

# 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 OGŁOSZENI:

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

## Treść Nr. II.

	Str.
1. Wzmacniak z blokadą. Inż. K. Dobrski . . . . .	322
2. Cewki toroidalne z rdzeniem o małych stratach i ich obliczanie. Inż. R. Brykczyński . . . . .	328
3. Obliczanie indukcyjności własnej przewodów elektrycznych. Inż. W. Żochowski . . . . .	333
4. Okręgowa Centrala Mędzomiastowa w Kato- wicach. Inż. L. Rydz . . . . .	339
5. Ostatnie poglądy na technikę telewizyjną. Inż. L. Kędziński . . . . .	344
6. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich . . . . .	348
7. Przegląd pism . . . . .	348
8. Nowiny teletechniczne . . . . .	352

## Sommaire du No. II.

	Page
1. Amplificateur avec blocage. par K. Dobrski ing. . . . .	322
2. Bobines toroidales à noyaux à pertes reduites et leur calcul. par R. Brykczyński ing. . . . .	328
3. Calcul de l'induction propre des conducteurs électriques. par W. Żochowski ing. . . . .	333
4. Bureau interurbain régional de Katowice.  par L. Rydz ing. . . . .	339
5. Récentes conceptions sur la télévision. par L. Kędziński ing. . . . .	344
6. De l'Association des Télotechniciens polonais. . . . .	348
7. Revue des journaux . . . . .	348
8. Nouvelles télotechniques . . . . .	352

# WZMACNIAK Z BLOKADĄ.

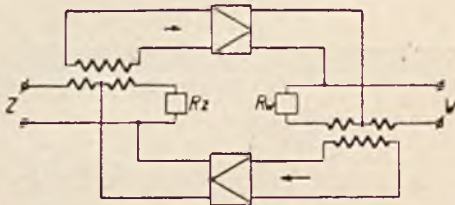
Inż. K. DOBRSKI, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

## Wstęp.

W celu zmniejszenia tłumienia linii dwuprzewodowej włącza się w punktach pośrednich linii wzmacniaki. Wzmacniaki te noszą nazwę dwuprzewodowych w odróżnieniu od wzmacniaków włączanych w linię czteroprzewodową.

Zasadniczy układ połączeń wzmacniaka dwuprzewodowego przedstawia się, jak na rys. 1.

Wzmacniak posiada dwie gałęzie. Jedna służy do wzmocnienia energii prądów telefonicznych, płynących w kierunku z zachodu (Z) na wschód (W), druga służy do wzmocniania prądów, płynących w kierunku przeciwnym.



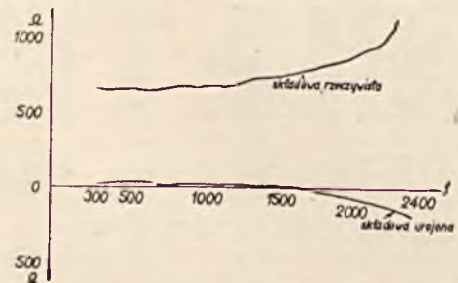
RYŚ. 1. ZASADNICZY UKŁAD POŁĄCZEŃ WZMACNIAKA DWUPRZEWODOWEGO.

Jednym z ważnych elementów wzmacniaka dwuprzewodowego są równoważniki  $R_z$  i  $R_w$ . Równoważnik jest dwójnikiem, którego opór mierzony w funkcji częstotliwości powinien mieć taki sam przebieg, jak opór równoważonej linii telefonicznej. W praktyce wystarczy, aby ta zgodność istniała przynajmniej w zakresie przepisane go pasma częstotliwości niezbędnego do zapewnienia należytej jakości rozmowy telefonicznej, gdyż częstotliwości wykraczające poza to pasmo, mogą być obcięte przy pomocy filtrów, włączonych w obie gałęzie wzmacniaka. Jeżeli linia telefoniczna jest zrównoważona w sposób doskonały, to energia prądów telefonicznych, płynących, dajmy na to, z zachodu na wschód, po przejściu przez lampy wzmacniające, rozgałęzia się w transformatorze różnicowym po stronie wschodniej w ten sposób, iż połowa jej—niezależnie przytem od częstotliwości prądów przewodzonych—płynie w stronę linii W, a połowa w stronę równoważnika  $R_w$ . Na zaciskach wtórnego uzwojenia transformatora rozwidleniowego nie powstanie dzięki temu żadne napięcie. W rezultacie, energia, płynąca z zachodu na wschód, nie zostanie nawet częściowo zawrócona z powrotem w kierunku zachodnim. Wzmacniak spełni w sposób doskonały swoje zadanie.

Lecz doskonałe zrównoważenie linii telefonicznej nie jest praktycznie możliwe.

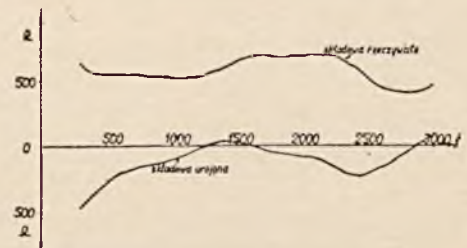
Opór linii telefonicznej nie zmienia się w funkcji częstotliwości w sposób całkowicie prawidłowy (rys. 2). Linia telefoniczna nie jest doskonale jednorodna. Jeżeli jest to linia kablowa, to indukcyjności cewek pupinowskich nie są ściśle jednakowe, odstępstwa pomiędzy nimi wahają się dookoła pewnej średniej wartości, pojemności

między żyłami zmieniają się wzdłuż trasy i mogą być tylko częściowo wyrównane i t. p. Jeżeli jest to linia napowietrzna, to nieregularności różne



RYŚ. 2. OPÓR KABLOWEJ LINII TELEFONICZNEJ W ZALEŻNOŚCI OD CZĘSTOTLIWOŚCI.

występują zazwyczaj w jeszcze większym stopniu. Często w linię telefoniczną włącza się odcinki o zupełnie odmiennej budowie, np. linię napowietrzna wprowadza się do stacji przez miasto przy pomocy kabla. W takich przypadkach nieregularność oporu linii w funkcji częstotliwości ujawnia się w sposób jaskrawy (rys. 3).



RYŚ. 3. OPÓR NAPONIETRZNEJ LINII TELEFONICZNEJ Z WTRĄCONYM W PEWNEJ ODLEGŁOŚCI ODCINKIEM KABLOWYM.

Teoretycznie, jest możliwe obliczenie takiego układu, złożonego z oporów, indukcyjności i pojemności o stałych skupionych, którego opór zmieniałby się w pewien—założony z góry—dowolnie nieprawidłowy sposób. Ale układ taki wypadłby bardzo skomplikowany, byłby ze względu na obliczenia i próby kosztowny i zabierałby dużo miejsca. Przytem obliczanie dwójnika o charakterystyce oporu, pokrywającej się w zupełności z pewną obraną charakterystyką, byłoby bezcelowe. Opór bowiem linii zmienia się w czasie. Przede wszystkim zaś zmienia się zakończenie linii. A ma ono wpływ na opór mierzony, gdyż tłumienie wypadkowe linii nie przekracza naogół 1,5 nepera. Przy takim tłumieniu opór zakończenia linii odczuwa się wyraźnie na jej początku. Poza tym zmieniają się właściwości linii w zależności od temperatury, stanu pogody, różnych przypadkowych okoliczności.

W rezultacie należy przyjąć, że równoważniki nie odtwarzają nigdy dokładnie oporów linii telefonicznych.

Wynikają stąd pewne konsekwencje. A więc np. część energii prądów telefonicznych zawraca z powrotem na skutek niedokładnego zrównowa-



żenia i biegnie w kierunku do abonenta mówiącego. Jeżeli linia jest długa elektrycznie, powstaje zjawisko echa. Zawsze powstają zniekształcenia prądów telefonicznych, gdyż stopień nierównoważenia jest funkcją częstotliwości. Jeżeli oba równoważniki są niedokładne—zachodni i wschodni—, to energia będzie krążyła we wzmacniaku i może powstać zjawisko gwizdu, uniemożliwiające wręcz rozmowę. Bardzo często linie dwuprzewodowe zawierają po kilka wzmacniaków. Wówczas powstaje krążenie energii również pomiędzy poszczególnymi wzmacniakami, wywołując zmniejszenie wyrazistości mowy i skłonność do gwizdu. Praktycznie,—na skutek wzmiankowanych wyżej szkodliwych zjawisk—nie jest możliwe instalowanie na linii dwuprzewodowej więcej niż 5-u wzmacniaków, a zaleca się nie przekraczać liczby 3-ch.

Powyższe zjawiska, obniżające jakość komunikacji telefonicznej, występują w liniach dwuprzewodowych tym silniej, im większe jest wzmocnienie wzmacniaków. Dopuszczalne maksymalne wzmocnienie jest zatem uwarunkowane przez stopień zrównoważenia linii przez równoważniki. Jest ono uzależnione również od tłumienia przesłuchu z jednego obwodu na obwód drugi, ale w liniach dwuprzewodowych nie tylko napowietrznych lecz i kablowych ten czynnik nie gra w danym razie roli rozstrzygającej. Według uchwały C. C. I. F. z roku 1934-go tłumienie przesłuchu proste lub skośne odcinka wzmacniakowego w przypadku obwodów dwuprzewodowych nie powinno być mniejsze od 8,5 neperów. Jeżeli przyjąć, że przesłuch staje się niezrozumiałym przy normalnych mocach nadawanych, kiedy tłumienie przesłuchu będzie przynajmniej równe 6 neperom, to dopuszczalne wzmocnienie mogłoby wynosić ok. 2,5 nepera. Tymczasem doświadczenie pokazuje, że—właśnie ze względu na równoważniki—nie należy przekraczać w liniach dwuprzewodowych wzmocnienia ok. 1,5 nepera w kablach i ok. 1,2 nepera w liniach napowietrznych.

Lecz również i w liniach czteroprzewodowych niedokładność zrównoważenia odcinków dwuprzewodowych, przyłączonych do końców tych linii, powoduje powstawanie echa, oraz nie pozwala zmniejszyć wypadkowego tłumienia całego obwodu do granic pożądaných.

Z powyższych rozważań wynika bezpośrednio zagadnienie wzmacniaka z blokadą. Jest to wzmacniak, w którym usuwa się sprzężenia zwrotne, powstające na skutek niedokładnego zrównoważenia linii telefonicznych.

Zastosowanie takiego wzmacniaka umożliwiłoby podniesienie wzmocnienia aż do granic dozwolonych przez istniejące tłumienie przesłuchu bez obawy powstania echa lub gwizdów. Linie telefoniczne międzymiastowe bez tłumienia lub nawet z pewnym wzmocnieniem stałyby się najzupełniej pewne w działaniu.

Według norm C. C. I. F. dozwolone maksymalne tłumienie połączenia telefonicznego nie powinno być większe od 4,6 nepera, a jest pożąda-

ne, aby nie przekraczało 3,9 nepera. W tych liczbach uwzględnia się, iż tłumienie linii międzymiastowej będzie wynosiło 1,3 lub 1,0 neper. Jeżeli jednak tłumienie linii międzymiastowej można było zredukować do zera, to byłoby możliwe bądź dalsze obniżenie tłumienia całego połączenia telefonicznego, co wyraziłoby się w podniesieniu jakości rozmów międzymiastowych, bądź pozwoliłoby na bardziej ekonomiczną budowę telefonicznych sieci lokalnych lub okręgowych, które mogłyby być projektowane wówczas wyłącznie ze względu na rozmowy miejscowe.

Dodatkowa korzyść, wypływająca ze stosowania linii międzymiastowych bez tłumienia, dałaby się osiągnąć dzięki uproszczeniom, jakie można by wprowadzić przy wykonywaniu połączeń tranzytowych, wymagających włączania wzmacniaków na stacji międzymiastowej. Powszecznie jest uznane, że włączanie wzmacniaków sznurowych nie daje wyników zadowalających pod względem eksploatacyjnym. Wzmacniaki te są najczęściej zgrupowane przy osobnych stanowiskach, skąd wpływa konieczność przekazywania linii międzymiastowej, po której przychodzi zgłoszenie na rozmowę tranzytową, z normalnego stanowiska międzymiastowego na stanowisko specjalne. Prowadzi to do komplikacji technicznych stacji międzymiastowej i do straty czasu przy wykonywaniu połączeń tranzytowych. Uzależnia to też włączenie wzmacniaka od telefonistki.

W ostatnich czasach zamiast wzmacniaków sznurowych stosuje się coraz częściej wzmacniaki końcowe włączane na stałe na końcach linii. Pod względem eksploatacyjnym rozwiązanie ostatnie jest dobre, ale technicznie jest skomplikowane: potrzeba dużej liczby wzmacniaków, niezbędne jest specjalne wyposażenie stanowisk międzymiastowych.

Wzmacniaki z blokadą natomiast, umożliwiając realizację linii międzymiastowych bez tłumienia, pozwalają rozwiązać zagadnienie połączeń tranzytowych w sposób prosty i naturalny bez wprowadzenia jakichkolwiek zmian do normalnego wyposażenia stacji.

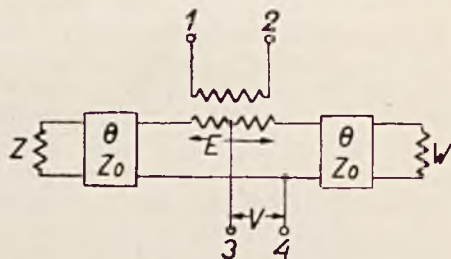
Zakres możliwości zastosowań linii dwuprzewodowych mógłby być—dzięki wzmacniakom z blokadą—powiększony. Obecnie, według uchwały C. C. I. F. z roku 1936-go nie zaleca się stosować linii kablowych dwuprzewodowych o długości większej (w linii prostej) od 300 km. Przy długościach większych—w razie przyjęcia zalecanego obecnie szerszego niż dawniej pasma częstotliwości, które mają być przewodzone—, liczba wzmacniaków w obwodzie byłaby już tak duża, że zachowanie się linii nie byłoby dostatecznie pewne. Wzmacniaki z blokadą umożliwiłyby natomiast znaczne przedłużanie linii dwuprzewodowych, gdyż, usuwając sprzężenia zwrotne, czynią one przewodzenie prądów telefonicznych wzdłuż obwodów dwuprzewodowych podobnym do przewodzenia tych prądów wzdłuż obwodów czteroprzewodowych.



### Możliwości powiększenia równowagi obwodu telefonicznego przy pomocy linii sztucznych i oporów.

Na pierwszy rzut oka mogłoby się zdawać, że włączenie linii sztucznej o pewnym tłumieniu i o oporze charakterystycznym odpowiednio dostosowanym przed rozwidleniem wzmacniaka dwuprzewodowego, wpływając dodatnio na stopień zrównoważenia, umożliwi osiągnięcie pożądanego efektu.

W celu rozpatrzenia tego przypadku oznaczmy opór linii telefonicznej przez  $Z$ , zaś opór równoważnika przez  $W$ . Dokładność zrównoważenia określa się przez t. zw. tłumienie niezrównoważenia, które znajdziemy, jak następuje (rys. 4).



RYŚ. 4. ROZWIDLENIE.

Niech  $E$  będzie siłą elektromotoryczną wzbudzoną we wtórnym uzwojeniu transformatora. Wówczas napięcie  $V$ , które powstanie na skutek złego zrównoważenia ( $Z \neq W$ ) w założeniu, że tłumienie  $b$  włączonej sztucznej linii sprowadzi na razie do zera, będzie:

$$V = \frac{E \cdot Z}{Z + W} - \frac{E}{2}$$

A stąd logarytm naturalny stosunku  $\left(\frac{E}{2} : V\right)$ , który będzie mógł charakteryzować jakość zrównoważenia, wypadnie równy:

$$\ln \left(\frac{E}{2} : V\right) = \ln \left| \frac{Z + W}{Z - W} \right| = S_1 \quad (1)$$

$S_1$  — nazywa się tłumieniem niezrównoważenia. Jest ono tym większe, im różnica pomiędzy oporami  $Z$  i  $W$  będzie mniejsza.

Ze względu na gwizdy tłumienie niezrównoważenia określa maksymalne wzmocnienie, jakie można osiągnąć, gdyż pozostaje ono w prostym stosunku do tłumienia czwórnika: 1,2—3,4, a jest widoczne, że wzmacniak nie może gwizdać, jeżeli suma tłumień 1,2—3,4 z jednej i z drugiej strony będzie większa od sumy wzmocnień jednej i drugiej gałęzi wzmacniaka.

Przyśmy teraz, że przed równoważnikiem i przed obwodem  $Z$  włączamy linię sztuczną o tłumieniu (zespolonym lub rzeczywistym)  $\theta$  i o oporze charakterystycznym  $Z_0$ . Jeżeli oznaczmy przez  $Z'$  i  $W'$  opory mierzone po włączeniu linii sztucznych od rozwidlenia w stronę obwodu  $Z$  i w stronę równoważnika  $W$ , to tłumienie niezrównoważenia będzie obecnie równe:

$$S_2 = \ln \left| \frac{Z' + W'}{Z' - W'} \right|$$

gdzie opory  $Z'$  i  $W'$  wynoszą:

$$Z' = \frac{Z_0 (Z_0 \operatorname{sh} \theta + Z \operatorname{ch} \theta)}{Z_0 \operatorname{ch} \theta + Z \operatorname{sh} \theta}$$

$$\text{ i } W' = \frac{Z_0 (Z_0 \operatorname{sh} \theta + W \operatorname{ch} \theta)}{Z_0 \operatorname{ch} \theta + W \operatorname{sh} \theta}$$

Po podstawieniu wartości powyższych do wyrażenia na  $S_2$  otrzymamy:

$$S_2 = \ln \left| \frac{Z + W}{Z - W} \left[ \operatorname{ch} 2\theta + \operatorname{sh} 2\theta \left( \frac{Z_0 + \frac{ZW}{Z_0}}{Z + W} \right) \right] \right| \quad (2)$$

Porównując równania (1) i (2), widzimy, że tłumienie niezrównoważenia  $S_2$  jest większe od  $S_1$  o wartość

$$\Delta S = \ln \left[ \operatorname{ch} 2\theta + \operatorname{sh} 2\theta \left( \frac{Z_0 + \frac{ZW}{Z_0}}{Z + W} \right) \right]$$

Jest to wynikiem zbliżenia do siebie oporów  $Z'$  i  $W'$  na skutek włączenia linii sztucznych.

Analizując wyrażenie  $\Delta S$ , konstatujemy, że równa się ono w przybliżeniu  $\ln |\operatorname{ch} 2\theta + \operatorname{sh} 2\theta| = 2\theta$ , gdyż opory  $Z_0$ ,  $Z$  i  $W$  mało się od siebie — z natury rzeczy — różnią.

Lecz na skutek włączenia linii sztucznej powiększa się tłumienie drogi prądów telefonicznych. Żeby to dodatkowe tłumienie skompensować, należałoby podnieść wzmocnienie jednej i drugiej gałęzi wzmacniaka o ok.  $\theta$  nep., a więc w sumie o ok.  $2\theta$  nep. Gdybyśmy chcieli powiększyć wzmocnienie jednej i drugiej gałęzi wzmacniaka więcej niż o  $\theta$ , to zmniejszylibyśmy bezpieczeństwo gwizdu.

W rezultacie, jest widoczne, że włączanie linii sztucznych w sposób wskazany na rys. 4 nie może doprowadzić w danym razie do wyników poświadczanych.

Natomiast można powiększyć równowagę obwodów telefonicznych z wzmacniakami, zmniejszając granice, w których mogą się zmieniać opory przyłączone do końców linii. Najgorsze warunki ze względu na zrównoważenie obwodu telefonicznego występują wówczas, kiedy obwód jest na swym końcu otwarty. Dla uniknięcia takich wypadków Zarząd Poczty angielskiej wprowadził powszechnie w swoich urządzeniach stacyjnych automatyczne zamykanie końców linii dwuprzewodowych, jak i czteroprzewodowych, w tych momentach, kiedy nie są one zajęte do rozmowy, przez opory 600 omów. Bezpieczeństwo gwizdu staje się przy takich urządzeniach najmniejsze, kiedy obwody międzymiastowe są przyłączone do krótkich linii abonenckich, ale to bezpieczeństwo jest jednak większe o ok. 0,5 nep., niż kiedy obwód jest na swych końcach otwarty. Środki powyższe, stosowane przez Zarząd angielski, pozwalają zmniejszyć tłumienie wypadkowe linii międzymiastowych dwuprzewodowych utrzymanych w należyтым stanie do 0,4—0,8 nep.

Tego rodzaju urządzenia rozpowszechniają się coraz bardziej i w innych państwach i sądzę, że powinny znaleźć jaknajszersze zastosowanie



również i u nas. Jako przykład ich stosowania poza Anglią możnaby przytoczyć nową centralę międzymiastową w Gdańsku, uruchomioną w początkach 1936 roku, gdzie linii międzymiastowych ze wzmacniakami nie pozostawia się w żadnej fazie połączenia bez stosownego zakończenia.

Dzięki wskazanemu wyżej ograniczeniu wahań oporów, przyłączanych do końców linii, a dalej przez zastosowanie dobrych transformatorów rozwidleniowych i staranne dobranie równoważników, osiągnięto w Anglii w niektórych obwodach—o prawidłowym przebiegu krzywej oporu linii w funkcji częstotliwości—możliwość sprowadzenia tłumienia wypadkowego linii dwuprzewodowej do zera. Takie obwody zrealizowano w kablu Londyn—Liverpool o długości 200 mil. Po połączeniu dwóch takich obwodów w Liverpoolu otrzymano obwód o długości 400 mil, który wykazywał marżę gwizdu od 0,2 do 0,3 nep. w najgorszych warunkach zakończenia linii.

Oczywiście, taki stan linii nie jest możliwy do utrzymania w przeciętnych warunkach.

### Wzmacniaki z blokadą stosowane zagranicą.

Zagadnienie wzmacniaka dwuprzewodowego z blokadą, włączanego do międzymiastowych linii telefonicznych, jest nowe. Wzmacniaki takie zaledwie zaczynają być stosowane zagranicą.

Ze względu na swój charakter przedstawiają one podobieństwo do tłumików echa, włączanych do obwodów czteroprzewodowych, a jeszcze bardziej są podobne do urządzeń blokujących, stosowanych przy wprowadzaniu obwodów radiotelefonicznych do linii przewodowych, lub wreszcie do instalacji blokujących przy aparatach abonenckich z głośnikami. Z tych urządzeń też są czerpane różne elementy przy rozwiązywaniu zagadnienia wzmacniaka dwuprzewodowego z blokadą.

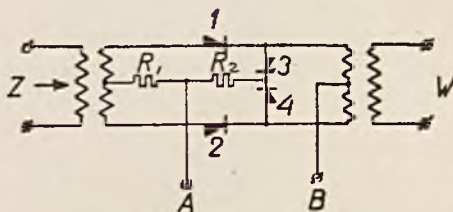
#### A. Wzmacniak angielski z blokadą.

Najnowsze i najbardziej typowe rozwiązania tłumików echa lub urządzeń blokujących w obwodach radiofonicznych lub w aparatach z głośnikami przewidują włączanie do jednej i drugiej gałęzi, wzdłuż których jest przewodzona energia prądów telefonicznych, specjalnych układów, które wprowadzają we właściwych momentach tłumienie. Tłumienie to wprowadza się do tej gałęzi obwodu, w której w danym momencie prąd telefoniczny nie powinien płynąć. Tym sposobem zamyka się—całkowicie lub częściowo—drogę dla prądów powrotnych, które mogłyby wywołać niepożądane zjawiska echa lub gwizdu. Natomiast usuwa się tłumienie z gałęzi drugiej, która ma przewodzić w danej chwili prądy rozmowy.

Podobne układy zaporowe są włączane również do obu gałęzi wzmacniaka z blokadą.

Jako układy zaporowe poczynają być stosowane coraz powszechniej układy prostownikowe. Schemat połączeń takiego układu przedstawia się, jak na rys. 5. W zasadzie, układ zawiera cztery stopy z płytek prostownikowych, połączone jak wskazuje rysunek. Transformatory służą do odizolowania układu od pozostałych części obwodu.

Opory  $R_1$  i  $R_2$  spełniają pewną rolę pomocniczą. Do sterowania układu zaporowego używa się prądu stałego, który wchodzi do układu przez zaciski A i B. Jeżeli prąd ten płynie w kierunku od zacisku A do zacisku B, to droga jego będzie prowadziła przez prostowniki 1 i 2. Jak wiadomo, opór prostownika stykowego zależy od natężenia



RYŚ. 5. PROSTOWNIKOWY UKŁAD ZAPOROWY.

prądu, który przezeń płynie, i przytem opór ten staje się tym mniejszy, im większe jest to natężenie. Jeżeli zatem prąd stały, płynący z A do B, będzie dostatecznie duży, to opór prostowników 1 i 2 dla prądów telefonicznych, wchodzących przez transformatory, będzie mały. Natomiast opór prostowników 3 i 4 będzie dla tych prądów duży. W rezultacie, tłumienie układu zaporowego dla prądów telefonicznych, przenoszonych z zachodu (Z) na wschód (W) (lub w kierunku przeciwnym), będzie nieznaczne. Jeżeli natomiast prąd stały będzie płynął przez układ zaporowy w kierunku od zacisku B do zacisku A, to droga jego będzie prowadziła przez prostowniki 3 i 4, których opór skończy się stosunkowo niewielki. Przeciwnie, opór prostowników 1 i 2 będzie teraz duży. Układ zaporowy będzie więc obecnie przeciwstawiał duże tłumienie dla prądów zmiennych, płynących wzdłuż drogi Z—W.

Oczywiście, rozpatrywany układ zaporowy nie będzie jednakowo zachowywał się względem prądów telefonicznych o różnym natężeniu, właśnie z powodu tego, że opór prostowników stykowych zależy od natężenia prądu, jaki przez nie płynie. Dlatego też trzeba, jeżeli chcemy aby układy zaporowe wprowadzały dla prądów telefonicznych określone i przewidziane tłumienie, aby natężenie tych prądów było odpowiednio mniejsze od natężenia polaryzującego prądu stałego.

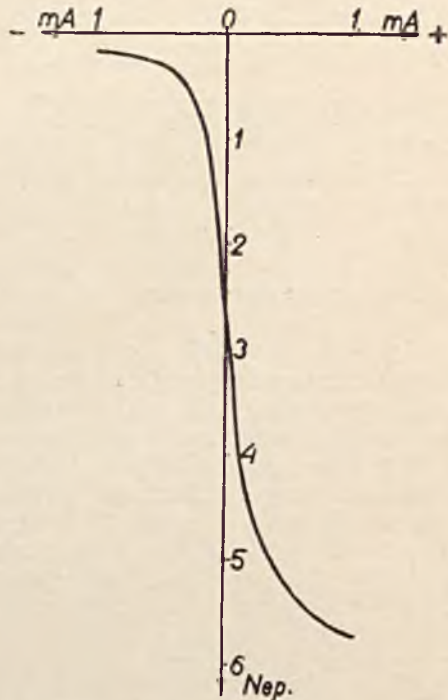
Opory  $R_1$  i  $R_2$  mają za zadanie polepszenie charakterystyki układu zaporowego. Dzięki nim wytwarza się napięcie stałe zaporowe na tych stosach prostownikowych, które w danej chwili nie powinny przepuszczać prądów telefonicznych.

Na rys. 6-ym jest przedstawiona krzywa tłumienia prostownikowego układu zaporowego w zależności od natężenia prądu polaryzującego. Krzywa ta została zdjęta w laboratorjach Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego i charakteryzuje układ zaporowy zastosowany we wzmacniaku z blokadą systemu PIT, który będzie opisany dalej.

Jak widzimy z rysunku, tłumienie układu zaporowego, kiedy prąd polaryzujący ma kierunek ujemny, jest—przy normalnej mocy prądów telefonicznych—małe, jeżeli tylko prąd polaryzu-



jący ma wartość rzędu 1 mA lub większą. Kiedy ten maleje, tłumienie układu wzrasta i dochodzi do ok. 3 nep. przy prądzie równym zero. Przy prądzie sterującym dodatnim tłumienie układu szybko wzrasta w dalszym ciągu do ok. 6 nep.



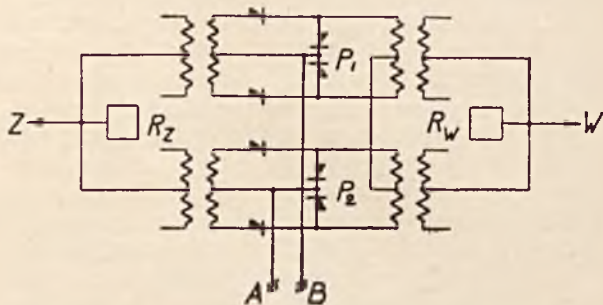
RYŚ. 6. CHARAKTERYSTYKA PROSTOWNIKOWEGO UKŁADU ZAPOROWEGO.

Układ zaporowy typu prostownikowego może więc dać małe tłumienie, kiedy ma przepuszczać energię prądów telefonicznych, nie powodując jednocześnie dzięki temu żadnych odczuwalnych zniekształceń; natomiast kiedy ma wywierać działanie zaporowe, jest zdolny praktycznie prawie całkowicie zamknąć drogę dla prądów telefonicznych.

Opisane wyżej układy zaporowe są stosowane na szerszą skalę przez Zarząd Poczty angielskiej w tłumikach echa, włączanych do obwodów czteroprzewodowych; znajdują one również zastosowanie w angielskich urządzeniach blokujących przy aparatach z głośnikami. Z tych urządzeń właśnie zapożyczam dalsze elementy, dotyczące opisywanego wzmacniacza z blokadą.

W odróżnieniu do tłumików echa układy zaporowe we wzmacniaczach z blokadą muszą wprowadzać tłumienie do obwodu telefonicznego nie tylko podczas rozmów, ale i w przerwach między nimi. Zadaniem tłumików echa jest zagradzanie drogi dla prądów echa, które płyną tylko w czasie rozmowy. Natomiast wzmacniaczki z blokadą muszą ponadto zwiększać równowagę linii, wprowadzając stale w obwód możliwych prądów gwizdu dodatkowe tłumienie. Jeżeli zatem celem przepuszczenia energii prądów telefonicznych w kierunku np. z zachodu na wschód ma być zmniejszone tłumienie układów zaporowych, znajdujących się na drodze tych prądów, to przedtem zanim to zmniejszenie nastąpi (lub jednocześnie)

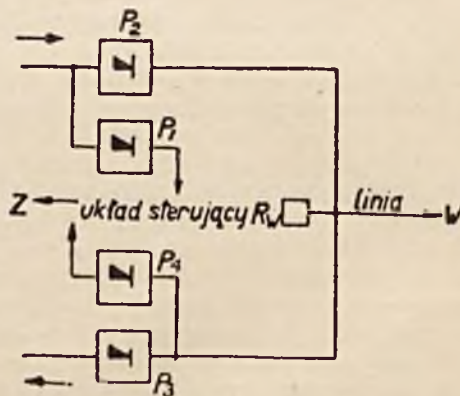
musi być w odpowiednim stopniu zwiększone tłumienie na drodze prądów w kierunku przeciwnym, żeby tłumienie wypadkowe drogi prądów gwizdu nigdy nie było mniejsze od wzmocnienia wzdłuż tej drogi.



RYŚ. 7. POŁĄCZENIE UKŁADÓW ZAPOROWYCH W WZMACNIACIUKU.

W przypadku zastosowania prostownikowych układów zaporowych osiąga się to, włączając te układy do obu gałęzi wzmacniacza i łącząc je z sobą, jak pokazuje np. rys. 7-y. Tak są połączone te układy we wzmacniaczku z blokadą systemu PIT.

Na tym rysunku  $P_1$  i  $P_2$  przedstawiają układy zaporowe włączone w obie gałęzie wzmacniacza dwuprzewodowego. Układy te połączone są z sobą w ten sposób, iż ten sam prąd stały, wchodzący przez zaciski A i B, służy do polaryzacji obu układów. Przytem, jak to widać z rysunku, kiedy tłumienie jednego układu przy danym kierunku prądu jest duże, to tłumienie drugiego jest małe. Kiedy wartość prądu przechodzi przez zero — w razie zmiany kierunku prądu — to tłumienie obu układów wynosi w tym momencie po ok. 3 nepery. Tym sposobem suma tłumień wniesionych przez oba układy do obwodu wzmacniacza wynosi w każdej chwili kilka neperów, zabezpieczając w zupełności wzmacniaczki od gwizdów.



RYŚ. 8. ROZMIESZCZENIE UKŁADÓW ZAPOROWYCH W ANGIELSKIM WZMACNIACIUKU Z BLOKADĄ.

W angielskim wzmacniaczku z blokadą prostownikowe układy zaporowe są włączone, jak pokazuje rys. 8. Na rysunku tym pokazane jest jedynie rozwidlenie wzmacniacza od strony wschodniej.  $P_2$ ,  $P_1$ ,  $P_4$  i  $P_3$  oznaczają układy zaporowe. Układy te są polaryzowane prądem stałym, dostarczanym z układu sterującego. W stanie spo-



czynku, to jest kiedy nie prowadzi się rozmowy,  $P_2$  i  $P_3$  są zamknięte, a  $P_1$  i  $P_4$  otwarte.

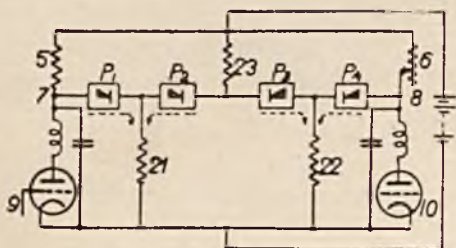
Przypuśćmy, że energia prądów telefonicznych płynie z zachodu na wschód. Ponieważ układ  $P_1$  jest otwarty, przejdzie ona przez ten układ do urządzenia sterującego, które przestereuje układy zaporowe w ten sposób, iż  $P_4$  się zamknie, a  $P_2$  otworzy. Prądy telefoniczne przejdą zatem bez przeszkód na linię.

Jeżeli równoważnik  $R_w$  nie będzie dokładnie dopasowany, to część energii będzie odprowadzona do drugiej gałęzi wzmacniaka. Ponieważ jednak stan układu  $P_3$  nie uległ zmianie, zostanie ona zatrzymana przez ten układ. Z drugiej strony prądy odgałęzione nie będą mogły przestereować układów  $P$ , gdyż, jak widzieliśmy,  $P_4$  zostało zamknięte. Rozmowa nie zostanie więc zakłócona.

Po przerwaniu prądów rozmowy układy wracają do stanu poprzedniego.

Jeżeli energia prądów telefonicznych popłynie skolei w kierunku ze wschodu na zachód, to przejdzie przez układ  $P_4$  do urządzenia sterującego, które — analogicznie do poprzedniego przypadku — przestereuje układy zaporowe, ale tym razem w ten sposób, że zamknie się  $P_1$  a otworzy  $P_3$ .

Sposób sterowania układów zaporowych w angielskim wzmacniaku z blokadą można wyjaśnić za pomocą rys. 9. Opory anodowe lamp 10 i 9,



RYŚ. 9. STEROWANIE UKŁADÓW ZAPOROWYCH W ANGIELSKIM WZMACNIAKU Z BLOKADĄ.

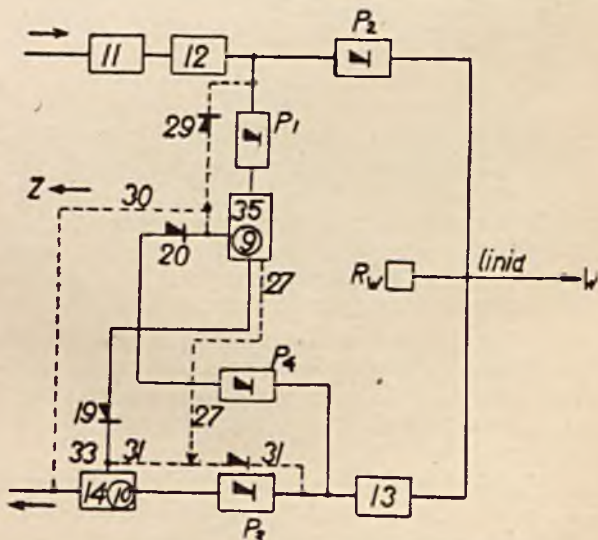
oraz opory 5 i 6 stanowią cztery gałęzie mostka. Mostek jest zasilany z baterii anodowej. W stanie spoczynku mostek jest zrównoważony i potencjały punktów 7 i 8 są jednakowe. W tym stanie mostka przez układy zaporowe  $P_1$ — $P_4$  płyną prądy w kierunkach pokazanych na rysunku strzałkami. Natężenie tych prądów jest wyregulowane przy pomocy oporów 21 i 22. Stosownie do wskazanych kierunków prądu układy  $P_1$  i  $P_4$  posiadają w danym momencie małe tłumienie, zaś układy  $P_3$  i  $P_2$  — tłumienie duże. Prądy telefoniczne odgałęzione z jednego lub z drugiego ramienia wzmacniaka w kierunku do  $P_1$  lub  $P_4$  (rys. 8) są wyprostowane i skierowane następnie do obwodu siatki lamp 10 lub 9, podnosząc potencjał jednej lub drugiej lampy. Równowaga mostka zostanie zakłócona, skutkiem czego popłynie prąd wyrównawczy od punktu 7 do punktu 8, jeżeli energia prądów telefonicznych płynie z zachodu na wschód, lub od punktu 8 do punktu 7, jeżeli energia tych prądów płynie w kierunku przeciwnym. Zauważmy, że w pierwszym przypadku zostanie zmieniony kierunek prądów polaryzu-

jących w układach  $P_2$  i  $P_4$ , w drugim przypadku — w układach  $P_1$  i  $P_3$ .

Prądy polaryzujące, płynące w stanie spoczynku w gałęzi 7—8, muszą posiadać nieznaczne natężenie, żeby czułość urządzenia nie była zbyt niska. Z drugiej strony stałość urządzenia wymaga, aby natężenie to nie było małe.

Wytworzony potencjał siatki lamp 9 lub 10 nie powinien ustępować natychmiast po przerwaniu prądów rozmowy, gdyż w takim razie przestereowanie układów zaporowych odbywałoby się zbyt często, wpływając niekorzystnie na jakość rozmowy. Zanim bowiem nastąpi pod wpływem prądów telefonicznych przestereowanie odpowiednich układów zaporowych, zawsze pewna część tych prądów (mniejsza lub większa — zależnie od czułości urządzenia sterującego) nie zostanie przepuszczona przez wzmacniak z blokadą, powodując przez to obcięcie początku brzmienia nadawanej zgłoski. W mowie normalnej przerwy występują bardzo często, gdyż nie tylko pomiędzy słowami, ale i pomiędzy zgłoskami poszczególnych słów. Dlatego też w opisywanym wzmacniaku z blokadą ustalono, iż czas, w ciągu którego ma utrzymywać się nadany potencjał dodatni siatki, powinien wynosić ok. 0,5 sekundy. Uzyskuje się to w znany sposób, ładując kondensator, który następnie rozładowuje się po przez opór odpowiednio dobrany.

Przy tak dużej stałej czasu przerwania rozmowy abonentowi przez jego rozmowę byłoby utrudnione lub nieraz wręcz niemożliwe, jeżeli nie miałyby być przedsięwzięte specjalne środki. Wprawdzie istnieje w telefonii tendencja odzwyczajania abonentów od przerywania swemu rozmówcy, to jednak wydaje się wiele pożądane, jeśli nie wręcz konieczne, aby instalacje telefoniczne umożliwiały abonentom wzajemne sobie przerywanie.



RYŚ. 10. SCHEMATYCZNY UKŁAD ANGIELSKIEGO WZMACNIAKA Z BLOKADĄ

W każdym razie w angielskim wzmacniaku z blokadą jest uwzględniona możliwość przerywania swemu rozmówcy. Jest to uskutecznione w sposób wskazany na rys. 10-ym.

(Dokończenie nastąpi).



# CEWKI TOROIDALNE Z RDZENIEM O MAŁYCH STRATACH I ICH OBLICZANIE.

R. BRYKCYŃSKI, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

## Streszczenie.

Artykuł niniejszy podaje zasadnicze zależności potrzebne dla obliczania cewek toroidalnych nawiniętych na rdzeniu z materiału magnetycznego o małych stratach i przeznaczonych do pracy przy słabych prądach zmiennych o częstotliwościach akustycznych.

Na wstępie podane są zasadnicze wiadomości o stratach w cewkach z rdzeniem, pojęcie współczynnika stratności i kąta stratności, współczynniki Jordana i sposób obliczania strat w rdzeniu przy pomocy tych współczynników.

Następnie podany jest sposób obliczania uzwojenia i strat w uzwojeniu.

W dalszym ciągu rozważany jest dobór najodpowiedniejszego stosunku poszczególnych wymiarów rdzenia, oraz zależność pomiędzy wymiarami cewki, a współczynnikiem stratności, ujęta wzorem dającym współczynnik stratności w funkcji objętości rdzenia.

W końcu podany jest, oparty na powyższych rozważaniach, sposób obliczania cewek w praktyce.

## Spis rzeczy.

1. Wstęp.
2. Straty w cewce.
  - Spółczynnik stratności.
  - Kąt stratności.
3. Straty w rdzeniu.
  - Spółczynniki Jordana.
4. Uzwojenie i straty w uzwojeniu.
  - Najkorzystniejszy wymiar rdzenia.
  - Tablice rdzeni typowych.
5. Zależność współczynnika stratności w cewce od wymiarów rdzenia.
  - Straty w uzwojeniu.
  - Straty w rdzeniu.
    - Prądy wirowe,
    - Histeresa
    - Opóźnienie magnetyczne.
  - Zestawienie.
6. Straty w cewce przy wyższych częstotliwościach akustycznych.
7. Przenikalność magnetyczna.
8. Obliczanie cewki.
9. Bibliografia.

## 1. Wstęp.

Podane poniżej zasady obliczania cewek toroidalnych dotyczą cewek przeznaczonych do pracy w obwodach prądów zmiennych o częstotliwościach akustycznych rzędu paru tysięcy okr./sek, których rdzenie wykonane są z materiału magnetycznego o małych stratach i pracują w słabym polu magnetycznym zmiennym.

Przykładem takich cewek są cewki służące do pupinacji obwodów teletechnicznych, cewki stosowane jako dławiki w filtrach elektrycznych przeznaczonych do pracy przy częstotliwościach akustycznych i t. p.

Artykuł niniejszy stanowi dalszy ciąg artykułu p. t. „Badania strat w rdzeniach cewek Pupina i ich analiza” (Przeгляд Telet. 9, 10, 1934), oraz (Wiad. i Prace P. I. T. 4—5, 1935). W artykule poprzednim podana była szczegółowa analiza strat w rdzeniach cewek pupinowskich, natomiast artykuł niniejszy omawia zastosowania praktyczne poprzednio wyprowadzonych zależności. Dla wygody czytelnika zależności te podane są w skróceniu na początku artykułu.

## 2. Straty w cewce.

Spółczynnik stratności.

Idealna cewka indukcyjna o indukcyjności  $L$  henrów posiadałaby tylko opór indukcyjny, urojony o wartości  $\omega \cdot L$  omów.

Ponieważ jednak uzwojenie cewki posiada pewien opór  $R_0$ , więc opór cewki jest zespolony i składa się z oporu urojonego  $\omega \cdot L$  i oporu rzeczywistego  $R_0$ . Jeżeli cewka zawiera rdzeń, to powstają w nim straty wskutek prądów wirowych, histerezy i opóźnienia magnetycznego. Straty te powodują dodatkowy opór rzeczywisty  $R_z$ , który dodaje się do oporu uzwojenia  $R_0$ .

W rezultacie więc opór zespolony cewki składa się z oporu urojonego  $\omega \cdot L$  oraz z oporu rzeczywistego:  $R_x = R_0 + R_z$  (rys. 1).

Opór rzeczywisty cewki powoduje straty, które wynoszą:  $P = R_x \cdot I^2$  watów; gdzie  $I$ —wartość skuteczna prądu płynącego przez cewkę.

Cewka indukcyjna wprowadza więc tym mniejsze straty do obwodu, a więc jest tym „lepsza”, im mniejszy jest jej opór rzeczywisty. Wobec tego, dla określenia jakości cewki można stosować iloraz oporu rzeczywistego cewki  $R_x$  przez jej indukcyjność  $L$ , czyli współczynnik:

$\rho = \frac{R_x}{L}$ , który będziemy nazywali „współczynnikiem stratności cewki”.

Kąt stratności.

Kąt pomiędzy wektorem napięcia, a wektorem prądu, który w cewce idealnej wynosiłby  $\varphi = 90^\circ$ —w rzeczywistości, wskutek strat w cewce, zmniejsza się o kąt  $\delta = 90^\circ - \varphi$  (rys. 1). Kąt  $\delta$  jest zatem tem większy, im straty w cewce są większe. Dlatego też kąt ten nazywa się „kątem stratności”, a wartość jego może również służyć za wskaźnik dobroci cewki.

Ponieważ w praktyce kąt ten jest zwykle bardzo mały (rzędu kilku do kilkunastu minut), więc możemy uważać, że wyrażony w miarze radjanowej, równa się on swemu tangensowi, czyli:

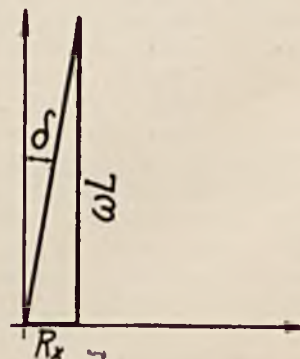
$$\delta = \text{tg } \delta = \frac{R_x}{\omega \cdot L} \quad (\text{Rys. 1})$$

Pomiędzy miarą stratności, a kątem stratności zachodzi więc bardzo prosta zależność:

$$\rho = \delta \cdot \omega;$$

## 3. Straty w rdzeniu.

Zarówno miara stratności, jak i kąt stratności oraz opory strat, mogą być podzielone stosownie do poszczególnych przy-



RYS. 1. SKŁADOWE OPORU POZORNEGO CEWKI.



Dla pól bardzo małych, gdzie straty są wzajemnie niezależne, możemy napisać:

$$\delta = \delta_0 + \delta_z;$$

$$\delta_z = \delta_w + \delta_h + \delta_\mu;$$

gdzie:  $\delta$  — całkowity kąt stratności.

$\delta_0$  — kąt stratności odpowiadający stratom w uzwojeniu.

$\delta_z$  — kąt stratności odpowiadający stratom w rdzeniu,

$\delta_w$  — kąt stratności na prądy wirowe,

$\delta_h$  — kąt stratności na histerezę,

$\delta_\mu$  — kąt stratności na opóźnienie magnetyczne.

Podobny podział i oznaczenia będziemy stosowali również do współczynników stratności oraz do poszczególnych oporów strat.

Na rysunkach 2, 3, 4 i 5 podany jest przebieg współczynnika stratności, oraz kąta stratności w żelazie w funkcji częstotliwości i w funkcji amperozwojów na centymetr, czyli natężenia pola magnetycznego. Krzywe te dotyczą cewki nawiniętej na rdzeniu z pewnego materiału magnetycznego.

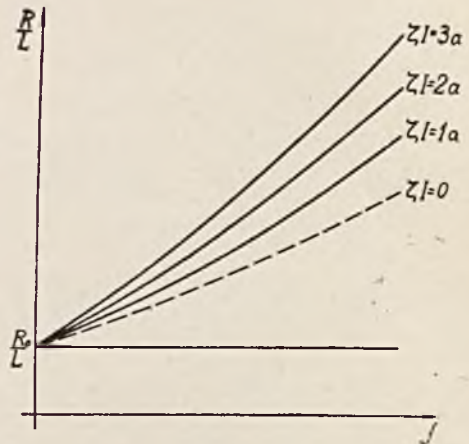
Widzimy, że kąt stratności w żelazie jest funkcją liniową zarówno częstotliwości jak i pola. Wobec tego, jeżeli mamy dane dwa kąty stratności dla pewnej częstotliwości, ale dla dwóch różnych wartości pola, to możemy z łatwością znaleźć wartość kąta stratności dla dowolnego pola przy tej samej częstotliwości. Jeżeli zaś mamy dwa kąty stratności dla tego samego pola, a dla dwóch różnych częstotliwości, to możemy znaleźć wartość kąta stratności dla dowolnej częstotliwości przy tem samym polu<sup>1)</sup>.

Jest to bardzo wygodne w praktyce, gdyż mając dane trzy kąty stratności:  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ , (rys. 5), możemy obliczyć kąt stratności dla dowolnego pola i częstotliwości, a więc np. dla warunków pracy projektowanej cewki.

Mając zaś kąty stratności, możemy na zasadzie wzoru:  $\frac{R_z}{L} = \delta_z \cdot \omega$ ; obliczyć współczynnik stratności w rdzeniu, albo na zasadzie wzoru:  $R_z = \delta_z \cdot \omega \cdot L$ , — opór odpowiadający stratom w rdzeniu.

Jeżeli nie posiadamy danych dotyczących materiału rdzenia, to musimy znaleźć potrzebne nam trzy kąty stratności. W tym celu nawijamy na rdzeń z danego materiału magnetycznego dowolną, znaną, ilość zwojów, poczem mierzymy cewkę otrzymaną w ten sposób, mostkiem prądu zmiennego przy dwóch różnych częstotliwościach i przy dwóch różnych prądach. Otrzymujemy w ten sposób wartości  $R_x$  i  $L$ , które pozwalają nam obliczyć żądane kąty stratności, ponieważ  $R_0$  i  $\omega$  — są znane.

W przeciwieństwie do kąta stratności, współczynnik stratności w żelazie nie jest funkcją liniową częstotliwości, wskutek czego znajomość paru

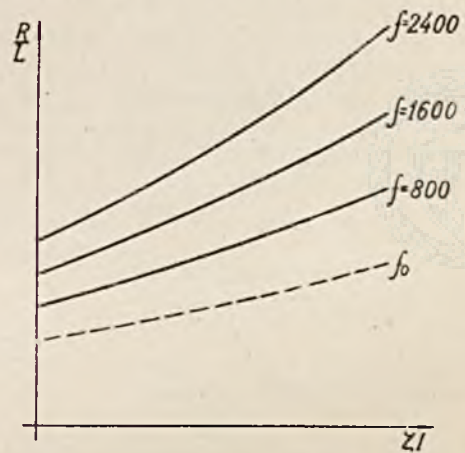


RYŚ. 2. OPÓR RZECZYWISTY CEWKI W OMACH NA HENR W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI, DLA RÓŻNYCH WARTOŚCI AMPEROZWOJÓW NA CENTYMETR.

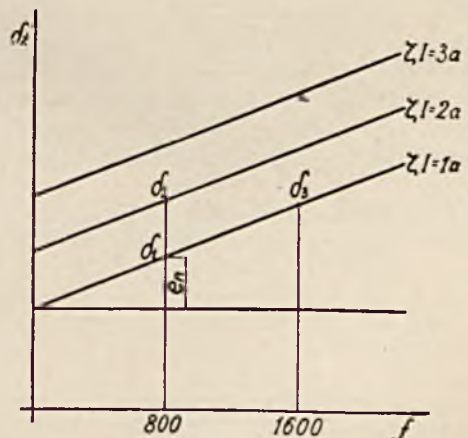
$$\zeta = \frac{N}{l_m}$$

GDZIE:  $N$  — CAŁKOWITA ILOŚĆ ZWOJÓW.

$l_m$  — ŚREDNIA DŁUGOŚĆ DRÓGI STRUMIENIA MAGNETYCZNEGO W CM



RYŚ. 3. OPÓR RZECZYWISTY CEWKI W OMACH NA HENR W FUNKCJI AMPEROZWOJÓW NA CENTYMETR DLA RÓŻNYCH CZĘSTOTLIWOŚCI.



RYŚ. 4. KĄT STRATNOŚCI CEWKI W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI DLA RÓŻNYCH WARTOŚCI AMPEROZWOJÓW NA CENTYMETR.

<sup>1)</sup> Powyższe zależności mają przebieg liniowy tylko do pewnych granic, zależnych od materiału rdzenia, grubości blachy i innych czynników. Granice te odpowiadają granicom stosowności współczynników Jordana, o których będzie mowa poniżej.



punktów krzywej  $\frac{R_z}{L}$  nie wystarcza do znalezienia dowolnego punktu tej krzywej.

**Spółczynniki Jordana.**

Zależność linjowa kąta stratności w funkcji częstotliwości i w funkcji pola wyprowadzona była matematycznie przez H. Jordana (3)<sup>2)</sup>.

W celu porównywania pomiędzy sobą różnych materiałów magnetycznych H. Jordan zaproponował wprowadzenie pewnych współczynników stałych, zależnych jedynie od materiału rdzenia, a nie zależnych od wymiarów rdzenia, ani od sposobu wykonania cewki.

Spółczynniki te, zwane współczynnikami Jordana, są to części kąta stratności w żelazie odpowiadające poszczególnym przyczynom strat, (a) więc prądom wirowym, histerezie i opóźnieniu magnetycznemu), dla określonych warunków, a mianowicie dla jednego amperozwoju na centymetr i dla  $\omega = 5000$ .

Jak wiadomo (1) (2), opór odpowiadający stratom w rdzeniu można przedstawić w następującej postaci:

$$R_z = K_w \cdot \omega^2 + K_h \cdot \omega \cdot \zeta I + K_n \cdot \omega$$

gdzie:

$K_w$  — pewien współczynnik zależny od strat na prądy wirowe.

$K_h$  — pewien współczynnik zależny od strat na histerezę.

$K_n$  — pewien współczynnik zależny od strat na opóźnienie magnetyczne.

$\zeta = \frac{N}{l}$  — ilość zwojów cewki na centymetr długości obwodu magnetycznego.

$I$  — wartość skuteczna prądu.

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

Dzieląc obydwie strony powyższego równania przez  $\omega \cdot L$  możemy napisać:

$$\frac{R_z}{\omega L} = K'_w \cdot \omega + K'_h \cdot \zeta I + K'_n; \quad (1)$$

Równanie to przedstawia zależność kąta stratności w żelazie od częstotliwości i cd pola magnetycznego (amperozwojów). Odpowiada ono równaniu:

$$\delta_z = \delta_w + \delta_h + \delta_n;$$

Oznaczmy kąty stratności w pewnym szczególnym wypadku, a mianowicie dla  $\omega_1 = 5000$ , oraz dla  $\zeta I_1 = 1$  amp. zw./cm przez  $e_w, e_h$  i  $e_n$ )

(Te właśnie trzy wielkości będziemy nazywali współczynnikami Jordana).

Wtedy możemy napisać:

a) Dla  $\zeta I_1 = 1$  amp. zw./cm. oraz dla  $\omega_1 = 5000$

$$\delta_z = e_w + e_h + e_n;$$

b) Dla dowolnego pola ( $\zeta I$ ) i dla dowolnej częstotliwości ( $\omega$ ).

<sup>2)</sup> Warunki w jakich zależność ta może być stosowana, oraz szczegółowa analiza strat w żelazie podane są w artykule: „Badania i analiza strat w rdzeniach cewek Pupina”, Przegląd Teletechniczny 7, 1934. Z niektórych wzorów wyprowadzonych w tym artykule będziemy korzystał obecnie. Numery tych wzorów podane będą w nawiasach kwadratowych.

$$\delta_z = e_w \cdot \frac{\omega}{5000} + e_h \cdot \frac{\zeta I}{1} + e_n = \delta_w + \delta_h + \delta_n; \quad (2)$$

Mnożąc to równanie przez  $\omega$  otrzymamy współczynnik stratności:

$$\frac{R_z}{L} = e_w \cdot \frac{\omega^2}{5000} + e_h \cdot \zeta I \cdot \omega + e_n \cdot \omega; \quad (3)$$

Mnożąc to równanie przez  $L$  otrzymamy opór odpowiadający stratom w rdzeniu, podzielony na poszczególne składniki:

$$R_z = e_w \cdot \frac{\omega^2}{5000} L + e_h \cdot \zeta I \cdot \omega \cdot L + e_n \cdot \omega \cdot L; \quad (4)$$

Z powyższych wzorów wynika, że:

$$R_w = \delta_w \cdot \omega \cdot L = e_w \cdot \frac{\omega^2}{5000} \cdot L; \quad (5)$$

$$R_h = \delta_h \cdot \omega \cdot L = e_h \cdot \zeta I \cdot \omega \cdot L; \quad (6)$$

$$R_n = \delta_n \cdot \omega \cdot L = e_n \cdot \omega \cdot L; \quad (7)$$

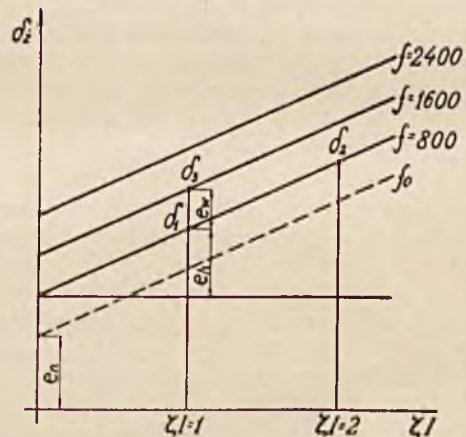
Przytem:

$$\delta_z = \delta_w + \delta_h + \delta_n; \quad (8)$$

$$R_z = R_w + R_h + R_n; \quad (9)$$

Widzimy więc, że mając współczynniki Jordana dla danego materiału magnetycznego, możemy obliczyć kąty stratności dla dowolnej częstotliwości i dla dowolnego pola, ale tylko w granicach stosowności tych współczynników.

Spółczynniki Jordana charakteryzują pod względem strat własności materiału użytego na rdzeń; ale tylko dla bardzo małych pól, oraz dla materiałów o małych stratach można je uważać za stałe, czyli za niezależne od wymiarów rdzenia i od uzwojenia cewki.



RYŚ. 5. KĄT STRATNOŚCI CEWKI W FUNKCJI AMPEROZWOJÓW NA CENTYMETR DLA RÓŻNYCH CZĘSTOTLIWOŚCI.

Mając dany pewien materiał magnetyczny o małych stratach, możemy określić współczynniki Jordana przy pomocy pomiarów. Mierzmy w tym celu opór rzeczywisty cewki przy dwóch różnych częstotliwościach (najczęściej  $\omega = 5000$  i  $\omega = 10000$ ), oraz przy dwóch różnych prądach. Następnie, na podstawie wyników pomiarów obliczamy wartości kątów stratności w żelazie i wykreślamy przebieg zmian kąta stratności w funkcji amperozwojów na centymetr (rys. 5).



Ponieważ kąt stratności rośnie proporcjonalnie do częstotliwości na skutek prądów wirowych, a proporcjonalnie do amperozwojów—na skutek histerezy, więc na wykresie  $\delta_z = f(\zeta I)$  (rys. 5) różnica  $\delta_z$  dla  $\omega = 10\ 000$ , oraz  $\delta_z$  dla  $\omega = 5\ 000$  daje część kąta stratności odpowiadającą prądom wirowym. W podobny sposób różnica  $\delta_z$  dla  $\zeta I = 1$  amp. zw/cm, oraz dla  $\zeta I = 0$ , —daje kąt odpowiadający stratom na histerezę<sup>3)</sup>. Pozostały kąt stratności niezależny ani od prądów wirowych ani od histerezy, uważamy za kąt odpowiadający stratom na opóźnienie magnetyczne.

Suma oporów strat obliczona przy pomocy wzoru (4) daje nam opór rzeczywisty cewki odpowiadający stratom w rdzeniu dla danych: prądu, częstotliwości, ilości zwojów, oraz długości średniej drogi strumienia magnetycznego.

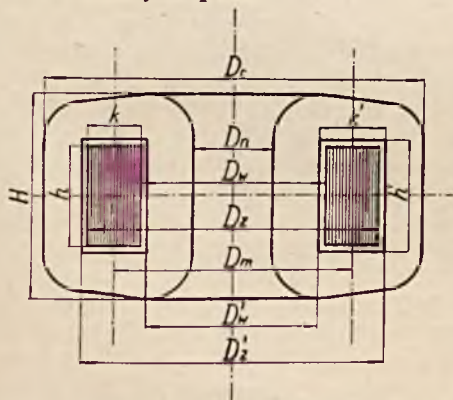
Dla utrzymania całkowitego oporu rzeczywistego cewki należy jeszcze obliczyć opór omy uzwojenia. Obliczenie to podane jest poniżej.

#### 4. Uzwojenie cewek toroidalnych i straty w uzwojeniu.

Uzwojenie cewek toroidalnych różni się znacznie od uzwojenia cewek cylindrycznych ponieważ w cewce toroidalnej zwoje układają się inaczej na obwodzie zewnętrznym, a inaczej na obwodzie wewnętrznym rdzenia. Przytem ilość warstw zwojów na obwodzie zewnętrznym jest znacznie mniejsza od ilości warstw na obwodzie wewnętrznym. Różnica ta jest tem większa im większa jest różnica pomiędzy średnicami zewnętrzną i wewnętrzną rdzenia.

Wprowadza to pewne utrudnienie do obliczeń i powoduje, że wzór na długość średniego zwoju jest znacznie dłuższy od odpowiedniego wzoru dla cewek cylindrycznych. Wzór ten został wyprowadzony przez W. Deutschmanna (4).

Wprowadzając oznaczenia podane na rysunku 6-tym możemy napisać.



RYC. 6. PRZEKRÓJ CEWKI TOROIDALNEJ.

Długość średniego zwoju:

$$l_{sr} = 2h + 2k + \frac{\pi}{16} \cdot \frac{D_w - D_n}{D_w \cdot D_z} [D_w(3 \cdot D_z + 2 \cdot D_w) + D_n(D_z + 2 \cdot D_w)]; \dots (10)$$

<sup>3)</sup> Ponieważ w praktyce pole odpowiadające 1 amp. zw./cm. wykraczałoby poza zakres proporcjonalności, więc zwykle mierzymy cewkę prądem wielokrotnie mniejszym, a następnie odnosimy wynik do prądu odpowiadającego 1 amp. zw./cm.

Przytem:  $D_n$  —średnica otworu wewnętrznego w uzwojeniu

$D_w$  —średnica wewnętrzna rdzenia.

$D_z$  —średnica zewnętrzna rdzenia.

$h$  —wysokość rdzenia.

$k$  —szerokość rdzenia.

Wszystkie wymiary w milimetrach.

Opór uzwojenia dla prądu stałego wyosi:

$$R_0 = \frac{0,023 \cdot N \cdot l_{sr}}{d^2} \cdot 10^{-3}; \dots (11)$$

Przytem:  $N$  —całkowita ilość zwojów cewki.

$d$  —średnica drutu w mm.

$0,023 \cdot 10^{-3}$  —jest to opór 1 mm drutu miedzianego o średnicy 1 mm.

Ilość zwojów jakie można zmieścić na rdzeniu o danych wymiarach, zależy od średnicy drutu oraz od średnicy wewnętrznej rdzenia.

Przestrzeń zawarta wewnątrz rdzenia może być całkowicie wykorzystana tylko przy nawijaniu ręcznym, natomiast przy nawijaniu maszynowym musi pozostać pewien otwór niezbędny dla obręczy nawijarki. Otwór ten posiada średnicę  $D_n$ , przytem zwykle  $D_n = 20$  mm.

Pozostaje więc pole o przekroju:

$$\frac{\pi}{4} (D_w^2 - D_n^2); \dots (12)$$

Pole to może być całkowicie wypełnione uzwojeniem. Mając więc współczynnik wypełnienia możemy z łatwością obliczyć ile zwojów zmieści się przy danej średnicy drutu, albo też jaka średnica drutu pozwoli na umieszczenie danej ilości zwojów.

Mianowicie:

$$d^2 = \frac{P}{N} (D_w^2 - D_n^2); \dots (13)$$

a więc:

$$N = \frac{P}{d^2} (D_w^2 - D_n^2); \dots (14)$$

Przytem:  $d$  —średnica drutu.

$P$  —współczynnik wypełnienia.

Współczynnik ten dla cewek toroidalnych jest stosunkowo mały, ponieważ uzwojenie układa się dość nierównomiernie. Wynosi on około 0,5 do 0,6.

Najkorzystniejsze wymiary rdzenia.

Ponieważ w praktyce opór odpowiadający stratom w rdzeniu zależy tylko od objętości rdzenia, a nie zależy od wzajemnego stosunku poszczególnych wymiarów rdzenia, więc przy wyborze tego stosunku rozważymy jedynie opór uzwojenia.

W tym celu wyprowadzamy wzór pozwalający obliczyć opór uzwojenia na 1 henr w zależności od wymiarów rdzenia.

Uwzględniając wzory podane poprzednio oraz wzór na indukcyjność cewki toroidalnej w zależności od jej wymiarów:

$$L = \frac{4 \cdot h \cdot k \cdot N^2 \cdot \mu \cdot 10^{-10}}{D_{sr}} = \frac{8 \cdot h \cdot k \cdot N^2 \cdot \mu \cdot 10^{-10}}{D_w + D_z} \text{ henrów } (15)$$



Tablica I.

Typ	$D_z$ mm	$D_w$ mm	$h$ mm	$s$ cm <sup>3</sup>	$V$ cm <sup>3</sup>
A	130	75	62	17	545
B	112	65	55	13	360
C	98	56,4	47,5	9,9	240
D	85	49	41	7,4	155
E	74	42,3	34,6	5,46	100
F	64	36,6	30	4,11	65
G	55	32	27,4	3,15	43
H	48	27,6	22,7	2,34	28
I	42	24	19,3	1,74	18
K	36	20,8	17,7	1,35	12
L	31	18	16	1,04	8

Tablica II.

Typ	$D_z$ mm	$D_w$ mm	$h$ mm	$s$ cm <sup>3</sup>	$V$ cm <sup>3</sup>	Serja
A	140	84	66	18,5	650	I
B	118	70	56	13,4	400	II
C	100	60	48	9,6	240	III
D	84	50	40	6,8	144	I
E	70	42	33	4,6	81	II
F	60	36	28	3,36	50	III
G	50	30	24	2,40	30	I
H	42	26	20	1,70	17	II
I	36	22	17	1,20	11	III
K	30	18	14	0,84	6,3	I
L	26	16	12	0,60	4,0	II
M	22	13	11	0,50	2,7	III

Tablica III.

Typ	$D_z$ mm	$D_w$ mm	$h$ mm	$s$ cm <sup>3</sup>	$V$ cm <sup>3</sup>	Serja
A	142	100	70	14,8	562	I
B	120	84	58	10,4	333	I
C	100	70	48	7,3	195	I
D	84	58	40	5,15	115	II
E	70	48	33	3,60	67	I
F	58	40	28	2,53	39	II
G	48	34	25,5	1,78	23	I
H	40	28	21,0	1,25	13,4	II
I	34	24	17,5	0,88	8,0	I
K	28	20	15,5	0,63	4,7	II
L	24	17	12,0	0,42	2,7	I
M	20	14	10,0	0,30	1,6	II

możemy napisać:

$$\frac{R_0}{L} = \frac{23 \cdot 10^{-6} \cdot N \cdot l_{SR} \cdot (D_w + D_z)}{8 \cdot d^2 \cdot \mu \cdot h \cdot k \cdot N^2 \cdot 10^{-10}} = \frac{23 \cdot 10^4}{8} \cdot \frac{D_w + D_z}{d^2 \cdot \mu \cdot h \cdot k \cdot N} \cdot l_{SR} \quad (16)$$

Dla wyeliminowania średnicy drutu korzystamy ze wzoru (13). Wtedy:

$$\frac{R_0}{L} = \frac{23}{8} 10^4 \cdot \frac{P}{\mu \cdot h \cdot k} \cdot \frac{D_w + D_z}{D_w^2 - D_n^2} \cdot l_{SR} \quad (17)$$

Dla znalezienia stosunku wymiarów rdzenia przy którym wartość  $\frac{R_0}{L}$  jest najmniejsza, można by podstawić wartość  $l_{SR}$  ze wzoru (10), oraz wartości dane z warunków, a następnie zróżniczkować wyrażenie na  $\frac{R_0}{L}$  kolejno względem różnych wymiarów rdzenia i znaleźć w ten sposób warunki w których ma ono najmniejszą wartość.

Jednakże w ten sposób otrzymalibyśmy wzór długi i nieprzejrzysty, który nie przedstawiałby wartości praktycznej.

O wiele wygodniej jest obliczyć szereg wartości  $\frac{R_0}{L}$  podstawiając dane cyfrowe, a następnie wykreślić krzywe w funkcji dowolnego wymiaru rdzenia. Na zasadzie szeregu krzywych wykreślonych w powyższy sposób W. Deutschmann (4) określił najkorzystniejszy stosunek poszczególnych wymiarów cewki. Stosunek ten dla rdzenia o przekroju prostokątnym jest następujący:

$$D_z : D_w : h : k : D_c : H = 42 : 24 : 20 : 9 : 48 : 30 \quad (18)$$

przy założeniu, że otwór wewnętrzny w uzwojeniu posiada średnicę 20 mm.

Okazuje się przytem, że dla danej średnicy zewnętrznej cewki wraz z uzwojeniem, wartość  $\frac{R_0}{L}$  w funkcji średnicy zewnętrznej rdzenia  $D_z$  — posiada bardzo wyraźne minimum. Przytem optymalna wartość  $D_z$  nie zależy od średnicy otworu w uzwojeniu  $D_n$ . Natomiast wartość  $\frac{R_0}{L}$  jest tem mniejsza, im mniejszy jest otwór wewnętrzny w uzwojeniu, a więc im lepiej wykorzystane jest pole wewnątrz rdzenia.

Wartość  $\frac{R_0}{L}$  jest odwrotnie proporcjonalna do objętości rdzenia w potęgę 2/3, co zresztą wynika również z podanego poniżej obliczenia.

Tablice rdzeni typowych.

Ze względów praktycznych wskazane jest zaproponowane przez Deutschmanna wprowadzenie szeregu normalnych typów rdzeni toroidalnych przy zachowaniu podanych powyżej stosunków poszczególnych wymiarów rdzenia.

Naprzykład rdzenie te mogą być dobrane w ten sposób, że objętość każdego typu rdzenia jest około 50% większa od objętości poprzedniego typu rdzenia. Zespół takich rdzeni podany jest w tablicy I.

Rdzenie wyszczególnione w tej tablicy posiadają wymiary pozwalające na osiągnięcie najmniejszych strat w miedzi dla każdego typu rdzenia.

Jednakże w większości wypadków w praktyce wystarcza zespół rdzeni podany poniżej w Tablicy II, o wymiarach zbliżonych do poprzedniego, ale zaokrąglonych. Stosunek średnic wewnętrznej do zewnętrznej wynosi 0,6, a objętości sąsiednich rdzeni różnią się o mniejwięcej 66%.

Zespół ten pozwala przytem na całkowite wykorzystanie blachy, w wypadku rdzeni złożonych z blach pierścieniowych. Składa się on z trzech serji rdzeni dobranych w ten sposób, że w każdej serji średnica zewnętrzna dowolnego rdzenia jest równa średnicy wewnętrznej następnego.

W ten sposób otrzymuje się całkowite wykorzystanie blachy i zmniejszenie ilości potrzebnych wykrojników prawie do połowy.

Dla rdzeni stosowanych do innych celów, jak np. do transformatorów t. zw. sieciowych, albo do dławików w filtrach prostownikowych z rdzeniami toroidalnymi<sup>4)</sup> można stosować wymiary rdzeni podane w tablicy III. Wymiary te odbiegają dość znacznie od wymiarów optymalnych; Zespół zawiera rdzenie o stosunku średnic wewnętrznej do zewnętrznej równym 0,7, dzięki czemu są one znacznie wygodniejsze do nawijania od rdzeni z Tablicy II. Pozatem zespół ten składa się tylko z dwóch serji, wskutek czego wyrób blach jest ekonomiczniejszy od poprzedniego.

Podane powyżej tablice zespołów rdzeni toroidalnych zostały opracowane i są stosowane przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny. (D. c. n.)

<sup>4)</sup> Dławiki prostownikowe i transformatory sieciowe toroidalne zaczynają być coraz szerzej stosowane do urządzeń w których pole rozproszenia może być źródłem zakłóceń. Zastosowanie rdzeni toroidalnych pozwala na bardziej zwartą budowę, co w wielu wypadkach stanowi dużą zaletę.



# OBLICZENIE INDUKCYJNOŚCI WŁASNEJ PRZEWODÓW ELEKTRYCZNYCH.

Inż. W. ŻOCHOWSKI

(Dalszy ciąg do str. 266 Nr. 9 1936 r.

## 9) Potencjał wektorowy prądu.

Równania różniczkowe (24), (25) i (26) wskazują, że gęstości  $\sigma$  ( $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ ) w danym punkcie A przestrzeni (rys. 20) odpowiada określona wartość natężenia  $H$  ( $H_x, H_y, H_z$ ) magnetycznego pola prądu. Określenie tego natężenia polega na wyznaczeniu całek układu równań różniczkowych (24), (25) i (26), zawierających pochodne cząstkowe składowych  $H_x, H_y, H_z$ , wzięte względem odpowiednich współrzędnych. Wspomniane całki możemy otrzymać bezpośrednio, rozpatrując pole magnetyczne, jakie wytwarza w dowolnym punkcie A (rys. 21) prąd elektryczny, wypełniający całko-

otrzymamy:

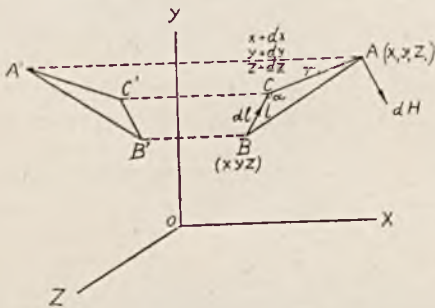
$$dl \cdot Sn \alpha = \frac{2s}{r}$$

$$dH_x = \frac{i}{r^3} 2s Cs \lambda_x$$

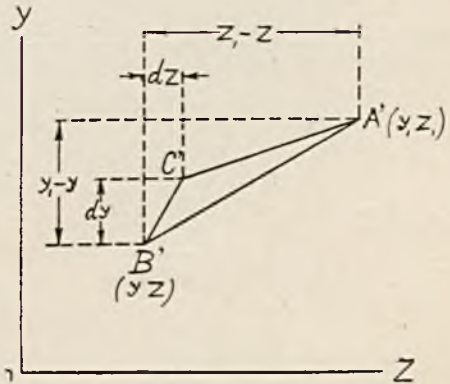
$$dH_y = \frac{i}{r^3} 2s Cs \lambda_y \dots (28)$$

$$dH_z = \frac{i}{r^3} 2s Cs \lambda_z$$

Lecz  $2s Cs \lambda_x$  stanowi podwójne pole rzutu  $A'B'C'$  trójkąta  $ABC$  na płaszczyznę  $YZ$ . Jeżeli oznaczymy współrzędne punktu A przez  $x_1 y_1 z_1$  współrzędne początku B elementu przez  $x y z$  oraz jego końca C przez  $x+dx, y+dy, z+dz$ , to wówczas podwójne pole rzutu  $A'B'C'$  wyznaczy-



RYC. 21. WYZNACZENIE SKŁADOWYCH  $H_x, H_y, H_z$  NATĘŻENIA MAGNETYCZNEGO POLA PRĄDU I W PUNKCIE A PRZESTRZENI ZA POMOCĄ POTENCJAŁU WEKTOROWEGO.



RYC. 22. WYZNACZENIE PODWÓJNEGO POLA RZUTU  $A'B'C'$ .

wicie lub częściowo przestrzeń, określoną układem współrzędnych  $XYZ$ . W tym celu weźmy element prądu o długości  $dl$  i oznaczmy odległość dowolnego punktu A od tego elementu przez  $r$ . Według prawa Biot'a i Savarta natężenie  $dH$  w punkcie A wynosi:

$$dH = \frac{dl \cdot i \cdot Sn \alpha}{r^2}$$

Kierunek tego natężenia jest prostopadły do płaszczyzny, która przechodzi przez element  $dl$  prądu oraz przez punkt A. Jeżeli oznaczymy kąty, jakie natężenie  $dH$  tworzy z osiami współrzędnych, przez  $\lambda_x, \lambda_y, \lambda_z$ , to składowe natężenia w kierunkach osi będą:

$$\begin{aligned} dH_x &= \frac{dl \cdot i \cdot Sn \alpha}{r^2} Cs \lambda_x \\ dH_y &= \frac{dl \cdot i \cdot Sn \alpha}{r^2} Cs \lambda_y \\ dH_z &= \frac{dl \cdot i \cdot Sn \alpha}{r^2} Cs \lambda_z \end{aligned} \quad (27)$$

Przez połączenie końców B i C elementu  $dl$  z punktem A otrzymujemy trójkąt  $ABC$ , którego podwójne pole wynosi:

$$2s = r \cdot dl \cdot Sn \alpha$$

Podstawiając w równaniu (27) wartość:

my w sposób, uwidoczniony na rys. 22. Z rysunku tego wypadnie:

$$\begin{aligned} 2s Cs \lambda_x &= (y_1 - y)(z_1 - z) - \\ &- (y_1 - y - dy)(z_1 - z - dz) - \\ &- 2(y_1 - y - dy) dz - dy dz \end{aligned}$$

skąd:

$$2s Cs \lambda_x = (z_1 - z) dy - (y_1 - y) dz$$

Podobnie otrzymamy:

$$\begin{aligned} 2s Cs \lambda_y &= (x_1 - x) dz - (z_1 - z) dx \\ 2s Cs \lambda_z &= (y_1 - y) dx - (x_1 - x) dy \end{aligned}$$

Jeżeli uwzględnimy powyższe zależności w równaniach (28), to równania te przyjmą wówczas postać:

$$\begin{aligned} dH_x &= \frac{i}{r^3} [(z_1 - z) dy - (y_1 - y) dz] \\ dH_y &= \frac{i}{r^3} [(x_1 - x) dz - (z_1 - z) dx] \\ dH_z &= \frac{i}{r^3} [(y_1 - y) dx - (x_1 - x) dy] \end{aligned} \quad (29)$$



Ponieważ odległość  $r$  punktu  $A$  od elementu  $dl$  jest:

$$r = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2}$$

zatem:

$$\frac{\partial}{\partial x_1} \left( \frac{1}{r} \right) = - \frac{1}{r^2} \frac{dr}{dx_1} = - \frac{1}{r^2} \frac{x_1 - x}{r} = - \frac{x_1 - x}{r^3}$$

Podobnież:

$$\frac{\partial}{\partial y_1} \left( \frac{1}{r} \right) = - \frac{y_1 - y}{r^3}$$

$$\frac{\partial}{\partial z_1} \left( \frac{1}{r} \right) = - \frac{z_1 - z}{r^3}$$

Jeżeli zatem scałkujemy równania (29), to otrzymamy:

$$H_x = \int i \frac{\partial}{\partial y_1} \left( \frac{1}{r} \right) dz - \int i \frac{\partial}{\partial z_1} \left( \frac{1}{r} \right) dy$$

$$H_y = \int i \frac{\partial}{\partial z_1} \left( \frac{1}{r} \right) dx - \int i \frac{\partial}{\partial x_1} \left( \frac{1}{r} \right) dz \quad (30)$$

$$H_z = \int i \frac{\partial}{\partial x_1} \left( \frac{1}{r} \right) dy - \int i \frac{\partial}{\partial y_1} \left( \frac{1}{r} \right) dx$$

Wprowadzimy obecnie następujące oznaczenia:

$$A_x = \int \frac{idx}{r}$$

$$A_y = \int \frac{id y}{r} \quad (31)$$

$$A_z = \int \frac{idz}{r}$$

Z pomocą tych oznaczeń równania (30) przyjmą następującą ostateczną postać:

$$H_x = \frac{\partial A_z}{\partial y_1} - \frac{\partial A_y}{\partial z_1}$$

$$H_y = \frac{\partial A_x}{\partial z_1} - \frac{\partial A_z}{\partial x_1} \quad (32)$$

$$H_z = \frac{\partial A_y}{\partial x_1} - \frac{\partial A_x}{\partial y_1}$$

Wyobraźmy sobie element objętości, posiadający kształt walca, którego oś stanowi element  $dl$  (rys. 23), i którego przekrój, prostopadły do kierunku elementu, wynosi  $q$ . Gęstość prądu w tym przekroju oznaczmy przez  $\sigma$ , zaś jej składowe w kierunkach osi współrzędnych przez  $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ . Natężenie  $i$  prądu posiada zatem wartość:

$$i = q\sigma$$

Pierwsze równanie układu 31 przekształćmy w sposób następujący:

$$A_x = \int \frac{i \cdot dx}{r} = \int \frac{q\sigma}{r} \cdot \frac{dx}{dl} \cdot dl$$

Ponieważ wyraz  $\sigma \cdot \frac{dx}{dl}$  równa się składowej  $\sigma_x$  gęstości  $\sigma$ , zaś iloczyn  $q \cdot dl$  jest objętością  $dv$  rozpatrywanego elementu, zatem:

$$A_x = \int \frac{\sigma_x}{r} dv \quad (33)$$

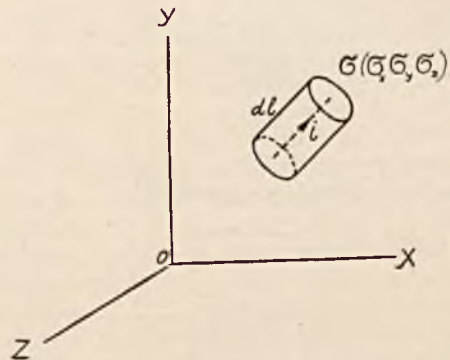
Podobnież:

$$A_y = \int \frac{\sigma_y}{r} dv$$

$$A_z = \int \frac{\sigma_z}{r} dv \quad (34)$$

Zaznaczyć należy, że całkowanie winno być rozciągnięte tylko na tę część przestrzeni, która jest wypełniona prądem, gdyż dla pozostałej części przestrzeni jest:

$$0 = \sigma_x = \sigma_y = \sigma_z$$



RYŚ. 23. WYRAŻENIE SKŁADOWYCH  $A_x, A_y, A_z$  POTENCJAŁU WEKTOROWEGO W ZALEŻNOŚCI OD SKŁADOWYCH  $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$  GĘSTOŚCI PRĄDU.

Wielkości  $A_x, A_y, A_z$  można rozpatrywać jako składowe pewnego wektora  $A$ , za pośrednictwem którego można wyznaczyć składowe  $H_x, H_y, H_z$  natężenia pola magnetycznego, posilując się równaniami (32). Wektor  $A$  nazywa się potencjałem wektorowym prądu, zaś  $A_x, A_y, A_z$  są jego składowymi.

Co się tyczy składowych  $H_x, H_y, H_z$  natężenia  $H$ , to wartości ich możemy określić przez całkowanie równań (27). Wyrażając w tych równaniach natężenie prądu  $i$  przez iloczyn  $q\sigma$ , otrzymamy:

$$H_x = \int \frac{dl \cdot i \cdot \text{Sn } \alpha}{r^2} C_s \lambda_x = \int \frac{\sigma \text{Sn } \alpha \cdot C_s \lambda_x}{r^2} dv$$

$$H_y = \int \frac{dl \cdot i \cdot \text{Sn } \alpha}{r^2} C_s \lambda_y = \int \frac{\sigma \text{Sn } \alpha C_s \lambda_y}{r^2} dv \quad (35a)$$

$$H_z = \int \frac{dl \cdot i \cdot \text{Sn } \alpha}{r^2} C_s \lambda_z = \int \frac{\sigma \text{Sn } \alpha C_s \lambda_z}{r^2} dv$$

Składowe te możemy otrzymać również przez całkowanie równań (29). Jeżeli wyrazimy w nich natężenie prądu  $i$  przez iloczyn  $q\sigma$ , oraz pomnożymy i podzielimy prawe ich strony przez  $dl$ , to wówczas będzie:

$$H_x = \int \frac{1}{r^2} \left[ \sigma_y(z_1 - z) - \sigma_z(y_1 - y) \right] dv$$

$$H_y = \int \frac{1}{r^2} \left[ \sigma_z(x_1 - x) - \sigma_x(z_1 - z) \right] dv$$

$$H_z = \int \frac{1}{r^2} \left[ \sigma_x(y_1 - y) - \sigma_y(x_1 - x) \right] dv$$



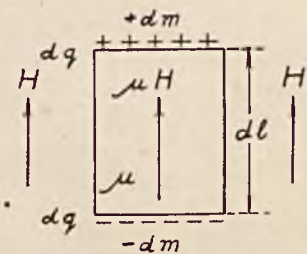
10) **Energja magnetycznego pola prądu.**

Według poglądu Faradaya, właściwym siedliskiem energii magnetycznej jest ośrodek, w którym, wskutek istnienia natężenia magnetycznego, wytwarza się pole magnetyczne. Wspomnianym ośrodkiem może być zarówno ciało materialne, jak również próżnia.

Biorąc pod uwagę, że energja magnetyczna znajduje się w każdej cząsteczce danego ośrodka, wyznaczmy ilość tej energii w elemencie objętości, posiadającym kształt prostego cylindra (rys. 24), którego podstawa  $dq$  jest prostopadłą do kierunku natężenia magnetycznego  $H$ , zaś długość  $dl$  posiada kierunek tego natężenia. Przenikalność magnetyczną ośrodka, tworzącego ten element, oznaczmy przez  $\mu$ .

Jeżeli powyższy element umieścimy w polu magnetycznym, to uważając pole magnetyczne w okolicy elementu jako jednostajne o natężeniu  $H$ , możemy uważać również, że element ten magnetykuje się równomiernie, zaś wytworzony strumień indukcji posiada wartość  $\mu H dq$ .

W płaszczyznach obydwóch podstaw elementu powstaną wówczas masy magnetyczne  $+dm$  i  $-dm$ , rozłożone równomiernie w tych płaszczyznach.



**RYŚ. 24. ELEMENT OBJĘTOŚCI OŚRODKA O PRZENIKALNOŚCI MAGNETYCZNEJ  $\mu$ , UMIESZCZONY W POLU MAGNETYCZNYM.**

W celu wyznaczenia wielkości wytworzonych mas  $dm$ , wyprowadzimy naprzód wzór dla strumienia indukcji, wywołanego przez dowolną masę  $m$  (rys. 25) w ośrodku o przenikalności magnetycznej  $\mu$ . W punkcie  $A$ , który znajduje się w odległości  $r$  od masy  $m$ , natężenie  $H$  pola, według prawa Coulomba, wynosi:

$$H = \frac{m}{\mu \cdot r^2}$$

zaś indukcja:

$$\mu H = \frac{m}{r^2} \quad (35)$$

Kierunek tej indukcji wskazuje wektor  $\mu H$ , leżący na przedłużeniu promienia  $r$ . W każdym innym punkcie przestrzeni indukcja  $\mu H$  wyraża się takim samym wzorem (35), zaś kierunki tych indukcji we wszystkich punktach wokoło masy  $m$  będą wzdłuż promieni, poprowadzonych z tego punktu, gdzie znajduje się masa.

Otoczmy masę  $m$  dowolną powierzchnią zamkniętą (rys. 25) i wybierzmy na niej element powierzchni  $ds$ . Oznaczmy przez  $\alpha$  kąt, jaki normalna zewnętrzna  $n$  elementu  $ds$  tworzy z indukcją  $\mu H$ . Strumień indukcji magnetycznej, przenikający powierzchnię  $ds$ , wynosi wówczas:

$$d\Phi = \mu H \cdot ds \cdot \cos \alpha$$

lub na zasadzie wzoru (35):

$$d\Phi = \frac{m}{r^2} ds \cdot \cos \alpha \quad (36)$$

Ponieważ iloczyn  $ds \cdot \cos \alpha$  stanowi rzut elementu  $ds$  na powierzchnię, prostopadłą do wektora  $\mu H$ , względnie do promienia  $r$ , to uważając ten rzut jako element powierzchni kuli o promieniu  $r$ , której środek znajduje się w punkcie  $m$ , otrzymujemy:

$$ds \cdot \cos \alpha = r^2 \cdot d\omega$$

gdzie  $d\omega$  jest kątem bryłowym, który odpowiada elementowi  $ds$ . Wzór (36) przyjmie zatem postać następującą:

$$d\Phi = m \cdot d\omega$$

zaś po scałkowaniu:

$$\Phi = m \int_0^{4\pi} d\omega = 4\pi m \quad (37)$$

gdyż suma elementarnych kątów bryłowych, odpowiadających elementom powierzchni zamkniętej, równa się kątowi bryłowemu, odpowiadającemu całkowitej powierzchni kuli, t. j.  $4\pi$ . Na zasadzie wzoru (37), który określa całkowity strumień indukcji, wywołany przez masę magnetyczną  $m$ , możemy obecnie wyznaczyć wielkość mas  $dm$  (rys. 24), wytworzonych w płaszczyznach obydwóch podstaw elementarnego cylindra. Ponieważ każda z obydwóch mas  $dm$  wywołuje strumień indukcji:

$$d\Phi = \mu H \cdot dq$$

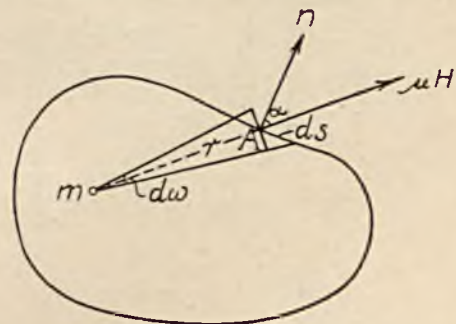
to z równania:

$$\mu H \cdot dq = 4\pi \cdot dm$$

otrzymujemy:

$$dm = \frac{\mu H}{4\pi} \cdot dq \quad (38)$$

Jak widać z rysunku 24, masy  $+dm$  i  $-dm$  stanowią bieguny elementarnego dipola o długości osi magnetycznej, wynoszącej  $dl$ . Biorąc pod uwagę, że dipol ten jest nieskończenie mały, możemy pole magnetyczne w jego okolicy uważać

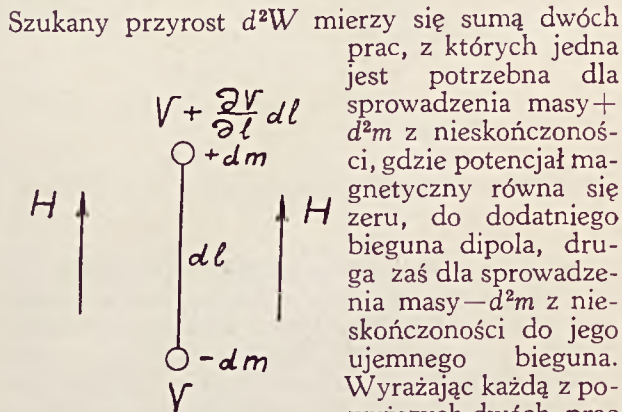


**RYŚ. 25. WYZNACZENIE STRUMIENIA INDUKCJI, WYTWORZONEGO PRZEZ MASĘ MAGNETYCZNĄ  $m$ .**

za jednostajne. A zatem zadanie zostało sprowadzone do określenia energii potencjalnej dipola, umieszczonego w jednostajnym polu magnetycznym o natężeniu  $H$  (rys. 26) w ten sposób, aby oś jego była skierowana równoległe do kierunku pola.



Jeżeli natężenie magnetyczne  $H$  wzrośnie o nieskończenie małą wartość  $dH$ , to wówczas masy  $+dm$  i  $-dm$  wzrosną odpowiednio o nieskończenie małą wartość  $+d^2m$  i  $-d^2m$ , powodując nieskończenie mały przyrost  $d^2W$  energii potencjalnej dipola. Aby określić ten przyrost energii oznaczymy przez  $V$  potencjał magnetyczny w tem miejscu pola, gdzie znajduje się masa  $-dm$  (rys. 26); wówczas potencjał w tem miejscu pola, gdzie znajduje się masa  $+dm$ , będzie  $V + \frac{\partial V}{\partial l} dl$ .



**RYC. 26. WYZNACZENIE ENERGJI POTENCJALNEJ DIPOLA, UMIESZCZONEGO W JEDNOSTAJNYM POLU MAGNETYCZNYM.**

nia masy  $+dm$  o  $+d^2m$ , oraz masy  $-dm$  o  $-d^2m$ , potencjały  $V$  i  $V + \frac{\partial V}{\partial l} dl$  nie uległy prawie żadnej zmianie, otrzymamy następującą wartość przyrostu  $d^2W$ :

$$d^2W = V \cdot d^2m - \left( V + \frac{\partial V}{\partial l} dl \right) d^2m = - \frac{\partial V}{\partial l} dl \cdot d^2m \dots (39)$$

Jeżeli wzdłuż osi magnetycznej  $dl$  dipola przesuniemy jednostkową masę w kierunku natężenia  $H$ , to wówczas siła, jaka działa na tę masę, wykona pracę  $H \cdot dl$ . Ponieważ z drugiej strony praca ta mierzy się różnicą potencjałów magnetycznych  $V$  i  $V + \frac{\partial V}{\partial l} dl$ , zatem:

$$H \cdot dl = V - \left( V + \frac{\partial V}{\partial l} dl \right) = - \frac{\partial V}{\partial l} dl$$

skąd:

$$H = - \frac{\partial V}{\partial l}$$

Wzór (39) przyjmie zatem postać:

$$d^2W = H \cdot dl \cdot d^2m \dots (40)$$

Lecz z równania (38) otrzymujemy:

$$d^2m = \frac{\mu \cdot dH}{4\pi} dq$$

Po uwzględnieniu wartości  $d^2m$  w równaniu (40), będziemy mieli:

$$d^2W = \frac{\mu \cdot H \cdot dH}{4\pi} dl \cdot dq = \frac{\mu}{8\pi} d(H^2) dv$$

gdzie iloczyn  $dq \cdot dl$  jest objętością  $dv$  elementarnego walca (rys. 24). Jeżeli natężenie pola magnetycznego wzrośnie w sposób ciągły od zera do pewnej wartości  $H$ , to energia potencjalna elementarnego dipola osiągnie wówczas wartość:

$$dW = \frac{dv}{8\pi} \int_0^H \mu \cdot d(H^2) \dots (41)$$

Biorąc pod uwagę, że w niniejszej pracy będą rozpatrywane pola magnetyczne, nie zawierające żelaza, możemy uważać przenikalność magnetyczną  $\mu$  danego ośrodka za wielkość stałą, niezależną od natężenia  $H$ . Wskutek tego wzór (41) przyjmie postać:

$$dW = \frac{\mu H^2}{8\pi} dv \dots (42)$$

Wzór (42) wyraża ilość energii potencjalnej, zawartej w elemencie objętości  $dv$  pola magnetycznego. Ilość tej energii w dowolnej objętości pola wynosi zatem:

$$W = \frac{1}{8\pi} \int_0^v \mu H^2 \cdot dv \dots (43)$$

Zakładając, że rozpatrywany ośrodek, w którym powstaje pole magnetyczne, jest ośrodkiem jednorodnym, posiadającym w całej objętości jednakową przenikalność magnetyczną  $\mu$ , otrzymamy ostatecznie:

$$W = \frac{\mu}{8\pi} \int_0^v H^2 dv \dots (44)$$

Obecnie zastosujemy wzór (44) do wyznaczania energii magnetycznego pola prądu w tem założeniu, że rozpatrywana przestrzeń może być całkowicie lub częściowo wypełniona prądem, oraz że w przestrzeni, która otacza prądy elektryczne, nie ma żadnych magnesujących się ciał, jak również nie ma magnesów stałych. Przekształcimy naprzód wyraz  $H^2$ , stojący pod znakiem całki we wzorze (44), w tym celu przedstawimy go w postaci:

$$H^2 = H_x^2 + H_y^2 + H_z^2 = H_x H_x + H_y H_y + H_z H_z \dots (45)$$

gdzie  $H_x H_y H_z$  są składowymi natężenia  $H$  w kierunkach osi współrzędnych. Jeżeli podstawimy w równaniu (45) na miejsce jednego czynnika wartości składowych  $H_x H_y H_z$ , wyrażone wzorami (32) w zależności od składowych  $A_x A_y A_z$  potencjału wektorowego  $A$ , to otrzymamy:

$$H^2 = H_x \left( \frac{\partial A_x}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) + H_y \left( \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + H_z \left( \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \dots (46)$$

W celu dokonania dalszych przekształceń, weźmy pod uwagę następujące równanie:



$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial x}(A_y H_z - A_z H_y) + \frac{\partial}{\partial y}(A_z H_x - A_x H_z) + \\ & + \frac{\partial}{\partial z}(A_x H_y - A_y H_x) = -A_x \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) - \\ & - A_y \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) - A_z \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) + \\ & + H_x \left( \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) + H_y \left( \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \\ & + H_z \left( \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \dots \dots \dots (47) \end{aligned}$$

Słuszność powyższego równania można łatwo sprawdzić, rozwijając jego lewą stronę według pochodnych od iloczynów. Przy pomocy równań (46) i (47) wzór (44) przyjmie następującą postać:

$$\begin{aligned} W = & \frac{\mu}{8\pi} \int \left[ \frac{\partial}{\partial x}(A_y H_z - A_z H_y) + \right. \\ & + \frac{\partial}{\partial y}(A_z H_x - A_x H_z) + \\ & + \left. \frac{\partial}{\partial z}(A_x H_y - A_y H_x) \right] dv + \\ & + \frac{\mu}{8\pi} \int \left[ A_x \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) + A_y \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + A_z \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \right] dv \dots (48) \end{aligned}$$

Wyznamy naprzód wartość pierwszej całki:

$$\begin{aligned} & \int \left[ \frac{\partial}{\partial x}(A_y H_z - A_z H_y) + \frac{\partial}{\partial y}(A_z H_x - A_x H_z) + \right. \\ & \left. + \frac{\partial}{\partial z}(A_x H_y - A_y H_x) \right] dv = \\ & = \int \left( \frac{\partial M_x}{\partial x} + \frac{\partial M_y}{\partial y} + \frac{\partial M_z}{\partial z} \right) dv \dots \dots (49) \end{aligned}$$

gdzie  $M_x, M_y, M_z$  oznaczają składowe pewnego wektora  $M$ . Wartości tych składowych są następujące:

$$\begin{aligned} M_x &= A_y H_z - A_z H_y \\ M_y &= A_z H_x - A_x H_z \dots \dots (50) \\ M_z &= A_x H_y - A_y H_x \end{aligned}$$

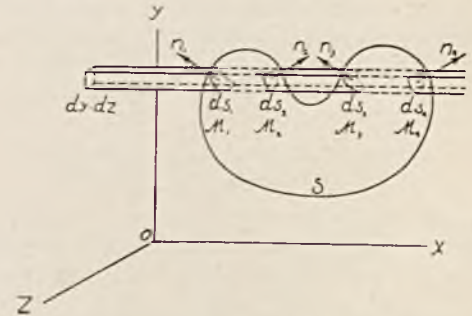
Ponieważ potencjał wektorowy  $A (A_x, A_y, A_z)$  oraz natężenie magnetyczne  $H (H_x, H_y, H_z)$  są funkcjami ciągłymi współrzędnych  $xyz$ , zatem wektor  $M (M_x, M_y, M_z)$  jest również funkcją ciągłą tych współrzędnych. Obierzmy w prostokątnym układzie osi współrzędnych  $XYZ$  (rys. 27) dowolną powierzchnię zamkniętą  $S$ , która we wszystkich punktach posiada określoną normalną zewnętrzną, a następnie zbudujemy nieskończenie cienki pryzmat tak, aby poddostał jego był element  $dy \cdot dz$ , a ściany jego były równoległe do osi  $x$ . Przynajmniej wytnie z powierzchni  $S$  elementy powierzchniowe  $ds_1, ds_2, ds_3, ds_4$ , które posiadają wspólny rzut  $dy \cdot dz$  na płaszczyznę  $YZ$ . Jeżeli  $n_1, n_2, n_3, n_4$  są normalnymi zewnętrznymi elementów powierzchniowych  $ds_1, ds_2, ds_3, ds_4$ , to zauważymy, że normalne  $n_2, n_4$  tworzą kąty ostre, zaś normalne

$n_1, n_3$  — kąty rozwarte z dodatnim kierunkiem osi  $x$ . Wyrazimy to analitycznie w sposób następujący:

$$\begin{aligned} dy \cdot dz &= -ds_1 \cos(n_1, x) = ds_2 \cos(n_2, x) = \\ &= -ds_3 \cos(n_3, x) = ds_4 \cos(n_4, x) \dots (51) \end{aligned}$$

Rozpatrzmy teraz następującą całkę:

$$\iiint \frac{\partial M_x}{\partial x} dx \cdot dy \cdot dz = \int \frac{\partial M_x}{\partial x} dv \dots (52)$$



rys. 27. WYPROWADZENIE TWIERDZENIA GAUSSA.

Całkując powyższą całkę względem zmiennej  $x$ , przy stałym  $y$  i  $z$ , w kierunku równoległym do osi  $X$ , i obejmując całkowaniem elementy objętości, zawarte w tych częściach nieskończenie cienkiego pryzmatu, które znajdują się wewnątrz powierzchni  $S$ , otrzymujemy:

$$\begin{aligned} dy \cdot dz \int \frac{\partial M_x}{\partial x} dx &= \\ &= dy \cdot dz (M_{x2} - M_{x1} + M_{x4} - M_{x3}) \dots (53) \end{aligned}$$

gdzie  $M_{x1}, M_{x2}, M_{x3}, M_{x4}$  są wartościami składowej  $M_x$ , które odpowiadają elementom powierzchniowym  $ds_1, ds_2, ds_3, ds_4$ . Po uwzględnieniu w równaniu (53) zależności (51) równanie to przyjmie postać:

$$\begin{aligned} dy \cdot dz \int \frac{\partial M_x}{\partial x} dx &= ds_1 M_{x1} \cos(n_1, x) + \\ &+ ds_2 M_{x2} \cos(n_2, x) + ds_3 M_{x3} \cos(n_3, x) + \\ &+ ds_4 M_{x4} \cos(n_4, x) \dots \dots (54) \end{aligned}$$

Jeżeli scałkujemy równanie (54) względem wszystkich elementarnych pól  $dy \cdot dz$ , leżących w płaszczyźnie  $YZ$ , to wówczas będziemy mieli:

$$\begin{aligned} \iint dy \cdot dz \int \frac{\partial M_x}{\partial x} dx &= \int ds_1 M_{x1} \cos(n_1, x) + \\ &+ ds_2 M_{x2} \cos(n_2, x) + ds_3 M_{x3} \cos(n_3, x) + \\ &+ ds_4 M_{x4} \cos(n_4, x) \end{aligned}$$

lub:

$$\iiint \frac{\partial M_x}{\partial x} dx \cdot dy \cdot dz = \int ds M_x \cos(n, x) \dots (55)$$

Po prawej stronie należy dla każdego elementu powierzchniowego  $ds$  wyznaczyć wartość funkcji  $M_x$  oraz wartość  $\cos(n, x)$ , a następnie utworzyć iloczyn  $ds M_x \cos(n, x)$ .

Zastępując w równaniu (55)  $M_x$  przez  $M_y$  względnie przez  $M_z$ , i równocześnie  $x$  przez  $y$  względnie przez  $z$ , a następnie dodając utworzone w ten sposób trzy równania do siebie, otrzymamy:



$$\int \left( \frac{\partial M_x}{\partial x} + \frac{\partial M_y}{\partial y} + \frac{\partial M_z}{\partial z} \right) dv =$$

$$= \int \left[ M_x Cs(n_x) + M_y Cs(n_y) + M_z Cs(n_z) \right] ds$$

lecz suma:

$$M_x Cs(n_x) + M_y Cs(n_y) + M_z Cs(n_z) =$$

$$= M Cs(nM) = M_n,$$

stanowi rzut wektora  $M$  na kierunek zewnętrznej normalnej  $n$ . Zatem ostatecznie będzie:

$$\int \left( \frac{\partial M_x}{\partial x} + \frac{\partial M_y}{\partial y} + \frac{\partial M_z}{\partial z} \right) dv =$$

$$= \int M \cdot Cs(nM) \cdot ds = \int M_n \cdot ds \quad (56)$$

Równanie (56) wyraża t. zw. twierdzenie Gaussa, według którego całkę objętościową można zamienić na całkę powierzchniową i odwrotnie.

Ponieważ  $-\int M_n \cdot ds$  jest strumieniem wektora  $M$  przez zamkniętą powierzchnię  $S$ , zatem twierdzenie Gaussa głosi, iż strumień wektora  $M$  przez dowolną zamkniętą powierzchnię  $S$  równa się całce z iloczynów wielkości  $\frac{\partial M_x}{\partial x} + \frac{\partial M_y}{\partial y} + \frac{\partial M_z}{\partial z}$  przez elementy objętościowe, należące do tej przestrzeni, którą obejmuje powierzchnia  $S$ .

Wracając do wzoru (48) zauważymy, że obydwie całki w tym wzorze winny obejmować całą przestrzeń, w której wogóle może istnieć pole magnetyczne. Ponieważ wspomniana przestrzeń teoretycznie rozciąga się do nieskończoności, zatem powyższe całki należy odnieść do kuli o promieniu nieskończenie wielkim.

W celu wyznaczenia wartości całki (49) należy zamienić ją naprzód na całkę powierzchniową, zgodnie z równaniem (56), a następnie wykonać całkowanie w odniesieniu do powierzchni kuli, położonej w nieskończoności.

Ponieważ dla punktów, leżących na powierzchni tej kuli, jest:

$$r = \infty$$

to składowe  $A_x, A_y, A_z$ , wyrażone wzorami (33) i (34), oraz składowe  $H_x, H_y, H_z$ , wyrażone wzorami (35a), na powierzchni powyższej kuli stają się równe zero. Ze wzorów (50) wynika, że składowe  $M_x, M_y, M_z$ , jak również wektor wypadkowy  $M$ , także równają się zero. Wskutek tego na zasadzie twierdzenia Gaussa (56) otrzymamy:

$$\int \left( \frac{\partial M_x}{\partial x} + \frac{\partial M_y}{\partial y} + \frac{\partial M_z}{\partial z} \right) dv =$$

$$= \int M \cdot Cs(nM) ds = 0$$

We wzorze (48) pozostaje więc tylko druga całka, którą przekształcimy, posilując się wzorami (24), (25) i (26). Z przekształcenia tego wyniknie:

$$W = \frac{\mu}{2} \int (A_x \sigma_x + A_y \sigma_y + A_z \sigma_z) dv \quad (57a)$$

W celu dokonania dalszego przekształcenia,

mnożymy i dzielimy funkcję podcałkową przez iloczyn wektorów wypadkowych  $A$  i  $\sigma$ :

$$W = \frac{\mu}{2} \int A \sigma \left( \frac{A_x}{A} \cdot \frac{\sigma_x}{\sigma} + \frac{A_y}{A} \cdot \frac{\sigma_y}{\sigma} + \frac{A_z}{A} \cdot \frac{\sigma_z}{\sigma} \right) dv$$

Lecz wyraz w nawiasie:

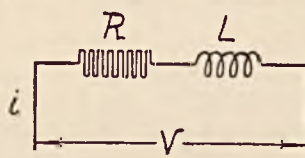
$$\frac{A_x}{A} \cdot \frac{\sigma_x}{\sigma} + \frac{A_y}{A} \cdot \frac{\sigma_y}{\sigma} + \frac{A_z}{A} \cdot \frac{\sigma_z}{\sigma} = Cs(A \sigma)$$

jest kosinusem kąta, zawartego pomiędzy wektorem potencjału wektorowego  $A$  i wektorem gęstości  $\sigma$  prądu. Ostatecznie otrzymamy:

$$W = \frac{\mu}{2} \int A \sigma Cs(A \sigma) dv \quad (57)$$

W celu obliczenia energii magnetycznego pola prądu należy zatem w każdym punkcie tego pola określić wielkość i kierunek potencjału wektorowego  $A$  oraz gęstości  $\sigma$ , a następnie obliczyć całkę objętościową, w której funkcja podcałkowa wyraża się iloczynem potencjału wektorowego  $A$ , gęstości  $\sigma$  oraz  $Cs(A \sigma)$ . Całkowanie obejmuje tylko tę część przestrzeni, która jest wypełniona prądem, gdyż dla pozostałej części przestrzeni jest:

$$\sigma = 0$$



rys. 28. CZĘŚĆ OBWODU, ZAWIERAJĄCA OPORNÓŚĆ OMOWĄ  $R$  ORAZ INDUKCYJNOŚĆ  $L$ .

Energję magnetycznego pola prądu możemy również obliczyć z pracy prądu elektrycznego, znając jego natężenie  $i$  oraz indukcyjność  $L$  obwodu. Oznaczając przez  $V$  napięcie przyłożone (rys. 28) oraz przez  $R$  oporność omową

obwodu, otrzymujemy, jak wiadomo, następujące równanie napięć:

$$V = iR + L \frac{di}{dt}$$

Aby otrzymać równanie energii, pomnożymy równanie napięć przez  $i dt$ :

$$V i dt = i^2 R dt + L i di$$

lub:

$$V i dt = i^2 \cdot R \cdot dt + d \left( \frac{L i^2}{2} \right)$$

Iloczyn  $V i dt$  po lewej stronie powyższego równania wyraża pracę, wykonaną przez prąd  $i$  w ciągu nieskończenie krótkiego czasu  $dt$ . Praca ta składa się z dwóch części, z których pierwsza  $i^2 R dt$  idzie na wytworzenie ciepła Joula spowodowanego opornością omową  $R$ , druga zaś część  $d \left( \frac{L i^2}{2} \right)$  stanowi różniczkę magnetycznej pracy, jaka jest potrzebna do wytworzenia pola magnetycznego, odpowiadającego prądowi o natężeniu  $i$ . Ta druga część wyraża zmianę pracy magnetycznej podczas zmiany natężenia prądu o wartość  $di$ .

(D. c. n.)



# OKRĘGOWA CENTRALA MIĘDZYMIASTOWA W KATOWICACH.

Inż. L. RYDZ.

(Dalszy ciąg do str. 315 Nr. 10 „Przeglądu Teletechnicznego”)

## D. Linje połączeniowe.

Połączenia do zautomatyzowanych abonentów okręgu telefonistki międzymiastowe wykonywają przy pomocy linii połączeniowych. Linie połączeniowe są przeprowadzone od specjalnych organów połączeniowych, umieszczonych w poszczególnych centralach automatycznych, do stojaków z wyposażeniem, znajdujących się w O. C. M., poczem są zwielokrotnione na wszystkie stanowiska międzymiastowe. Linie połączeniowe w polu wielokrotnem podzielone są na grupy, odpowiadające poszczególnym grupom 1000 abon. w centralach automatycznych. Linie połączeniowe w centralach automatycznych doprowadzone są do IIIWG; w ten sposób telefonistka międzymiastowa przy łączeniu się z abonentem wybiera tylko 3 ostatnie cyfry jego numeru. Pierwsza cyfra przyjęta zostaje przez IIIWG, a dwie ostatnie—przez wybierak linijowy międzymiastowy. Dla każdej grupy 200 ab. przewidziane jest w centrali automatycznej około 8 wybieraków linijowych międzymiastowych. W O. C. M., w celu zmniejszenia wyposażenia pól wielokrotnych połączeniowych na stanowiskach międzymiastowych, podzielono linie połączeniowe na 2 części; każda część linii wchodzi w skład innego pola wielokrotnego. Każde dwie telefonistki międzymiastowe mają dostęp tylko do linii połączeniowych, należących do jednego, bądź drugiego pola wielokrotnego. Na stanowiskach pośrednich jednakże, pole wielokrotne połączeniowe obejmuje wszystkie linie, tak, że telefonistka pośrednia może przy pomocy obwodów pośrednich włączać na stanowiska międzymiastowe linie połączeniowe, należące do

jednego lub drugiego pola wielokrotnego. W ten sposób zapewnione jest równomierne wykorzystanie linii połączeniowych obu pól wielokrotnych.

Celem zapewnienia ciągłej kontroli stanu linii oraz wyposażenia na centrali automatycznej (wykonanego w postaci wymiennego zespołu) przewód *a* każdej linii jest przeprowadzony do plusa baterji (ziemi) przez wysokooporowy przełącznik K. (p. rys. 10).

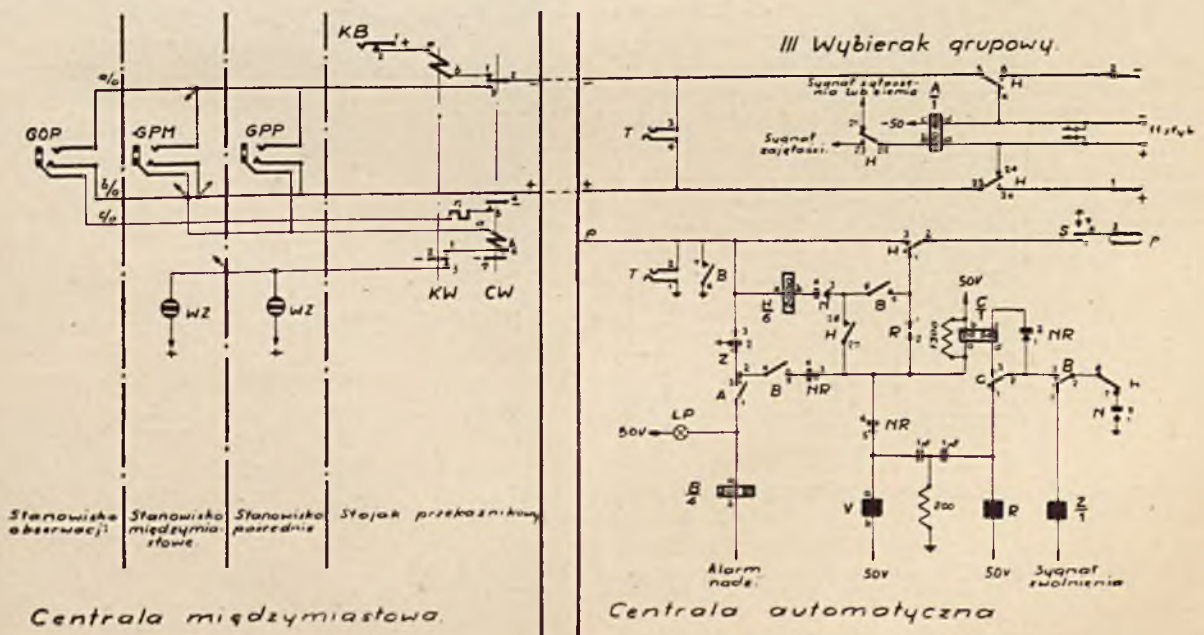
(1) plus bat., KB 1—2, KW *a*—*b*, CW 1—2, żyła *a*, H 5—4, A *d*—*c*, minus bat.

Prąd elektryczny, normalnie płynący w obwodzie (1) przez połowę uzwojenia przełącznika zasilającego A centrali automatycznej, jest zbyt mały do jego uruchomienia; natomiast wystarczający do zadziałania przełącznika K w O. C. M. W wypadku uszkodzenia linii, względnie braku wyposażenia IIIWG, przełącznik K odpada i automatycznie sygnalizuje zajętość linii, włączając minus baterji przez sprężyny K 2—3 na wskaźniki zajętości.

Telefonistka międzymiastowa przez włożenie wtyczki połączeniowej sznura międzymiastowego, uruchamia przełącznik CW, który odłącza przełącznik K i włącza przewody *a* i *b* do obwodu sznura międzymiastowego.

W obwodzie sznura międzymiastowego między przewodami *a* i *b* znajduje się przełącznik, przez który zamyka się pętla dla przełącznika A centrali automatycznej; przerywanie tej pętli tarczą numerową powoduje kolejne odpadanie przełącznika A, który spowoduje to, że IIIWG ustawi się na odpowiednim poziomie.

Przełącznik KB służy do zablokowania w



RYS. 10. SCHEMAT LINII POŁĄCZENIOWEJ.



O. C. M. linii połączeniowej (przełącznik KW odpada).

Do gniazdka obserwacji linii połączeniowej są wyprowadzone żyły *a/o*, *b/o* i *c/o*; przyczem, wolna linia, względnie zablokowana charakteryzuje się izolacją na przewodzie *c*, zajęta zaś, — minusem baterji przez oporniki  $r_2$  i  $r_3$ .

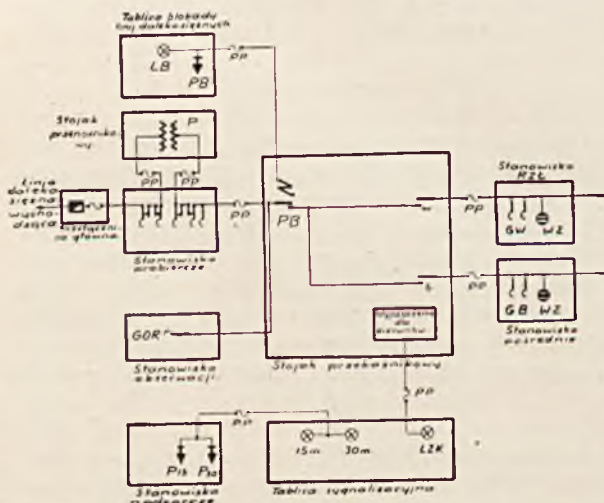


RYS. 11. SALA STOJAKÓW.

Opisu działania IIIWG i wybieraka linjowego międzymiastowego nie podaje, gdyż było to już opisane w Nr. Nr. 4 7 P. T. z 1932 r.

**E. Linje dalekosiężne.**

Każda linja dalekosiężna po przejściu przez zabezpieczenia na przełącznicy głównej, prowadzona jest do łącznicy probierczej, gdzie przechodzi przez pięć gniazdek, z których cztery są włączone szeregowo, a piąte podsluchowe—równolegle (p. rys. 12, 13 i 14). Przy pomocy szeregowo włączonych gniazd można włączyć się w razie potrzeby do linii wprost lub przez przenośnik



RYS. 13. SCHEMAT OBIEGOWY LINII DALEKOSIĘŻNEJ WYCHODZĄCEJ.

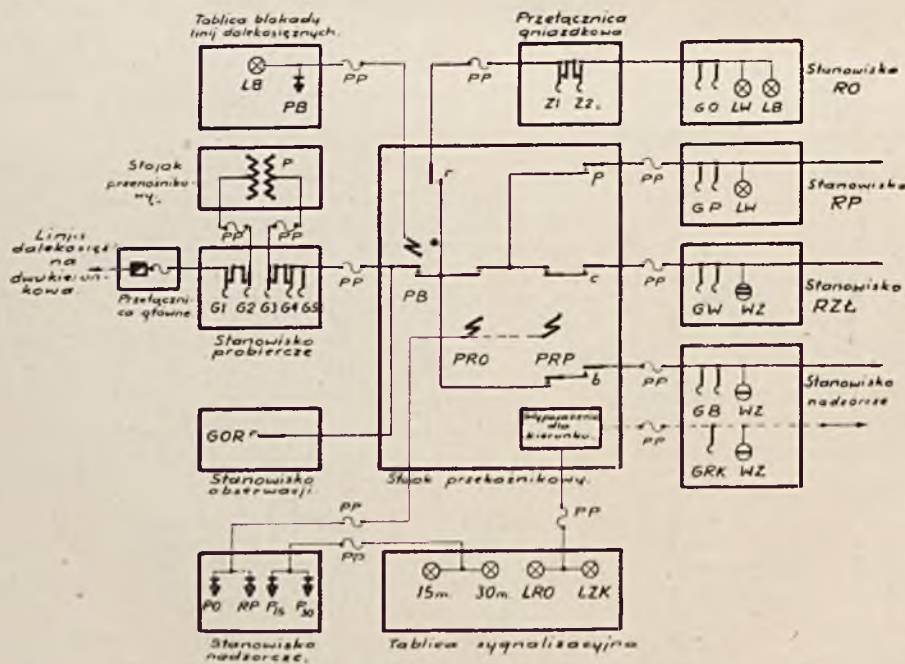
w stronę Centrali, bądź w stronę przełącznicy głównej, i w ten sposób ustalać miejsce i rodzaj uszkodzenia. Po przejściu przez łącznicę probierczą linja prowadzona jest do przełącznicy pośredniej, gdzie otrzymuje zależnie od potrzeb eksploatacyjnych różne wyposażenie przekąźnikowe.

Wyposażenie przekąźnikowe dla linii dalekosiężnych, podobnie zresztą, jak i dla innych linii, montowane jest na wymiennych podstawach, włączanych do okablowania stojaka przy pomocy styków nożowych.

Umieszczenie wyposażenia przekąźnikowego na oddzielnych podstawach daje duże korzyści eksploatacyjne, bowiem w razie potrzeby można szybko wymienić uszkodzone wyposażenie na inne i nie potrzeba wyłączać linii ze stanowiska międzymiastowego.

Podstawy z przekąźnikami linii dalekosiężnych są czterech rodzajów, a mianowicie:

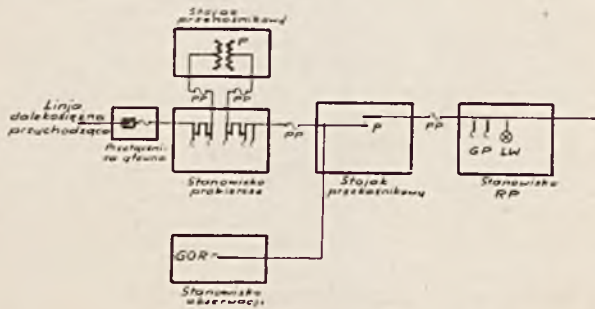
a) dla linii dalekosiężnych przychodzących—PP,



RYS. 12. SCHEMAT OBIEGOWY LINII DALEKOSIĘŻNEJ DWUKIERUNKOWEJ.



- b) dla linii dalekosiężnych wychodzących — PW,
- c) dla linii dwukierunkowych DRP, przystosowanych do pojedynczego rezerwowania,
- d) dla linii dwukierunkowych\* DRK, przystosowanych do podwójnego rezerwowania.



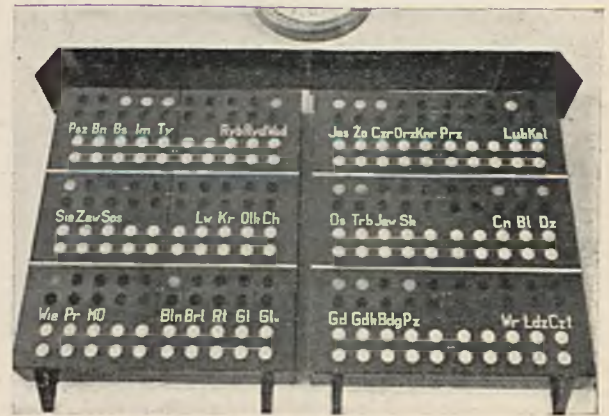
RYS. 14. SCHEMAT OBIEGOWY LINII DALEKOSIĘŻNEJ PRZYCHODZĄCEJ.

Podział linii dwukierunkowych na DRP i DRK jest uwarunkowany możliwością pojedynczego lub podwójnego rezerwowania tych linii przez telefonistki pośrednie. Rezerwowanie pojedyncze linii DRP lub DRK odbywa się w ten sposób, że telefonistka pośrednia wkłada wtyczkę do gniazdka zajętej linii, przez co sygnalizuje telefonistce międzymiastowej przy pomocy specjalnej lampki, znajdującej się w sznurze, że linia jest potrzebna do połączenia tranzytowego. Podwójne rezerwowanie możliwe jest tylko dla linii dwu-

kierunkowych DRK i odbywa się w ten sposób, że telefonistka pośrednia w razie, gdy wszystkie linie DRK należące do jednego kierunku są zajęte, wkłada wtyczkę sznura pośredniego nie do indywidualnego gniazdka linii, a do gniazdka specjalnego — GRK (p. rys. 12) jednego na kierunek. Po włożeniu wtyczki do takiego gniazdka zapalają się lampki rezerwowania w sznurach międzymiastowych u tych telefonistek, które zajęły linie dalekosiężne, należące do danego kierunku.

Podstawy z wyposażeniem przekaźnikowym linii jednokierunkowych znajdują się na wspólnym stojaku, zaś, wyposażenia linii dwukierunkowych DRP i DRK znajdują się na oddzielnych stojakach (p. rys. 15).

Obwody dalekosiężne ze stojaków przekaźnikowych skierowane są znowu na przełącznicę pośrednią, po przejściu której włączane są do gnia-



RYS. 16. TABLICE SYGNAŁOWE.



RYS. 15. STOJAKI LINII DALEKOSIĘŻNYCH.

zdek, znajdujących się na stanowiskach międzymiastowych. Do gniazdek wielokrotnych na stanowiskach RP włączone są obwody dalekosiężne przychodzące i dwukierunkowe, do gniazdek wielokrotnych na stanowiskach RZŁ i pośrednich doprowadzone są obwody dalekosiężne wychodzące i dwukierunkowe; do gniazdek pola lokalnego stanowisk RO doprowadzone są przez przełącznicę gniazdkową tylko obwody dalekosiężne dwukierunkowe.

Każdy obwód dalekosiężny dwukierunkowy posiada na stanowisku nadzorcem N przełącznik PO, którym można obwód przełączać ze stanowisk ruchu przyśpieszonego na stanowiska ruchu z oczekiwaniem.

Obwód dwukierunkowy DRK otrzymuje jeszcze dodatkowy przełącznik RP, który służy do blokowania linii dwukierunkowej na stanowiskach RZŁ i pośrednich; na linii dwukierunkowej DRK zablokowanej przełącznikiem RP można wykonywać tylko połączenia przychodzące.

Blokowanie w Centrali linii dalekosiężnych wychodzących i dwukierunkowych w tym celu, aby żadne stanowisko międzymiastowe nie mogło włączyć się, odbywa się z łącznicy probierczej, względnie, ze specjalnej tablicy blokady. Blokowanie na łącznicy probierczej odbywa się przez włożenie wtyczki obwodu pomiarowego do jedne-



go z pięciu gniazd linii dalekosiężnej; zaś, na tablicy blokady przez wciśnięcie przełącznika PB oddzielnego dla każdej linii. Zablokowanie linii w danej chwili pracującej nie powoduje zakłócenia w pracy; po zwolnieniu linii przez którekolwiek stanowisko, lampka blokady LB zapala się i linia staje się niedostępna dla telefonistek.

Dla każdego kierunku, obsługiwanego przez linie dalekosiężne dwukierunkowe, na tablicy sygnałowej znajdują się 4 lampki, zaś, dla kierunku obsługiwanego przez linie dalekosiężne wychodzące—3 lampki (p. rys. 16). Dwie pierwsze lampki, licząc od dołu, uruchamiane są ręcznie przez telefonistkę nadzorczą K z chwilą, gdy czas oczekiwania abonenta na połączenie wyniesie więcej, niż 15 min. lub 30 min. Telefonistka nadzorczą orientuje się co do czasu oczekiwania na podstawie kartek telefonicznych, znajdujących się u telefonistek RO, obsługujących linie dalekosiężne, należące do danego kierunku.

Trzecia lampka zapala się automatycznie, wówczas, gdy wszystkie linie danego kierunku, przystosowane do połączeń wychodzących, są zajęte.

Czwarta lampka odnosi się tylko do linii dwukierunkowych; lampka ta zapala się wówczas, gdy przełącznik PO wszystkich linii, należących do jednego kierunku, są wciśnięte; oznacza to, że kierunek jest obsługiwany przez stanowiska RO.

Lampki w tablicy sygnałowej są 15W, 50 V i żarzone są prądem zmiennym.

Ponieważ schematy różnych linii dalekosię-

żnych nie wiele między sobą się różnią, więc, podaje schemat (p. rys. 17) linii dwukierunkowej DRP, który jest najbardziej typowy.

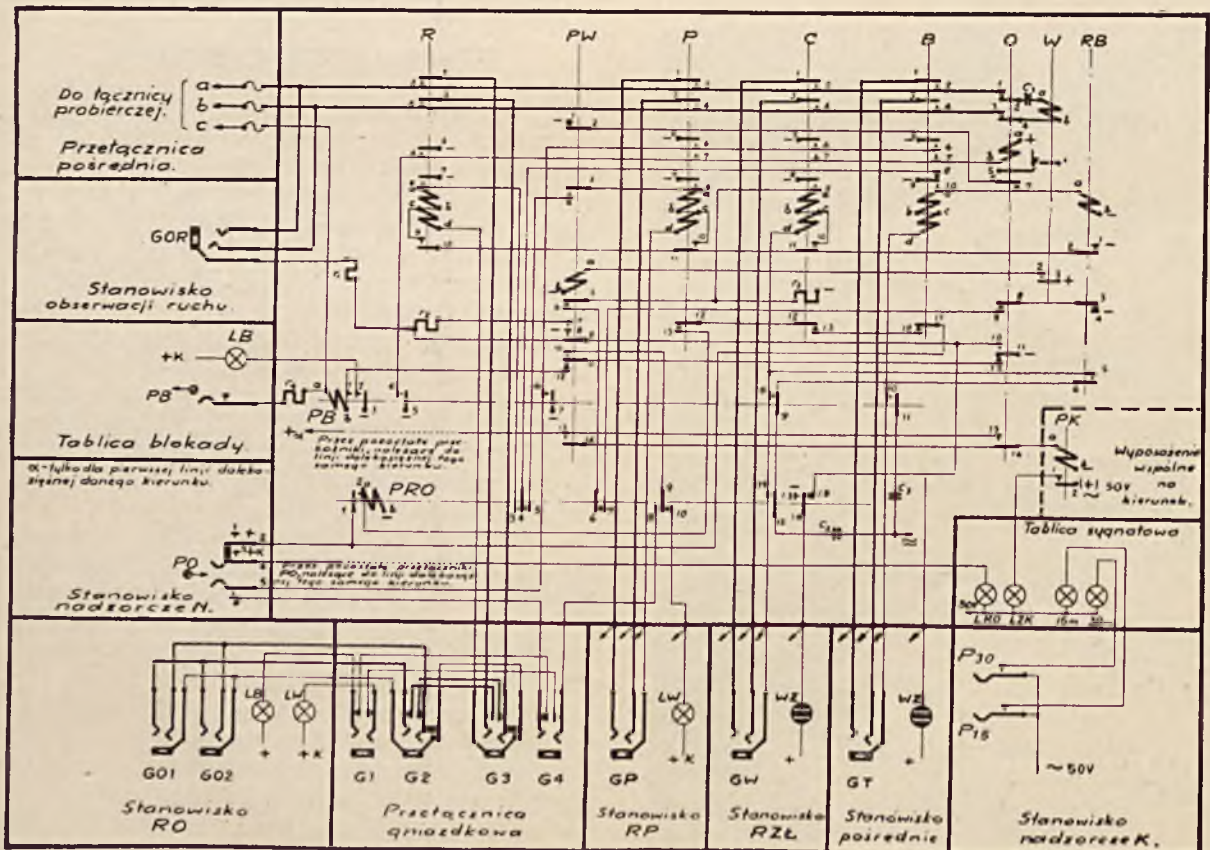
1. **Wywołanie stanowiska RP.** Jeżeli linia nie jest włączona na stanowisko RO (przełącznik PO nie jest wciśnięty) i nie jest zajęta przez jedno ze stanowisk ruchu wychodzącego, to przy wysłaniu prądu induktorowego z sąsiedniej centrali, wywołanie trafia na stanowisko RP. Działa wtedy przekaźnik wywoławczy W, który dzięki specjalnemu zaczepowi mechanicznemu, pozostaje przyciągnięty nawet po przerwaniu prądu zmiennego. Przekaźnik W jest bardzo czuły, dlatego posiada jedną parę sprężyn W 2—3, przy pomocy których włącza pomocniczy przekaźnik PW, który blokuje obwód przed włączeniem się innych telefonistek oraz włącza wielokrotne lampki wywoławcze LW na stanowiskach RP.

(1) minus bat., O II—12, PW II—10, PRO 9—10, LW, plus kontrolowany bat.

Plus kontrolowany baterji oznacza, że lampki LW dostępne w polu dla stanowiska są załączone przez niskooporowy przekaźnik, zapalający obserwacyjną lampkę wywoławczą na stanowisku.

2. **Zgłoszenie się telefonistki RP** odbywa się przez włożenie do jednego z gniazdek wielokrotnych GP wtyczki sznura międzymiastowego, posiadającej na przewodzie c przekaźnik, przyłączony do plusa baterji. Przekaźnik P, włączający przewody a i b linii dalekosiężnej na stanowisko RP, działa w następującym obwodzie:

(2) plus bat., przekaźnik na c przewodzie



RYC. 17. SCHEMAT LINII DALEKOSIĘŻNEJ DWUKIERUNKOWEJ.



wtyczki, *c* przewód gniazdka GP<sub>1</sub> P *d*—*a*, PW 3—4, PRO 5—4, B 8—9, minus bat.

Po zadziałaniu, przekaźnik P uniezależnia się od sprężyn przekaźników PW, PRO i B, gdyż otrzymuje minus baterji przez własne sprężyny P 8—7.

Sprężyny P 5—7 włączają przekaźnik odłączny O, który działając powoduje:

a) odłączenie przekaźnika wywoławczego W z linii dalekosiężnej i jednocześnie, zostaje zwolniony zaczep przytrzymujący kotwicę przekaźnika wywoławczego W; przekaźnik W puszcza, zwalniając skolei przekaźnik pomocniczy PW.

b) zasygnalizowanie przy pomocy wskaźników WZ na stanowiskach ruchu wychodzącego, że linja jest zajęta (minus baterji przez sprężyny O 11—10).

c) uniemożliwienie włączenia się stanowisk RZŁ i pośrednich, gdyż zostaje przerwany obwód przekaźnika C na sprężynach O 8—9 i—obwód przekaźnika B na sprężynach O 6—7. Przekazniki C i B włączają przewody *a* i *b* linii na odpowiednie stanowiska.

d) sprężyny O 13—14 zamykają obwód przekaźnika PK, wspólnego na kierunek, kontrolującego zajętość linii, należących do jednego kierunku. Jeżeli wszystkie linje dalekosiężne w danym kierunku są zajęte, to działa przekaźnik PK i włącza prąd na lampkę zajętości kierunku na tablicy sygnałowej.

**3. Wywołanie stanowiska RO.** Linje dalekosiężne dwukierunkowe, jak wiadomo, w godzinach słabego ruchu są włączone na stanowiska ruchu przyspieszonego. W godzinach zaś dużego ruchu można linje przy pomocy przełączników PO włączyć na stanowiska RO. Przełączenie linii z jakiegoś stanowiska międzymiastowego na stanowisko RO może nastąpić wówczas, jeżeli linja jest wolna, to znaczy, że przekaźniki P, C i B nie pracują; utworzy się wówczas obwód:

(3) minus bat., PRO *b*—*a*, P 13—12, C 12—13, B 12—11, PO 2—1, plus bat.

Z chwilą zadziałania przekaźnika PRO powstają nowe obwody, które powodują, że:

a) sygnał wywoławczy z innej C. M. trafia teraz na stanowisko RO, a mianowicie:

(4) minus bat., O 11—12, PW 11—10, PRO 9—8, G 4, C 1, LW plus kontr. bat.

Lampka wywoławcza LW na stanowisku RO zapala się.

b) na stanowiskach RZŁ jest sygnalizowana niedostępność linii; działają wskaźniki zajętości (minus bat. przez sprężyny PRO 13—14) oraz na *c* przewód gniazdka GW dany jest brzęczyk. Gdyby telefonistka przy próbie gniazdka na zajętość pomimo sygnału brzęczkowego zajęła linję, to i tak nie otrzyma połączenia, gdyż obwód przekaźnika włączającego C jest przerwany na sprężynach PRO 6—7.

c) telefonistka RO może zabrać do pracy linję w każdej chwili. Dla przekaźnika R, włączającego przewody *a* i *b* na stanowisko, utworzony jest obwód uzależniony tylko od przekaźnika B. Jednakże, jeżeli linja na stanowisku RO jest

wolna, to może być zabrana przez stanowisko pośrednie do połączenia tranzytowego.

d) lampka blokady LB danej linii dalekosiężnej na stanowisku RO gaśnie. Lampka ta pali się po zaciśnięciu przełącznika PO, jeżeli linja jest zajęta lub zablokowana. Zgaśnięcie lampki LB oznacza, że linja włączona jest na stanowisko RO i telefonistka może zacząć na niej łączyć.

**4. Zgłoszenie się telefonistki RO** odbywa się przez włożenie wtyczki sznura międzymiastowego do gniazdka GO<sub>1</sub> lub GO<sub>2</sub>. Przekaznik R, włączający przewody *a* i *b* linii dalekosiężnej na stanowisko, pracuje w następującym obwodzie:

(5) plus bat., przekaźnik na *c* przewodzie wtyczki, *c* przewód gniazdek GO<sub>1</sub> lub GO<sub>2</sub> oraz G<sub>2</sub> i G<sub>3</sub>, R *d*—*a*, PRO 3—4, B 8—9, minus bat.

Po zadziałaniu przekaźnik R uniezależnia się od sprężyn przekaźników PRO i B, bowiem, dostaje minus baterji przez własną sprężynę R 7—8. Przekaznik R włącza następnie przekaźnik O, który spełnia rolę opisaną już wyżej przy zgłoszeniu się telefonistki RP.

**5. Połączenie na stanowisku RZŁ.** Jeżeli linja jest wolna, co charakteryzuje się niedziałaniem wskaźników zajętości WZ, telefonistka RZŁ wkłada wtyczkę sznura do gniazdka GW, na skutek czego uruchamia się przekaźnik C:

(6) plus bat. przekaźnik próbny na *c* przewodzie wtyczki, *c* przewód gniazdka GW, C *d*—*a*, PW 5—6, PRO 6—7, O 9—8, RB 3—4, minus bat.

Na przewodzie *c* wtyczki znajduje się przekaźnik próbny, który uniemożliwia jednoczesne włączenie się dwóch telefonistek do jednej linii dalekosiężnej. Wskutek zadziałania przekaźnika C zostaje do gniazdka GW włączona linja oraz uruchomiony sprężynami C 8—7 przekaźnik O. Przekaznik odłączny O włącza minus baterji na wskaźniki zajętości oraz odłącza sprężynami O 11—12 oraz O 6—7 minus baterji z przekaźników PB i B, przez co uniemożliwia zablokowanie oraz zajęcie linii.

**6. Przygotowanie połączenia.** Jeżeli linja jest zajęta i wskaźniki WZ są czynne, to telefonistka RZŁ może przygotować sobie połączenie na tej linii, wkładając wtyczkę w zajęte gniazdko GW w polu wielokrotnem. Linja jednak nie zostanie włączona do sznura, gdyż jego przekaźnik próbny na przewodzie *c* nie zadziała, ponieważ będzie załączony równolegle do innego próbnego przekaźnika o mniejszej oporności (blokada) w wypadku zajęcia linii przez inne stanowiska RZŁ, względnie zostanie włączony szeregowo w obwód opór  $r_3$ , w wypadku zajęcia linii przez stanowisko pośrednie (czynny przekaźnik B).

Stanowisko RZŁ otrzyma sygnał zajętości linii przy pomocy migania lampki w sznurze, aż do czasu jego uwolnienia. Ażeby jednak uniemożliwić przygotowywanie połączeń kilku telefonistkom jednocześnie, względnie jednej przy zablokowanej lub rezerwowanej przez stanowisko pośrednie linii, załączany jest w tych wypadkach nieuziemiony biegun prądu brzęczkowego na przewód *c* linii ze sznura, który połączenie przy-



gotowuje, względnie z obwodu linii. Dlatego każdorazowo przed przygotowaniem połączenia telefonistka sprawdza, dotykając główką wtyczki korpusu gniazdka zajętej linii, połączoną przez uzwojenie cewki indukcyjnej w obwodzie rozmownym z biegunem uziemionym brzęczyka, czy dana linia jest dostępna dla przygotowywania.

7. **Połączenie ze stanowiska pośredniego** jest zupełnie podobne, jak poprzednie; jedynie, zamiast przełącznika C, działa przełącznik B.

8. **Rezerwowanie zajętej linii przez stanowisko pośrednie** odpowiada pod względem czynności przygotowaniu połączenia przez stanowisko RZŁ; o ile jednak w poprzednim wypadku telefonistka zajmująca linję nie wiedziała o tem, że inna przygotowała na nim połączenie, to w wypadku włożenia wtyczki w gniazdko GT w czasie, gdy linia jest zajęta, (przełącznik O działa) — stanowisko zajmujące daną linję otrzymuje sygnał t. zw. rezerwowania: w sznurze telefonistki zapala się specjalna lampka. Gdy linia jest zajęta przez stanowisko pośrednie, to rezerwowanie jest uniemożliwione, gdyż telefonistki pośrednie korzystają ze wspólnego pola wielokrotnego. Gdy telefonistka pośrednia włoży wtyczkę do gniazdko GT zajętej linii, utworzy się obwód:

(7) plus bat., przełącznik próbny na  $c$  przewodzie wtyczki,  $c$  przewód gniazdka GT, B  $d-a$ , RB  $a-b$ , minus bat., w którym zapracuje przełącznik RB i spowoduje, że:

a) zostanie wysłany przez sprężyny RB 6—5 brzęczyk na przewód  $c$  gniazdek GW dla ostrzeżenia telefonistki RZŁ przed przygotowawaniem połączenia na tej linii.

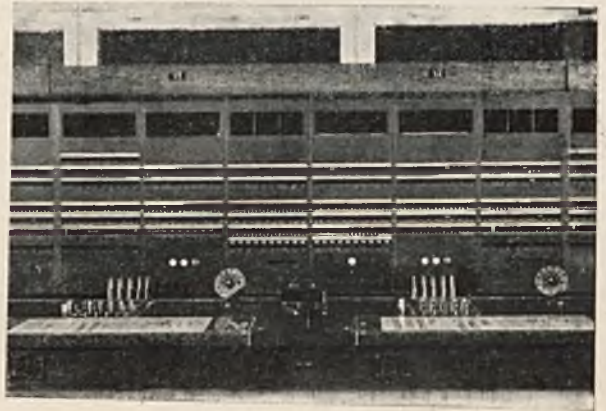
b) zostanie nawet w wypadku, gdy telefonistka RZŁ przygotowuje połączenie, uniemożliwione przez zabranie minusa (sprężyny BR 3—4) przełącznikowi C, włączenie się — z chwilą zwolnienia — linii na stanowisko RZŁ.

c) zostanie zwarta część uzwojenia jednego z przełączników P, C lub B, włączającego linję na stanowisko, i w ten sposób przez zwiększenie prądu w obwodzie przewodu  $c$  przeniesiony sygnał

rezerwowania do sznura telefonistki, zajmującej tę linję.

9. **Blokowanie linii** odbywa się włączeniem przełącznika PB na tablicy blokady linii, względnie przez włożenie wtyczki w jedno z gniazdek, znajdujących się na stanowisku probierczym; w obu wypadkach zostaje przez opór włączony plus baterji na przewód  $c$ . Jeżeli linia jest wolna, to działa przełącznik PB, który zapali lampkę LBK i odłączy przełącznik wywoławczy W. Jeżeli w chwili włączenia ziemi na przewód  $c$  linia jest zajęta, to PB nie działa i LBK nie zapali się do chwili pierwszego zwolnienia linii. Gdy działa przełącznik PB, to przerwane są obwody przełączników R, P, C i B, włączających linję na odpowiednie stanowiska oraz uruchomione wskaźniki zajętości i lampka blokady LB na stanowisku RO; oprócz tego włączony jest brzęczyk na przewód  $c$  gniazdek GW i GT na stanowiskach RZŁ i B.

10. **Sygnały do gniazdek obserwacji** wysłane są po przewodzie  $c$ ; przyczem, gdy linia jest wolna, to przewód  $c$  jest izolowany; gdy — jest zajęta połączeniem (względnie zablokowana), to zostaje włączony na przewód  $c$  minus bat. przez opór  $r_2$ ; podczas zaś wywoływania — minus baterji przez opór  $r_3$ .



RYS. 18. STANOWISKA MIĘDZYMIASTOWE ZGŁOSZENIOWO-ŁĄCZENIOWE.

(Dokończenie nastąpi.)

## OSTATNIE POGLĄDY NA TECHNIKĘ TELEWIZYJNĄ<sup>1)</sup>.

L. KĘDZIERSKI.

### Wstęp.

Rok 1935 minął dla elektryków pod znakiem telewizji. Wszystkie niemal kraje europejskie rozpoczęły gorączkową pracę: bądź nad konkretną realizacją stacji telewizyjnych dla użytku publicznego, bądź też nad rozwiązaniem na drodze teoretycznej szeregu zagadnień niedostatecznie do tychczas wyświelonych.

Z szeregu państw wysuwają się tu na plan pierwszy Niemcy, Francja i Anglia z krajów europejskich, oraz Stany Zjednoczone A. P. z krajów zamorskich.

W Niemczech, przede wszystkim ze względów propagandowych, starano się oddać telewizję jaknajszybciej do użytku publicznego, otwierając w marcu roku zeszłego nową stację telewizyjną w Berlin—Witzleben, jako pierwszą europejską stację wysokiej jakości. Jednocześnie zaprojektowano pokrycie całego obszaru Rzeszy zasięgiem telewizyjnym przez wybudowanie 23 stacji nadawczych pracujących na falach poniżej 10 m, z których osiem znajduje się już w fazie budowy.

<sup>1)</sup> Według odczytu wygłoszonego w Sekcji Radiotechnicznej Stowarzyszenia Elektryków Polskich w dn. 18.III.1936 r.



Wymienione 23 stacje posiadałyby jedną centralną na szczycie góry Brocken w odległości 200 km od Berlina (na wysokości 1142 m nad poziomem morza), zaopatrzoną w studia i połączone kablami ze wszystkimi pozostałymi grającymi rolę stacji przekąźnikowych.

Powyższa metoda przesyłania (poza kosztami) jest bardzo skomplikowana, jednak wykonano już pierwszą próbę przesyłając dn. 15 lutego b. r. obrazy ruchome kablem na odległość 400 km.

Francja w roku zeszłym, natychmiast po pierwszych udanych próbach nad telewizją 60 linjową, uruchomiła 2,5 KW stację w Paryżu, (podobnie jak w Niemczech 180 liniową), której moc ma być podniesiona do 20 KW, aby umożliwić odbiór wysokiej jakości w znacznych stosunkowo odległościach od stacji.

Anglia, w celu spopularyzowania telewizji, powołała w r. 1934 Komitet Telewizyjny, którego zadaniem było opracowanie warunków jakim winna odpowiadać telewizja nadająca się do użytku publicznego. Raport tego Komitetu złożony w lutym 1935 r. przewiduje jednoczesne eksperymenty nad dwiema metodami przesyłania obrazów: Bairda—240 liniowym przy 25 obrazach na sek. i Marconiego—405 liniowym przy 50 obrazach na sek. W wykonaniu powyższych postulatów zbudowano 17 KW stację w Londynie w Alexandra Palace, która już w najbliższym czasie podejmie nadawanie codziennego programu.

W Stanach Zjednoczonych A. P., które pierwsze rozpoczęły prace nad telewizją na właściwym poziomie, otrzymano już w latach poprzednich szereg imponujących wyników. Pośród nich należy przedewszystkiem wymienić uruchomienie 16 KW stacji w Camden, do której dostarczano programy ze studia w New York'u przy pomocy kabli oraz dwu stacji przekąźnikowych, przyczem opracowanie metody analizy elektronowej pozwoliło na otrzymywanie zdjęć bardzo wysokiej jakości. Jeśli dodamy do tego uruchomienie 28 mniejszych stacji doświadczalnych, przeszło sto laboratoriów państwowych i prywatnych pracujących nad rozwojem telewizji, oraz milionowe sumy przewidziane przez Radio Corporation of America na inwestycje telewizyjne w roku 1936, to będziemy mieli obraz stanu telewizji w Ameryce.

Wyżej wymienione kraje nie są jednak jedynie, w których zrozumiano konieczność prowadzenia prac nad rozwojem tej nowej, ciekawej dziedziny elektrotechniki.

W Rosji Sowieckiej w ciągu roku zeszłego czyniono przygotowania do praktycznego zrealizowania transmisji telewizyjnych i ogłoszono program prac na rok 1936. Przewidziano w nim budowę kilku stacji nadawczych telewizji niskiej jakości (30 linii) oraz trzech stacji telewizji wysokiej jakości (240 linii) w Moskwie, Leningradzie i Kijowie. Przeprowadzono jednocześnie szereg udanych eksperymentów z odbiorem, nadając między innymi sceny z życia Lenina w XI rocznicę jego śmierci.

Rosja Sowiecka, doceniając kulturalną i oświatową rolę telewizji, zapowiada zorganizowanie sta-

łej służby telewizyjnej na dalekiej północy w obszarach arktycznych, i jako pierwszy krok—instaluje obecnie aparaturę nadawczą na wyspie Dikson.

W Szwecji od grudnia roku zeszłego rozpoczęto w Sztokholmie pierwsze próby przesyłania obrazów ruchomych metodą niemiecką; w Italii wybudowano stację próbną w Turynie; w Holandii w Eindhoven Zakłady Philipsa uruchomiły próbną stację 500 W, wreszcie Szwajcaria jest w trakcie budowy swego pierwszego nadajnika telewizyjnego.

Większość państw europejskich przystąpiła więc już do realizacji instalacji telewizyjnych, pozostałe zaś jak Węgry Czechosłowacja, Rumunia, Estonia, przygotowują się do wzięcia czynnego udziału w pracy bądź teoretycznie—studując zagadnienie u siebie, bądź też wysyłając swych techników na studia zagraniczne. Zainteresowanie techniką telewizyjną jest więc ogromne.

Jak łatwo spostrzec—z zagadnieniem przesyłania obrazów ruchomych łączą się, poza technicznymi, różne problemy administracyjne, kulturalne, artystyczne, społeczne i t. p. Staje się więc niezbędną współpracą radjofonji, teatru, kina i prasy. Celem ułatwienia współpracy i skoordynowania wysiłków, Międzynarodowy Instytut Kina Wychowawczego w Rzymie stworzył w kwietniu r. z. Komitet Doradczy i Międzynarodowe Centrum Telewizyjne, które postawiło sobie za cel scentralizowanie wysiłków i nawiązanie łączności między wszystkimi zainteresowanymi techniką telewizyjną.

Obydwa powyższe organy współpracują ściśle z Ligą Narodów, z Międzynarodowym Instytutem Współpracy Intelektualnej, oraz z Międzynarodową Unją Radiofoniczną.

Tak się mniejwięcej przedstawia w krótkości stan światowej telewizji w roku 1935. W Polsce czynniki miarodajne, doceniając znaczenie kulturalne telewizji, umożliwiły w połowie roku 1935 rozpoczęcie teoretycznych studiów nad techniką „widzenia na odległość”. Nie od rzeczy więc będzie poruszyć tu kilka najbardziej istotnych zagadnień z techniki telewizyjnej, tymbardziej, że dotychczas jeszcze fachowa prasa polska milczy o trudnościach z jakimi się tu spotykamy.

### Ogólne warunki dobrej jakości obrazu.

Określenie warunków jakim winien odpowiadać obraz, który uznamy za zadawalający nie jest łatwe. Specyficzny charakter zagadnienia uniemożliwia określenie ich jednoznacznie—cyfrowo. Jakość bowiem obrazu uzależniona jest nie tylko od czynników związanych z nim bezpośrednio, lecz również od fizjologicznych właściwości patrzącego.

Określenie naprzykład wielkości zasadniczej, niejako doskonałości budowy obrazu—czyli ilości elementów, na które można go podzielić bez szkody dla jakości, możemy przeprowadzić jedynie przez porównanie ze znanymi nam innymi wielkościami pokrewnymi. Jak wiadomo, oko ludzkie przy bezpośrednim widzeniu rozróżnia dwa punkty tworzące ze źrenicą kąt nie mniejszy niż jedna minuta oraz, że pole widzenia wynosi oko-



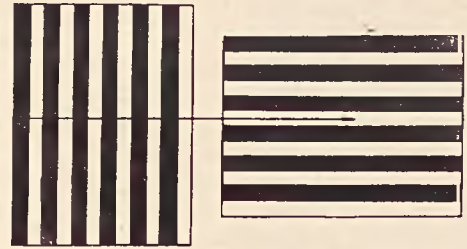
ło 30°. Te dwie cyfry pozwolą nam określić ilość elementów jaką moglibyśmy zauważyć przy czytaniu np. z normalnej odległości. Ponieważ w tych warunkach możemy objąć wzrokiem kwadrat o boku 15 cm, więc rozróżniamy na nim elementy nie mniejsze niż 0,1 mm, czyli, że ilość ich jaką można dostrzec wyniesie 2 250 000 niezależnych elementów. Jednakże siatkówka naszego oka zawiera około 120 000 punktów czułych na światło — nie ma więc celu dzielić obrazu na większą ilość elementów niż powyższa. Stąd możnaby więc przyjąć, że przy podziale obrazu na 120 000 elementów otrzymamy doskonałą wierność odtworzenia. Tak duża jednak ilość elementów obrazu przy normalnie przyjętej częstotliwości zmian obrazu 25 sek<sup>-1</sup> wymaga przesłania 3 000 000 elementów w ciągu sekundy, a więc wystania 3 000 000 impulsów prądu w ciągu sekundy. Warunki te są więc, jak widzimy, dość trudne do wypełnienia, gdyż zmuszeni jesteśmy prądami o częstotliwości 1,5 Mc modulować falę nośną stacji.

Schodzimy więc niżej z jakością obrazu biorąc za podstawę jakość ilustracji typograficznych i określając jako minimum potrzebne do dobrego odtworzenia podział na 40 000 elementów przy 25 obrazach na sekundę. Odpowiada to znanej telewizji 180 liniowej, którą obecnie uważa się jako pierwszy etap telewizji wysokiej jakości.

Jak przekonamy się następnie, podobne określenie telewizji wysokiej jakości nie jest ściśle ze względu na wpływ szeregu innych czynników, obecnie jednak przyjmujemy, dla uproszczenia, że obrazy przesyłane przy pomocy aparatury 180 liniowej przy 25 obrazach na sekundę są naogół zadowalające, jeśli reprodukują ponadto kontrasty we właściwej skali.

Skala kontrastów spotykana w naturze rozciąga się w zakresie ~ 50 db., w muzyce ~ 40 db., w filmie wreszcie ~ 30 db. Tę ostatnią cyfrę, jako minimum, przyjęto również i dla techniki telewizyjnej wysokiej jakości.

Dla powyższych założeń można już określić warunki, według których klasyfikować będziemy obrazy z punktu widzenia trudności przesyłania ich. Przy określonej metodzie analizy obrazu, a więc na przykład przy wybieraniu go poziomymi liniami równoległymi, obrazem najtrudniejszym do przesłania będzie szereg pionowych pasm czarnych i białych kolejno zmieniających się i o szerokości pasma równej jednemu elementowi obrazu. Ten sam obraz, może być jednocześnie obrazem najłatwiejszym do przesłania, jeśli przekręcimy go o kąt 90° względem kierunku wybierania, podobnie jak na rys. 1. Istotnie, w pierwszym wypadku przy wybieraniu mamy stale do czynienia z maksymalną zmianą jasności przy przejściu od jednego elementu obrazu do drugiego, a więc w skład sygnału telewizyjnego wchodzić będą maksymalne częstotliwości. W drugim wypadku nie mamy żadnych zmian jasności w kierunku wybierania, sygnał telewizyjny jest więc najprostszy. Wszystkie inne obrazy, z punktu widzenia trudności przesyłania, zawierają się między tymi dwoma granicznymi i mogą być zawsze



RYC. 1. OBRAZ NAJTRUDNIEJSZY I NAJŁATWIEJSZY DO PRZEŚLANIA.

przyrównane do powyższego wzorca skręconego o pewien kąt względem kierunku wybierania.

### Elektrooptyczne podstawy analizy obrazu.

Analiza obrazu polega, jak wiadomo, na przejściu od wielkości optycznych, a więc zmian jasności w czasie i przestrzeni, do wielkości elektrycznych, czyli zmian prądu w czasie. Niemożliwość opracowania transformatora optyczno-elektrycznego reagującego na zmiany w czasie i przestrzeni zmusza do zamiany wielkości zmienionych w przestrzeni na dodatkowo zmienne w czasie, a więc do kolejnej analizy i kolejnej syntezy poszczególnych elementów obrazu. Występujące tu ciekawe zjawiska dadzą się zanalizować na podstawie kształtu krzywej prądu fotoelektrycznego na wyjściu z fotokomórki układu nadawczego. W pierwszych studiach nad tym zagadnieniem przyjęto, jak ogólnie w elektrotechnice, że prąd fotoelektryczny da się przedstawić jako prosty szereg Fourier'a. Tak uproszczone traktowanie zagadnienia daje właściwe rezultaty tylko w tym wypadku, jeśli jasność obrazu w kierunku prostopadłym do wybierania jest jednolita. Oczywiście, w wypadku ogólnym obrazu złożonego, tego rodzaju założenie nie jest słuszne, gdyż rezultat pomiarów sprzeczny jest z wynikami otrzymanymi na drodze teoretycznej. Pozatym pojedyncza funkcja Fourier'a nie mówi nam nic o odtworzeniu, lub zniekształceniu szczegółów w poprzek kierunku wybierania, o rozkładzie częstotliwości i rozkładzie energii w widmie telewizyjnym. Z pomiarów mianowicie okazało się, że rozkład częstotliwości w widmie telewizyjnym jest nieciągły, a pewne częstotliwości we wstędze są niezajęte, energia zaś sygnału grupuje się jedynie przy określonych częstotliwościach.

Na podstawie powyższego, dwaj Amerykanie Pierre Mertz i Frank Gray przeprowadzili ścisłą analizę matematyczną zagadnienia wybierania obrazu, otrzymując jako wynik wzory na jasność  $E$  obrazu w danym jego punkcie  $(x, y)$  oraz na odpowiadającą mu wartość prądu fotoelektrycznego. I.

$$E_{(x,y)} = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{mn} \cos \left[ \pi \left( \frac{m \cdot x}{a} + \frac{n \cdot y}{b} + \varphi_{mn} \right) \right],$$

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



gdzie  $a_{mn}$  — jest amplitudą  $mn$  składowej częstotliwości, której wielkość zależy od budowy przesyłanego obrazu.

$m-n$  — są dwoma parametrami określającymi położenie składowej w szeregach

$2a$  i  $2b$  — są wymiarami obrazu

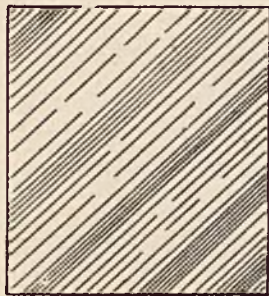
$K$  — czułością fotokomórki

$u$  — prędkością wybierania w kierunku poziomym

$v$  — prędkością wybierania w kierunku pionowym.

Prąd ten został określony w chwili  $t$ , podczas analizy elementu obrazu o współrzędnych  $x = u \cdot t$  i  $y = v \cdot t$ , w założeniu obrazu nieruchomego i wybierania punktowego.

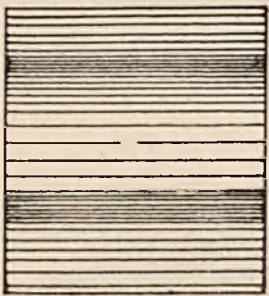
Jak widzimy jasność obrazu w każdym jego punkcie jest rzeczywistą, dwuwymiarową funkcją.



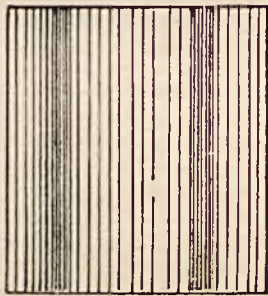
składowa +2,-3



składowa +2,-3



składowa 0,+2



składowa +2,0

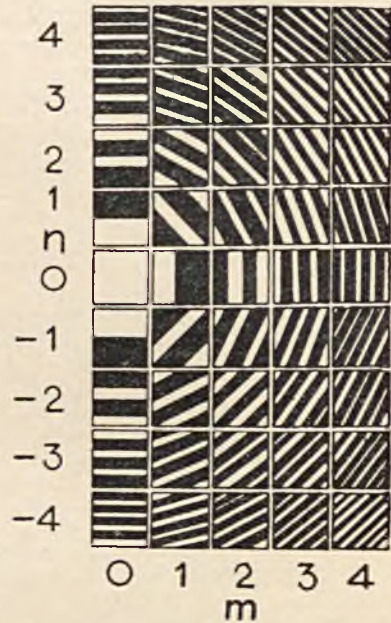
RYS. 2. SKŁADOWE POLA OBRAZU.

Obraz jest zbudowany z nałożenia szeregu fal rozciągających się w różnych kierunkach i mających różne długości fali.

$$\lambda_{mn} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$$

Podobnie więc jak przy przebiegach prądowych, możemy uważać prąd odkształcony jako powstały z nałożenia na siebie szeregu prądów sinusoidalnych, tak i tu można wyobrazić sobie, że obraz — otrzymujemy z nałożenia na siebie dużej ilości płytek przezroczystych, których jasność zmienia się sinusoidalnie i różnie w różnych kierunkach. Na rysunku 2 mamy podane kilka takich

optycznych składowych pola obrazu. Jeżeli dobralibyśmy takich płytek pewną ilość o odpowiednich długościach fali w odpowiednich kierunkach, to moglibyśmy z nałożenia ich otrzymać dowolny obraz. Rys. 3 daje nam pojęcie o wyglądzie



RYS. 3 WSZYSTKIE SKŁADOWE POLA OBRAZU DLA  $m$  OD 0 DO +4 I DLA  $n$  OD -4 DO +4.

wszystkich składowych pola obrazu dla parametrów:  $n$  zawartego między  $-4$  i  $+4$  i  $m$  od 0 do  $+4$ . (Dla uproszczenia rysunku zmiany jasności są podane jedynie jako czarne i białe, w rzeczywistości jednak przejście od jasnego do ciemnego odbywa się w sposób ciągły — sinusoidalny). Poszczególne kwadraty rys. 3 dają nam odpowiednie wyrazy szeregu  $E(xy)$ .



RYS. 4. ROZKŁAD CZĘSTOTLIWOŚCI W WIDMIE TELEWIZYJNYM DLA OBRAZU NIERUCHOMEGO.

Odpowiednio do składowych pola obrazu mamy składowe prądy fotoelektrycznego, których częstotliwości są

$$f_{mn} = \frac{m \cdot u}{2a} + \frac{n \cdot v}{2b}$$

Częstotliwość więc  $mn$  składowej prądu fotoelektrycznego  $I(t)$  jest wynikiem sumowania dwu częstotliwości, z których jedna jest proporcjonalna do  $\frac{u}{2a}$ , czyli częstotliwości zmian linii, druga zaś



jest proporcjonalna do  $\frac{v}{2b}$ , czyli do częstotliwości zmian obrazu. Widmo częstotliwości sygnału telewizyjnego, składa się więc w przypadku obrazu nieruchomego, z pewnej liczby składowych podstawowych znajdujących się od siebie w odległości odpowiadającej częstotliwości zmian linii, którym towarzyszy szereg malejących satelitów rozmieszczonych w odległościach odpowiadających częstotliwości zmian obrazu (rys. 4).

Pewne części widma częstotliwości są, jak z powyższego widać, niezajęte i mogą być bez poszerzenia wstęgi wykorzystane do innych ce-

łów. Projektuje się tu umieszczanie sygnałów synchronizacyjnych, lub też wykorzystanie ich dla komunikacji telegraficznej.

Taki jednak obraz widma częstotliwości otrzymuje się według naszych założeń tylko przy obrazie nieruchomym, a więc np. w fototelegrafii. Jeżeli jednak przesyłamy obrazy ruchome, czyli obraz przesyłany zmienia się w czasie, to składowa zarówno częstotliwości podstawowych jak i częstotliwości satelitów są niejako modulowane, a więc i każda z nich posiada swoje wstęgi boczne. Całkowita wstęga częstotliwości ulega poszerzeniu. (D. c. n.)

## ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

W okresie ubiegłym S. T. P. zorganizowało dla Członków Stowarzyszenia i ich rodzin dwie wycieczki:

W dn. 16 października b. r. zwiedzono Muzeum Przemysłu i Techniki w Warszawie.

W dn. 7 listopada b. r. odbyła się wycieczka na trasę budowy telefonicznego kabla okręgowego Warszawa-Żyrardów, układanego i montowanego przez Spółdzielnię „Grupa Techniczna“.

W wycieczce wzięło udział 50 osób.

Odczyty w Sekcji Radiotechnicznej SEP.:

W dn. 4 listopada b. r. odczyt zbiorowy p. t. „Wrażenia

z Wystaw Radiowych w Paryżu, Berlinie i Londynie“ wygłoszą p. por. inż. E. S. E. S. Hattowski z Biura Badań Technicznych Wojsk Łączności oraz pp. inż. B. Ryniejski i inż. St. de Walden z Państwowych Zakładów Tele- i Radiotechnicznych.

W dn. 25 listopada b. r. p. inż. Wł. Rabęcki z Polskiego Radja wygłosi odczyt p. t. „Nowe 50 kw. Radjostacje Nadawcze Polskiego Radja we Lwowie i Wilnie“.

Odczyty odbędą się w lokalu SEP (Królewska 15) — początek o godz. 19.

## PRZEGLĄD PISM.

A. P. T. T. Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.  
E. N. T. Elektrische Nachrichten-Technik.  
E. T. Z. Elektrotechnische Zeitschrift.  
H. E. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.  
I. E. S. T. Izwiestija Elektropromyshlennosti Słabago Toka.  
J. T. Journal des Télécommunications.  
P. E. Przegląd Elektrotechniczny.  
P. O. E. E. J. Post Office Electrical Engineers Journal.  
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. M. Technische Mitteilungen.  
T. P. Telegraphen-Praxis.  
T. S. Technika Swiazi.  
Z. F. Zeitschrift für Fernmeldetechnik, Werk und Gerätebau.

### TEORIA I POMIARY.

Analiza teoretyczna równania Helmholtza. W. G. Nazarov, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 39, 36.

Analiza wzoru Helmholtza, stosowanego do obliczenia czasu zadziałania przekładników elektromagnetycznych; wzór ten został wyprowadzony i jest słuszny tylko dla obwodów elektrycznych, nie sprzężonych indukcyjnie ze zwartymi wtórnymi obwodami; tymczasem takie sprzężenie, choćby w postaci obwodu prądów w rdzeniu żelaznym, tym bardziej przy przekładnikach z opóźnionym działaniem, występuje niemal zawsze przy przekładnikach; z tego względu doświadczenie daje zawsze czas większy niż obliczony ze wzoru Helmholtza. Autor wyjaśnia na drodze matematycznej przyczynę tej rozbieżności. Schemat umożliwiający w oscylografie katodowym obserwowanie

równocześnie dwóch krzywych. K. Grinawcew, T. S., Nr. 7, 32, 36

Współczesne falomierze stosowane w Europie Zachodniej. A. J. Wajenberg, T. S., Nr. 7, 54, 36.

Aparatura pomiarowa fabryki Nr. 9. Wejtkow, T. S., Nr. 8, 58, 36.

Opisy krótkie przyrządów dla pomiarów prądami akustycznymi, wykonywanych przez jedną z fabryk sowieckich.

Najkorzystniejsze wymiary elipsoid o właściwościach magnesów stałych z punktu widzenia maksymalnego pola zewnętrznego w płaszczyźnie równikowej. H. Neumann i K. Warmuth, E. N. T., Nr. 9, 295, 35.

Promieniowanie małych zwierciadeł parabolicznych przy różnych wzbudzeniach. R. Brömel, H. E., Nr. 3 (9), 81, 36.

Nowy precyzyjny falomierz kwarcowy. L. Bergmann, H. E., Nr. 3 (9), 87, 36.

Obwody rezonansowe do stabilizacji częstotliwości. C. W. Hansell (streszczenie), H. E., Nr. 3 (9), 107, 36.

30 minut elektrotechniki: opór, indukcyjność i pojemność w układzie szeregowym. S. B. B., Nr. 9, 137, 36.

Wykład popularny z zakresu podstaw elektrotechniki.

Przyrząd do wytwarzania impulsów krótkotrwałych o wielkiej dokładności czasowej (dok.). W. Liebknecht, Z. F., Nr. 10, 148, 36.

Wzory na ruch i oczekiwanie. G. S. Berkeley P. O. E. E. J., Nr. 3, 188, 36.

Praca z zakresu teorii matematycznej obliczania ilości organów w centralach autonomicznych. Autor analizuje wzory, zestawione przez Cronmelina, Pollaczeka, Molinę i Erlanga na czas oczekiwania w wypadku systemu, przy którym w razie zajętości wszystkich wyjść organ poprzedzający nie daje sygna-



lu zajętości, lecz oczekuje na zwolnienie jednego z wyjść; powoduje to oczywiście zwiększony czas zajęcia w porównaniu z systemem, dopuszczającym straty wywołań lub na poszczególne stopniach wybierania. Autor zakłada, że czas zajętości jest wielkością stałą, co odpowiada np. rozdzielnikowi zgłoszeń przy strowgerowskim układzie szukania. Autor podaje wyniki „sztucznych pomiarów ruchu”, polegających na dowolnym kombinowaniu liczb tworzonych według pewnej zasady.

*Wykład zasad fizyki atomowej. Część III: izotopy, radioaktywność i neutron.* F. C. Mead, P. O. E. E. J., Nr. 3, 203, 9.

### ELEKTROAKUSTYKA.

*Analiza układu niskiej częstotliwości, służącego do przyłączenia mikrofonu kondensatorowego.* P. W. Stender, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 29, 36.

*Nowy przyrząd do pomiaru pogłosu.* F. Benz, H. E., Nr. 31 (9), 98, 36.

*Teoria modulacji i demodulacji.* F. Aigner, H. E., Nr. 3 (9), 99, 36.

*75-lecie elektrycznego przesyłania mowy.* W. Jaekel, Z. F., Nr. 10, 153, 36.

### CENTRALE TELEFONICZNE.

*Centrale automatyczne systemu Bella (d. c.).* E. Anderfuhren, R. T. T., Nr. 10 (151), 745, 36.

Opis schematu rejestru w systemie Rotary.

*Praca leningradzkiej centrali automatycznej i wyniki stachanowskiej dekady.* Basajew, T. S., Nr. 7, 46, 36.

Na marginesie dyskusji w sprawie pracy sowieckich central automatycznych autor podaje szereg faktów, świadczących o niezbyt dobrej organizacji konserwacji central, nie posiadających np. naogół aparatów badaniowych do kontroli organów.

*Zasilanie buforowe central z jedną baterią akumulatorową.* Loog (streszczenie), T. S., Nr. 7, 48, 36.

Systemy zasilania buforowego, stosowane przez niemiecki zarząd pocztowy.

*Obwody połączeniowe do odległych centralek.* J. Korobow, T. S., Nr. 8, 27, 36.

Autor twierdzi, że za jakość rozmów pomiędzy abonamentami centralek podmiejskich a miejskimi pochodzi z 3-ch źródeł: asymetrii schematu obwodu połączeniowego, asymetrii schematu centrali, złego stanu obwodu abonenta. Najprostszym sposobem polepszenia rozmów jest przeróbka schematu obwodu połączeniowego. Autor podaje kilka schematów z przenośnikami.

*Tłumienie przesłuchu w centralach automatycznych.* G. S. Sawieljew, T. S., Nr. 8, 31, 36.

Omówienie przesłuchu z przewodów sygnalizacyjnych na rozmówne w obrębie centrali; autor omawia również przesłuch z obwodu impulsowania (przełączniki RR<sub>4</sub> i RR<sub>7</sub> w centrali S. A. L. M. E.); tłumienie przesłuchu nie powinno być mniejsze niż 10 neperów. Autor podkreśla znaczenie symetrii w obwodach sygnalizacyjnych.

*Filtry wygładzające dla urządzeń zasilających central telefonicznych przy zastosowaniu zasilania buforowego z prostownikami rzęciowymi.* B. A. Piontkowski, T. S., Nr. 8, 48, 36.

Dopuszczalna wielkość napięcia zakłócającego. Wybór i obliczenie filtru.

*Układ stacyjny do sprawdzania tarcz numerowych u abonentów, bez udziału łącznicy badaniowej.* A. P. T. T., Nr. 10 970, 36.

Urządzenie opisane zawiera kilka przełączników, z wybierakami obrotowymi 10-stykowe i 1 wybierak obrotowy 50-stykowy; ten ostatni spełnia rolę miernika szybkości, gdyż napędzany jest prądem zmiennym 50-okresowym. Połączenie z urządzeniem monter wysłany do abonenta uzyskuje przez wybranie specjalnego numeru 2- lub 3-cyfrowego. Podany jest pełny schemat w zastosowaniu do central strowgerowskich.

*Podstawy techniki schematów telefonicznych.* R. Führer, S. B. B., Nr. 9, 129, 36.

Rodzaje prądów spotykanych w urządzeniach telefonicznych. Natężenia prądów w obwodach lokalnych i liniowych; autor podaje, że w Niemczech zapotrzebowanie prądu na rozmowę lokalną przyjmuje się 0,035 Ah. Znaczenie spójczynika

sprawności w technice telefonicznej. Artykuł jest początkiem większej pracy, bardzo szeroko zakrojonej a przeznaczonej dla niższego i średniego personelu teletechnicznego.

*Urządzenia telefoniczne z gniazdkami wtyczkowymi.* S. B. B., Nr. 9, 132, 36.

Schematy i opisy załączenia w różnych typach niemieckich instalacji domowych z gniazdkami wtyczkowymi.

*Zastosowanie wybieraków obrotowych jako grupowych (d. c.).* W. Giese, T. P., Nr. 17, 265, 36 i Nr. 18, 280, 36.

Autor omawia systemy, przy których na każdym kroku wybierak próbuje dwa wyjścia, następnie systemy, w których w stopniu wybierania grupowego użyty jest więcej niż jeden wybierak obrotowy. Omówiona jest również zwrotnica grupowa niemieckiego zarządu pocztowego, stosowana w centralach o pojemności 200—300 abonentów. Za czyste systemy obciążeniowe autor uważa OL 500 i OL 1000 fabryki L. M. Ericsson, system firmy Chr. Gfeller A. G., system Standarda dla małych central wiejskich bez obsługi, system 17 firmy Siemens Brothers z wybierakami silnikowymi.

### LINIE TELEFONICZNE.

*Obliczanie poprzeczników dla słupów elektrycznych.* K. F. Heller, P. E., Nr. 20, 619, 36.

*Rozkład indukcyjności w kablu podmorskim.* R. T. T., Nr. 10 (151), 734, 36.

Nieregularności odstępów między cewkami pupinowskimi. Przewidywanie charakterystyki oporu pozornego na podstawie znanych odchyłek cewek od wartości średnich.

*Mocowanie słupów, podtrzymujących kable napowietrzne.* T. R., R. T. T., Nr. 10 (151), 765, 36.

*9-e posiedzenie plenarne Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telefonicznego (d. c.).* R. T. T., Nr. 10 (151), 787, 36.

Wpływ zakłóceń na jakość rozmowy. Korozja i metody jej zwalczania: drenowanie bezpośrednie i stopniowane, złącza izolowane dla przerwania ciągłości płaszcza; wtyczne do opracowania nowego projektu zaleceń, dotyczących obrony kabli przed korozją. Wykaz zagadnień, zlekczonych do przestudiowania w r. 1937—38. Zagadnienia eksploatacyjne i taryfowe. *Automatyczna regulacja wzmocnienia w urządzeniach telefonii nośnej.* J. I. Wielikin, T. S., Nr. 7, 17, 36.

Regulacja samoczynna polega na zmianie punktu pracy pierwszej lampy wzmacniakowej wysokiej częstotliwości w zależności od zmian tłumienia obwodu, przy czym energię pobiera się z obwodu anodowego ostatniej lampy odbiornika. Regulacja automatyczna odciąża personel, który nie musi tak często przeregulowywać aparatury.

*Sygnalizacja przy uszkodzeniu izolacji miejskich kabli telefonicznych.* N. Sorokin, T. S., Nr. 7, 29, 36.

Opis bardzo prostego urządzenia do kontroli izolacji kabli miejskich; kontroluje się w sposób ciągły przez przełącznik łączną izolację wszystkich kabli, a w razie uszkodzenia odłączają się kolejno kable i szybko znajduje się uszkodzony.

*Obliczenie przejść napowietrznych przez rzeki.* I. W. Koptiew, T. S., Nr. 7, 37, 36.

Obliczenie w wypadku niejednakowej wysokości podpór na obu brzegach.

*Ilość antyseptycznych środków w bandażu do nasycania słupów.* S. L. Atmarow i I. Aleksejew, T. S., Nr. 7, 41, 36.

*Linie teletechniczne.* D. Jurin, T. S., Nr. 7, 43, 36.

*Metoda liczenia na gięcie drewnianych słupów napowietrznych linii teletechnicznych.* S. P. Jeremin, T. S., Nr. 7, 44, 36.

*Okręgowa sieć wiejska leningradzka.* N. N. Grigorow, T. S., Nr. 8, 10, 36.

Opis sieci, służącej do połączenia ważniejszych punktów w okręgu; ze względów gospodarczych układ sieci nie jest gwiazdzysty; sieć przystosowana jest do rozmów konferencyjnych. W artykule podany jest opis urządzeń stacyjnych w sieci, w której stosuje się wzmacniaki ze względu na to, że przewody są stalowe a odległości dość duże.

*Określenie tłumienia par ekranowanych w kablu przy transmisji szerokiego zakresu częstotliwości.* K. Kulbackij, T. S., Nr. 8, 19, 36.

Wzory i wykresy tłumienia w funkcji częstotliwości w zakresie do 100 000 okr./sek.



- Ochrona linii teletechnicznych przed działaniem indukcyjnym linii silnoprządowych.* M. I. Michajłow, T. S., Nr. 8, 37, 36.
- Obliczenie zakłócającego wpływu elektrostatycznego linii wysokiego napięcia na obwód telefoniczny międzymiastowy Tyflis — Baku na odcinku Tyflis — Akstafa.* G. I. Kurabcew, T. S., Nr. 8, 44, 36.
- Konserwacja francuskiej sieci kabli dalekośiężnych.* M. Parmentier i R. Croze. A. P. T. T., Nr. 10, 897, 36.
- Organizacja pomiarów; wzory kart pomiarowych; wykorzystanie materiału: tatystycznego.
- Szczególne wykonanie słupów końcowych w okolicy Lille.* F. Dubois, A. P. T. T., Nr. 10, 934, 36.
- Obliczenie i wykonanie słupów z naciągami jednostronnym na szczególnie obciążonej trasie.
- Uwagi o nowych zaleceniach Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telefonicznego (C. C. I. F.) w sprawach transmisyjnych.* R. Bigorgne, A. P. T. T., Nr. 10, 945, 36.
- Zestawienie ważniejszych zaleceń C. C. I. F. uchwalonych w Kopenhadze.
- Czwarte zebranie plenarne międzynarodowej komisji mieszanej do doświadczeń w sprawie zabezpieczenia linii telekomunikacyjnych i kanalizacji podziemnych (C. M. I.) — Paryż, 13 — 18 stycznia 1936 r. (dok.).* A. P. T. T., Nr. 10, 947, 36.
- Najkorzystniejszy przekrój symetrycznego kabla szerokowidmowego.* F. Kirschstein, E. N. T., Nr. 9, 283, 36.
- Na drodze matematycznej autor wyprowadza zależności, umożliwiające projektowanie kabli szerokowidmowych symetrycznych t. zn. złożonych z 2-ch przewodów we wspólnej osłonie.
- Widmo częstotliwości napięcia zakłócającego w przestrzeni zewnętrznej kabla nie zupełnie współśrodkowego.* H. Buchholz, E. N. T., Nr. 9, 310, 36.
- Przyczyny do teorii kabla szerokowidmowego przy uwzględnieniu odchylenia od koncentryczności przewodu i płaszcza osłonnego.
- Nomogramy ważniejszych zależności pomocniczych potrzebnych do obliczenia zwiśów na liniach napowietrznych.* K. Kohler, E. T. Z., Nr. 39, 1111, 36.
- Nomogramy krytycznej rozpiętości, naprężeń, temperatury i zależności pomiędzy napięciem i zwiśem, odpowiadające przepisom Niemieckiego Związku Elektrotechników (VDE).
- Księgi planów kablowych.* Halfpop, T. P., Nr. 17, 257, 36.
- Omawiając w szczegółach wykonywanie i utrzymywanie w aktualności ksiąg planów kablowych, autor dowodzi, że w obecnych warunkach etatowych (w Niemczech) nie jest możliwe całkowite stosowanie się do obowiązujących przepisów.
- Typowe konstrukcje przy rozprowadzeniu przewodów abonentowych w okręgach podmiejskich.* H. Carter, P. O. E. E. J., Nr. 3, 200, 36.
- Opis konstrukcji stosowanych przez brytyjski zarząd pocztowy.
- 11-e plenarne posiedzenie C. C. I. F. w Kopenhadze.* F. E. A. Manning i P. B. Frost, P. O. E. E. J., Nr. 3, 214, 36.
- Przegląd prac i ważniejszych uchwał tegorocznego zjazdu C. C. I. F.
- Telefonia nośna. Część III.* G. J. S. Little, P. O. E. E. J., Nr. 3, 220, 36.
- Zasady działania wzmacniaka z ujemnym sprzężeniem zwrotnym i jego zastosowanie w instalacji telefonii 12-torowej, instalowanej obecnie przez firmę Standard na kablu Bristol — Plymouth (około 200 km). Zagadnienie przesłuchu w kablach przy częstotliwościach nośnych.
- System telefonii nośnej Nr. 4.* R. J. Halsey i D. P. M. Millar, P. O. E. E. J., Nr. 3, 226, 36.
- Opis systemu telefonii nośnej, opracowanego przez brytyjski zarząd pocztowy z myślą zwiększenia ilości obwodów w istniejących kablach telefonicznych. System ten wymaga podziału obwodów czterodrutowych w kablu na kierunki, oddzielone warstwą separującą. Najwyższa częstotliwość wynosi 16 000 okr./sek. System daje 4 tory dodatkowe na obwodzie czterodrutowym. Modulacja i demodulacja odbywa się w układach prostownikowych. Wzmacniaki zastosowano z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.
- Uszkodzenie kabli obolowionych przez gąsienice.* C. E. Richards i F. C. Bond, P. O. E. E. J., Nr. 3, 239, 36.
- RADIO.**
- Nowe lampy dla fal decymetrowych.* A. Launberg, P. R., Nr. 19 — 20, 117, 36.
- Sprzężenie zwrotne regulowane pojemnościowo (dok.).* J. Szpitbaum, P. R., Nr. 19 — 20, 121, 36.
- Fale bardzo krótkie oraz możliwości zastosowania ich w radiotechnice wojskowej.* S. Grycko, Prz. W. T., Nr. 3 (9), 662, 36.
- Urządzenia radiowe sterowca LZ 129.* E. Killigardt (streszczenie), Prz. W. T., Nr. 3 (9), 712, 36.
- Podstawy obliczania latarni radiowych z sygnałami nakładającymi się, przeznaczonych do obsługi pasażerskich linii lotniczych.* N. A. Miasojedow, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 1, 36.
- Wpływ charakterystyki częstotliwościowej obciążenia generatora lampowego na modulację.* G. S. Ramm, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 18, 36.
- Obliczenie generatora lampowego, pracującego przy bardzo wysokim napięciu na anodzie.* S. I. Jewtianow, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 26, 36.
- Zagadnienie źródeł prądu żarzeniowego w urządzeniach radiowych.* A. I. Joffe, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 31, 36.
- Lampa CO-183 w generatorze heterodynowym.* M. A. Merkuljew, I. E. S. T., Nr. 8 — 9, 36, 36.
- Nowy sposób wzmocnienia niskiej częstotliwości.* P. I. Ewdokimow, T. S., Nr. 7, 4, 36.
- Rejestracja pracy automatycznych radiowych podstacyj.* I. G. Goldreher, T. S., Nr. 7, 7, 36.
- Pomiar oporu anteny.* W. I. Agiejew, T. S., Nr. 7, 34, 36.
- Blockada mechaniczna nadajników lampowych.* F. Sawieljew, T. S., Nr. 8, 2, 36.
- Autor omawia sposób zabezpieczenia obsługi stacji nadawczej przed porażeniem wysokim napięciem.
- Wykresy promieniowania anten krótkofalowych przy asymetrii prądów w dwójnikach.* A. G. Gusiew, T. S., Nr. 8, 4, 36.
- Druga konferencja światowa ekspertów radiotelegraficznych lotnictwa (Paryż, 24 — 27 czerwca 1936 r.).* J. T., Nr. 9, 254, 36.
- Charakterystyki statyczne magnetronu z dzieloną anodą.* H. Zuhrt, H. E., Nr. 3 (9), 91, 36.
- Fale stojące i postępujące w antenach.* E. Metzler, T. M., Nr. 5, 161, 36.
- Radiofoniczna stacja krótkofalowa w Zeesen koło Königs Wusterhausen.* A. Semm, E. T. Z., Nr. 32, 907, 36.
- Budowa centrali radioodbiorczej dla wielkich zakładów przemysłowych.* W. Mors, E. T. Z., Nr. 35, 993, 36.
- Usuwanie zakłóceń radiowych spowodowanych przez linię wysokiego napięcia.* F. Conrad, E. T. Z., Nr. 35, 997, 36.
- 13-a niemiecka wystawa radiowa, Berlin 1936.* G. Krawinkel, E. T. Z., Nr. 41, 1169, 36.
- Właściwości charakterystyczne i zespoły składowe niemieckich radioodbiorników.* T. P., Nr. 18, 278, 36.
- Radio w służbie morskiej.* W. Hahn, T. F. T., Nr. 9, 237, 36.
- Przegląd urządzeń radiowych, stosowanych w służbie morskiej, ze szczególnym uwzględnieniem techniki niemieckiej.
- 13-a niemiecka wystawa radiowa, Berlin 1936.* G. Flanze, T. F. T., Nr. 9, 251, 36.
- Wystawa radiowa 1936.* W. Liebknecht, Z. F., Nr. 10, 155, 36.
- TELEWIZJA.**
- Udoskonalenia systemów telewizyjnych (d. c.).* R. T. T., Nr. 10 (151), 772, 36.
- Rozwój i znaczenie lamp oscylograficznych w telewizji.* F. Schröter, H. E., Nr. 3 (9), 77, 36.
- Fale ultradźwiękowe w zastosowaniu do niemal pozbawionego bezwładności sterowania światła.* H. E. R. Becker, H. E., Nr. 3 (9), 89, 36.
- Urządzenia telewizyjne towarzystwa Bairda.* T. P., Nr. 17, 264, 36.
- Opis ogólny aparatury telweizyjnej Bairda w Londynie;



aparatura ta zawiera kamerę elektronową Farnswortha; pracuje systemem filmu pośredniego.

*Telewizja 1936.* F. W. Winckel, Z. F., Nr. 10, 154, 36.

Postępy telewizji w Niemczech, pokazane przy sposobności Olimpiady i na jesiennej wystawie radiowej.

### TELEGRAFIA.

*Rejestrowanie i przesyłanie sygnałów za pomocą prądów elektrycznych.* E. R., R. T. T., Nr. 10 (151), 752, 36.

Nowa metoda rejestrowania i przesyłania sygnałów, przy której część całkowitego zakresu amplitud ulega zmniejszeniu lub wzmocnieniu, a pozostały zakres pozostaje bez zmian. Metoda ta pozwala zredukować niekorzystny wpływ małych prądów pasożytniczych na urządzenia odbiorcze, stosowane w różnych dziedzinach telekomunikacji.

*Organizacja pracy w moskiewskiej centrali telegraficznej.* Jakuszewa, Berezin, Samojłowicz i Skobielskij, T. S., Nr. 7, 1, 36.

Wyniki wprowadzenia w telegrafii moskiewskim stachanowskich metod organizacji pracy.

*Korekcja elektryczna aparatów bodo z vibratorami.* J. Razumow, T. S., Nr. 7, 9, 36.

Zalety korekcji elektrycznej w porównaniu z mechaniczną; sposób przeprowadzenia korekcji; potrzebna zmiana schematu aparatu.

*Trzykrotna retransmisja z korekcją za pomocą impulsów roboczych.* C. K. Jawrujan, T. S., Nr. 7, 12, 36.

*Zagadnienie zasięgu telegrafii nadakustycznej.* G. W. Dobrowolskij, T. S., Nr. 6, 19, 36.

Na zasięg telegrafii nadakustycznej mają wpływ następujące czynniki: poziom szumów na linii, zniekształcenia pochodzące z samej linii, zniekształcenia wywołane przez aparaty końcowe, zniekształcenia wywołane przez translacje lampowe i przekątnikowe. Autor kolejno analizuje te wszystkie czynniki *Korekcja aparatów bodo prądami roboczymi.* J. Razumow, T. S., Nr. 7, 27, 36.

*Przyczynę do zagadnienia pracy normalnej szukaczy w aparacie bodo.* W. Szylin, T. S., Nr. 8, 34, 36.

*Dziesięciolecie Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telegraficznego (C. C. I. T.).* J. T., Nr. 9, 279, 36.

Przegląd prac dotychczasowych posiedzeń C. C. I. T. i ważniejszych uchwalonych zaleceń.

*Sprawy taryfowe na zjeździe Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telegraficznego (C. C. I. T.).* T. M., Nr. 5, 178, 36.

*Przenośny nadajnik fototelegraficzny.* W. Keller, E. T. Z., Nr. 32, 905, 36.

Opis nie mieckiej przenośnej aparatury fototelegraficznej, oddającej znaczne usługi obsłudze prasowej. Aparatura mieści się w dwóch walizach o wymiarach 510×360×200 mm i 570×370×200 mm; walizy te ważą 25 i 35 kg; w jednej z nich mieści się właściwe urządzenie nadawcze, w drugiej — źródła prądu.

*Podstawy techniki dalekopisów.* F. Schiweck (d. c.), F. T. T., Nr. 9, 245, 36.

Rozważania teoretyczne i eksploatacyjne nad pracą ważniejszych części składowych dalekopisu; napęd wraz z regulacją; nadajnik, źródła zniekształceń od niego pochodzących.

*Automatyczne łączenie dalekopisów.* L. H. Harris, P. O. E. E. J., Nr. 3, 217, 36.

Ogólne podstawy angielskiego projektu automatyzacji pocztowej sieci dalekopisów, opartej przeważnie na skablowanych połączeniach telegraficznych, pracujących prądami akustycznymi. Urządzenie eksperymentalne, zawierające 22 dalekopisy, obecnie jest w stadium prób.

### EKSPLLOATACJA I STATYSTYKA.

*Organizacja poczty w Wielkiej Brytanii (dok.).* R. T. T., Nr. 10 (151), 781, 36.

Stosunek poczty do publiczności; metody propagandy. Personel poczty i jego kształcenie zawodowe.

*Telekomunikacja w Szwecji w roku 1935.* J. T., Nr. 9, 257, 36.

Liczne tablice statystyczne oraz tekst, przedstawiający szczegółowo obecny stan urządzeń telekomunikacyjnych

w Szwecji. Warto zaznaczyć, że centrale automatyczne są w 5 miastach (nie licząc małych centralek): Sztokholm, Göteborg, Malmö, Söndersväll, Krylbo; w dwóch pierwszych są centrale systemu Ericssona, w pozostałych — centrale systemu zarządu telegraficznego szwedzkiego, z wybierakami współrzędnych (t. zw. wybieraki Söndersväll).

*Sprzedaż przez telefon.* T. M., Nr. 5, 177, 36.

W Szwajcarii prowadzona jest intensywna propaganda za wykorzystaniem telefonu w handlu detalicznym.

*Telegraf i telefon w Szwajcarii w dwudziestym wieku.* C. Annen — Lecomte, T. M., Nr. 5, 181, 36.

Zarys dziejów telekomunikacji szwajcarskiej, począwszy od r. 1900.

*Urządzenia teletechniczne na stadionie Rzeszy.* W. Jaekel, E. T. Z., Nr. 32, 909, 36.

Opis urządzeń, zainstalowanych na stadionie olimpijskim, dla umożliwienia sprawnego przebiegu poszczególnych imprez i łączności punktów nieraz bardzo od siebie odległych. Opisane są urządzenia telefoniczne (500-numerowa centrala automatyczna) i zegarowa.

*Propaganda telefoniczna w Anglii.* T. P., Nr. 18, 273, 36.

Przegląd metod propagandowych poczty brytyjskiej. *Rozszerzenie zakresu działania central zleceń.* O. Tide, T. P., Nr. 18, 276, 36.

### PRZEMYSŁ TELEKOMUNIKACYJNY.

*W sprawie produkcji i kontroli materiałów izolacyjnych w Polsce.* J. I. Skowroński, P. E., Nr. 19, 640, 36.

*Fabrykacja elektrycznych przyrządów i urządzeń mierniczych w Polsce.* W. Krukowski, P. E., Nr. 19, 646, 36.

*Przemysł kablowy w Polsce.* W. Siwecki, P. E., Nr. 19, 652, 36.

Krótki zarys rozwoju i niektóre dane statystyczne o produkcji kablowni polskich.

*Przemysł przewodowy w Polsce.* T. Żerański, P. E., Nr. 19, 655, 36.

*Przemysł izolatorowy.* J. I. Skowroński, P. E., Nr. 19, 659, 36.

*Przemysł akumulatorowy.* J. Zieliński, P. E., Nr. 19, 686, 36.

*Kilka uwag i danych o produkcji ogniu galwanicznych typu Leclanche'a w Polsce.* K. Cianciara, P. E., Nr. 19, 687, 36.

*Rozwój przemysłu teletechnicznego i radiotechnicznego w Polsce w ostatnich latach i jego stan obecny.* H. Toczyłowski, P. E., Nr. 19, 689, 36.

Ogólne dane statystyczne i uwagi o rozwoju telekomunikacji w Polsce. Zakres produkcji i ciekawsze wyroby poszczególnych fabryk.

*Krajowa fabrykacja lamp katodowych.* J. P., P. E., Nr. 19, 694, 36.

*Polski przemysł elektromedyczny.* P. Jaros, P. E., Nr. 19, 696, 36. *Teletechnika w nowej niemieckiej ustawie patentowej.* T. P., Nr. 17, 262, 36.

### RÓŻNE.

*Sterowanie na odległość odbiorników elektrycznych i jego znaczenie dla obrony przeciwlotniczej.* J. Michejda, P. E., Nr. 20, 715, 36.

*Zespół rowerowy.* H. Kulesza, Prz. W. T., Nr. 3 (9), 641, 36. *Wpływ współpracy świata naukowego i przemysłowego z wojskiem na rozwój sprzętu technicznego we Włoszech.* W. Szczęsno-wicz, Prz. W. T., Nr. 3 (9), 655, 36.

*Meldunek techniczny.* J. Koproński, Prz. W. T., Nr. 3 (9), 684, 36.

*Metody szyfrowania.* Flahaut (streszczenie), Prz. W. T., Nr. 3 (9), 698, 36.

*Właściwości elektryczne kwarcu, produkowanego w fabryce im. Łomonosowa.* P. P. Kobeko, L. W. Korownik, E. W. Kuwshinskij i I. J. Nielidow, I. E. S. T., Nr. 8—9, 51, 36.

*Fotokomórka leningradzkiej sekcji Instytutu Telemechaniki i Komunikacji.* M. I. Włodawskij i L. I. Bajda, I. E. S. T., Nr. 8—9, 56, 36.

*Ulepszenia techniczne instalacji silnopiędowych grupy budynków pocztowych Bollwerk — Speichergasse w Bernie (dok.).* T. M., Nr. 5, 168, 36.

*Zastosowanie układów drgających dla celów alarmowych.* K. Nentwig, E. T. Z., Nr. 34, 975, 36.



*Elektryczność w transportowej służbie pocztowej.* H. Schwaighofer, Z. F., Nr. 10, 145, 36.

*Urządzenia do sterowania i kontroli z oddali małych podstacy elektrycznych.* Kleemann, Z. F. Nr. 10, 151, 36.

*Kioski telefoniczne.* F. J. Judd, P. O. E. E. J., Nr. 3, 175, 36.

Przegląd różnych typów kiosków, w których brytyjski zarząd pocztowy umieszcza telefoniczne aparaty wrzutowe; kioski takie stawiane są na ulicach, a również i na zbiegu ruchliwych szos. W niektórych zainstalowane są również automaty do sprzedaży znaczków pocztowych.

*Rozmównice telefoniczne.* W. A. Collett, P. O. E. E. J., Nr. 3, 178, 36.

Urządzenia rozmównic publicznych w Anglii. Mechanizmy aparatów wrzutowych. Opisy schematów aparatów wrzutowych, stosowanych przy różnych typach central miejskich.

*Przenośne maszyny do rozbijania skały i betonu z napędem benzynowym.* J. J. Edwards, P. O. E. E. J., Nr. 3, 196, 36.

*Ruchomy urząd pocztowy.* W. G. Dunk i C. F. Mills, P. O. E. E. J., Nr. 3, 208, 36.

Opis szczegółowy urzędu pocztowego, urządzonego w dużej przyczepce samochodowej, wyposażonego m. in. w dalekopis. Urząd pocztowy na kołach wysyłany jest w wypadku wielkich zgromadzeń pod gołym niebem, sportowych i in., przy których istnieje zapotrzebowanie na usługi pocztowe. Opis ilustrowany jest rysunkami i fotografiami.

*Metoda kompensacji wahań napięcia zasilającego lampy katodowe.* B. M. Hadfield, P. O. E. E. J., Nr. 3, 235, 36.

*Badanie drutów na zmęczenie.* E. V. Walker, P. O. E. E. J., Nr. 3, 237, 36.

Zasady badania i opis maszyny probierczej Haigh — Robertsona.

## NOWINY TELETECHNICZNE.

### TELEFONIA NOŚNA SYSTEMU ERICSSONA.

Fabryka Ericssona opracowała ostatnio nowy typ urządzeń telefonii nośnej jednoobwodowej, bardzo znacznie odbiegający od typu poprzedniego, znanego i u nas dzięki zastosowaniu w sieci pocztowej i kolejowej. Nowe urządzenie oparte jest na zasadzie wyeliminowania fali nośnej; dla jednego kierunku rozmowy użyte jest widmo 3 500 — 5 900 okr/sek i częstotliwość nośna 6 200 okr/sek, dla drugiego kierunku częstotliwość nośna jest 9 600, a widmo przenoszone 6 900 — 9 300 okr/sek. Najwyższa częstotliwość przenoszona wynosi więc 9 300 okr/sek, chyba że stosowana jest automatyczna regulacja poziomu, dla której stosuje się częstotliwość kontrolną poniżej 10 000 okr/sek.

Poziom widma wysyłanego na linię jest o 0,75 nepera wyższy niż poziom prądów rozmównych, przychodzących do urządzenia. Poziom po stronie odbiorczej nie powinien ze względu na zakłócenia być niższy od — 1,75 nepera; z tych względów tłumienie dozwolone linii nie może przekroczyć 2,5 nepera, co odpowiada zasięgowi 400 km przy przewodach 3 mm i 510 km przy przewodach 4 mm. Za pomocą dodatkowego stopnia wzmacnienia przy nadawaniu można osiągnąć poziom na wyjściu + 2 nepera, a wówczas dozwolone tłumienie osiąga wartość 3,75 nepera i odpowiednio wzrasta zasięg. Tłumienie połączenia na fali nośnej wynosi 0,8 nepera, może być jednak sprowadzone do 0.

Wywołanie przeciwnieległej stacji odbywa się przez nakładanie na falę nośną prądu 500-okresowego; prąd ten w odbiorniku uruchamia tablicę sygnalizacyjną podobną do stosowanych przez Ericssona przy wzmacniakach kablowych.

Do zasilania potrzebne są źródła prądu: 24 V na żarzenie i 130 V na anody; urządzenie może być zasilane również z sieci prądu zmiennego za pomocą prostowników. W obwodach żarzenia lamp przewidziane są baretery żelazo-wodorowe.

Do modulacji i demodulacji (detekcji) użyte są układy prostownikowe, co z jednej strony obniża koszty eksploatacyjne przez zmniejszenie ilości lamp, a z drugiej strony zwiększa stabilność urządzenia w porównaniu z modulatorami i demodulatorami lampowymi. Wadą prostowników w tym zastosowaniu jest zwiększenie spójczynika zawartości harmonicznych, można jednak tego uniknąć przez staranne zaprojektowanie i dobranie prostowników.

Do filtrów i wszelkiego rodzaju cewek zastosowane są rdzenie z materiałów magnetycznych sproszkowanych, co wpływa korzystnie zarówno na właściwości transmisyjne filtrów jak i na ogólne zmniejszenie wymiarów urządzeń.

Przewidziane są w urządzeniu korektory do wyrównania charakterystyki tłumienia w funkcji częstotliwości.

W wypadku bardzo dużych odległości lub szczególnie silnych zakłóceń można stosować wzmacniaki pośrednie, podnoszące poziom mocy o 3,75 nepera. Opracowana jest również automatyczna regulacja poziomu, konieczna przy większej ilości stacji pośrednich.

Całość stacji końcowej lub pośredniej zmontowana jest na stojaku o szerokości 495 mm, głębokości 416 mm i wysokości 1 121 mm; wymiary te są uderzająco małe w porównaniu z urządzeniami dotąd u nas znanymi.

Nowy typ urządzeń telefonii nośnej Ericssona ciekawy jest przede wszystkim jako wyraz obecnych powszechnych już tendencji w budowie urządzeń tego rodzaju; charakterystyczne tu są zwłaszcza: wyeliminowanie fali nośnej, podczas gdy dotąd Ericsson stosował falę nośną nawet nie zredukowaną, obniżenie częstotliwości nośnych dzięki ulepszeniom w konstrukcji filtrów i przekazanie czynności modulacyjnych i detekcyjnych układowi prostownikowemu.

[Er. R. 2, 1396].

### AKOŃCZENIE AUTOMATYZACJI BERLINA.

W marcu 1936 r. unieruchomiono w Berlinie centralę ręczną „Bismarck” (Lietzenburgerstr.), oddając do użytku nową centralę automatyczną, na którą przełączono abonentów. „Bismarck” była to ostatnia centrala ręczna w okręgu miejskim Wielkiego Berlina.

Telefony istnieją w Berlinie od r. 1881; 1 kwietnia 1881 r. otwarto na ul. Francuskiej pierwszą centralę telefoniczną, która miała 48 abonentów. Pomimo wezwań ze strony zarządu pocztowego i intensywnej propagandy w ciągu 6 miesięcy liczba abonentów osiągnęła zaledwie 94. Jednak już w r. 1890 było 11 000 abonentów, w r. 1914 (przed wybuchem wojny) — 122 000, a w końcu 1935 r. — 291 400 abonentów; liczba aparatów telefonicznych zainstalowanych w Berlinie przekracza obecnie pół miliona.

Centrala telefoniczna budowana kolejno w różnych dzielnicach miasta i łącznie je obwodami połączeniowymi. W r. 1892 było 5 central dzielnicowych, w r. 1925 — już 41 central, obecnie jest ich 75.

Automatyzację telefonów berlińskich rozpoczęto w r. 1922; pierwszą centralę automatyczną wybudowano w Zehlendorf, po tym w Spandau, Lichterfelde i t. d. Przejście na automaty ułatwione było dzięki złemu stanowi urządzeń ręcznych, które wymagały wymiany na nowe a jednocześnie i rozbudowy. Zarząd pocztowy zdecydował wówczas zacząć automatyzację sieci berlińskiej, której realizacja trwała 15 lat. Telefonia automatyczna systemu Siemens zdała już przed tym egzamin życiowy w kilku miastach, tym nie mniej jednak automatyzacja Berlina postawiła szereg nowych zagadnień, które przemysł niemiecki rozwiązywał we współpracy z zarządem pocztowym. Nie do pominięcia są również trudności finansowe, które wylaniały się w okresie 1922 — 1935, gdy Niemcy przeżywały kryzys walutowy i inflację, po tym kryzys gospodarczy; poważne trudności nastęrczały również sprawy lokalowe, konieczność budowy nowych budynków i rozszerzenia istniejących.

[T. P. 11, 1936].