden abonent będzie nadawał zgłoskę, niosącą małą ilość energii, drugi abonent nada np. samogłoskę a , niosącą znaczną stosunkowo ilość energii, to ten abonent może w danym momencie przesterować układy na swoją korzyść. Zresztą, mówiąc, czynimy często przestanki pomiędzy poszczególnymi samogłoskami, znowu ułatwiając drugiemu abonentowi przesterowanie. W rezultacie, kiedy dwaj abonenci będą mówili jednocześnie, to kolejno będą przesterowywali układy to w jedną to w drugą stronę, wzajemnie sobie przerywając. Doświadczenie pokazuje, że przerywanie to nastę-

puje tak często, że w pewnych wypadkach można zrozumieć sens przerywanego zdania. W każdym razie abonenci mogą natychmiast zorientować się w sytuacji.

Jak zaznaczyłem wyżej, pozostawienie abonentom możliwości wzajemnego sobie przerywania jest konieczne. Obserwacja rozmów telefonicznych u nas wskazuje, że abonent często zaczyna mówić, nie czekając aż jego rozmówca skończy, a w tych warunkach trwałe blokowanie drogi dla prądów swego rozmówcy prowadziłoby z pewnością do licznych nieporozumień, niepotrzebnie przedłużając czas trwania rozmowy.

Lecz umożliwienie wzajemnego sobie przerywania pociąga pewne konsekwencje. Jeżeli droga do układu sterującego ma być otwarta z obu stron wzmacniaka, żeby abonent W lub Z mógł w każdej chwili przerwać swemu rozmówcy, to również będzie ona otwarta dla prądów, które po przejściu przez wzmacniak odgałęzią się do układu sterującego na skutek niedoskonałego zrównoważenia linii telefonicznej. Tym sposobem energia prądów telefonicznych, płynąca, dajmy na to, od abonenta Z , nie tylko wytworzy napięcie pożyteczne na oporze R_I układu sterującego, ale również napięcie na oporze R_{II} , przeciwdziałające napięciu poprzedniemu. Trzeba liczyć się z tym, że napięcie na oporze R_{II} może być w danym razie większe niż na oporze R_I , jeżeli tylko wzmocnienie wzmacniaka będzie większe od tłumienia niezrównoważenia, co we wzmacniaku z blokadą należy przyjąć raczej za regułę. Lecz jeżeli napięcie na oporze R_{II} będzie większe od napięcia na oporze R_I , to przesteruje ono układy zaporowe, zamykając drogę dla energii prądów abonenta Z , mówiącego w danej chwili. To zamknięcie będzie trwało bardzo krótko, lecz, powtarzając się, uniemożliwi rozmowę.

We wzmacniaku z blokadą systemu PIT są zastosowane dwa środki celem skutecznego przeciwdziałania opisanym wyżej szkodliwym zjawiskom.

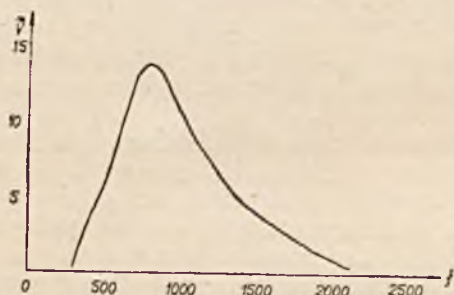
Pierwszy środek polega na włączeniu do obu odgałęzień do układu sterującego elementów rezonansowych, ograniczających pasmo częstotliwości, które mają oddziaływać na ten układ.

Jak wiadomo, pasmo częstotliwości, które powinny być przewodzone dla uzyskania należytej jakości rozmowy telefonicznej, zawiera się w granicach od 300 do 2600 okr./sek. W tych granicach w zwykłym wzmacniaku równoważnik powinien być jaknajdokładniej dopasowany do linii telefonicznej. Lecz zasadnicze częstotliwości, które przewodzą znacznie większą część energii i najczęściej występują w dźwiękach mowy, zawierają się w znacznie węższym paśmie. Tak np. częstotliwości powyżej 2000 okr./sek, ważne jeszcze ze względu na wyrazistość mowy, przenoszą już tylko niewielką część energii i występują w mowie stosunkowo rzadziej, niż szereg średnich częstotliwości. Również częstotliwości niskie, aczkolwiek niosą z sobą znaczne ilości energii, nie są tak charakterystyczne dla mowy, jak częstotliwości średnie. W tych warunkach ograniczenie pasma często-

liwości, oddziaływających na obie lampy układu sterującego, przy pomocy filtrów lub jakichkolwiek układów rezonansowych przez obcięcie niskich i wysokich częstotliwości widma akustycznego, nie wpływa szkodliwie w sposób odczuwalny na zachowanie się układu sterującego, a w szczególności na szybkość jego reakcji.

Lecz takie ograniczenie szerokości pasma, oddziaływającego na układ sterujący, pozwala powiększyć tłumienie niezrównoważenia dla częstotliwości tego pasma, gdyż równoważnik może być tym dokładniej dopasowany do linii, im dla węższego pasma ma być dokonane zrównoważenie. We wzmacniaku z blokadą zaś, który w każdym razie jest zabezpieczony od gwizdów, ważny jest jedynie stopień zrównoważenia linii dla tych częstotliwości, które oddziałują na układ sterujący. Stąd jest widoczne, iż wprowadzenie do układu sterującego filtrów, zwężających pasmo częstotliwości, zmniejsza natężenie prądów, odgałęziających się do układu sterującego na skutek złego zrównoważenia linii i wywołujących szkodliwe napięcie sterujące.

Obcięcie pasma częstotliwości, oddziaływających na układ sterujący, jest również pożądane ze względu na obecność w linii zakłóceń. Układ sterujący powinien być kierowany, o ile możliwości, wyłącznie przez prądy rozmowy. Ponieważ jednak zakłócenia zawierają te same składniki, co i prądy telefoniczne, powstaje niebezpieczeństwo blokowania przez nie wzmacniaków. Otóż doświadczenie pokazuje, że ważniejsze składniki prądów zakłócających znajdują się w zakresie niskich częstotliwości 300—500 okr./sek. Chcąc więc uwolnić się od niepożądanego oddziaływania tych prądów, należałoby przesunąć dolną granicę pasma przepuszczanego do układu sterującego możliwie w górę. Teoretycznie, można by zawsze przez analizę zakłóceń określić, jakie ich składniki są najbardziej niebezpieczne w danej linii i przez odpowiedni



RYC. 18. PASMO CZĘSTOTLIWOŚCI PRZEPUSZCZANE DO UKŁADU STERUJĄCEGO.

dobór filtrów uwolnić się od nich. Praktycznie jednak nie można dolnej granicy częstotliwości przepuszczanych przesunąć powyżej 500 okr./sek, gdyż w kablach dalekosiężnych ta częstotliwość została obrana dla celów sygnalizacji, a zatem musi torować sobie drogę podobnie, jak prądy rozmowy. Dlatego też we wzmacniaku z blokadą systemu PIT pasmo przepuszczane do układu sterującego zostało określone, jak pokazuje rys. 18. Krzywa na tym rysunku przedstawia napięcie na

oporze R_I lub R_{II} w zależności od częstotliwości prądów przewodzonych. Jak widzimy, krzywa ta szybko opada dla częstotliwości małych, ale w ten sposób, że prądy sygnalizacyjne o częstotliwości 500 okr./sek mogą jeszcze oddziaływać na układ sterujący. Również napięcia wywołane przez prądy o częstotliwości powyżej 2000 okr./sek są nieznaczne. Takie ograniczenie pasma częstotliwości oddziaływających na układ sterujący, jest, jak pokazuje doświadczenie, całkowicie zadowalające. Reakcja układu sterującego jest dostatecznie szybka nawet przy węższym paśmie.

Drugi środek, jaki został zastosowany we wzmacniaku z blokadą systemu PIT w celu przeszkodzenia prądom rozmowy ponownego przesterowywania układów zaporowych po przejściu przez wzmacniak, jest następujący:

W szereg z oporami R_I i R_{II} układu sterującego są włączone opory r_I i r_{II} (rys. 16), do których jest doprowadzany po wyprostowaniu prąd z obwodu anodowego jednej lub drugiej lampy wzmacniaka. Przypuśćmy, że w danym momencie płynie energia prądów telefonicznych z zachodu na wschód. Energia ta wytworzy napięcie na oporze R_I układu sterującego, dzięki czemu układy zaporowe zostaną odpowiednio przesterowane. Droga z zachodu na wschód zostanie otwarta (a ze wschodu na zachód zamknięta) i prądy telefoniczne przejdą swobodnie przez układ zaporowy P_1 , a następnie przez lampę L_1 . W obwodzie anodowym lampy L_1 (podobnie jak lampy L_2) znajduje się transformator, za pośrednictwem którego część energii telefonicznej po przejściu przez układ prostownikowy wytworzy napięcie jednokierunkowe pomiędzy punktami E , F , a więc na oporze r_I . Napięcie to jest skierowane w podobny sposób, jak napięcie na oporze R_I . Napięcie wypadkowe, skierowane od punktu D do C układu sterującego, powodujące właściwe przesterowanie układów zaporowych, będzie zatem składało się z sumy obu napięć — na oporze R_I i r_I . Otóż zawsze można tak wyregulować napięcie na oporze r_I , aby ta suma przeważała w każdym momencie nad napięciem szkodliwym, wytwarzanym na oporze R_{II} przez prądy, odgałęziające się z drugiej strony wzmacniaka na skutek niedoskonałego zrównoważenia linii telefonicznej.

Doświadczenie wskazuje, że oba środki powyższe najzupełniej zabezpieczają od niewłaściwego przesterowywania układów zaporowych.

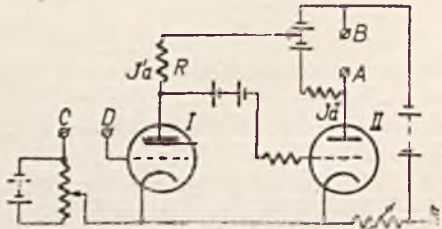
Jak widzieliśmy, od kierunku napięcia pomiędzy punktami C i D urządzenia sterującego zależy, w jaki sposób będą przesterowane układy zaporowe.

We wzmacniaku z blokadą systemu PIT napięcie to nie jest wykorzystywane bezpośrednio do polaryzacji układów zaporowych. Służy ono natomiast do kierowania specjalnym urządzeniem dwulampowym (7—Bibl.), z którego jest czerpany prąd polaryzacyjny. Schemat tego urządzenia jest pokazany na rys. 19. Posiada ono tę szczególną właściwość, iż w obwodzie anodowym drugiej lampy (II) pomiędzy punktami A i B , które łączą się z punktami A i B układów zaporowych (rys. 14), może płynąć tylko prąd o skończo-

nej wartości, w pewnym stopniu dowolnie regulowanej, i przytem o kierunku dodatnim albo ujemnym, zależnie od kierunku napięcia przyłożonego do punktów *C* i *D* w obwodzie siatki pierwszej lampy.

Mechanizm działania opisywanego urządzenia jest następujący:

Przypuśćmy, że w danym momencie potencjał siatki I-ej lampy jest dostatecznie ujemny i prąd anodowy w tej lampie jest niewielki. Wówczas potencjał siatki lampy II będzie dodatni w sto-



RYC. 19. URZĄDZENIE DOSTARCZAJĄCE PRĄD POLARYZUJĄCEGO WE ZMACNIAKU Z BLOKADĄ SYSTEMU PIT (MODEL 1936-I). ZACISKI C-D I A-B ŁĄCZĄ SIĘ Z TAKIEMIŻ ZACISKAMI NA RYC. 14 I 16)

sunku do potencjału katody i prąd anodowy tej lampy osiągnie znaczną wartość, płynąc od punktu *B* do *A*. Wartość prądu w gałęzi *A-B*, a więc w prostownikowych układach zaporowych, niech wynosi w danej chwili ok. 3 mA. Jest to wartość aż nadto wystarczająca do wyraźnego spolaryzowania układów zaporowych. Przypuśćmy teraz, że potencjał siatki I-ej lampy poczyni wzrastać, na skutek czego prąd anodowy J_a' tej lampy będzie powoli i w sposób ciągły rosł. W pewnym wszakże momencie dzięki szczególnej charakterystyce lampy I-ej (jest to lampa ekranowana) prąd ten raptownie skoczy od jednej wartości skończonej do drugiej znacznie wyższej. Na skutek tego raptownie zmieni się potencjał siatki II-ej lampy. Istotnie, na skutek nagłego wzrostu prądu anodowego J_a' nastąpi raptowny spadek napięcia wzdłuż oporu *R*, a więc i nagłe obniżenie się potencjału siatki II-ej lampy. Prąd anodowy J_a'' drugiej lampy zmniejszy się do zera, a przy odpowiednim doborze napięć i oporów popłynie przez układy zaporowe, t. j. pomiędzy punktami *A* i *B*, prąd w kierunku przeciwnym do poprzedniego, ale o tej samej mniej więcej wartości.

Nastąpi przesterowanie układów zaporowych. Zmiana kierunku prądu następuje w czasie bardzo krótkim, mniejszym od jednej milisekundy, a więc praktycznie można uważać, iż jest ona natychmiastowa.

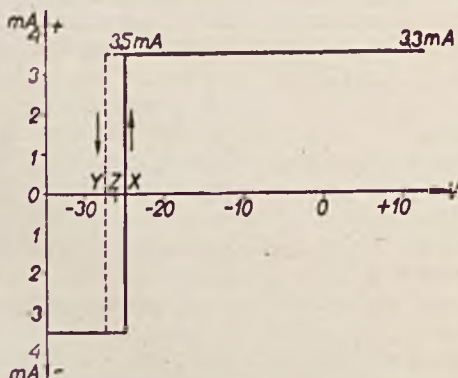
Przebieg prądu, płynącego pomiędzy punktami *A* i *B*, w zależności od wzrastającego potencjału siatki I-ej lampy przedstawia się, jak na rys. 20. Przebieg ten jest wskazany w danym razie przy pomocy linii pełnej. Jak widzimy, prąd ten zachowuje niemal stałą wartość, a tylko przy określonym potencjale siatki lampy I-ej, przeskakuje od pewnej wartości ujemnej do mniej więcej takiej samej wartości dodatniej.

Kiedy skończy się potencjał siatki I-ej lampy poczyni maleć, to prąd pomiędzy punktami *A* i *B* praktycznie nie będzie się zmieniał, przesuwając się z powrotem po linii pełnej. Kiedy potencjał ten dojdzie do punktu *X*, prąd w gałęzi *A-B* nie przeskoczy do wartości ujemnej, jakby to można oczekiwać. Zmiana raptowna kierunku tego prądu nastąpi dopiero wtedy, kiedy potencjał siatki obniży się do wartości *Y*, mniejszej od *X*. Zmiany prądu w obwodzie *A-B* będą za tem postępowały—przy malejących potencjałach siatki—wzdłuż linii przerywanej. Różnica ($OX-OY$) może być w pewnym stopniu dowolnie regulowana i może wynieść np. 3, 2, 1, 1/2 i t. d. woltów.

Wyobraźmy sobie teraz, że nadajemy siatce I-ej lampy potencjał ujemny o wartości stałej i określonej przez punkt *T*, znajdujący się pomiędzy punktami *X* i *Y*. W takim razie napięcie dodatkowe przyłożone pomiędzy punktami *C* i *D* o wartości równej lub większej od *ZY* lub *ZX* będzie powodowało przesterowanie układów zaporowych. Jeżeli napięcie to będzie skierowane od punktu *D* do *C*, to prąd w układach zaporowych będzie płynął od punktu *A* do *B*, otwierając drogę dla prądów telefonicznych z zachodu na wschód. A zamykając ją w kierunku ze wschodu na zachód. I odwrotnie, napięcie skierowane od *C* do *D* spowoduje otwarcie drogi ze wschodu na zachód, a zamknięcie jej z zachodu na wschód.

Zastosowanie opisanego wyżej urządzenia lub podobnych (np. t. zw. trigger relay) daje w danym przypadku dwie poważne korzyści. Oto prąd polaryzujący w układach zaporowych posiada w każdej chwili wartość prawie stałą i dostatecznie dużą do wyraźnego, zdecydowanego spolaryzowania układów zaporowych. Wartość ta nie ulega praktycznie żadnym zmianom pod wpływem prądów telefonicznych, przewodzonych w danym kierunku, pomimo nieustannego wahania się ich amplitudy. A z drugiej strony prąd polaryzujący ustalony przez mówiącego abonenta, nie znika ani nie zmienia kierunku, dopóki nie nadejdzie impuls z linii od drugiego abonenta. Dzięki temu dopóki mówi abonent (zachodni lub wschodni) niezależnie od przerw, jakie czyni, ma stale drogę otwartą do swego rozmówcy i nie potrzebuje przesterowywać układów zaporowych po każdym dłuższym przestanku.

W tych warunkach—skoro układy zaporowe zostały już należycie przestawione—mowa jest

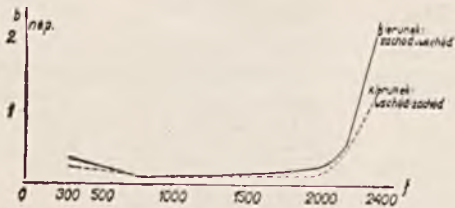


RYC. 20. PRZEBIEG PRĄDU POLARYZUJĄCEGO.

przekazywana tak, jak przy zastosowaniu zwykłych wzmacniaków.

Jedynie, kiedy abonent zaczyna mówić i musi najpierw przesterować układy zaporowe, pierwsze impulsy jego dźwięków zostają stracone dla abonenta słuchającego. Jeżeli jednak układ sterujący będzie należycie czuły, to strata—jak pokazuje doświadczenie—będzie zaledwie odczuwalna i praktycznie bez żadnego wpływu na zrozumiałość mowy.

Wzmacniak z blokadą systemu PIT 1936—I został na próbę zainstalowany w Częstochowie na



RYS. 21. TŁUMIENIE WYPADKOWE LINII DWUPRZEWODOWEJ KATOWICE-WARSZAWA Z WZMACNIAKIEM Z BLOKADĄ.

obwodzie dwuprzewodowym Katowice—Warszawa. Tłumienie wypadkowe linii dla różnych częstotliwości tego obwodu przedstawiało się po zainstalowaniu wzmacniaka, jak na rys. 21. Obciążenie częstotliwości powyżej 2100—2200 okr./sek., jakie obserwujemy na wykresie, jest uwarunkowane stanem użytej do prób linii i jest niezależne od samego wzmacniaka z blokadą. Obserwacja rozmów, prowadzonych przez abonentów po tym obwodzie, wykazała, że rozmowy przechodzą zupełnie dobrze bez jakichkolwiek trudności odczuwalnych dla abonentów.

Wzmacniak próbny został zmontowany i wypróbowany w laboratorium wzmacniakowym Instytutu, którego kierownikiem jest p. inż. J. Kosacki. Szereg wykresów i danych liczbowych otrzymałem do niniejszego artykułu z tego laboratorium.

BIBLIOGRAFIA

1. L. E. Ryall — A. New Subscriber's Loudspeaking Telephone — The Post Office Electrical Engineers Journal — April 1936.
2. A. C. Timmis — Recent Developments in Long Distance Telephony — The Journal of the Institution of Electrical Engineers — June 1936.
3. L. E. Ryall — The Valveless Differential Echo Suppressor — The Post Office Electrical Engineers Journal — April 1935.
4. R. Bigorgne et P. Marzin — Répéteur de stabilité accrue pour circuit téléphonique à deux fils — Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones — Juin 1936.
5. Hans Decker — Detonierende Verstärker — Elektrische Nachrichten-Technik, Heft 10 — 1933.
6. M. Marro — Amplificateur téléphonique duplex employant un phénomène de persistance d'impressions sonores sur l'ouïe — Revue Générale de l'Electricité — Tome XXXIX Nr. 13 — 1936.
7. Cosimo Pistoia — Amplicatore di corrente continue con funzionamento a scatto reversibile — Alta frequenza — Giugno 1935.
8. R. Bigorgne et P. Marzin — Sur quelques dispositifs de stabilisation commandés par les courants vocaux — Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones Nr. 6 — 1935.
9. R. Róźdiestwienskij — Pierechnoje ustrojstwo dla radioprowolocznych teleficznych swiaziej — Technika swiazi Nr. 7 — 8 — 1934.
10. R. Rühlhlin — Die Rückkopplungssperre für die drahtlosen Gegengprechverbindungen der Deutschen Reichspost — Elektrische Nachrichten-Technik — März — 1934.
11. R. Koll — Vorschlag einer Rückkopplungssperre mit sprachgesteuertem Relais für drahtlosen Gegengprechverkehr — Elektrische Nachrichten-Technik — Heft 1 — 1936.
12. A. C. Timmis — Telephone Communication with the Channel Islands — The Post Office Electrical Engineers Journal — Vol XXV, p. 266 — 1933.

CEWKI TOROIDALNE Z RDZENIEM O MAŁYCH STRATACH I ICH OBLICZANIE.

Inż. R. BRYKCYŃSKI, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

(Dokończenie do str. 332 „Przeglądu Teletechnicznego“)

5. Zależność współczynnika stratności od wymiarów rdzenia.

W celu znalezienia zależności współczynnika stratności od wymiarów rdzenia, wyprowadzimy kolejno wzory na współczynnik stratności wskutek oporu omowego uzwojenia, wskutek prądów wirowych, wskutek histerezy i opóźnienia magnetycznego w zależności od wymiarów rdzenia.

Straty w uzwojeniu.

W celu wyprowadzenia wzoru na wartość $\frac{R_0}{L}$

w funkcji wymiarów rdzenia, korzystamy ze wzoru (11), oraz z następującego wzoru na indukcyjność:

$$L = \frac{8 \cdot h \cdot k}{D_w + D_z} \cdot N^2 \cdot \mu \cdot 10^{-10} \quad (19)$$

Wt dy:

$$\frac{R_0}{L} = \frac{23 \cdot 10^{-6} \cdot N \cdot l_{sr}}{d^2} \cdot \frac{D_w + D_z}{8 \cdot h \cdot k \cdot N^2 \cdot \mu \cdot 10^{-10}} = \frac{23 \cdot 10^4 \cdot l_{sr} \cdot (D_w + D_z)}{8 d^2 \cdot h \cdot k \cdot N \cdot \mu} \Omega / H \quad (20)$$

Wzór ten zawiera wartość l_{sr} , dającą się obliczyć przy pomocy wzoru (10), który możemy uprościć przyjmując że stosunek poszczególnych wymiarów jest stały i równy naprzykład najkorzystniejszemu stosunkowi podanemu powyżej. W tym celu wyrażamy wszystkie wymiary rdzenia przy pomocy jednego dowolnego wymiaru, np. $D = D_m$, wtedy

$$D_z = \frac{42}{33} D, \quad D_w = \frac{24}{33} D, \quad h = \frac{20}{33} D, \\ k = \frac{9}{33} D, \quad D_n = 20 \text{ mm.}$$

Po podstawieniu do wzoru (10) i przeliczeniu, otrzymujemy:

$$l_{sr} = 2,35 \cdot D - 231,5 \cdot \frac{I}{D} - 15,7 \text{ mm} \quad (21)$$

Dla uproszczenia dalszych obliczeń możemy założyć, że otwór wewnętrzny w uzwojeniu cewki jest bardzo mały, tak że: $D_n = 0$.

Oczywiście w ten sposób popełniamy pewien błąd, który jednak nie będzie miał wpływu na ostateczny wynik naszych rozważań⁵⁾.

Przy założeniu $D_n = 0$ wzór (21) zmieni się na przybliżoną zależność:

$$l_{sr} = 2,35 \cdot D; \quad \dots \quad (22)$$

W dalszym ciągu podstawiamy do wzoru (20) następujące wartości:

$$h = \frac{20}{33} D, \quad k = \frac{9}{33} D, \quad \frac{D_w + D_z}{2} = D; \quad \text{oraz ze wzoru: (13)}$$

$$d^2 = \frac{P}{N} (D_w^2 - D_n^2);$$

Wyrażając D_w i D_z przy pomocy D i przyjmując $D_n = 0$, otrzymamy:

$$d^2 = \frac{P}{N} \frac{24^2}{33^2} D^2; \quad \dots \quad (23)$$

Po podstawieniu:

$$\frac{R_0}{L} = 154,5 \cdot 10^4 \cdot \frac{I}{P \cdot \mu \cdot D^2}; \quad \dots \quad (24)$$

Ponieważ zarówno P jak i μ możemy uważać za stałe, więc:

$$\frac{R_0}{L} = R_0' \cdot \frac{I}{D^2}; \quad \dots \quad (25)$$

Spółczynnik stratności w uzwojeniu jest więc odwrotnie proporcjonalny do kwadratu średnicy rdzenia.

Dla obliczenia współczynnika stratności w zależności od objętości rdzenia wprowadzamy do poprzedniego wzoru objętość rdzenia:

$$V = \pi \cdot D \cdot h \cdot k = \pi \cdot D \cdot \frac{9 \cdot 20}{33^2} \cdot D^2 \cong 0,52 \cdot D^3 \quad (26)$$

skąd:

$$D = \left(\frac{V}{0,52} \right)^{1/3} \quad \dots \quad (27)$$

Podstawiamy w (25):

$$\frac{R_0}{L} = K_0' \cdot 0,52^{2/3} \cdot \frac{I}{V^{2/3}} = K_0 \cdot \frac{I}{V^{2/3}};$$

gdzie:

$$K_0 = 0,52^{2/3} \cdot K_0';$$

$$\frac{R_0}{L} = K_0 \cdot \frac{I}{V^{2/3}} \quad \dots \quad (28)$$

Spółczynnik stratności w uzwojeniu jest więc (w przybliżeniu) odwrotnie proporcjonalny do

objętości rdzenia w potęgę $2/3$, pod warunkiem zachowania stałej proporcji poszczególnych wymiarów rdzenia.

Powiększając więc objętość rdzenia np. dwukrotnie otrzymamy stosunek współczynników stratności równy 1,59 (względnie 0,63), a więc polepszenie wynoszące około 37%.

Przechodząc z pewnego typu rdzenia do sąsiedniego większego typu stosownie do Tablicy I powiększamy objętość rdzenia o 50%. Współczynnik stratności na opór uzwojenia zmniejszy się wtedy o 23,5%

Straty w rdzeniu

a) Straty na prądy wirowe.

Korzystamy ze wzoru na współczynnik stratności na prądy wirowe podanego w artykule (I) [65]

$$\frac{r_w}{L} = \frac{\pi}{3} \cdot \kappa \cdot d^2 \cdot \mu \cdot \omega^2 \cdot 10^{-11} \quad \dots \quad (29)$$

gdzie: κ — przewodność blachy rdzenia w mhc,
 d — grubość blachy w mm,
 μ — przenikalność rdzenia.

Ze wzoru tego widać, że współczynnik stratności na prądy wirowe nie zależy ani od kształtu ani od wymiarów rdzenia.

b) Straty na histerezę.

Dla wyprowadzenia wzoru na zależność współczynnika stratności na histerezę od wymiarów rdzenia, korzystamy ze wzorów podanych w artykule (I), a mianowicie: ze wzoru [40]:

$$r_h = \frac{8}{3\pi} \cdot F \cdot v \cdot H_m \cdot \omega;$$

ze wzoru (46):

$$H_m = 0,4 \cdot \pi \cdot \frac{N}{l_{sr}} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{sk};$$

ze wzoru (39):

$$L = \mu \cdot F;$$

przytem: F — jest to współczynnik stały dla danego rdzenia.

$$F = 4 \cdot \pi \cdot \frac{N^2}{l_m^2} \cdot V \cdot 10^{-9} = 4 \cdot \pi \cdot \zeta^2 \cdot V \cdot 10^{-9};$$

gdzie

$$\zeta = \frac{N}{l_m};$$

Zestawiając powyższe wartości otrzymujemy:

$$\frac{r_h}{L} = \frac{8 \cdot 0,4 \cdot \pi \sqrt{2}}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{v}{\mu} \cdot \omega \cdot I_{sk} \cdot \zeta; \quad \dots \quad (30)$$

Korzystając ze wzoru [13] oraz [39] możemy wyeliminować ζ :

$$L = \mu \cdot F = 4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot V \cdot \zeta^2 \cdot 10^{-9};$$

$$\zeta^2 = \frac{L \cdot 10^9}{4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot V}; \quad \zeta = \left(\frac{L \cdot 10^9}{4 \cdot \pi \cdot \mu} \right)^{1/2} \cdot \frac{1}{V^{1/2}} \quad (31)$$

Ponieważ indukcyjność cewki jest dana, a więc $L = \text{const.}$, więc wszystkie wartości w poprzednim wzorze z wyjątkiem objętości rdzenia V — są stałe. Wobec tego możemy napisać:

⁵⁾ Cewki całkowicie wypełnione uzwojeniem mogą być wykonane przy nawijaniu ręcznym i w praktyce laboratoryjnej często są stosowane.

$$\frac{r_h}{L} = \frac{8 \cdot 0,4 \pi \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{10^9}}{3 \cdot 2 \cdot \pi} \cdot \frac{\nu}{\mu \cdot \mu^{1/2}} \cdot L^{1/2} \cdot \omega \cdot I_{sk} \cdot \frac{1}{V^{1/2}}$$

albo:

$$\frac{r_h}{L} = K_h \cdot \frac{1}{V^{1/2}} \quad (32)$$

gdzie:

$$K_h = \frac{4 \cdot 0,4 \cdot \sqrt{2} \cdot 10^9}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{\nu}{\mu^{3/2}} \cdot L^{1/2} \cdot \omega \cdot I_{sk}; \quad (33)$$

c) Straty na opóźnienie magnetyczne. Korzystamy zw wzoru [71],

$$\frac{r_n}{L} = n = e_n \cdot \omega;$$

Dla danej częstotliwości wartość $\frac{r_n}{L}$ jest stała, wobec czego:

$$\frac{r_n}{L} = K_n;$$

Zestawienie.

Zestawiając powyższe wyniki otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \frac{R_x}{L} &= \frac{R_0}{L} + \frac{r_w}{L} + \frac{r_h}{L} + \frac{r_n}{L} = \\ &= K_0 \cdot \frac{1}{V^{1/2}} + K_h \cdot \frac{1}{V^{1/2}} + K_w + K_n; \quad (36) \end{aligned}$$

Wzór ten pozwala wyciągnąć następujący wniosek:

⁶⁾ Spółczynnik ten możemy w razie potrzeby obliczyć, gdyż wszystkie zawarte w nim wartości są znane. Dla obliczenia wartości ν musimy posiadać pewne dane dotyczące materiału magnetycznego. Mianowicie: ze wzoru [50]:

$$\frac{r_h}{L} = \frac{4}{3\pi} \cdot \lambda \cdot \frac{\zeta \cdot I}{(\zeta I)_1} \cdot \omega;$$

gdzie

$$\lambda = 2 \cdot \nu \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot (\zeta I)_1$$

$$\zeta I = \frac{N \cdot I}{\pi \cdot D};$$

$$(\zeta I)_1 = 1 \frac{\text{Amp. zw.}}{\text{cm}}$$

a więc:

$$\frac{r_h}{L} = \frac{4}{3 \cdot \pi} \cdot 2 \cdot \nu \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot (\zeta I)_1 \cdot \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1} \cdot \omega;$$

$$\frac{r_h}{L} = 1,51 \cdot \nu \cdot \zeta I \cdot \omega;$$

stąd:

$$\nu = \frac{r_h}{1,51 \cdot L \cdot \zeta I \cdot \omega}; \quad (34)$$

Ze wzoru tego możemy obliczyć wartość ν dla badanego materiału. Musimy w tym celu wykonać pomiar dowolnej cewki w warunkach podanych poprzednio. Z pomiaru tego otrzymujemy wartość $\frac{r_h}{L}$ w zwykły sposób.

Ten sam pomiar służy do znalezienia μ , oraz L we wzorze (33). μ obliczamy przy pomocy wzoru:

$$\mu = \frac{L \cdot 10^9}{4 \cdot \pi \cdot V \cdot \zeta^2}; \quad (35)$$

Przytem zawsze:

$$I_{sk} = 1 \text{ mA.} \quad \omega = 5000.$$

Spółczynnik stratności cewki maleje, a więc jakość cewki się polepsza, ze wzrostem objętości rdzenia.

Wniosek ten jest ważny tylko przy zachowaniu szeregu warunków podanych powyżej, a w pierwszym rzędzie—warunku dotyczącego wypełnienia wewnętrznego otworu rdzenia przez uzwojenie, oraz zachowania stałego stosunku pomiędzy poszczególnymi wymiarami rdzenia.

Warunki te odpowiadają jednak warunkom zwykle spotykanym w praktyce.

6. Straty w cewkach przy wyższych częstotliwościach akustycznych.

Wnioski podane powyżej dotyczą zachowania się cewek przy częstotliwościach rzędu paru tysięcy okr/sek. Przy tych częstotliwościach poszczególne straty w cewce są mniej więcej tego samego rzędu, a wzajemny ich stosunek zależy oczywiście od własności rdzenia.

Ponieważ straty na prądy wirowe są proporcjonalne do kwadratu częstotliwości, więc przy częstotliwościach powyżej mniej więcej 5000 okr/sek., straty na prądy wirowe stają się już większe od sumy pozostałych strat, a dla częstotliwości rzędu kilkunastu tysięcy—wszystkie rodzaje strat mogą być pominięte wobec strat na prądy wirowe.

Ponieważ zaś, miara stratności na prądy wirowe nie zależy od wymiarów rdzenia, więc dla cewek przeznaczonych do pracy przy wysokich częstotliwościach akustycznych, oraz przy częstotliwościach nośnych (nadakustycznych), powiększanie wymiarów rdzenia w celu zmniejszenia strat w uzwojeniu, oraz strat na histerezę, dałoby procentowo tak nieznaczne korzyści, że stałoby się ono bezcelowe.

Natomiast przy wyższych częstotliwościach zaczyna się odczuwać wpływ pojemności własnej uzwojeń cewki. Mianowicie, mierząc indukcyjność cewki o małych stratach w funkcji częstotliwości (poczynając od częstotliwości niskich) otrzymujemy wartości rosnące wraz z częstotliwością.

Zasadniczo indukcyjność „teoretyczna” cewki wyrażająca się wzorem

$$L = \mu \cdot N^2 \cdot \frac{s}{l_m} \cdot 10^{-3}$$

nie zależy od częstotliwości, a pozorny wzrost indukcyjności „skutecznej” (mierzonej) spowodowany jest wpływem pojemności własnej uzwojeń. Wpływ ten możemy obliczyć, korzystając ze wzoru na opór zespolony obwodu złożonego z pojemności C , oraz indukcyjności L o oporze rzeczywistym R , połączonych równolegle, ponieważ, jak wiadomo, pojemność własną uzwojeń możemy uważać za równoległą do indukcyjności cewki. Mamy tu więc obwód posiadający pewną częstotliwość rezonansową zwaną częstotliwością własną cewki.

Opór zespolony tego obwodu wynosi:

$$\dot{Z} = \frac{R + j\omega [L(I - \omega^2 CL) - CR^2]}{(I - \omega^2 CL)^2 + \omega^2 C^2 R^2}$$

W celu uproszczenia tego wzoru założymy,

że dla częstotliwości dalekich od rezonansu, ze względu na bardzo małe wartości C (rzędu 10^{-10}), możemy pominąć wyrazy zawierające C^2 , a także wyraz $C \cdot R^2$ w liczniku (rzędu 10^{-8}). Wtedy:

$$\begin{aligned} \dot{Z} &\cong \frac{R + j\omega L(1 - \omega^2 CL)}{(1 - 2\omega^2 CL)} = \\ &\cong R(1 + 2\omega^2 CL) + j\omega L(1 + \omega^2 CL) = \\ &= R' + j\omega L'; \end{aligned}$$

Przy tem:

$$R' = R(1 + 2\omega^2 CL); \dots \dots (38)$$

$$L' = L(1 + \omega^2 CL); \dots \dots (39)$$

Wartości R' i L' , są to wartości otrzymywane przy pomiarze np. mostkiem. Nazwiemy je oporem i indukcyjnością skuteczną.

Jak widać z powyższych wzorów, zarówno opór, jak i indukcyjność skuteczna rosną w funkcji częstotliwości tem szybciej, im pojemność własna uzwojeń C jest większa.

Pomimo uproszczeń wprowadzonych w założeniu, że uwzględniamy zakres częstotliwości dalekich od częstotliwości rezonansowej, wniosek powyższy jest ważny również dla zakresu częstotliwości bliskich rezonansu. W zakresie tym zarówno opór rzeczywisty, jak i indukcyjność skuteczna cewki rosną bardzo szybko wraz z częstotliwością. Zjawisko to w wielu wypadkach jest wysoce niepożądane, wobec czego należy przy projektowaniu cewek dobrać wymiary rdzenia i uzwojenie cewki w taki sposób, aby częstotliwość własną cewki odsunąć jaknajdalej od zakresu w którym cewka ma pracować.

Można to uzyskać przez uzwojenie sekcyjne, przez stosowanie cienkiego drutu, oraz przez zastosowanie większego rdzenia w celu uzyskania jaknajmniejszej ilości warstw uzwojenia.

Ponieważ pojemność własna uzwojenia rośnie wraz z ilością zwojów, więc częstotliwość własną cewki możemy również podnieść dając rdzeń z materiału o większej przenikalności, oraz wybierając przekrój rdzenia dostatecznie duży, aby przy danej indukcyjności ilość zwojów wypadła jaknajmniejsza.

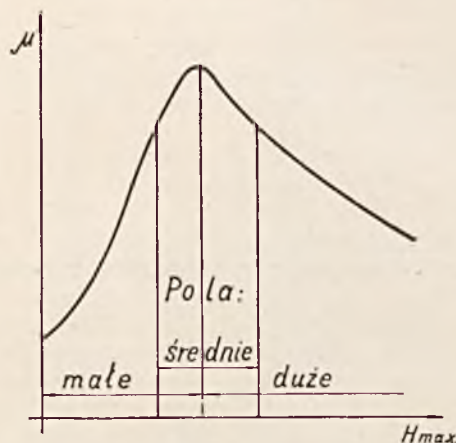
Powyższe uwagi dotyczą jednak tylko cewek o stosunkowo dużej ilości zwojów nawiniętych na rdzeniu o bardzo małych stratach. Natomiast cewki o niewielkiej ilości zwojów nawiniętych na rdzeniu o dużych stratach zachowują się zupełnie inaczej. Z powodu bardzo małej pojemności własnej uzwojeń, nie wywiera ona wpływu na indukcyjność pozorną cewki w zakresie częstotliwości akustycznych.

Zachodzi tu zjawisko odwrotne do poprzedniego, mianowicie indukcyjność pozorną cewki maleje w funkcji częstotliwości. Dzieje się to na skutek powstawania w rdzeniu dużych prądów wirowych, które wywołują strumień magnetyczny skierowany odwrotnie do strumienia pierwotnego. Ponieważ zaś prądy wirowe rosną proporcjonalnie do kwadratu częstotliwości, więc strumień wypadkowy maleje w funkcji częstotliwości. Powoduje to oczywiście zmniejszanie się indukcyjności cewki.

Innymi słowy prądy wirowe można uważać za prądy płynące w zwartym uzwojeniu wtórnym transformatora, którego uzwojeniem pierwotnym jest uzwojenie cewki.

7. Przenikalność magnetyczna.

Przenikalność magnetyczna rdzenia zmienia się wraz ze zmianą pola magnetycznego. Zasadniczo, więc dla obliczenia cewki potrzebny jest wykres przenikalności w funkcji pola dla danego materiału magnetycznego. Wykres taki przedstawiony jest na rysunku 7-ym.



RYŚ. 7. PRZEBIEG PRZENIKALNOŚCI W FUNKCJI POLA MAGNETYCZNEGO.

Stosownie do przebiegu krzywej: $\mu = f(H_{\max})$, przyjęto nazywać polami małymi zakres początkowy, w którym przenikalność jest funkcją rosnącą pola, polami średnimi—zakres obejmujący największą wartość przenikalności, wreszcie polami silnymi—nazywa się zakres, w którym przenikalność maleje przy rosnących wartościach pola.

Cewka pracująca w zakresie pól dużych i średnich wprowadza do obwodu harmoniczne z powodu zniekształcenia sinusoidy prądu płynącego przez cewkę przy napięciu sinusoidalnym (rys. 8).

Zniekształcenie to jest znacznie mniejsze przy polach małych (rys. 9).

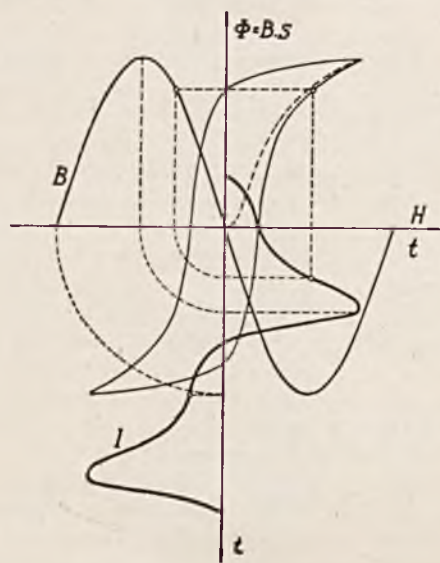
Uwaga: Zawartość harmonicznych wprowadzanych przez cewkę do obwodu jest ściśle związana z kształtem pętli histerezy (i). W wypadku idealnym—gdy pętla histerezy posiada kształt elipsy—prąd ma przebieg sinusoidalny. Przytem sinusoida prądu jest przeseunięta w fazie względem sinusoidy strumienia magnetycznego tem więcej, im stosunek osi elipsy jest bardziej zbliżony do jedności. Dla koła przeseunięcie to wynosi 90° .

W wypadku szczególnym, gdy elipsa ta jest prostą i strumień magnetyczny jest proporcjonalny do pola—histereza nie istnieje, a sinusoida prądu jest w fazie z sinusoidą strumienia magnetycznego. Wypadek ten zachodzi np. w cewce bez rdzenia.

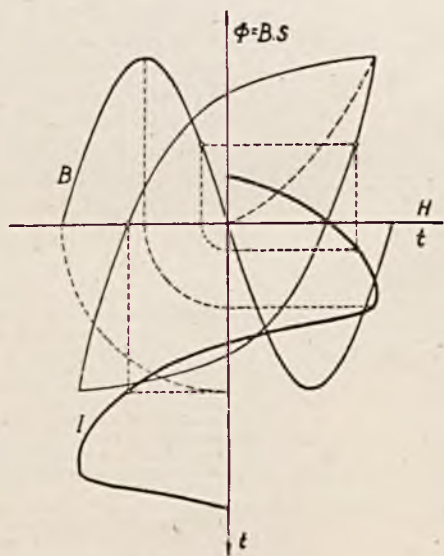
W obwodach teletechnicznych, w których zniekształcenia nieliniowe są bardzo szkodliwe, cewka powinna pracować przy polach bardzo małych. Wtedy tylko pętla histerezy będzie zbliżona kształtem do elipsy.

Powoduje to znaczne uproszczenie przy obli-

czaniu cewek, gdyż dla pól bardzo małych możemy przyjąć, że przenikalność w funkcji pola, a więc i prądu—jest stała i równa przenikalności początkowej.



RYC. 8. PRĄD PŁYNĄCY PRZEZ CEWKĘ PRZY NAPIĘCIU SINUSOIDALNYM I DUŻYCH POLACH MAGNETYCZNYCH.



RYC. 9. PRĄD PŁYNĄCY PRZEZ CEWKĘ PRZY NAPIĘCIU SINUSOIDALNYM I MAŁYCH POLACH MAGNETYCZNYCH.

8. Obliczenie cewek.

Dla obliczenia cewki potrzebne są następujące dane:

1. Indukcyjność żądana cewki.
2. Najwyższy dopuszczalny opór rzeczywisty przy danym prądzie i danej częstotliwości.
3. Przenikalność magnetyczna materiału użytego na rdzeń.
4. Spółczynniki strat dla tego materiału.
 - a) Spółczynnik strat na prądy wirowe.
 - b) Spółczynnik strat na histerezę.
 - c) Spółczynnik strat na opóźnienie magnetyczne.

5. Dane orientacyjne dotyczące dopuszczalnych wymiarów i ceny cewki.

Będziemy uważali, że obliczenie cewki polega na znalezieniu:

1. Wymiarów rdzenia.
2. Ilości zwojów potrzebnych dla otrzymania żądanej indukcyjności.
3. Średnicy drutu.
4. Oporu uzwojenia.
5. Oporu strat w rdzeniu dla danego prądu zmiennego.
6. Całkowitego oporu rzeczywistego cewki dla danego prądu, równego sumie oporu uzwojenia i oporu strat.

Ograniczając się do częstotliwości i do pól w których możemy stosować współczynniki Jordana, obliczamy cewkę w następującej kolejności:

1. Wybieramy pewien typ rdzenia posługując się na przykład zestawieniem podanym w tabelicy I-szej. Przy wyborze typu rdzenia kierujemy się przede wszystkim względami ekonomicznymi oraz rozporządzalną przestrzenią. Im mniejszy rdzeń wybierzemy, tem większy otrzymamy współczynnik $\frac{R}{L}$, ale za to cewka zajmie mniej miejsca, a jednocześnie zmniejszy się koszt rdzenia i miedzi.

Dla orientacji można przyjąć, że dla materiałów o przenikalności rzędu 100 (rdzenie taśmowe lub proszkowe) i dla cewek o indukcyjności rzędu 100 milihenrów—stosuje się rdzenie typu E lub F i nawija drutem o średnicy 0,6 do 1,0 mm. Dla indukcyjności rzędu 1 henra można wybrać rdzeń B lub C.

2. Obliczamy ilość zwojów potrzebną do uzyskania żądanej indukcyjności, posługujemy się przytem wzorem (19):

$$N^2 = \frac{L(D_w + D_z) \cdot 10^{10}}{8 \cdot h \cdot k \cdot \mu} = \frac{L \cdot D_m}{4 \cdot \mu \cdot S} \cdot 10^{10}$$

gdzie: L —w henrach, a wymiary według rysunku 6-tego (w milimetrach).

3. Znajdujemy przekrój drutu, który wypełni rdzeń, podługując się wzorem:

$$d^2 = \frac{P}{N} (D_w^2 - D_n^2);$$

Jeżeli otrzymana średnica drutu wynosi 1 mm lub więcej, to ponieważ nawijanie cewek toroidalnych drutem tej grubości jest utrudnione, więc zwykle stosuje się wtedy podwójne nawinięcie drutem cieńszym, poczem łączy się obydwa uzwojenia równolegle. Należy wtedy ponownie obliczyć średnicę drutu dla podwójnej ilości zwojów.

4. Obliczamy opór uzwojenia, R_0 przy pomocy wzoru (10) i (11).

5. Mając ilość zwojów oraz wymiary rdzenia, a więc i długość średniej drogi strumienia magnetycznego, możemy obliczyć amperozwoje na cm dla prądu przy którym cewka ma pracować.

6. Mając amperozwoje na cm oraz częstotliwość, możemy obliczyć straty w rdzeniu przy pomocy współczynników Jordana i wzoru (4).

7. Dodając R_0 do R_z znajdujemy opór rzeczywisty cewki. Jeżeli opór ten jest zbyt duży,

to musimy wybrać większy rdzeń i powtórzyć obliczenie cewki.

Obliczanie cewki w powyższy sposób jest dość długie i w praktyce możemy je uprościć w następujący sposób:

a) W p. 4 zamiast stosować wzór (10), można zastosować sposób przybliżony polegający na nakreśleniu przekroju rdzenia na papierze milimetrym lub kratkowym i dorysowaniu przybliżonego zarysu zewnętrznego uzwojenia podobnie jak na rys. 6. Następnie rysujemy zwój średni i mierzymy jego długość. Sposób ten jest użyteczny przy próbnym obliczaniu cewki, do ostatecznego obliczenia bezpieczniej jest jednak zastosować wzór (10).

b) W p. 6 zamiast stosować wzór (4) dla znalezienia strat w rdzeniu wygodniej jest wykreślić

szereg krzywych $\frac{R_z}{L} = f(\zeta I)$ dla różnych częstotliwości posługując się danymi uzyskanymi poprzednio przy obliczaniu współczynników Jordana. (rys. 3).

Przy obliczaniu cewki znajdujemy wartość $\frac{R_z}{L}$ odpowiadającą danej częstotliwości oraz ilości amperozwójów obliczonej w p. 5-tym

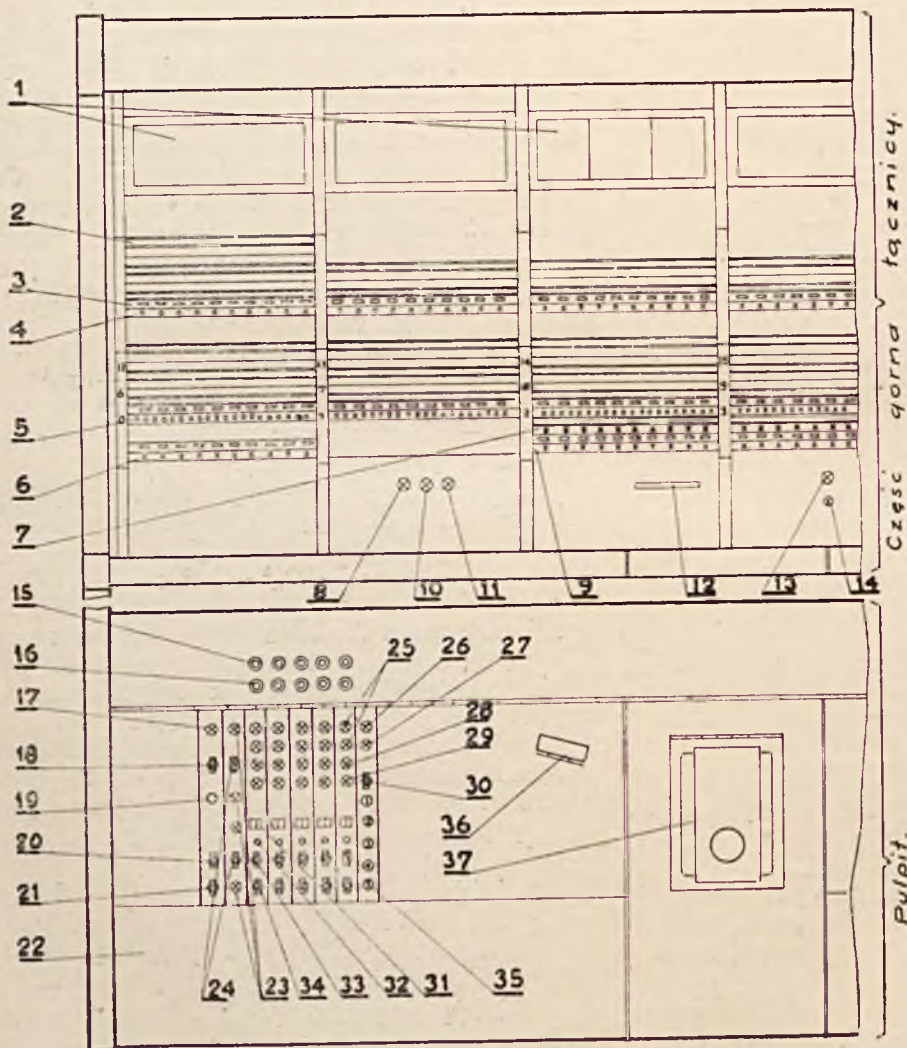
BIBLIOGRAFJA.

- 1) R. Brykczyński. „Badania strat w rdzeniach cewek Pupina i ich analiza”. Przegląd Telet. VII i VIII 1934, str. 260 i 290. Wiad. i Pr. P.I.T. Lipiec 1935 str. 59.
- 2) Inż. K. Dobrski. „Kryterjum jakości rdzeni z materiałów magnetycznych” Przegl. Telet. VIII 1934, str. 36. Wiad. i Pr. P.I.T. Lipiec 1935 str. 53.
- 3) H. Jordan. „Die ferromagnetische Konstanten für schwache Wechselfelder” E. N. T. 1. 1924. 7.
- 4) W. Deutschmann. „Über die günstigsten Ausmasse von Pupinensulenkerne”. T. F. T. 6. str. 171. 1931.

OKRĘGOWA CENTRALA MIĘDZYMIASTOWA W KATOWICACH.

Inż. L. RYDZ.

(Dalszy ciąg do str. 344 „Przeglądu Teletechnicznego“).



RYC. 19. ROZMIESZCZENIE WYPOSAŻENIA NA STANOWISKU ZGŁOSZENIOWO-ŁĄCZENIOWYM, WYSZCZEGÓLNIENIE CZĘŚCI PODANE JEST OBOK.

F. Stanowiska międzymiastowe.

W O. C. M. zostały zastosowane 2 typy stołów międzymiastowych, różniących się między sobą tem, że telefonistki siedzą z dwóch stron albo z jednej strony stołu. Stoły dwustronne umieszczone są pośrodku sali, zaś stoły jednostronne pod ścianami.

Wyszczególnienie do rys. 19.

1. Kasyety do kartek zgłoszeniowych.
2. Listwa oznaczeniowa.
3. Listwa ze wskaźnikami zajętości linii.
4. Gniazdzka wielokrotne linii połączeniowych.
5. Gniazdzka wielokrotne linii dalekosiężnych.
6. Gniazdzka obwodów pośrednich.
7. Lampki wielokr. wywoławcze linii abonentów bezpośrednich.
8. Lampka obserwacyjna lampek wywoławczych linii dalekosiężnych.
9. Gniazdzka wielokrotne linii abonentów bezpośrednich.
10. Lampka obserwacyjna lampek linii zgłoszeniowych.
11. Lampka obserwacyjna lampek sznurowych.
12. Nadajnik transportera pasowego.
13. Lampka wywoławcza nocnej linii informacyjnej.
14. Przełącznik nocnej linii informacyjnej.
15. Wtyczka połączeniowa.
16. Lampka wywoławcza linii służbowej.
17. Przełącznik odzwekowy linii służbowej.
18. Przełącznik blokady linii zgłoszeniowych.
19. Przełącznik odłączny PQM-POP.
20. Przełącznik sygnalizacyjny PWM-PWP.
21. Płyta szklana.
22. Lampki wywoławcze linii zgłoszeniowych.
23. Przełączniki odzwekowe linii zgłoszeniowych.
24. Lampki końca rozmowy LM i LP.
25. Lampka wywoławcza obwodu nadzorczego.
26. Lampka zajętości obwodu nadzorczego.
27. Lampka rezerwowania linii dalekosiężnej LB.
28. Lampka sygnalizująca koniec 3 min. LC.
29. Przełącznik obwodu nadzorczego.
30. Czasomierz elektryczny.
31. Kasownik.
32. Przełącznik dla włączenia czasomierza WC.
33. Przełącznik sznurowy PD-PS.
34. Przełączniki dla rozmów służbowych wychodzących.
35. Tarcza numerowa.
36. Datownik elektryczny.

W stołach dwustronnych przekaźniki znajdują się w dolnej części stołu na ramach otwieranych do przodu, zaś kable przebiegają wewnątrz części górnej stołu, przeznaczonej na gniezdniki. W stołach jednostronnych dostęp do przekaźników i kabli jest styłu. Poszczególne stanowiska są oświetlone przy pomocy żarówek umieszczonych pod gzymsem stołu; pod gzymsem na każdym stanowisku znajduje się również wyłącznik świetlny. Na każdym stanowisku część przednia, — bliżej telefonistki — pulpitu przykryta jest szybą lustrzaną, pod którą umieszcza się przepisy, okólniki i t. p. Część tylna — bliżej pola — przeznaczona jest na wyposażenia sznurowe i stanowiskowe, które zmontowane są na oddzielnych płytkach. Wtyczki znajdują się w części nieruchomej pulpitu i umieszczone są jedna za drugą. Na każdym stole pośrodku znajduje się wąski pulpit, w którym mieści się datownik elektryczny, wspólny dla dwóch telefonistek.

W części górnej stołu, przeznaczonej na gniezdniki, znajduje się na samym dole pole wielokrotne linii połączeniowych. Pole to na wszystkich stanowiskach znajduje się w tem samym miejscu i jest jednako ugrupowane. Wyżej nad polem wielokrotnym linii połączeniowych znajduje się pole wielokrotne linii dalekosiężnych. Oba pola powtarzają się, co drugie stanowisko. Oprócz tego na każdym stanowisku znajduje się po 10 gniazdek wielokrotnych obwodów pośrednich.

Ilość sznurów na stanowiskach RZŁ i RO jest jednakowa i wynosi 5; na stanowiskach RP sznurów jest 10, ponieważ telefonistki RP nie notują czasu trwania rozmowy międzymiastowej.

Wyposażenie obwodów sznurowych na stanowiskach międzymiastowych jest w zasadzie jednakowe (p. rys. 19) i obejmuje:

a) 2 sznury zakończone wtyczkami,
b) 4 lampki sygnalizacyjne: LM, LP, LB i LC,

c) 1 czasomierz elektryczny, sterowany impulsami prądu co 10 sek., wskazujący czas do 12 min.,

d) 3 przełączniki: WC, PD i PS; przełączniki PD i PS są zmontowane na wspólnej konsolce. W obwodach sznurowych stanowisk RP brak jest czasomierza elektrycznego.

Przeznaczenie poszczególnych części wyposażenia sznurowego na różnych rodzajach stanowisk międzymiastowych jest uwidocznione w umieszczonej obok tabelce.

Przy wykonywaniu połączenia telefonistka używa jeszcze dwóch przełączników przechylnych, wspólnych na wszystkie sznury i włączanych do poszczególnego obwodu sznurowego przy pomocy przełącznika PS. Pierwszy z tych przełączników POM—POP jest t. zw. odłączny; uruchomienie go w stronę wtyczek (POM) pozwala telefonistce porozumiewać się tylko z abonentem automatycznym, — zaś uruchomienie go w przeciwną stronę (POP) porozumiewać się z telefonistką sąsiedniej centrali międzymiastowej. Drugi przełącznik PWM—PWP jest sygnalizacyjny i podczas działania jego w stronę wtyczek (PWM) wysyła się prąd induktorowy na linię dalekosiężną; podczas

Rodzaj wyposażenia	Oznaczenie	Działanie	Stanowiska międzymiastowe		
			RZŁ	RO	RP
L a m p k i	LM	Miga	Przygotowanie połączenia na linii dalekosiężnej		
		Pali się przed wykonaniem połączeniem	Linja dalekosiężna jest wolna		
		Pali się podczas połączenia	Z linii dalekosiężnej przychodzi sygnał rozłączeniowy		
	LP	Miga	Rezerwowanie linii dalekosiężnej, potrzebnej do połączenia tranzytowego, przy pomocy stanowiska pośredniego.		
		Pali się przed wykonaniem połączeniem tranzytowym	Linja dalekosiężna, potrzebna do połączenia tranzytowego, jest wolna lub telefonistka pośrednia wstecz wywołuje stac. międzym.		
		Pali się podczas połączenia	Abonent nie podniósł mikrotelefonu.		
	LB	Pali się	Zajętą linię dalekosiężną należy oddać do dyspozycji telefonistki pośredniej		
	LC	Miga	Abonent zaczął rozmowę bez włączonego czasomierza		Nie notuje się czasu trwania połączenia
		3-krotne mignięcie	3-minutowa jednostka kończy się		
	Czasomierz	C	Przestawia kółka co 10 min.	Liczenie czasu trwania rozmowy dalekos.	
Przełączniki	WC	W stronę telefonist.	Włączenie czasomierza		
	PD	W stronę wtyczek	Włączenie sznura obwodu telefonistki		
	PS	W stronę telefonist.	Kontrola stanu połączenia		

działania w przeciwnym kierunku (PWP) uziemia się przewody a i b, jeżeli to będzie linja połączeniowa lub wysyła się induktor, jeżeli linja włączona do wtyczki WP jest dalekosiężna.

Przełączniki wspólne znajdują się na pulpicie na pierwszej płytce, na której również znajdują się: lampka wywoławcza oraz przełącznik linii służbowej wchodzącej.

Ostatnia płytka na wszystkich rodzajach stanowisk międzymiastowych jest wyposażona: w 2 lampki i przełącznik obwodu nadzorczego oraz w 5 przełączników wciskowych. Każdy z tych przełączników wciskowych pozwala telefonistce prowadzić rozmowę służbową wchodzącą z pewnym określonym stanowiskiem Centrali.

Ze względu na to, że schematy stanowisk RZŁ, RP i RO prawie między sobą niczem nie różnią się, rozpatrzmy schemat tylko jednego stanowiska, a mianowicie RZŁ, (D. c. n.)

OSTATNIE POGLĄDY NA TECHNIKĘ TELEWIZYJNĄ.

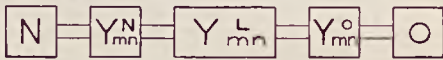
L. KĘDZIERSKI.

Zniekształcenie sygnału telewizyjnego.

Drugim założeniem, przy którym słuszne jest wyrażenie na prąd fotoelektryczny, było wybieranie punktowe. Niezależnie od tego czy mamy do czynienia z analizą mechaniczną obrazu, czy też analizą elektronową oświetlony element obrazu, lub też przekrój strumienia elektronowego padającego na mozaikę fotokomórek posiadają pewne wymiary skończone i określony kształt.

Wpływ tych skończonych wymiarów plamy wybierającej na charakter prądu fotoelektrycznego objawia się matematycznie wielokrotnieniem każdej składowej sygnału telewizyjnego przez nowy czynnik, będący funkcją kształtu plamy wybierającej, a niezależny od charakteru przesyłanego obrazu.

Fizycznie efekt ten podobny jest do efektu filtrowania w zwykłych układach elektrycznych, może być więc otrzymany sztucznie przez zastosowanie filtru, którego przepuszczalność jest taką funkcją częstotliwości, że filtr ten łącznie z układem wybierającym punktowym daje w rezultacie prąd fotoelektryczny takiego samego kształtu co i układ analizujący z aperturami o wymiarach skończonych. Oczywiście powyższe filtrowanie odbywa się w częściach optycznych układu analizującego, a więc w soczewkach, otworach tarczy, czy też elementach analizujących.



rys. 5. SCHEMAT INSTALACJI NADAWCZO-ODBIORCZEJ.

Obecnie więc możemy całkowity nadawczo-odbiorczy układ telewizyjny przedstawić jak na rys. 5. Załóżmy mianowicie, że nadajnik nasz N umożliwi wybieranie czysto punktowe, a więc bez zniekształceń apertury i , aby mógł on pracować w warunkach rzeczywistych, umieścimy za nim pewien umyślony czwórnik, którego przepuszczalność Y_{mn}^N jest funkcją częstotliwości i który reprezentuje wszystkie szkodliwe efekty wybierania rzeczywistego. W podobny sposób przy odbiorniku „ O ” o syntezie punktowej umieścimy inny czwórnik, którego przepuszczalność reprezentuje znowu wszystkie zniekształcenia syntezy obrazu. Między powyższymi dwoma—widzimy trzeci, który zastępuje amplifikatory stacji nadawczej, linie łączące studio ze stacją, własności promieniowania i amplifikatory odbiornika.

Idealny prąd fotoelektryczny

$$I_{(t)} = K \cdot \sum_{m=0}^{m=+\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a \cdot \cos \left[\pi \left(\frac{m \cdot u}{a} + \frac{n \cdot v}{b} \right) t + \varphi_{mn} \right]$$

otrzymany na wyjściu z fotokomórki niezniekształ-

(Dokończenie do str. 348 „Przeglądu Teletechnicznego“).

cającego układu nadawczego, po przejściu łańcucha powyższych czwórników otrzyma postać

$$I'_{(t)} = K \cdot \sum_{m=0}^{m=+\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} Y_{mn}^N \cdot Y_{mn}^L \cdot Y_{mn}^O \cdot a_{mn} \cdot \cos \left[\pi \left(\frac{m \cdot u}{a} + \frac{n \cdot v}{b} \right) t + \varphi_{mn} \right]$$

Wpływ czwórnika Y_{mn}^N i Y_{mn}^O objawia się zmniejszeniem amplitud poszczególnych składowych sygnału, dają więc one niejako tłumienie układu. Czwórnik Y_{mn}^L natomiast przedstawia szereg zniekształceń innego typu.

Jak wiadomo dla kompensacji tłumienia linii telewizyjnych należy włączać w nie szereg wzmacniaczy zawierających lampy elektronowe, cewki z rdzeniami magnetycznymi i ewentualnie transformatory. Nieliniowość charakterystyk lamp i zjawiska histeretyczne w rdzeniach są przyczyną powstawania zniekształceń zwanych nieliniowymi. Skutkiem nich w czwórniku Y_{mn}^L powstają harmoniczne prądów zasadniczych, które wprowadzają do obrazu odtworzonego składowe, których nie było w obrazie nadawanym. Te t. zw. składowe obce obrazu, bardzo przykre w efekcie, mogą zjawiać się zresztą nie tylko przez powstawanie harmonicznych w układach przesyłających, lecz również już w samym układzie analizującym, a mianowicie w jego części optycznej.

Rozpatrzmy mianowicie składowe optyczne obrazu, lub dla ułatwienia rozumowania ich odpowiedniki elektryczne. Każda z częstotliwości f —obrazu jest, jak wyżej już wspomniano, wynikiem sumowania dwu częstotliwości, naogół bardzo odległych od siebie w widmie. Po przejściu przez układy tłumiące (elektrycznie—czwórniki Y_{mn}^N , Y_{mn}^O , optycznie zaś—otwory i soczewki), jedna z tych częstotliwości składowych może zostać stłumiona, a więc po odtworzeniu nie uwi doczni się w obrazie i zamiast składowej f_{mn} otrzymamy inną—obcą. Tak określone składowe obce zniekształcają obraz maskując go, a więc zaciemniając normalne składowe optyczne obrazu o zblizonych długościach fali tak, że obraz wydaje się miejscami pobudzony.

Jeśli teraz pominiemy zniekształcenia nieliniowe to w czynniku $Y_{mn}^N \cdot Y_{mn}^L \cdot Y_{mn}^O$ będą zgrupowane zniekształcenia amplitudy i fazy, gdyż tłumienie układu nie jest jednakowe dla wszystkich częstotliwości wstęgi telewizyjnej i zmiana fazy nie jest proporcjonalna do częstotliwości.

Zniekształcenia amplitudy powstają w liniach skutkiem istnienia stałych linii i we wzmacniaczach skutkiem pojemności międzyelektrodowych, sprzężeń między poszczególnymi stopniami i skutkiem istnienia układów sprzęgających poszczególne stopnie wzmacniacza.

Przekroczenie dopuszczalnych granic znie-

kształcenia amplitudy spowoduje w odtwarzanym obrazie rozmazanie konturów—jeśli zniekształcone są wysokie częstotliwości wstęgi—oraz złe odtworzenie jednostajnych płaszczyzn—jeśli stłumiono niskie częstotliwości.

Częstotliwości niskie w sygnale telewizyjnym rozciągają się aż do częstotliwości zerowej, a więc dla dobrego odtworzenia winno się przesyłać również prąd stały.

Znaczenie prądu stałego dla odtwarzanych obrazów jest niezmiernie ważne, gdyż określa on ogólną jasność obrazu. W nadawczo-odbiorczej instalacji, która nie będzie przepuszczać prądu stałego, wszystkie obrazy odtworzone będą posiadały tę samą jasność ogólną, mimo zachowania nawet właściwych kontrastów. Porównując to z techniką fotograficzną otrzymamy tu obrazy niejako przeeksponowane—szare.

Przesyłanie prądu stałego nie jest jednak łatwe wymaga bowiem bądź używania wzmacniaczy prądu stałego, które, jak wiemy, praktycznie nie nadają się do użytku przy większych wzmocnieniach, bądź też przenoszenia całej wstęgi telewizyjnej w inny zakres widma częstotliwości. Ta ostatnia metoda przesyłania zastosowana w Ameryce przez towarzystwo Bell'a polega na tym, że na prądy obrazu, a więc w danym wypadku na zakres częstotliwości od 0—500 kc nakładano raz falę nośną o częstotliwości 2 000 kc, drugi raz 2 100 kc, wydzielając przy pomocy filtrów kwarcowych wstęgę częstotliwości zawartą między 100 kc—600 kc. Powyższy zakres częstotliwości jest już łatwy zarówno do wzmocnienia jak i przesłania. Przy odbiorze należało jednak otrzymać falę nośną poddać podwójnemu heterodynowaniu dla wydzielania pierwotnej wstęgi częstotliwości 0—500 kc.

Pominąwszy skomplikowaną i kosztowną aparaturę jakiej wymaga tego rodzaju system przesyłania, spotkano się tu z nowym zagadnieniem nakładania na falę nośną—o stosunkowo dużej amplitudzie—prądów fotoelektrycznych o amplitudach rzędu miliwoltów. Nawet specjalnie do tego celu wystudiowane układy mostkowe nie pracowały zadowalająco. Z tych wszystkich powodów zrezygnowano w obecnej chwili z przesyłania prądu stałego i przyjęto ogólnie system wzmacniania w amplifikatorach prądów zmiennych, zwracając jedynie uwagę na wprowadzone zniekształcenia, które dla zniekształceń amplitudy nie powinny przekroczyć wartości ± 1 db dla wszystkich częstotliwości telewizyjnych.

Znacznie trudniejsze do kompensacji są zniekształcenia fazy, szczególnie dla częstotliwości niskich. Wywołane są one również elementami sprzęgającymi poszczególne stopnie amplifikatora, które naogół zależą od częstotliwości. Zniekształcenie fazy należy tu rozumieć jako różnicę w czasie przejścia różnych składowych prądów odształconego przez aparaturę telewizyjną. Jeśli powyższe zniekształcenia występują w stopniu nieznacznym dają nieprzyjemny efekt plastyczności odtwarzanych obrazów, a więc przy każdej konturze czarnym, pojawia się w bezpośrednim sąsiedztwie kontur biały i naodwrot. Przy większych nato-

miast zniekształceniach fazowych obraz staje się wogóle nierozpoznawalny, gdyż elementy obrazu zachodzą jedne na drugie.

Ponieważ oko nasze jest bardzo wrażliwe na szkodliwe przesunięcia elementów obrazu, musimy założyć, że zarówno linie jak i amplifikatory telewizyjne winny być praktycznie wolne od zniekształceń fazowych. Warunek ten trudny jest do wypełnienia i wymaga zastosowania kompensatorów fazowych. Maksymalne dopuszczalne zniekształcenie fazy układu przesyłającego musi być w każdym razie mniejsze od czasu jaki upływa między przesłaniem dwu kolejnych elementów obrazu, a więc np. dla telewizji 180 liniowej czyli 40 000 elementów przesyłanych w $\frac{1}{25}$ sek. musi być mniejsze od 1 μ sek.

Oznacza to, że różnica w czasie przejścia dwu dowolnych częstotliwości wstęgi telewizyjnej przez omówiony wyżej łańcuch czwórników nie może być większa niż 1 μ sek.

Wybór układu analizującego.

Wszystkie powyższe ograniczenia odnoszą się oczywiście jedynie do telewizji wysokiej jakości. Z tego samego punktu widzenia może być ciekawe określenie jakiego typu winien być układ analizujący. Dla określenia powyższego należy zdać sobie sprawę z wymaganej ilości linii, z wymaganej czułości aparatury, oraz ze stopnia doskonałości obrazu przy określonej ilości linii.

Biorąc pod uwagę jedynie trzy typy układów wybierających a mianowicie: tarczę, oscylograf i ikonoskop, łatwo stwierdzimy, że, ze względu na możliwość powiększenia ilości linii, dwa ostatnie typy analizatorów mają znaczną przewagę nad tarczą. Wzrost ilości linii wymaga nadmiernego powiększania wymiarów tarczy, lub znacznego zmniejszenia otworów. Utrudnia to wykonanie tarczy, lub zmniejsza czułość aparatury. Z tego rodzaju trudnościami nie napotykalibyśmy się natomiast przy wybieraniu elektronowym, a więc przy użyciu oscylografu, lub ikonoskopu. Ograniczenia co do ilości linii tkwią tu jedynie w możliwościach skupiania strumienia elektronów, co przy dzisiejszym stanie optyki elektronowej daje możliwość powiększenia ilości linii nawet do 500, jak to ma miejsce w ikonoskopie.

Czułość powyższych układów wpływa bezpośrednio z warunków pracy. Dla zespołu optyczno-elektrycznego składającego się ze źródła światła, tarczy i fotokomórki, czułość będzie uzależniona od wielkości otworu tarczy i od czułości fotokomórki. Ustalając wielkość otworu otrzymamy czułość aparatury zależną bezpośrednio od czułości fotokomórki. Używane dotychczas fotokomórki próżniowe uniemożliwiały znaczne podniesienie czułości aparatury, obecnie jednak czynione są usiłowania do stosowania fotokomórek gazowanych ze skorygowaną charakterystyką częstotliwości. W każdym bądź razie czułość układu tarczowego leży znacznie powyżej czułości układu analizującego z oscylografem katodowym i znacznie niżej czułości ikonoskopu. W tym ostatnim, jak wiadomo, obraz rzeczywisty zostaje rzucony optycznie na mozaikę elementarnych foto-

komórek powodując odpływ ładunków ujemnych proporcjonalny do jasności danego elementu obrazu. Skutkiem tego elementarne kondensatorki, jakie tworzą się między fotokomórkami a wspólną płytką metalową, ładują się dodatnio, przyczem ładunek ich jest również proporcjonalny do jasności odpowiedniego elementu obrazu. Analiza obrazu następuje przez rozładowywanie powyższych kondensatorów strumieniem elektronów wykonywającym ruch wybierający. Czułość ikonoskopu zależy więc od wielkości tych elementarnych kondensatorów oraz od czasu naświetlania odpowiadającej mu fotokomórki.

Podczas, gdy przy tarczy jeden element jest naświetlany w czasie np. 1μ sek dla 180 liniiowej telewizji, to w ikonoskopie czas ten zwiększa się odpowiednio do ilości elementów obrazu, gdyż każda elementarna fotokomórka jest naświetlana podczas całkowitego czasu wybierania jednego obrazu. Teoretycznie ikonoskop jest więc tyłkrotnie czulszy od układu z tarczą na ile elementów dzielimy obraz. Ta wartość teoretyczna jest oczywiście wielokrotnie zmniejszona przez inne szkodliwe zjawiska jakie tu zachodzą, niemniej jednak wzrost czułości jest znaczny.

Pozostaje jednak trzeci warunek t. j. stopień doskonałości obrazu dla danej ilości linii. Jak przypominamy sobie z teoretycznych rozważań, wpływ skończonych wymiarów plamki wybierającej objawia się zniekształceniem wyrażenia na prąd fotoelektryczny przez funkcję (Y_{mn}^N) zależną jedynie od kształtu otworu tarczy. Oznacza to, że jakość obrazu odtwarzanego będzie bezpośrednio zależna od tego kształtu, gdyż wpływa on na odtworzenie szczegółów obrazu, oraz na głębokość struktury liniowej.

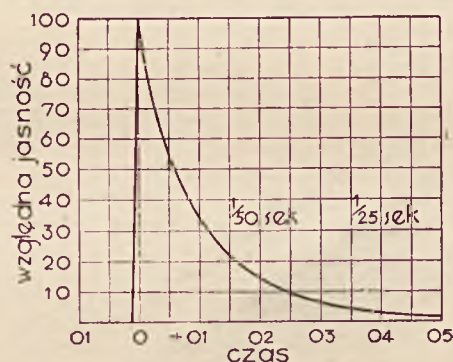
Jak wykazuje analiza matematyczna, otwór kołowy daje maksymalne zniekształcenia, potem zaś kolejno coraz korzystniejsze są otwory prostokątne, rombów, sześciokątne i wreszcie sinusoidalne, które teoretycznie nie dają tego typu zniekształceń. Oczywiście, że z tego punktu widzenia żaden elektronowy układ wybierający nie może współzawodniczyć z tarczą, której otwory teoretycznie możemy dowolnie profilować. Należałoby więc sprostować nieuzasadnione przekonania o rzekomej przewadze elektronowych układów wybierających nad mechanicznymi typu tarczowego. W obecnej chwili nie znamy, z teoretycznego punktu widzenia, korzystniejszych układów wybierających niż zwykła tarcza Nipkow'a. Porównanie jednak należy przeprowadzić na tej samej płaszczyźnie.

Ponieważ istnieją mechaniczne trudności wykonania tarczy dla większej ilości linii niż 240, przeto nie można przeprowadzać porównania jakości obrazów przesłanych powyższą tarczą i np. 400 liniowym emitronem Marconiego. Bezspornie jednak obraz przesłany 240 liniowym ikonoskopem lub dowolnym innym układem elektronowym i dobrze zaprojektowaną tarczą o tej samej ilości linii, wykaże całą przewagę tej ostatniej. Jedyne ustępstwo jakie należy tu uczynić na rzecz czułości układów elektronowych wydaje

się już również nieuzasadnione, wobec opracowania przez Zworykina t. zw. multiplikatora elektronów, dającego ogromne wzmocnienie słabych prądów fotoelektrycznych przy zadawalającym stosunku poziomu sygnału do poziomu szumu.

Systemy elektronowe pozwalają nam jednak iść znacznie wyżej z podziałem obrazu. Przy ikonoskopie z łatwością otrzymujemy wybieranie 360 liniami, a w świeżo opracowanym w firmie Marconiego emitronie—nawet 405 liniami. Należałoby się jednak zastanowić czy celowe jest stałe powiększanie ilości linii obrazu przesyłanego wobec nieproporcjonalnie rosnących trudności i kosztów spowodowanych kwadratowym wzrostem częstotliwości wstęgi telewizyjnej.

Jak wykazują ściśle badania nad jakością obrazu przeprowadzone przez Engstrom'a, dodatkowe niekorzystne efekty obniżają wartość odtwarzanego obrazu. Przedewszystkim należy tu wymienić migotanie obrazu, które zależy od jego jasności, od ilości impulsów świetlnych nadanych w ciągu sekundy, częstotliwości zmian obrazu, kształtu krzywej powstawania i zanikania impulsu świetlnego, oraz stosunku wymiarów obrazu. Oczywiście, że miganie musi zależeć od bezwładności świetlnej ekranu odbiorczego oscylografu katodowego. Ponieważ każdy punkt wyświetlany jest przez czas bardzo krótki (np. 1μ sek) przeto korzystny byłby ekran posiadający własności fosforyzowania po usunięciu źródła wzbudzającego świecenie. Przytem charakter zanikania świecenia winien być taki, aby punkt ten świecił podczas całkowitej syntezy obrazu. Na rys. 6 podano



RYŚ. 6. CHARAKTERYSTYKA EKRANU FLUORYZUJĄCEGO Z WILLEMITU.

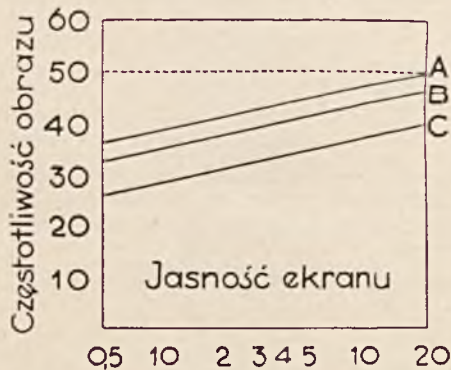
charakterystykę ekranu specjalnie do celów telewizyjnych zaprojektowanego kineskopu, z której widać, że jasność plamki świetlnej maleje wykładniczo, a rośnie bardzo szybko. Powyższa fosforescencja ma więc bezpośredni dodatni wpływ na migotanie obrazu.

Pozatym jednak migotanie zależy przede wszystkim od częstotliwości zmian obrazu. Wyniki subtelných pomiarów nad tym zagadnieniem w zależności od oświetlenia obrazu i częstotliwości zmian obrazu podaje rys. 7. Trzy równoległe proste określają nam trzy stopnie migotania. Krzywa A odpowiada migotaniu ledwo zauważalnemu, krzywa B daje taki stopień migotania,

który nie jest jeszcze przykry, krzywa C przedstawia migotanie nużące.

Widzimy, że przy obecnej standartowej częstotliwości obrazu 25 na sek. niemożliwe jest osiągnięcie ledwo zauważalnego migotania, nawet dla bardzo małej jasności ekranu i dopiero częstotliwość obrazu 60 na sek. daje zadawalające wyniki dla wszelkich jasności. Powiększenie jednak częstotliwości obrazu znowu poszerza nam wstęgę częstotliwości telewizyjnej—nie jest więc korzystne.

Rozwiązanie tego zagadnienia można jednak znaleźć na innej drodze wzorując się na technice filmowej. Jak wiadomo w nowoczesnej aparaturze filmowej częstotliwość obrazu wynosi przeważnie



RYS. 7. ZALEŻNOŚĆ MIGANIA OBRAZU OD JEGO JASNOŚCI I CZĘSTOTLIWOŚCI.

24 na sek i mimo to, nawet przy dużych jasnościach ekranu, zjawisko migania nie występuje. Przyczyny tego szukać należy po pierwsze w dużej odległości widza od ekranu, przez co zacierają się szczegóły projekcji, po drugie zaś w samej technice wyświetlania. Ponieważ wszystkie elementy obrazu nadawane są tu jednocześnie i trwają na ekranie podczas całego okresu wyświetlania, przeto przerywając światło projektowane raz, lub kilka razy w ciągu wyświetlania jednego obrazu powiększamy ilość impulsów świetlnych bez powiększania częstotliwości zmian obrazu. W najczęstszym wypadku światło jest przerywane raz podczas zmiany obrazu i raz w połowie czasu trwania obrazu, otrzymujemy więc 48 impulsów świetlnych w ciągu sekundy, a więc jesteśmy w zgodzie z poprzednim wykresem.

Oczywiście tego rodzaju metoda nie nadaje się do telewizji, gdzie elementy obrazu wyświetlane są kolejno, gdyż części obrazu byłyby wówczas niewyświetlone. Wprowadza się więc inny rodzaj wybierania, zwany wybieraniem międzyliniowym i polegający na tym, że cykl analizy jednego obrazu rozbijamy na dwie części—wybierając najpierw wszystkie nieparzyste linie jak: pierwszą, trzecią, piątą i t. d., poczynając w następnej połowie okresu wybierania rozpoczynamy znowu od góry obrazu wybierając wszystkie linie parzyste. Osiągamy w ten sposób efekt podwojenia impulsów

świetlnych odpowiadających wyświetleniu całkowitego obrazu, bez powiększania zakresu częstotliwości. Efekt migotania całości obrazu zmniejsza się tu zgodnie z podanymi wyżej krzywymi, jednakże występuje jednocześnie inny niekorzystny efekt. Przy wybieraniu liniowym różnica w czasie wybierania dwu sąsiednich linii jest bardzo mała, więc ich jasności są prawie identyczne, przy wybieraniu zaś międzyliniowym różnica ta wynosi połowę czasu trwania obrazu, a więc jest stosunkowo bardzo duża. Pogłębia się więc struktura liniowa obrazu i pojawia się zjawisko migotania międzyliniowego. Otrzymany efekt dla obserwatora umieszczonego w tej samej odległości od ekranu co przy wybieraniu liniowym, będzie raczej ujemny, jednak zwiększając tę odległość aż do zatarcia się struktury liniowej ocenimy zalety powyższej metody.

Jak łatwo osądzić z powyższego, ilość linii obrazu odbieranego nie jest bynajmniej jedynym warunkiem jego jakości. Szereg innych czynników, które dają się mniej lub więcej ściślej określić, wpływa na nią nie w mniejszym stopniu niż ilość linii. Niektóre z nich, jak np. migotanie, czy wpływ jasności obrazu dają się określić cyfrowo, jednakże inne, których źródła należy szukać raczej w psychologii niż w technice są przeważnie nieuchwytnie—do takich czynników należy np. wpływ treści obrazu na jakość reprodukcji. Różne ustosunkowanie się naszej świadomości do odbieranych wrażeń zmysłowych wpływa na to, że nie jesteśmy w możności określić kryterium dobroci obrazu. Szereg prac na ten temat wykonanych udowodniło, jak różne co do jakości mogą być reprodukcje otrzymane na tej samej aparaturze i w tych samych warunkach, a różniące się jedynie treścią.

Widzimy więc, że w technice telewizyjnej spotykamy się zarówno z czynnikami natury technicznej jak również i takimi, które należą raczej do psychologii i to właśnie utrudnia pracę.

Kończąc powyższe uwagi chciałbym złożyć podziękowanie p. inż. St. Dareckiemu za szereg cennych uwag i pomoc w opracowaniu niniejszego.

LITERATURA.

1. Pierre Mertz and Frank Gray. A theory of scanning and its relation to the characteristics of the transmitted signal in telephotography and television.. The Bell System Technical Journal. 1934. July.
2. L. Espenschied and M. E. Strieby. Systems for wide-band transmission over coaxial lines. The Bell System Technical Journal. 1934. October.
3. E. W. Engstrom. A study of television image characteristics. Proc. I. R. E. 1933. December.
4. E. W. Engstrom. A study of television image characteristics. Proc. I. R. E. 1935. April.
5. R. Thun. Teilwerte der Bildgüte. Fernsehen und Tonfilm. 1935. August.
6. R. Barthélémy. L'état actuel de la télévision. L'Onze Électrique. 1935. Juin.
7. Sur la meilleure définition de l'image de télévision. Télévision et Cinéma Sonore 1935. Nr. 1.
8. W. H. Wenstrom. Notes on television definition. Proc. I. R. E. 1933. September.

ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

W listopadzie r. b. odbyły się dwa Zebrania Zarządu, na których omówiono działalność finansową Stowarzyszenia oraz załatwiono sprawy bieżące. Ponadto na posiedzeniu w dn. 25 listopada Zarząd uchwalił przekazać na cele akcji Pomocy Zimowej Bezrobotnym sumę zł. 200.

Zgłosił deklarację na Członka Stowarzyszenia p. inż. Kornilow Grzegorz.

Na podstawie § 15 p. C statutu S. T. P. zostali skreśleni z listy Członków Stowarzyszenia pp.: inż. Missala Jerzy i nacz. Strzelecki Stefan.

Odczyty w Stowarzyszeniu Teletechników Polskich.

W dn. 2 grudnia b. r. pp.: inż. J. Jędrzychowski i tchn. dypl. K. Kassenberg z Państwowych Zakładów Tele- i Radjo-

technicznych wygłosili w lokalu Stowarzyszenia odczyt zbiorowy p. t.: „Sieć półautomatyczna okręgu Legjonowo - Nowy Dwór“.

Odczyt powyższy był pierwszym z cyklu odczytów z telefonii wiejskiej, jaki Zarząd Stowarzyszenia organizuje w miesiącu grudniu r. b. i styczniu 1937 r.

Odczyt w Sekcji Radiotechnicznej SEP.

Dnia 9 grudnia r. b. w lokalu Stowarzyszenia Elektryków Polskich, ul. Królewska 15 p. inż. Juliusz Hupert z Państwowych Zakładów Tele- i Radiotechnicznych wygłosił odczyt p. t. „Nadbrzeżna Centrala radiokomunikacyjna w Gdyni“.

PRZEGLĄD PISM.

SKRÓTY.

- B. T. Q. Bell Telephone Quarterly.
E. F. D. Europäischer Fernsprehdienst.
E. N. T. Elektrische Nachrichten-Technik.
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.
T. F. T. Telegraphen-, Fernsprech- und Funk-Technik.
T. P. Telegraphen-Praxis.
V. N. Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.

TEORIA I POMIARY.

Zastępcze układy dla długich linii elektrycznych prądu silnego. P. J. Nowacki, P. E., Nr. 22, 773, 36.

Dyskusja referatu prof. Staniewicza, ogłoszonego w Nr. 9/1936 „Przegl. Elektr.” p. t. „Warunki możliwości zastąpienia długiej linii elektrycznej sztucznym układem”. Autor dowodzi, że linie prądu silnego o długościach, spotykanych w praktyce, można liczyć za pomocą wzorów przybliżonych. Podana jest również replika prof. Staniewicza.

Wahania prądu ziemnego i magnetyzmu ziemskiego w roku polarnym 1932/33. R. Bock i F. Moench, E. N. T., Nr. 10, 331, 36.

Obliczenie zniekształceń nieliniowych. C. L. Kober, E. N. T., Nr. 10, 335, 36.

Autor przedstawia rodziny charakterystyk za pomocą funkcji ortogonalnych; zniekształcenia nieliniowe można obliczyć za pomocą funkcji Bessla, prościej niż metodą Carsona i Tischnera. Realizowanie oporów zespolonych metodą W. Cauera na podstawie rozkładu na ułamki cząstkowe. K. Steffenhagen, E. N. T., Nr. 10, 357, 36.

12-y niemiecki zjazd fizyków i matematyków w Salzbrunn (13-19.X 1936). E. N. T., Nr. 10, 361, 36.

Krótki przegląd referatów, wygłoszonych na zjeździe, z zakresu geometrycznej optyki elektronowej i akustyki.

Pomiary napięcia przy nadzwyczaj wysokich częstotliwościach za pomocą woltomierza diodowego. M. von Ardenne, H. E., Nr. 4 (10), 117, 36.

Pomiar statyczny szczytów napięcia przy wszelkich częstotliwościach. O. Lintner, H. E., Nr. 5 (11), 158, 36.

Obliczenie oporu cewek bez żelaza przy wysokich częstotliwościach. J. Hak, H. E., Nr. 5 (11), 160, 36.

Ruch pionowy powietrza w górnych warstwach atmosfery. L. Harang (streszczenie), H. E., Nr. 5 (11), 171, 36.

Wpływ pola magnetycznego na przewodność ośrodka zjonizowanego przy wysokich częstotliwościach. E. V. Appleton i D. B. Boharivalla (streszczenie), H. E., Nr. 5 (11), 174, 36.

Warstwa D. P. Syam (streszczenie), H. E., Nr. 5 (11), 176, 35.

Czas tłumienia przyrządów pomiarowych W. O. Arutiunow, I. E. S. T., Nr. 10, 68, 36.

Nowe badania nad kwarcami piezoelektrycznymi. J. T., Nr. 10, 289, 36.

Telefonia wielokrotna na obwodach dalekosiężnych. K. P. Jegorow, G. W. Staricyn i I. M. Gołowski, I. E. S. T., Nr. 10, 36, 36.

Porównanie systemów telefonii nośnej z falą nośną i bez niej. Szczegółowy opis nowych urządzeń telefonii trzykrotnej typu SMT-35, wykonywanych przez fabrykę moskiewską „Krasnaja Zaria”, a opartych na systemie Standarda.

Telefonia nośna na krótkich obwodach telefonicznych. H. Paesler i R. Zimmermann, T. F. T., Nr. 10, 273, 36 i V. N., Nr. 3, 173, 36.

Uwagi ogólne o warunkach pracy telefonii nośnej przy częstotliwościach 5000—150000 okr/sek. Opis systemu Siemens telefonii nośnej, dającej w zakresie 60000—140000 okr/sek 5 rozmów dodatkowych; urządzenie to może pracować na tym samym obwodzie, na którym już czynna jest telefonia wielokrotna o najwyższej częstotliwości 40000 okr/sek. Instalacja nadaje się dla odległości poniżej 100 km (przy przewodach 3 mm), a kalkuluje się już przy odległości kilkudziesięciu kilometrów.

Telefonia nośna jednokrotna na obwodach napowietrznych. Kruse i Aurell (streszczenie), R. T. T., Nr. 152 (11), 829, 36.

Opis telefonii nośnej Ericssona typu ZL400, z wyeliminowaną falą nośną.

Podwodny kabel telefoniczny. R. T. T., Nr. 152 (11), 848, 36.

Opis szwajcarskiego kabla Brunnen-Treib, przechodzącego przez jezioro Czterech Kantonów.

Przyczynek do teorii linii. Kunst, S. B. B., Nr. 10, 156, 36.

Wyprowadzenie niektórych wzorów uproszczonych z teorii linii długich bez użycia matematyki wyższej.

Kolejowe obwody okręgowe. E. Hettwig, V. N., Nr. 3, 187, 36.

Obwody MB, selektorowe i automatyczne; urządzenia techniczne stosowane przy każdym z systemów eksploatacji.

11-e posiedzenie plenarne Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telefonicznego (C. C. I. F.) w Kopenhadze (11-20. VI. 1936). Höpfner, Ehlers, E. F. D., Nr. 44, 143, 36.

Przegląd wyników prac C. C. I. F. Zagadnienia transmisyjne: nowe systemy transmisyjne, wykorzystujące telefonię nośną na obwodach kablowych; obwody radiowe; generalny plan sieci europejskiej; tłumiki echa; tłumienie obwodów międzynarodowych; czas przenoszenia i zniekształcenia fazy; pogorszenie jakości transmisji przez szmery przewodowe i zwiększenie przenoszonego pasma częstotliwości; przesłuch; zniekształcenia nieliniowe; korekcja charakterystyki tłumienia w funkcji częstotliwości; przesyłanie sygnałów przy wybieraniu międzymiastowym; radio-telefonía; tłumienie użytkowe; zakłócenia lokalne w aparatach. Zagadnienia eksploatacyjno-taryfowe.

Nowe punkty widzenia w sprawie współistnienia urządzeń silno-

prądowych i teletechnicznych. Jäger, E. F. D., Nr. 44, 152, 36.

Referat, zgłoszony na światowy kongres energetyczny, omawiający środki, jakie należy stosować, by umożliwić bez szczególnych kosztów istnienie obok siebie urządzeń silnoprądowych i teletechnicznych.

Wykorzystanie obwodów kablowych za pomocą prądów wysokiej częstotliwości. G. Wuckel, E. F. D., Nr. 44, 157, 36.

Transmisja prądów w zakresie do 300000 okr./sek po obwodach kablowych. Zakłócenia przy tak wysokich częstotliwościach wskutek przesłuchu i działania odcychów. Konstrukcje kabli szerokowidmowych.

Sieć europejska istniejąca, jej zdolność przepustowa i możliwości zwiększenia wykorzystania oraz przyspieszenia ruchu przez wybieranie oddalnego. M. Langer, E. F. D., Nr. 44, 168, 36.

Na przykładzie połączeń pomiędzy Szwecją i Norwegią a Niemcami i Europą Zachodnią autor uzasadnia korzyści, jakie dałoby wprowadzenie wybierania oddalnego—dla automatycznego wykonywania połączeń tranzytowych. Wydajność 32 obwodów Malmö-Stralsund wzrosłaby z 543 do 826 min.

Przyczynę do teorii linii pupinizowanej. H. Schmid, E. F. D., Nr. 44, 175, 36.

Skablowanie linii telefonicznej wzdłuż drogi na Grossglockner. K. Voisard, E. F. D., Nr. 44, 179, 36.

Nowa droga samochodowa prowadząca przez Grossglockner z Bruck do Heiligenblut ma długość 58 km, a różnicę wzniesień około 1750 m; najwyższe jej punkty przekraczają wysokość 2500 m n. p. m. Wzdłuż drogi ułożono kabel 4-parowy nie-pupinizowany; co 2 km ustawiono aparaty telefoniczne, służące do wezwania pomocy w razie wypadku. Podane są liczne fotografie.

Szwedzki kabel dalekosiężny Gävle-Sprängsviken. W Schindler, E. F. D., Nr. 44, 186, 36.

Układanie, konstrukcja i własności kabla o 98 czwórkach na odcinku głównym i o długości ok. 300 km.

Straty na prądy wirowe w rdzeniu z masy prasowanej. M. Kornetzki i A. Weis, V. N., Nr. 3, 101, 36.

Celem pracy wykonanej w laboratorium Siemens jest ustalenie metody obliczania strat na prądy wirowe w rdzeniu z prasowanego proszku.

Normala symetryzacyjna dla prądów zmiennych i jej wszechstronne zastosowanie. A. Wirk, V. N., Nr. 3, 125, 36.

Sposób działania modulatorów pierścieniowych. A. Schmid, V. N., Nr. 3, 145, 36.

Praca doktorska, stanowiąca obszerne studium nad układem modulacyjnym prostownikowym, znajdującym zastosowanie w urządzeniach telefonii nośnej.

ELEKTROAKUSTYKA.

Kondensatorowy mikrofon punktowy dla celów pomiarowych. L. A. Warszawskij i K. I. Suponin, I. E. S. T., Nr. 10, 73, 36.

Opis i charakterystyki mikrofonu, wykonanego w fabryce „Krasnaja Zaria”.

Zastosowanie fonografu do rejestrowania rozmów telefonicznych. R. T. T., Nr. 152 (11), 841, 36.

Opis urządzeń przeznaczonych do rejestrowania głosu na taśmie lub drucie stalowym; możliwe byłoby zastosowanie tego systemu w wypadku nieobecności abonenta wywołanego przy rozmowie międzymiastowej, gdy jego aparat przełączony jest na centralę zleceń.

Płyty dźwiękowe do doświadczeń elektroakustycznych. Fr. Vogel i A. Haag, V. N., Nr. 3, 139, 36.

W laboratorium Siemens za pomocą płyt przeprowadzono doświadczenia, zmierzające do wyjaśnienia wpływu ograniczenia szerokości pasma na jakość rozmowy i muzyki, badania nad wpływem współczynnika zawartości harmonicznych, badania nad zjawiskami stanu nieustalonego w kablach, nad echem, czasem transmisji; przeprowadzono również próby rozkładu na harmoniczne drgań nieregularnych, wykazujące, że rozkład taki jest nie tylko operacją matematyczną, lecz odpowiada pewnym zjawiskom fizycznym.

Przyrząd do analizy harmonicznych w zakresie częstotliwości akustycznych i jego wszechstronne zastosowanie. Fr. Vogel i U. Henneke, V. N., Nr. 3, 165, 36.

Opis konstrukcji, sposobu działania i zastosowań analizatora harmonicznych, opracowanego przez laboratorium Siemens.

CENTRALE TELEFONICZNE.

Ruch międzymiastowy przyspieszony. R. Hartz, T. F. T., Nr. 10, 263, 36.

Omówienie przebiegu połączenia przy ruchu przyspieszonym i potrzebnych urządzeń technicznych, przy czym autor podkreśla szczególnie różnice pomiędzy ruchem przyspieszonym a ruchem z oczekiwaniem. Jako ruch przyspieszony autor omawia formę ruchu, przy której abonent uzyskuje połączenie międzymiastowe bez odkładania słuchawki i po obwodzie zgłoszeniowym. W Niemczech sprawdza się numer abonenta wywołującego tylko na wrywki, wychodząc z założenia, że omyłek i świadomych prób wprowadzenia w błąd jest tak mało (potwierdziła to praktyka), że nie warto opóźniać i komplikować połączenia; w wypadku wątpliwym można numer abonenta wywołującego sprawdzić w większości wypadków u abonenta wywołanego, którego numer jest zawsze pewny.

Podstawy techniki schematów telefonicznych (d. c.) R. Führer, S. B. B., Nr. 10, 148, 36.

Zasadnicze części składowe: przełączniki i wybieraki. Typy przełączników; cewka przełącznika: ilość amperozwojów wynosi zwykle 250—500 AZ; dopuszczalna moc—6 W. Styki: obciążenie; rodzaje styków; materiał na styki; odszczepienia styków; układy gasikowe. Wybieraki skokowo-obrotowe i obrotowe. Kondensatory; dławiki; bezpieczniki. Symbole stosowane na schematach.

Czy wolno czyścić styki pędzelkami lub szczotkami stalowymi? S. B. B., Nr. 10, 155, 36.

W odpowiedzi na zapytanie jednego z czytelników S. B. B., Reichspostzentralamt wyjaśnia, że stosowanie pędzelków i szczotek stalowych do czyszczenia styków jest dotąd wybronione, a potrzeba korzystania z tych metod czyszczenia nie jest stwierdzona w praktyce.

Łącznice pośredniczące kolejowe. E. Hettwig, V. N., Nr. 3, 181, 36.

Opis łącznicy, służącej do wykonywania połączeń przychodzących z miasta do sieci kolejowej, do połączeń międzymiastowych po przewodach kolejowych i t. d.

Automatyzacja sieci telefonicznych wiejskich we Francji. Uzenot (streszczenie), E. F. D., Nr. 44, 192, 36.

Obszerny skrót pracy, ogłoszonej w „Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones” Nr. 1—3/36.

LINIE TELEFONICZNE.

Telekomunikacja na liniach wysokiego napięcia. W. Nowicki, P. E., Nr. 21, 739, 36 i 22, 763, 36.

Autor szczegółowo omawia zagadnienia telekomunikacji, realizowanej na liniach wysokiego napięcia za pomocą prądów nośnych. Właściwości linii przesyłowych dla prądów wysokich częstotliwości. Wielokrotne wykorzystanie dowolnej linii: zasady działania telefonii nośnej. Zakłócenia na liniach przesyłowych. Przystosowanie urządzeń do pracy na liniach wysokiego napięcia: sprzężenie urządzenia telekomunikacyjnego z linią; zabezpieczenia od wysokiego napięcia; urządzenia zaporowe i obejściowe; usunięcie szkodliwego wpływu rozgałęzień, nie wykorzystanych dla celów telekomunikacyjnych. Sposoby wykorzystania przewodów linii przesyłowej. Rozwiązania konstrukcyjne poszczególnych elementów urządzeń telekomunikacji na liniach wysokiego napięcia. Urządzenia z jedną falą nośną dla obu kierunków rozmowy i dwufalowe.

Badania nad ogranicznikami amplitudy dla połączeń telefonicznych. F. Strecker, E. N. T., Nr. 10, 341, 36.

Opis kilku prostych typów ograniczników amplitudy, służących do eliminowania małych amplitud i ograniczania wielkich, co pozwoliłoby zmniejszyć szkodliwy wpływ przesłuchu i innych zakłóceń. Badania zmierzały do wyjaśnienia wpływu ograniczników na jakość transmisji telefonicznej. Opisane są metody pomiaru. Podane są wyniki pomiarów i ich dyskusja.

Obliczenie równoważnika dwuogniowego. E. W. Zelach i A. R. Liwzic, I. E. S. T., Nr. 10, 30, 36.

Metoda obliczenia równoważnika, złożonego z 2 kondensatorów i 2 oporów, wymagająca mniej działań arytmetycznych niż dotychczasowe metody, bardzo nie wygodne w użyciu.

RADIO.

Połączenie radiotelefoniczne na fali 1,8 metra. S. Ryżko i F. Doborzyński, P. R., Nr. 21—22, 125, 36.

Opis urządzenia radiotelefonicznego, wykonanego w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, dla połączenia dwóch miejscowości odległych o 22 km, przy czym wiązka fal na długości około 20 km przebiega nad wodą.

Zasady konstrukcyjne lamp katodowych nowych typów. W. Majewski, P. R., Nr. 21—22, 130, 36.

Zakłócenia odbioru przez ultrakrótkofalowe aparaty do diatermii. A. Esau i O. H. Roth, H. E., Nr. 4 (10), 113, 36.

Promieniowanie małych zwierciadeł parabolicznych przy różnych wzbudzeniach. R. Brömel, H. E., Nr. 4 (10), 120, 36.

Mechanizm drgań w magnetronie z dzieloną anodą. H. G. Möller, H. E., Nr. 4 (10), 133, 36.

Pomiar elektronowego prądu pierścieniowego w magnetronie. J. Möller, H. E., Nr. 4 (10), 141, 36.

Pomiary kąta padania i stanu polaryzacji fal w dużej odległości od nadajników. H. E., Nr. 4 (10), 142, 36.

Streszczenie sprawozdania angielskiego National Physical Laboratory.

Pomiary współczynnika odbicia jonosfery dla fal elektromagnetycznych. F. W. G. White i L. W. Brown (streszczenie), H. E., Nr. 4 (10), 145, 36.

Drgania elektronowe ładunku przestrzennego w magnetronie. J. J. Müller, H. E., Nr. 5 (11), 155, 36.

Rozkład prądu i napięcia na antenach wieżowych. E. Siegel, H. E., Nr. 5 (11), 164, 36.

Podstawy teoretyczne usuwania zakłóceń radiowych i technika pomiarowa. W. Himmelfreier, H. E., Nr. 5 (11), 177, 36.

Radiofonia na jednym pasmie bocznym z falą nośną. W. I. Siforow, I. E. S., T., Nr. 10, 1, 36.

Analiza systemu radiolatarni wolnych od błędów nocnych. L. E. Stillerman i A. N. Plemiannikow, I. E. S., T., Nr. 10, 12, 36.

Obliczenie układu goniometrycznego radiopelengatora z nieruchomymi ramami. P. W. Karmalin, I. E. S., T., Nr. 10, 24, 36.

Radio na statku „Queen Mary”. Thorpe-Woods, Buttner i Wendell (streszczenie), R. T. T., Nr. 152 (11), 8:6, 36.

Opis urządzeń radiotelegraficznych, radiofonicznych i radiotelefonicznych, zainstalowanych na wielkim transatlantyku angielskim.

Anteny zbiorowe. R. T. T., Nr. 152 (11), 864, 36.

Zgromadzenie Międzynarodowej Unii Radiofonicznej. R. T. T., Nr. 152 (11), 874, 36.

Zasilanie przyrządów do badania lamp katodowych za pomocą przetwornic wahadłowych. T. P., Nr. 19, 294, 36.

Radiofonia w lecie. W. Brehm, T. P., Nr. 19, 296, 36.

13-a wielka niemiecka wystawa radiofoniczna 1936. H. Goetsch, T. P., Nr. 20, 308, 36.

4-e zgromadzenie ekspertów Międzynarodowego Komitetu zakłóceń radiofonicznych (Londyn, 19—22.V 1936). J. T., Nr. 10, 270, 36.

Konferencja w sprawie zawarcia konwencji międzynarodowej o wykorzystaniu radiofonii w obronie pokoju (Genewa, 17—23.IX 1936). J. T., Nr. 10, 272, 36.

Łącznica dla obwodów radiofonicznych. Th. Schade i H. Weber, V. N., Nr. 3, 195, 36.

Opis łącznicy bezsznurowej wykonanej podobnie jak dawne zmienniki sztabkowe telegraficzne.

TELEWIZJA.

Sposób działania katodowego analizatora obrazów o działaniu restrycyjnym. R. Uztel, H. E., Nr. 5 (11), 150, 36.

Działanie rejestracyjne osiąga się przez podporządkowanie każdemu punktowi obrazu pojemności, ładowanych przez fotoelektrony.

TELEGRAFIA.

Translacje korygujące dla dalekopisów z regulacją szybkości obrotowej. F. Kreuzer i F. Hennig, T. F. T., Nr. 10, 279, 36.

W omawianych translacjach (retransmitrach) szybkość obrotowa automatycznie dopasowuje się do szybkości obrotowej aparatu nadawczego.

Droga od telegrafu optycznego do elektrycznego. Patermann, T. P., Nr. 20, 305, 36.

Praca historyczna z dziejów telegrafii.

5-e zgromadzenie Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telegraficznego (C. C. I. T.). J. T., Nr. 10, 269, 36.

Uwagi ogólne o warszawskim zgromadzeniu C. C. I. T.; autor podkreśla doskonałą organizację zgromadzenia.

Translacje korygujące dla dalekopisów. F. Hennig i H. Wüsteney, V. N., Nr. 3, 119, 36.

Warunki jakie powinna spełniać translacja korygująca impulsy (retransmitter). Autorzy twierdzą, że najkorzystniejszy jest układ, przy którym szybkość obrotowa retransmitra zależy od dalekopisu nadawczego.

Technika i eksploatacja międzynarodowego ruchu dalekopisów abonentowych. H. Oden, V. N., Nr. 3, 133, 36.

Zagadnienia ogólne związane z powstającą obecnie międzynarodową siecią dalekopisową. Opis eksploatacyjny stanowiska tranzytowego do obsługi połączeń międzynarodowych.

Pojęcie szybkości telegrafowania. H. Wüsteney, V. N., Nr. 3, 143, 36.

Autor proponuje definicję szybkości telegrafowania, obejmującą również aparat już, który wymykał się z definicji dotychczasowych.

EKSPLLOATACJA I STATYSTYKA.

Urządzenia telefoniczne i telegraficzne niemieckiego zarządu pocztowego przy igrzyskach olimpijskich w Berlinie. J. Lennertz i E. Röder, T. F. T., Nr. 10, 267, 36.

Kto ponosi koszty przebudowy linii teletechnicznych, spowodowanej przez budowę autostrad Rzeszy? H. Hellmuth, T. P., Nr. 19, 289, 36.

Propaganda telefoniczna w Ameryce. H. A. Krause, T. P., Nr. 19, 191, 36.

Przykłady amerykańskiej reklamy prasowej.

Urządzenia telefoniczne poczt ruchomych. Schönemann, T. P., Nr. 20, 312, 36.

Opis urządzeń telefonicznych ruchomego urzędu pocztowego, urządzonego w wielkom samochodzie; urząd taki posiada 4 rozmównice telefoniczne i łącznicę bezsznurową.

Pierwsze sprawozdanie Federalnej Komisji Telekomunikacyjnej. J. T., Nr. 10, 275, 36.

Sprawozdanie za rok 1934/35 komisji sprawującej z ramienia rządu Stanów Zjednoczonych kontrolę nad działalnością prywatnych towarzystw eksploatacyjnych w zakresie telekomunikacji. Sprawozdanie podane jest w bardzo obszernym wyciągu.

Telekomunikacja szwajcarska w r. 1935. J. T., Nr. 10, 284, 36.

Wyciąg ze sprawozdania szwajcarskiego zarządu telegrafów i telefonów.

Telekomunikacja podczas 11-ych igrzysk olimpijskich w Berlinie. O. Hartung, E. F. D., Nr. 44, 196, 36.

Sprawozdanie International Telephone and Telegraph Corporation (I. T. T.) za rok 1935. Wittiber, E. F. D., Nr. 44, 198, 36.

Światowa statystyka telefoniczna za rok 1934. E. F. D., Nr. 44, 200, 36.

Tablice statystyczne według danych American Telephone and Telegraph Co.

Europejska statystyka telefoniczna według stanu na 1 stycznia 1936 r. E. F. D., Nr. 44, 206, 36.

Dane statystyczne szczegółowe dla wszystkich państw europejskich i tablice porównawcze.

PRZEMYSŁ TELEKOMUNIKACYJNY.

Licencje zagraniczne. Z. Gogolewski, P. E., Nr. 21, 760, 36.

Autor obala pogląd o nie celowości zakupywania licencji zagranicznych, precyzując równocześnie warunki jakim powinna odpowiadać racjonalna umowa licencyjna.

Warunki techniczne na przedzie stosowane przy fabrykacji sznurów i kabli telefonicznych. J. van Laethem i R. Vernimmen (streszczenie), R. T. T., Nr. 152 (11), 829, 36.

Zależność pomiędzy składem chemicznym a właściwościami izolacyjnymi; wyniki i metody badań przeprowadzonych nad różnymi rodzajami przedży.

TELETECHNIKA WOJSKOWA.

Łączność w marszu ubezpieczonym. H. Niedziałkowski, Prz. W. T., Nr. 4 (10), 721, 36.

- Jeszcze w sprawie łączności w marszu ubezpieczonym.* Z. Chamski, Prz. W. T., Nr. 4 (10), 724, 36.
- Budowa osi telefonicznej w marszu ubezpieczonym dywizji piechoty.* W. Wilkowski, Prz. W. T., Nr. 4 (10), 729, 36.
- Organizacja i rozwój niemieckich wojsk łączności w okresie wojny światowej.* M. Wargalla, Prz. W. T., Nr. 4 (10), 737, 36.
- Jeszcze o trakcji w formacjach wojsk łączności dywizji piechoty.* T. S. Lange, Prz. W. T., Nr. 4 (10), 749, 36.
- Tablice zjawisk fizycznych do nauki o elektryczności i radiotechnice.* L. Łada-Czarnowski, Prz. W. T., Nr. 4 (10), 760, 36.
- Tablice używane przy nauczaniu szeregowców wojsk łączności.*
- Łączność dywizji piechoty włoskiej w obronie.* B. Cappucini (streszczenie), Prz. W. T., Nr. 4 (10), 791, 36.
- Rozwój pierwszych stacji podsłuchowych podczas wojny światowej.* O. Arendt, S. B. B., Nr. 10, 145, 36.
- Artykuł historyczny, zawierający mało danych technicznych.
- RÓŻNE.**
- Oddziaływania nie termiczne drgań elektrycznych na koloidy.* W. Krasny-Ergen, H. E., Nr. 4 (10), 126, 36.
- Technika pomiarów oddalonych (dok.).* N. F. Garkusza, I. E. S. T., Nr. 10, 56, 36.
- Spoleczne znaczenie badań naukowych w zakresie telekomunikacji.* F. B. Jewett, B. T. Q., Nr. 4, 205, 36.
- Wykład okolicznościowy wygłoszony przez prezydenta Bell Telephone Laboratories.
- Gmachy central telefonicznych.* B. T. Q., Nr. 4, 219, 36.
- Ciekawy zbiór licznych fotografii budynków telefonicznych, postawionych w Stanach Zjednoczonych przez Bell System, począwszy od drapaczy chmur w New Yorku, Minneapolis i in., kończących na małych domkach parterowych.
- Rozwój organizacji bufetowo-restauracyjnej dla telefonistek Bell Systemu.* R. A. Steelman, B. T. Q., Nr. 4, 243, 36.
- Muzeum historyczne Bell Systemu (d. c.).* W. C. F. Farnell, B. T. Q., Nr. 4, 261, 36.
- Urządzenia zegarowe centralnego telegrafu w Berlinie.* T. P., Nr. 19, 298, 36.

NOWINY TELETECHNICZNE.

GDANSKA CENTRALA MIĘDZYMIASTOWA.

W początku roku bieżącego uruchomiono w Gdańsku nową centralę międzymiastową, której najbardziej charakterystyczną cechą jest związanie długich obwodów międzymiastowych na stałe ze wzmacniakami końcowymi, co pozwala zaniechać stosowania wzmacniaków sznurowych. Przy tym systemie, opracowanym wspólnie z niemieckim zarządem pocztowym, wszystkie stanowiska otrzymują jednolite wyposażenie i wszelkie możliwe połączenia wykonywane są w taki sam sposób; nie ma odrębnych stanowisk tranzytowych, co znacznie upraszcza i przyspiesza wykonywanie połączeń.

W przebiegu obwodów wzmacnianych uderzające jest włączenie wzmacniaków końcowych przed przelącznicą gniazdkową; przy tym systemie nie grozi rozdzielenie obwodu i równoważnika przy przerzuceniu obwodów na przelącznicę gniazdkowej. Obwody wzmacniane są zawsze zamknięte na opór bliski 600 omów, aby wzmacniaki nie gwizdały.

Wyposażenie centrali wynosi 24 obwody wzmacniane i 86 niewzmacnianych. Stanowiska międzymiastowe są 3-ch kategorii: zgłoszeniowo-łączniowe (9 stanowisk), na których załączone są obwody zamawiania rozmów, te stanowiska mają po 9 par sznurów; 2 stanowiska dla obwodów podmiejskich (z terenu Wolnego Miasta) po 9 par sznurów; 9 stanowisk dla obwodów pozostałych z 5 parami sznurów.

Rozróżnieniem schematowym obwodów wzmacnianych oraz długich niewzmacnianych (tłumienie powyżej 0,5 nepera) obwodów bliskich (poniżej 0,5 nepera) jest nacechowanie przewodu c w polu wielokrotnym; obwody długie mają na przewodzie c 300 omów, a krótkie narówni z obwodami lokalnymi i zgłoszeniowymi — 3000 omów. Przy połączeniu 2-ch obwodów długich wyłącza się przedłużenia liniowe (linie sztuczne) za pomocą przekaźnika, uruchamianego przy włożeniu wtyczki sznura do gniazdk. Jeśli obwód jest wzmacniany, w schemacie stanowiskowym włącza się linię sztuczną, by umożliwić rozmowę telefonistce.

Sygnal wywoławczy i zakończenia rozmowy, przesyłany po obwodzie międzymiastowym prądem zmiennym, wywołuje odpowiednio konsekwencje w wyposażeniu przekaźnikowym obwodu, a na stanowisko przesyłany jest prądem stałym; podobnie i dzwonienie ze stanowiska odbywa się prądem stałym, a prąd zmienny wysyłany jest na linię dopiero z przekaźników indywidualnych obwodu.

Centrala wybudowana została przez firmę Siemens.

[Siem. Z. 5, 1936]

TRAFIK ZAGRANICZNY Z. S. R. R.

W chwili obecnej Rosja posiada 17 połączeń telefonicznych międzynarodowych. Liczba rozmów międzynarodowych ustawnie rośnie. W roku 1935 było ogółem 165 498 rozmów międzynarodowych, o 14% więcej niż w roku poprzednim.

Najbardziej ożywioną wymianę telefoniczną ma Z. S. R. R. z Niemcami, Wielką Brytanią, Francją, Łotwą i Polską. Według oficjalnych danych sowieckich w r. 1935 było: 45 666 rozmów z Niemcami, 24 301 z Wielką Brytanią, 20 682 z Francją, 15 596 z Łotwą i 15 425 z Polską.

Rozwój stosunków gospodarczych i politycznych przyczynił się do poważnego wzrostu trafiku telefonicznego pomiędzy Rosją a Francją i Wielką Brytanią. Liczba rozmów z Anglią wzrosła w r. 1935 o 6 274, co stanowi 34,8%. Bezpośrednie połączenie z Francją oddano do użytku w sierpniu 1934 r.; w ostatnich 5 miesiącach 1935 r. w porównaniu z analogicznym okresem 1934 r. liczba rozmów z Francją wzrosła o 3 212 czyli o 55%.

Liczba rozmów z Niemcami, Polską i Łotwą w r. 1935 zmalała, co tłumaczy się w znacznym stopniu ubytkiem rozmów tranzytowych. Rozmowy z Niemcami spadły o 7,4% (3 649 rozmów) w porównaniu z r. 1934, rozmowy z Polską o 18% (3 296 rozmów) i z Łotwą również o 18% (3 511).

Wymiana telefoniczna Rosji z zagranicą składa się głównie z rozmów handlowych, związanych z importem i eksportem oraz z rozmów prasowych, prowadzonych przez korespondentów zagranicznych z Moskwy i przez korespondentów sowieckich z zagranicy.

[J. T. 5, 1936]

ROZMOWY TELEFONICZNE NADZWYCZAJ PILNE.

W Anglii postanowiono wprowadzić kategorię rozmów nadzwyczaj pilnych. Osoba, mająca telefon w domu lub też korzystająca z rozmównicy publicznej, przyłączonej do centrali automatycznej w Londynie lub innym wielkim mieście, pragnąc otrzymać połączenie nadzwyczaj pilne, wybierać będzie za pomocą tarczy numerowej specjalny numer; przyjsście wywołania po tym obwodzie wskaże odrazu telefonistce, że chodzi o połączenie nadzwyczaj pilne. W opracowaniu są obecnie szczegóły techniczne urządzeń, zapewniających jak najszybsze wykonanie połączenia. Prace przygotowawcze w Londynie i innych wielkich miastach trwać będą przez kilka miesięcy. W małych miasteczkach i w sieciach wiejskich wprowadzenie rozmów nadzwyczaj pilnych natrafia na bardzo poważne trudności techniczne.

[J. T. 7, 1936]

SZWAJCARSKA STATYSTYKA TELEFONICZNA.

Na 1 stycznia 1935 r. Szwajcaria liczyła 383 289 aparatów telefonicznych, co odpowiada gęstości 9,25 aparatów na 100 mieszkańców; pod względem gęstości Szwajcaria ustępuje tylko Danii i Szwecji, jednak pod względem ilości rozmów na 1 mieszkańca zajmuje znacznie dalsze miejsce; tak np. Szwecja ma 167 rozmów rocznie na 1 mieszkańca, Szwajcaria tylko 67. Tłumaczy się to w znacznym stopniu taryfą licznikową, która wpływa na ograniczenie ilości rozmów, a jednocześnie umożliwia zupełnie ściśle zebranie danych statystycznych, których brak w krajach z taryfą ryczałtową. Ilość roz-

mów międzymiastowych jest w Szwajcarii dość wysoka, „brak” natomiast rozmów lokalnych — dla zarządu pocztowego w gruncie rzeczy najcenniejszych, bo nie wymagających żadnych inwestycji, jakich wymaga np. rosnąca liczba rozmów międzymiastowych. Poprawy tego stanu rzeczy szukać można w różnych kierunkach, a więc: 1) przez propagandę jak najszerszego korzystania z telefonu; 2) przez wykorzystania obwodów abonenckich dla celów radiofonii drutowej (przesyłanie po przewodach programów radiowych); 3) przez grupowanie łączne abonentów o małym trafiku za pomocą centralek domowych. Co do ostatniego punktu istnieją różne zastrzeżenia: obniżka taryfy przyciągnęłaby licznych nowych abonentów, jednak spowodowałaby ona głębokie zmiany strukturalne w sieci i groziłaby pewnymi niespodziankami w eksploatacji. Zdobywanie nowych abonentów nie powinno być celem samo przez się, lecz jedynie sposobem zwiększania ruchu; celem jest zwiększenie wpływów przy możliwym ograniczeniu wkładów inwestycyjnych.

W poszczególnych miastach szwajcarskich statystyka przedstawia się jak następuje:

Zürich 268 000 mieszkańców, 57 330 aparatów, 1 506 rozmów rocznie na abonenta, w tym 1 218 lokalnych i 288 międzymiastowych.

Bazylea 151 000 mieszkańców, 32 441 aparatów, 1 386 rozmów rocznie na abonenta, w tym 1 167 lokalnych i 219 międzymiastowych.

Schlieren 1 028 rozmów rocznie na abonenta, w tym tylko 291 lokalnych a 737 międzymiastowych.

Dietikon 902 rozmowy rocznie na abonenta, w tym 331 lokalnych i 571 międzymiastowych.

Schwytz 942 rozmowy rocznie na abonenta, 525 lokalnych i 417 międzymiastowych.

Bulle 792 rozmowy rocznie na abonenta, w czym 357 lokalnych i 435 międzymiastowych.

W świetle tych liczb jasne się staje, że stosunkowo słaby trafik w Szwajcarii tłumaczy się przede wszystkim małą ilością większych miast.

Pod względem ilości rozmów międzymiastowych Szwajcaria przoduje w Europie, mając ich 340 rocznie na abonenta; podobnie w dziedzinie trafiku międzynarodowego; mała Szwajcaria o ludności 4-milionowej ma blisko 2,5 milionów rozmów międzynarodowych rocznie, podczas gdy Niemcy mają ich niewiele ponad 4 miliony.

Podział rozmów międzymiastowych krajowych według odległości wykazuje ogromną przewagę ilościową rozmów na bliskie odległości:

strefa podmiejska do 10 km (taryfa 20 ct)	29,6%
I strefa 10 — 20 km (taryfa 30 ct)	20,1%
II strefa 20 — 50 km (taryfa 50 ct)	24,4%
III strefa 50 — 100 km (taryfa 70 ct)	17,5%
IV strefa powyżej 100 km (taryfa 1 fr)	8,4%

Interesująca jest przeprowadzona w r. 1935 analiza nowych abonentów:

abonenci mieszkaniowi	10 663 ab. — 47,2%
rzemieślnicy, sklepy i stowarzyszenia	5 847 ab. — 25,9%
przemysł	444 ab. — 2%
handel, banki, agencje, adwokaci	1 161 ab. — 5,1%
rolnictwo	950 ab. — 4,2%
administracja publiczna, szkoły, sanatoria	928 ab. — 4,1%
hotele, pensjonaty, agencje turystyczne	582 ab. — 2,6%
wolne zawody	1 134 ab. — 5%
kawiarnie, teatry, kina	600 ab. — 2,7%
różne	285 ab. — 1,2%

[T. M. 4, 1936]

PRZEMYSŁ TELETECHNICZNY NA W. M. EL.

Na Wystawie Przemysłu Metalowego i Elektrotechnicznego w Warszawie reprezentowane były wszystkie główne placówki przemysłu teletechnicznego oraz przemysłów pomocniczych.

Państwowe Zakłady Tele- i Radiotechniczne wystawiły bogatą kolekcję różnych aparatów telefonicznych m. in. szeregowych, zwrotnych, wrzutowych, półbakielitowych, wykonanych w różnych kolorach, MB ściennie-biurkowych, stosowanych na sieciach publicznych i w instalacjach prywatnych; z napisu reklamowego, umieszczonego na stoisku, dowiadujemy się, że

P. Z. T. dostarczyły dotąd 179 517 aparatów telefonicznych. W dziale łącznic automatycznych P. Z. T. pokazały małą centralkę szafkaową typu BT22 na 22 numery; centralka ta posiada 3 zespoły połączeniowe z wybierakami obrotowymi Strowgera 25-cykowymi; przekażniki abonentowe są o działaniu stopniowym i każdy abonent ma tylko jeden przekażnik; liczba przekażników w zespole połączeniowym wynosi tylko 4, podczas gdy zwykle w centralkach tego rodzaju jest ich 6—7; liczby przekażników sznurowych zredukowano tak wydatnie dzięki oryginalnemu schematowi, w którym te same przekażniki spełniają podwójną rolę. Pokazano również centralę 100-numerową z szukaczami obrotowymi i wybierakami liniowymi skokowo-obrotowymi Strowgera oraz łącznicę aviso do centrali automatycznej dla obsługi ruchu wchodzącego.

W dziale sygnalizacji P. Z. T. wystawiły centralkę sygnalizacji przeciwpożarowej i skrzynki uliczne do niej, centralkę do kontroli dozorców i aparat do wyświetlania numerów, wykonany dla P. K. O. w Warszawie.

Polską Akcyjną Spółka Elektryczna „Ericsson” wystawiła różne części telefoniczne, wykonane według norm P. N. T. w fabryce w Włocławcu, aparaty telefoniczne bakielitowe, aparat do badania obwodów MB według modelu Ministerstwa Poczty i Telegrafów, centralkę sygnalizacji przeciwpożarowej, mikrofon przystosowany do maski gazowej, części i kompletne baterie niklowo-kadmowe typu Nife, zegary elektryczne główne, boczne i synchroniczne, sprzęt do sygnalizacji kolejowej m. in. wielkie dławiki, spełniające rolę filtrów oddzielających odcinki torów dla prądów zmiennych sygnalizacyjnych, a nie przeszkadzające (0,0006 oma) przepływowi prądów trakcyjnych stałych.

Firma Krzymień i Paszke wystawiła wzory części telefonicznych, wykonanych dla Zarządu Pocztoowego, oraz przekażniki telegraficzne nadawcze i odbiorcze, zastosowane przy budowie pierwszej wykonanej w kraju instalacji telegrafii kablowej wielokrotnej (harmonicznej).

Polskie Zakłady Philips, które w roku ubiegłym rozpoczęły produkcję w kraju cewek pupinowskich, wystawiły skrzynię, zawierającą 28 zespołów trzycewkowych 177/63 mH, 26 zespołów trzycewkowych 44/25 mH i jeden zespół do pupinizacji muzycznej 15,5 mH.

Lwowska firma inż. E. Romer pokazała miliamperomierz do aparatów telegraficznych i uniwersalny przyrząd pomiarowy wielozakresowy, wykonany w roku bieżącym dla Zarządu Pocztoowego na wzór przyrządów zagranicznych.

Fabryka „Tudor” wystawiła wzory akumulatorów ołowionych i żelazo-niklowych stacyjnych, radiowych i samochodowych; akumulatory ołowiane wystawiła również fabryka „Ergs”.

Biuro Ewidencyjne Kabli Ziemnych (kabel kablowy) i Centroprowadź dały na wystawę również wzory swej produkcji.

Nowością w dziale przemysłów pomocniczych teletechniki były kondensatory elektrolityczne, reprezentowane przez firmy: A. Horkiewicz i Filtrad. Fabryka Horkiewicz produkuje kondensatory o pojemności 2000 µF przy 12 V, 1000 µF przy 50 V.

ROZMOWY TELEWIZYJNE W NIEMCZECH.

Niezależnie od stałego połączenia telefoniczno-telewizyjnego po niżej Berlinem a Lipskiem niemiecki zarząd pocztowy uruchomił na okres Olimpiady w Berlinie publiczne rozmównice telefoniczne w dzielnicy Zoo (Ogród Zoologiczny — centrum zachodniej części miasta), na placu Potsdamskim i na wystawie „Deutschland”, urządzonej dla cudzoziemców, licznie zjeżdżających do Berlina na igrzyska olimpijskie. Opłata za rozmowę 3-minutową wynosiła 2 marki, w co wliczona już była opłata za przywołanie osoby wywołanej do rozmównicy. Przy rozmowach telewizyjnych z Lipskiem dozwolone było przeprowadzanie rozmów z urzędnikami pocztowymi, jeśli osoba wywołana była nieobecna w Lipsku lub też jeśli osoba interesująca się przebiegiem takiego połączenia nie miała znajomych w Lipsku.

Połączenie telewizyjno-telefoniczne Berlin — Lipsk stosuje telewizję 180-liniową z 25 obrazkami na sekundę; aby uniknąć osłepienia osób rozmawiających przez silne światło promienia analizującego, przepuszcza się światło przez filtr i pracuje tylko promieniami ciemnoniebieskimi. Przesyłanie obrazków odbywa się po specjalnie ułożonym kablu szerokokątnym na fali nośnej 1 300 000 okr./sek.

[T. P. 16, 1936].

SPIS RZECZY

ZAMIESZCZONYCH W WIADOMOŚCIACH TELETECHNICZNYCH W ROKU 1936.

WYDAWNICTWA ROK V.

ARTYKUŁY ZESTAWIONE WEDŁUG DZIAŁÓW

1. TEORIA ELEKTROTECHNIKI.		Montaż kabla dalekosiężnego	6— 64
Prądy niesinusoidalne	11—129	Stacje wzmacniakowe	8— 92
Wzorce jednostek elektrycznych	10—118	Wzmacniaki telefoniczne	7— 74
Zjawiska zachodzące przy prądzie zmiennym	6— 71	5. LINIE NAPOWIETRZNE.	
2. URZĄDZENIA TELEFONICZNE.		Linie teletechniczne na stojakach dachowych	{ 9—105 10—115
Łącznica telefoniczna CB. f. Ericsson	1— 1	Przełączniki słupowe	3— 32
Łącznica telefoniczna CB 20—30 numerowa	3— 25	6. POMIARY TELETECHNICZNE.	
Przełącznica główna i pośrednia	2— 13	Aparat badaniowy model M. P. i T. 1936 r.	2— 18
Telefonia automatyczna	{	Badania przewodów za pomocą Morsa	5— 59
		Mostek Thomas-Küpfmüllera	7— 78
		Mostek Wagnera	8— 93
		Omomierz Schuchhardta	1— 9
		Oscylografy	11—131
		Pomiary częstotliwości	6— 68
Zasilanie stacyj telefonicznych	{	<u>Pomiary oporu wejściowego</u>	12—139
	{	Przyrządy pomiarowe z prostownikami	9—102
		Specjalne układy pomiarowe	5— 55
		Wyznaczanie miejsc uszkodzeń obwodów kablowych	4— 45
3. URZĄDZENIA TELEGRAFICZNE.		7. O CZYM MOWIĄ PRAKTYCY.	
Telegrafia akustyczna	11—123	Jedna z przyczyn przerw w obwodach teletechnicznych, Janota Z. technik — Łęczyca	4— 48
Telegrafia podakustyczna	4— 37	Jeszcze w sprawie prowadzenia kabelka w powłoce ołowianej. E. J.	3— 35
Zasilanie stacyj telegraficznych z sieci prądu zmiennego	{ 2— 16 3— 27	Kilka uwag o aparatach szeregowych P. Z. T., Chwała K. technik—Kraków	10—120
4. KABLE I WZMACNIAKI.			
Cewki pupinowskie	5— 53		
Kable telefoniczne dalekosiężne	{ 3— 29 4— 39		

Praktyczne uchwyty włączeniowe, Korpała A.—Mysłowice	8— 95	Ziemne roboty kablowe na terenie miast, Krajewski F. kontroler—Często- chowa	2— 22
Próba zastosowania ogniów Krygerow- skich w telefonii, Hoch W. technik—Środa	1— 11	Złącza drutu stalowego glinowo-lutowa- ne, A. K.—Lwów	2— 23
Przechowywanie materiałów liniowych Nowakowski I. technik—Grójec	12—44	8. ROZMOWY Z CZYTELNIKAMI.	
Skrócone bezpieczniki rurkowe, A. K.—Lwów	9—107	D. K.—technik	3— 36
Sposób umocowania kabelka ołowio- wego, Kramarewicz J. monter—Suwałki	8— 96	Korpała K.—Mysłowice	9—108
Spostrzeżenia przy naprawie kabli, Kubica M. technik—Katowice	7— 83	Macikowski J.—technik	2— 24
Uwagi w sprawie nowego projektu łą- czenia drutów stalowych i bronzow- wych, Hofler J. technik—Kościan	3— 36	Nadzór teletechniczny Nakło n. Notecią {	5— 60 4— 48
Właściwy sposób ustawiania odbojów przy słupie, A. K.—Lwów	6— 72	Urząd tf.-tg.—Poznań	{ 8— 96 5— 60
		W. E.—Łódź	6— 72
		9. RÓŻNE.	
		Filtry elektryczne	12—135
		Kondensatory elektryczne	7— 80
		<u>Lampy katodowe</u>	1— 5
		Zróżdła prądu o częstotliwości słyszalnej	11—126