

# PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY

ORGAN STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XVI.

7 Grudnia 1934 r.

Zeszyt 23.

Redaktor inż. WACŁAW PAWŁOWSKI

Warszawa, Czackiego 5, tel. 690-23.

Treść zeszytu podano na str. 777.

**W**r. 1904 w rocznikach Krakowskiej Akademii Umiejętności ukazała się praca Ignacego Mościckiego p. t. „Badania nad wytrzymałością dielektryków”.

Od tej chwili młody Uczony polski stale wzbogaca dorobek wiedzy ludzkiej swojemi cennymi pracami z dziedziny fizyki, chemji i elektrotechniki, wywalczając jednocześnie w ten sposób szacunek i podziw obcych dla nauki polskiej.

W Odrodzonej Polsce staje On odrazu w pierwszym szeregu do pracy przy ugruntowaniu nowych gałęzi naszego przemysłu; dzięki Niemu powstają wielkie zakłady przemysłowe i placówki naukowe badawcze, zakrojone na miarę światową. W roku 1925 elektrycy polscy przeżywają niezapomniane chwile, związane z uroczystością udzielenia Mu przez Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej doktoratu honorowego, przyznanego Mu już uprzednio również i przez Politechnikę Lwowską, — nie przeczuwając przytem, że niebawem los im zgotuje najwyższy zaszczyt posiadania w swoich szeregach Pierwszego Obywatela Polski.

Dziś z okazji jubileuszu 30-stolecia pracy naukowej Pana Prezydenta elektrycy polscy składają Mu hołd i gorące życzenia dalszej owocnej długoletniej pracy ku chwale Najjaśniejszej Rzeczypospolitej, jednocześnie zaś ofiarują w skromnym upominku tę oto wiązanekę swoich prac naukowych na dowód, iż elektrotechnika polska pręży się i wzrasta, idąc za wskazaniem swego duchowego Przywódcy.

STOWARZYSZENIE  
ELEKTRYKÓW POLSKICH

# WYŚCIG PRACY PROF. IGNACEGO MOŚCICKIEGO

E. KWIATKOWSKI

**C**AŁA, olbrzymią przestrzeń między prymitywem a cywilizacją wypełnia tylko jeden symbol, któremu na imię: człowiek. Człowiek pracy. Człowiek, który rozproszone i schaczone siły natury ujął twórczą pracą w karby dyscypliny, który zmienia dziś wzajemne relacje atomów i drobin, który stworzył formę i treść rzeczy, który wydobyl najbardziej utajone siły, by służyły życiu i postępowi.

Podobnie jednak, jak różny jest ciężar gatunkowy ciał, tak samo różne wartości posiada praca człowieka. Są ludzie, którzy stłoczeni wędrują na otwartych już drogach życia, i tacy, których twórczy pęd pcha na nowe, odporne, trudne i znojne ścieżki, mające w przyszłości dopiero ich własnym wysiłkiem stać się szerokim gościńcem życia. W tem najbardziej szablonowym zadaniu bytu ludzkiego, — pracy, leży w jej wynikach najmniej szablonu.

Cechą charakterystyczną wieloletniej pracy Ignacego Mościckiego jest właśnie to, że z pośród skomplikowanych i coraz trudniejszych dróg, rezerwujących coraz mniej rezultatów dla indywidualnej pracy twórczej, wybierał świadomie, jakgdyby z pewnym uporem, drogi najtrudniejsze, ufortyfikowane całym łańcuchem oporów i przeszkód. Stał od wczesnej młodości, jako inżynier i chemik, do wyścigu pracy, ale wybrał dla Siebie drogę trudną i stronną, z samego założenia nieprzyjazną dla pojedynczego człowieka, dla jednostki określonej pod względem fachowym.

Zadania, które zamierzał rozwiązać, tkwiły swoją istotą w szeregu odrębnych gałęzi wiedzy. Były to problemy, które wymagały najzupełniejszej swobody poruszania się zarówno w dziedzinie fizyki i chemii, matematyki, elektrotechniki i technologii, które wymagały całkowitego zżycia się z prawami przyrody, które nie mogły być rozwiązane ani na drodze cierpliwego empiryzmu, ani przez kompilowanie wyników z różnych dziedzin pracy, tylko stawały wprost w obliczu nowych, nietkniętych jeszcze wówczas zagadnień i metod i wymagały wysokiej intuicji twórczej.

Początki pracy Ignacego Mościckiego wiążą się jeszcze z tym okresem czasu, w którym dominowało zamiłowanie do zagadnień oderwanych, ściśle teoretycznych, posługujących się metodą analityczną. W pracach naukowych rozkwitła wówczas bujnie moda niemieckich „przyczynków”. Szczegóły usuwały w cień całość. Olbrzymi gmach zatamowanej wiedzy, ten labirynt gubienia i zapomniania zdrowego sensu, powstawał w gigantycznych rozmiarach z ziarenek piasku. Drogi życia praktycznego i nauki poczęły się rozchodzić. Posądzenie wiedzy ścisłej o cele praktyczne było prawie krępujące. Każdy nerw pracy Profesora Mościckiego zrywał z tą tendencją całkowicie. Wzrok Jego umysłu dostrzegał tylko zagadnienia scałkowane, fundamentalne, tkwiące swemi potrzebami w życiu, uwiązane stalową liną u podstaw ekonomii. Racją prac naukowych Mościckiego był człowiek i rozbudowa jego potrzeb. To — drugi charakterystyczny rys w wyścigu pracy Profesora.

Typowym przykładem tego stosunku do zagadnień jest Jego praca twórcza w zakresie syntezy związków azotowych. Jest to atak frontowy na zagadnienie wielkie i istotne, skomplikowane i wielostronne, naukowe i gospodarcze zarazem, związane nierozdzielnie z postulatami praktycznego życia. Właśnie obiegły świat pogłoski, płynące z autorytatywnych źródeł, o bliskim wyczerpaniu złóż naturalnej saletry, dostarczanej całemu światu przez kopalnię chilijskie. Saletra chilijska stała się wówczas symbolem postępu uprawy roślin. Cała treść konserwatywnej od tyłu stuleci

pracy rolnika nabierała nowej, żywej, rewolucyjnej barwy. Olbrzymi przedział w wartości pieniężnej pracy rolnika i pracy robotnika przemysłowego mógł być obecnie wyrównany, a przynajmniej zbliżony do siebie. Każdy hektar gleby uprawnej mógł się niejako podwoić przez zastosowanie nowych, naukowych metod odżywiania rośliny. Rozszerzane informacje o wyczerpywaniu się związków azotowych w Chile stawiały przed oczy zagadnienie zahamowania rozwoju i postępu agrarnego. A obok tego saletra, wydobywana w Chile, stała się już od kilku dziesięcioleci jednym z najważniejszych surowców dla rozwijającego się bujnie przemysłu chemicznego. Brak lub choćby tylko ograniczenie ilości związków azotowych do dyspozycji rolnictwa i nowego przemysłu wywołałoby musiało poważne wstrząsy gospodarcze i techniczne. Pole do pracy twórczej otwierało się tu automatycznie. Ponad każdym kilometrem kwadratowym powierzchni ziemi znajduje się ok. 8 milionów tonn czystego azotu. Jest to nagromadzenie surowca poprostu w cyfrach astronomicznych. Cóż z tego, kiedy czysty, atmosferyczny azot jest prawdziwym synonimem swej greckiej nazwy, jest „a-życiowy”, jest antytezą „azotu związanego”, życiodajnego, a jego zdolność wchodzenia w związki chemiczne jest praktycznie żadna! Znane jest tylko jedno zjawisko w naturze, groźne i piękne zarazem, które prowadzi do łączenia się niewielkich ilości azotu z tlenem powietrza, t. j. wyładowania elektryczne w formie piorunów. Myśl Prof. Mościckiego jest od razu skryształizowana i jasna: to właśnie zjawisko natury należy spotęgować, wykształcić praktycznie w aparaturze fabrycznej i ustalić warunki możliwie najwyższych wydajności.

W realizacji tych założeń wyłaniają się liczne trudności. Wszystko trzeba konstruować na podstawie własnej intuicji i operować równocześnie mechaniką, chemią i elektrotechniką. W ciągu kilku lat pracy nieustannej i ciężkiej, naukowej i praktycznej, rozwiązanie wielkiego zagadnienia poczynna zbliżać się do realizacji. Zostały stworzone po raz pierwszy w świecie kondensatory elektryczne na wysokie napięcia, zbudowany został piec elektryczny do spalania powietrza, rozwiązane zostało całkowicie pomyślnie urządzenie absorbcyjne dla pochłaniania tlenków azotu. W wyniku tych prac powstaje w r. 1903 we Fryburgu, w Szwajcarii, pierwsza próbną instalacja do wytwarzania syntetycznego kwasu azotowego, a w kilka lat później wedle udoskonalonej już metody firma „Aluminium-Industrie” w Neuhausen rozpoczyna budowę wielkiej fabryki stężonego kwasu azotowego w Chippis. W oparciu o wyniki pracy Prof. Mościckiego powstaje również wielka fabryka kondensatorów elektrycznych w Fryburgu, która niebawem otrzymuje dostawę dla stacji radiotelegraficznej na wieży Eiffila w Paryżu.

Stopniowo zasięg pracy twórczej Prof. Mościckiego rozszerza się coraz bardziej i obejmuje wciąż nowe dziedziny, zawsze związane z aktualnym życiem i istotnymi potrzebami gospodarczymi. Niema jednak potrzeby powtarzania indeksu tych prac, ustalonych przeważnie w formie licznych patentów. Te wyniki pracy są dostatecznie znane i ustalone w literaturze naukowej zagranicznej i polskiej. Bardziej interesującą jest sama metoda pracy. Prof. Mościcki w rozwoju swych prac twórczych ustalił pewien nowy system pracy. Dotychczas istniał dość wyraźny i ostry rozdział między pracą badawczą i naukową, a pracą przemysłową. Obecnie stworzony został konkretny pomost w formie doświadczalnej aparatury próbnej, posiadającej wszyst-

kie cechy urządzenia przemysłowego i operującej ilościami, podlegającymi sprawdzianom ekonomicznym, a równocześnie zezwalającej na kontrolę założeń teoretycznych i wyników, osiąganých przy pracy ściśle laboratoryjnej. To właśnie pośrednie ogniwo między pracownią naukową i fabryką usuwało ryzyko większej inwestycji przemysłowej i stało się podstawą przyszłej działalności Chemicznego Instytutu Badawczego w Polsce.

Trzecim rysem charakterystycznym działalności naukowej i twórczej Prof. I. Mościckiego był kierunek Jego wyścigu pracy: w imię Polski i do Polski. Nazwiska ludzi nauki, odkrywców i badaczy, posiadali prawie zawsze pokost międzynarodowy, internacjonalny. W pracach Mościckiego, dokonywanych początkowo zagranicą, krystalizowała się zawsze ekspansja i grawitacja ku Polsce. W każdej chwili życia, w każdym sukcesie zapisywał On zawsze i wszystko na rachunek swojej zdecydowanej polskości. Tu, w Polsce, pragnął realizować Swoje zdobycze; tu chwycić aktualne, ważne i nierozwiązane dotychczas zagadnienia; tu akumulować nowe wartości techniczne i gospodarcze, by w dniu niezawodnego wyzwolenia Polski — w które wierzył niezłomnie — zabezpieczyć jej samodzielność i niezależność gospodarczą i polityczną. Jego twórczy umysł nie mógł się pogodzić — w perspektywie dziesięcioleci i wieków — z faktem jaskrawej nędzy gospodarczej naszego społeczeństwa. Mamy przecież obfitość surowców rolnych i przemysłowych; mamy dostateczne źródła energii, mamy glebę urodzajną; mamy ludność pracowitą i oszczędną, a górującego inteligencją nad wielu narodami robotnika przemysłowego; mamy wreszcie olbrzymią i niezaspokojoną dynamikę spożycia. W takim kraju rola technika, inżyniera czy przemysłowca mogłaby mieć charakter szczytowego i prawdziwego posłannictwa.

Tak rozumiał Swoje zadanie Prof. Mościcki i tak też je wykonywał. Od czasu objęcia katedry elektrochemii i chemii fizycznej we Lwowie aż do dnia wyboru na Prezydenta Rzeczypospolitej rozwijał niezwykle aktywność w tym właśnie zakresie i udawadniał praktycznie, iż w pracy tej niema niepokonalnych trudności. Wydajność Jego pracy indywidualnej mnożyła się. Obok pracy profesorskiej i wychowawczej na Politechnice tworzył nowe metody utylizacji i produkcji z zakresu nafty, gazu ziemnego, azotu, fosforu, metalurgji, a równocześnie podjął się obrony honoru techniki polskiej w zagrożonym Chorzowie.

To ostatnie zadanie istotnie przekraczało siły polskie, stojące w zakresie technicznym i gospodarczym do dyspozycji w r. 1922. Olbrzymia—nawet w skali zachodnio-europejskiej i amerykańskiej—i skomplikowana fabryka, opuszczona przez wszystkie siły kierownicze niemieckie, pozbawiona nagłe surowców i urządzeń pomocniczych, pozbawiona rynku zbytu, otoczona atmosferą niewiary w możliwość jej prowadzenia, osłabiona brakiem środków materialnych i ustawiona w obliczu całej ludności śląskiej i zagranicy jakgdyby na scenie teatralnej! Tu miał się odbyć publicznie pierwszy, konkursowy egzamin sprawności technicznej i ekonomicznej Polski. Były to jakgdyby zapasy człowieka tonącego z potężnym żywiołem wód. Zapasy codzienne i wyczerpujące, z wciąż nanowo bijącymi falami. Aż wreszcie ok. r. 1924 zamiast oczekiwanej klęski przyszło pełne i zdecydowane zwycięstwo.

Tu właśnie skryształizowały się najwyraźniej metody pracy Prof. Mościckiego i to nie tylko w odniesieniu do reakcji chemicznych i maszyn, do procesów badawczych i produkcyjnych, ale i do ludzi. Można powiedzieć, że w otoczeniu Prof. Mościckiego panowała demokracja wiedzy w najlepszym znaczeniu tego słowa. Każda twórcza myśl, każda wartość rzetelna miała swobodę pracy i urzeczywistnienia. Wygasły tu doszczętnie pojęcia protekcji, kombinacji, zabiegów. Prostoła w ujmowaniu zagadnień technicznych cechowała również wzajemne stosunki między ludźmi.

W ten sposób powstawała systematycznie szkoła prac technicznej, gospodarczej i państwowej. Wysiłek osobisty Prof. Mościckiego koncentrował się coraz widoczniej na zagadnieniu wyszkolenia całego i znacznego zastępu ludzi, uzdolnionych do samodzielnej pracy myślowej i samodzielnego rozwiązywania trudnych i złożonych zagadnień. Nikt w tym zespole nie mógł być niezastąpiony, żaden monopol wiedzy nie mógł stać się niczym rezerwatem.

Tylko w tych warunkach mogło powstać tak wielkie i nowe dzieło — zrealizowane w całości i udatnie przez polską pracę — a zainicjowane przez Prezydenta Rzeczypospolitej — jakim są MOŚCICE. Szkoła Prof. Mościckiego zdała tu drugi i trudny egzamin techniczno-produkcyjny. Dziś, po 30 latach pracy twórczej i naukowej, po 30 latach ciężkiego wyścigu pracy Prof. Ignacego Mościckiego, można najobiektywniej stwierdzić, że skutki Jego wysiłku pozostaną na trwałe w dorobku odbudowanej i wolnej Polski, w której On piastuje dziś godność Pierwszego Obywatela Rzeczypospolitej.

## WSPOMNIENIA Z POBYTU PANA PREZYDENTA IGNACEGO MOŚCICKIEGO WE FRYBURGU SZWAJCARSKIM W LATACH 1900 DO 1913

Dr. JAN MODZELEWSKI (Berno Szwajcarskie)

W r. 1900. uzyskawszy licencjat na Uniwersytecie w Liège, przeniosłem się do Fryburga, by u Prof. J. Kowalskiego rozpocząć pracę doktorską.

Bardzo byłem niemile zaskoczony, gdy przyjechawszy do tego miasta, na początku półroczna zimowego, dowiedziałem się, że Prof. Kowalski opóźnił swój przyjazd i że dopiero za parę tygodni rozpocznie wykłady.

Zasięgnąłem więc rady u kolegów Polaków, których, zaraz po przyjeździe, liczne grono poznałem. Jednogłośnie otrzymałem odpowiedź, aby udać się do asystenta Prof. Kowalskiego, P. Mościckiego, który cieszy się w całej Polonji pełnym zaufaniem i posiada wszelkie kwalifikacje potrzebne do tego, by udzielić mi pożądaných wskazówek.

Lat 34 minęło od tej pierwszej rozmowy, którą przeprowadziłem z przyszłym Prezydentem Najjaśniejszej Rzeczypospolitej Polskiej, a wrażenie było tak silne, że do dzisiaj pamiętam każdy jej szczegół, jakby to wczoraj było. Od pierwszej chwili zrozumiałem, dlaczego człowiek ten, którego przekonania tak bardzo różniły się od przekonañ większości, przeważnie konserwatywnie usposobionej młodzieży polskiej we Fryburgu, wzbudzał tak bezwzględne zaufanie i szacunek, dlaczego cała młodzież udawała się do niego po rady i pomoc nie tylko w sprawach osobistych, lecz również i w kwestiach najpoważniejszych, dotyczących całej Polonji. Od pierwszego spotkania każdy pozostawał pod urokiem Jego spojrzenia, tak jasnego, pełnego energii

i dobroci, a gdy się Go bliżej poznało, odczuwało się, że treść Jego życia stanowią te dwa ideały: kult dla nauki i bezgraniczna miłość Ojczyzny.

Chociaż przez 12 lat miałem sposobność zapoznania się bliżej z działalnością I. Mościckiego w Szwajcarii, trudno mi dać w tych krótkich słowach pełny obraz niestrudzonej Jego energii w pracy oraz wytrwałości w realizowaniu, w trudnych warunkach materialnych, genialnych pomysłów, wymagających znacznego wkładu kapitałów.

Już w 1900 r. I. Mościcki zaczął pracować nad wprowadzeniem do techniki doświadczenia Crooks'a, polegającego na tem, że iskra elektryczna, spalając azot powietrza, tworzy dwutlenek azotu, który w połączeniu z wodą daje kwas azotowy. Cały szereg najwybitniejszych uczonych świata studjował i szukał rozwiązania tego technicznie tak trudnego zagadnienia.

Będąc asystentem przy katedrze fizyki, I. Mościcki mógł poświęcić niezwykle mało czasu tym studjom, gdyż zarazem musiał zajmować się przygotowaniem doświadczeń na wykłady i zaznajamiać się ze wszystkimi aparatami bogatego Instytutu fizycznego. Z setek przyrządów, które posiadał Instytut, I. Mościcki znał, rzecz można, bez przesady, każdy szczegół i najmniejszą śrubkę. To też, podczas gdy my, mając nieraz do czynienia z bardzo dokładnymi i skomplikowanymi przyrządami, nie mogliśmy, pracując całąmi dniami, dostosować ich do przewidzianych pomiarów, i zwracaliśmy się w końcu jako do ostatniej deski ratunku do I. Mościckiego. On ku naszemu zdziwieniu, jakby pod wpływem czarodziejskiej różdżki, w bardzo krótkim czasie wszystko doprowadzał do porządku. Kiedy zaś objawialiśmy Mu z tego powodu nasze zdziwienie, zwykł był mawiać: „Cudów w nauce nie ma”.

Jego głęboka wiedza i zdolności intuicyjne imponowały nam, którzy często byliśmy świadkami, jak niezwykle wydawały one rezultaty. O wielkiem zamiłowaniu Jego do nauki mogliśmy się przekonać, kiedy, trzymając w rękę jakiś misternie zbudowany przyrząd, patrzył nań tak, jak rozmiłowany zbieracz patrzy na najpiękniejsze przedmioty swych zbiorów.

Mimo że, jakśmy to zaznaczyli, I. Mościcki mógł poświęcić pracy twórczej tylko czas wolny od obowiązkowych zajęć, postępy w tym kierunku były tak znaczne, że w końcu letniego semestru 1901 r. pierwszy patent wynalazczy został ogłoszony i wynalazca zdecydował się poświęcić się

jedynie twórczej pracy naukowej. W tym samym czasie zostało zawiązane Towarzystwo dla eksploatacji nowego wynalazku, pod nazwą „Société pour la fabrication avec l'air et l'électricité acides et produits nitriques” i postanowiono w Instytucie Fizycznym Uniwersytetu fryburskiego, za zgodą Rządu, wybudowanie modelowej fabryczki kwasu azotowego; miano przytem eksploatawać również drugi niemniej ważny wynalazek I. Mościckiego — absorbcję i nasycenie wody przez dwutlenek azotu.

W ramach niniejszego artykułu, poświęconego wspomnieniom z życia Pana Prezydenta we Fryburgu, niepodobna mi poświęcić więcej miejsca omówieniu technicznej strony tego wynalazku, chciałbym jednak ogólnikowo zaznaczyć, że wynalazek ten, który nadaje się do absorbcji całego szeregu gazów, przedstawia genialne, a zarazem uderzające przez swą prostotę rozwiązanie tego trudnego zagadnienia.

Po bardzo żmudnej pracy ukończono budowę modelowej fabryczki, lecz I. Mościcki napotkał na nową, zdawało się niedoprzeczwyciężenia, trudność. W skład elektrycznej części wynalazków wchodziły, jako jeden z zasadniczych części, kondensatory na wysokie napięcie, które konstruowała tylko jedna z fabryk w Tesynie. Według zapewnienia tej fabryki, kondensatory mogły wytrzymać wysokie napięcie. niezbędne przy fa-

brykacji kwasu. Okazało się jednak przy ostatecznych próbach, że kondensatory te nie były do użycia i zdawało się, że cały wynalazek I. Mościckiego nie będzie miał praktycznego zastosowania. Lecz tu dopiero okazał się w pełni wynalazczy geniusz I. Mościckiego. Po kilkumiesięcznej pracy dokonał On na zupełnie nowych, nieznanych, a bardzo prostych zasadach, wynalazku kondensatorów na wysokie napięcie. W ten sposób rozwiązane zostało bardzo ważne zagadnienie elektrotechniczne, nad którego rozwiązaniem pracował szereg najwybitniejszych uczonych. Kondensatory na wysokie napięcie znalazły od razu w technice bardzo szerokie zastosowanie poza fabrykacją kwasu azotowego, jako bezpieczniki oraz przy telegrafie bez drutu i t. d.

W parę lat po dokonaniu wynalazku, mianowicie w r. 1907, zastosowano kondensatory systemu I. Mościckiego przy doświadczeniach telegrafu bez drutu, dokonanych w Paryżu, gdzie po raz pierwszy z wieży Eiffla przumiewano się bezpośrednio z żaloga statku „Kleber”, znajdującego się na wodach morza Śródziemnego.



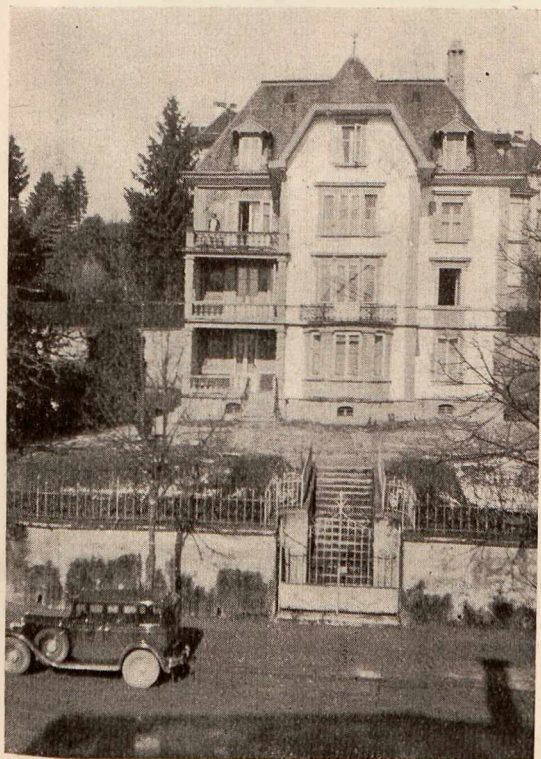
Fryburg. Fakultet nauk ścisłych Uniwersytetu.

Wobec tak świetnych rezultatów została założona we Fryburgu „Fabryka Kondensatorów J. Modzelewski i Ska”, która dzięki szybkiemu rozwojowi przekształciła się po dwóch latach w Towarzystwo Akcyjne, pod nazwą „Société Générale des Condensateurs Electriques système Mościcki”.

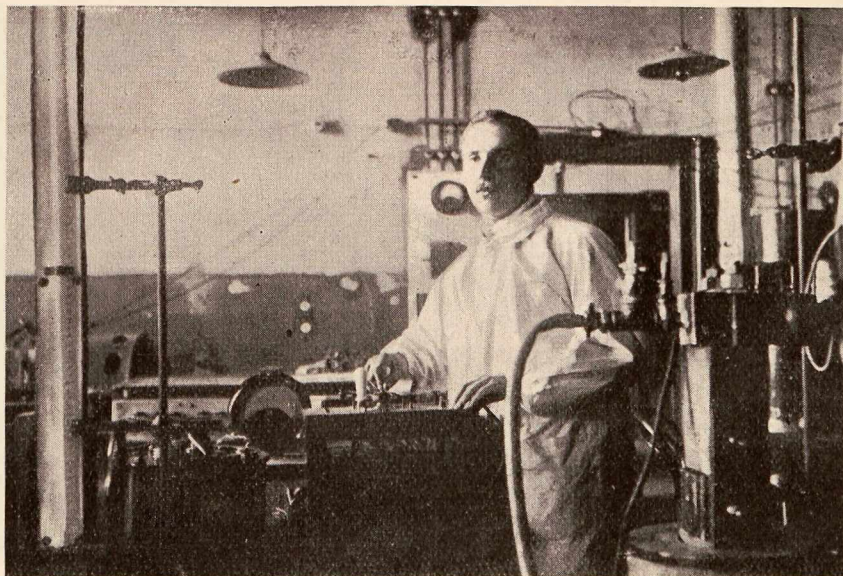
Fabryka ta po dziś dzień istnieje i w dobrych latach przedkryzysowych dawała do 20% dywidendy.

Powróćmy teraz do fabrykacji kwasu azotowego. Chociaż wszelkie trudności techniczne były pokonane, jednak trudności natury finansowej dawały się w Towarzystwie odczuwać, zniechęcając szwajcarskich wspólników. Dopiero po przyjeździe do Fryburga p. Inżyniera Karola Sulikowskiego, wszystkie t. zw. „Parts de fondateurs” przeszły w ręce polskie i ten ostatni objął dyrekcję administracyjno-finansową, dzięki czemu I. Mościcki mógł całkowicie poświęcić się pracy naukowej i wynalazczej. Cały szereg nowych wynalazków i patentów został przez Niego osiągnięty. Ostatni patent w tej dziedzinie, mianowicie na piec elektryczny, pozwolił na produkcję nie tylko tlenków azotu, lecz również i cjanoków. Zasadniczy patent został sprzedany na Szwajcarię jednemu z najpoważniejszych Towarzystw „Aluminium Aktiengesellschaft” w Neuhausen, również temu Towarzystwu przysługiwały prawa sprzedaży patentów na inne kraje, jedynie I. Mościcki postawił jako warunek, że obszary dawnej Polski były wykluczone, gdyż przyszyły Prezydent Najjaśniejszej Rzeczypospolitej miał już wtedy przecucie rychłej odbudowy naszej Ojczyzny.

Na rok przed powołaniem na katedrę we Lwowie



Willa, w której Pan Prezydent mieszkał we Fryburgu Szw.



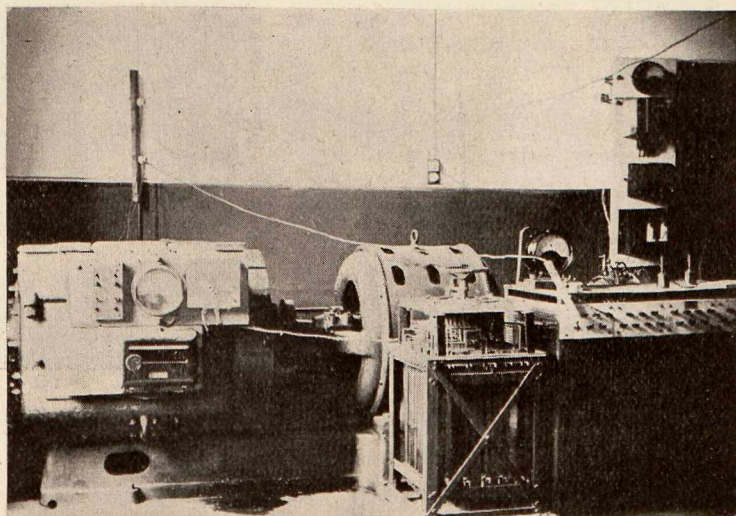
Zastosowanie kondensatorów Pana Prezydenta w laboratorium prof. Kowalskiego we Fryburgu Szw.

(1913) Profesor Mościcki założył wspólnie z kilku Polakami Towarzystwo dla eksploatacji przypadających Polsce patentów na zasadach tak bezinteresownych, że w historii spółek akcyjnych chyba niema podobnego przykładu. Wynalazca oddawał spółce zadarmo prawa na swe patenty, a dochody, po pokryciu kosztów, a więc prawie w całości, przeznaczone były dla rozwoju nauki i techniki polskiej. Ta myśl stała się podstawą zrealizowanej już w kraju budowy istniejącego dotychczas Instytutu Badawczego w Warszawie.

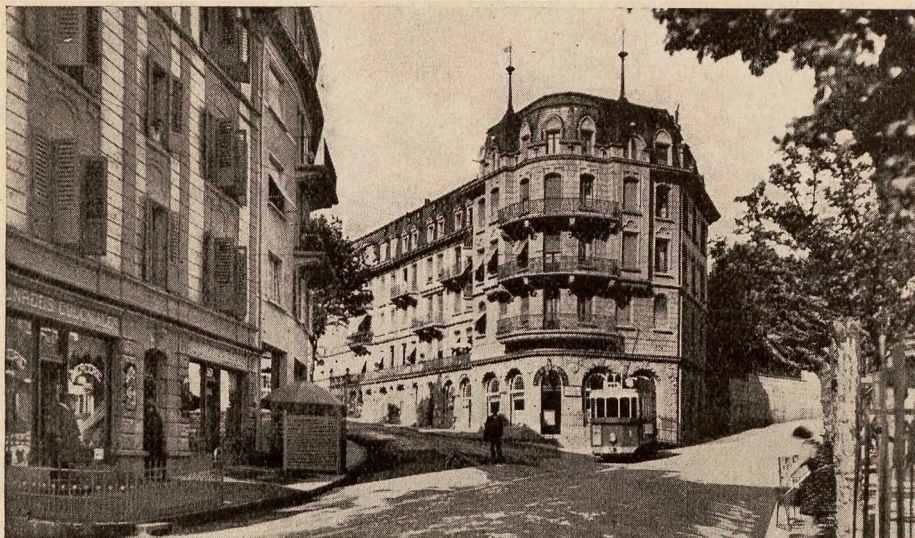
Mimo że I. Mościcki nie ubiegał się o katedrę uniwersytecką we Fryburgu, już wtedy część młodzieży polskiej, pracującej naukowo, zgrupowała się dokoła Niego i pod Jego przewodnictwem powstał cały szereg prac doktorskich, opracowanych na podstawie tematów, wskazanych przez Niego, a mianowicie:

PP. K. Kasperowicza: Studien über die Festigkeit von Dielektrika (Fryburg, 1904).

J. Modzelewskiego: Etude sur l'emploi, comme condensateur, d'éléments électrolytiques à électrodes d'aluminium (Fryburg, 1908).



Próby wytrzymałości kondensatorów w fabryce kondensatorów syst. prof. Mościckiego we Fryburgu Szw.

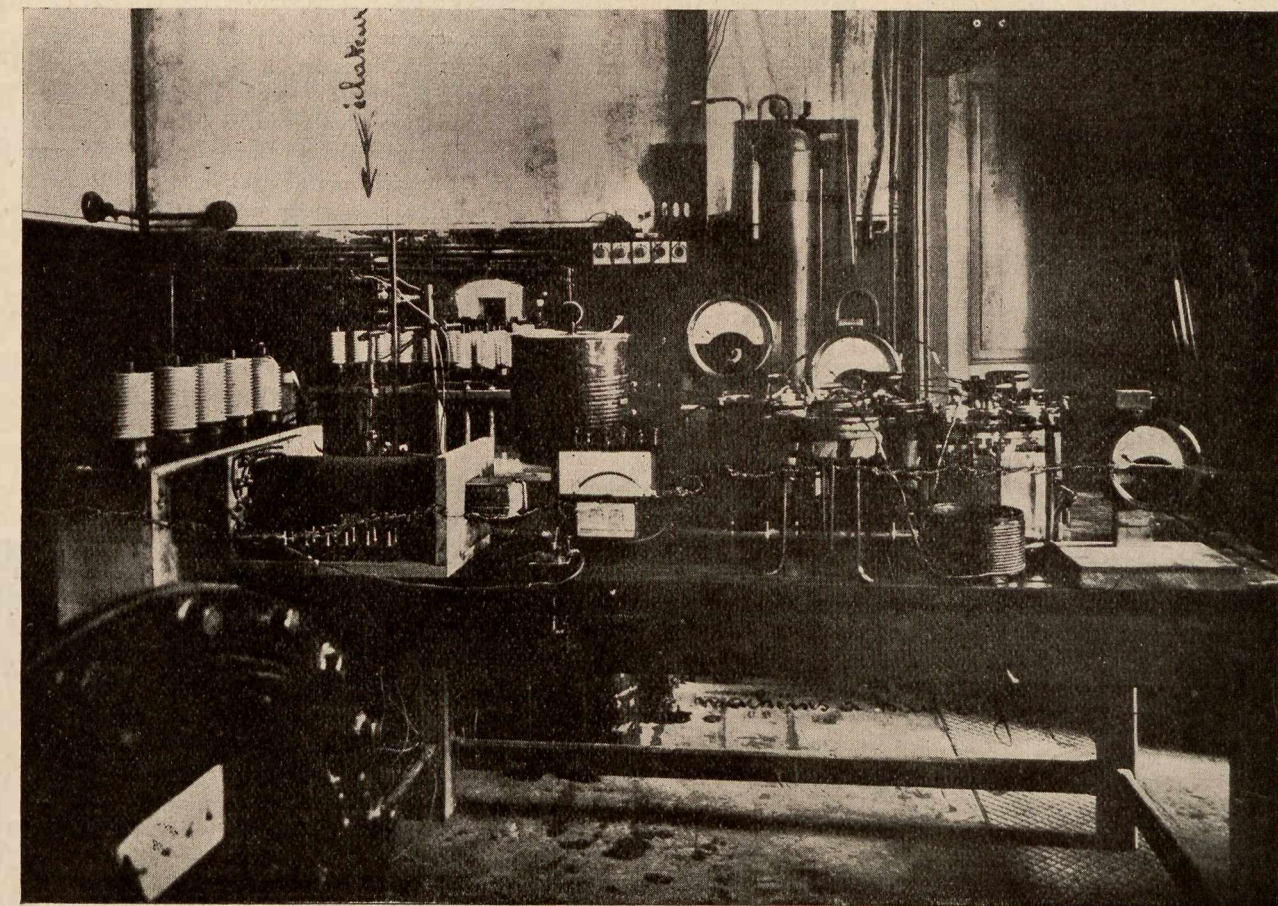


Fryburg. Drugie mieszkanie Pana Prezydenta we Fryburgu Szw.

R. Wybranowskiego: Etude sur la charge des condensateurs (Fryburg, 1904).

B. Zdanowskiego: Nouvelle méthode pour la mesure des résistances liquides (Fryburg, 1904).

norodnych, wolna i niepodległa Polska powołała Ignacego Mościckiego na najwyższego stanowisko, jakie nasza Ojczyzna dać może swym Synom, nadając Mu dwukrotnie godność Prezydenta Najjaśniejszej Rzeczypospolitej.



Laboratorium elektrochemiczne Pana Prezydenta na Uniwersytecie fryburskim.

# PRACE IGNACEGO MOŚCICKIEGO Z ZAKRESU TECHNIKI WYSOKICH NAPIĘĆ

w świetle poglądów ówczesnych i obecnych

Prof. K. DREWNOWSKI

## I. PRZEGLĄD TWÓRCZOŚCI.

**B**LIŻSZE zetknięcie się Ignacego Mościckiego z zagadnieniami elektrotechniki dokonało się w sposób dosyć przypadkowy. Z wykształcenia chemik, rzucony losiem emigranta ok. 1900 r. do Fryburga szwajcarskiego, oparł się tam o uniwersytet jako asystent przy katedrze fizyki prof. Józefa Kowalskiego. Tam styka się bliżej z aktualnym naówczas tematem wiązania azotu atmosferycznego zapomocą wyładowań elektrycznych. Pierwsze metody, stosowane przez Niego w tym celu, polegały na spalaniu powietrza w łuku elektrycznym, powstającym w obwodzie oscylacyjnym. Do otrzymywania wyładowań o wielkiej częstotliwości i dużej energii potrzebne były kondensatory elektryczne na wysokie napięcia. Ówczesne kondensatory nie wytrzymały napięcia wyższego, aniżeli mniej więcej 10 kV, co było za mało, aby otrzymać potrzebną energię w łuku. Mościcki przerywa więc chwilowo studia nad chemiczną stroną zagadnienia, która Go zasadniczo interesowała, a przerzuca się w dziedzinę elektrotechniki i wysokich napięć, mało jeszcze naówczas zbadaną. Poszukiwanie kondensatorów wysokiego napięcia, technicznie pewnych, staje się punktem wyjścia Jego prac naukowych i technicznych w tej dziedzinie. Prawie wszystkie zagadnienia, jakimi się zajmował, wiążą się genetycznie ze sobą. W miarę rozwiązywania jednych problemów nasuwały Mu się inne, które Go pociągały. I tak wszedł w dziedzinę wysokich napięć, w której, gdyby pozostał, odegrałby niewątpliwie rolę jeszcze bardziej wybitną.

Aby otrzymać techniczne kondensatory wysokiego napięcia, przeprowadza gruntowne studia nad dielektrykami [I, II]<sup>1)</sup>. Tłumaczy mechanizm przebicia materiałów izolacyjnych stałych, bada wytrzymałość na przebicie i na wyładowania powierzchniowe, określa ich straty dielektryczne, zajmując się głównie szkłem, które uważa za najlepszy podówczas materiał na kondensatory wysokiego napięcia. Były to pierwsze metodyczne studia tego rodzaju. Zachowały one swą wartość i są przytaczane aż do obecnej chwili w literaturze naukowo-technicznej. Na podstawie tych badań opracowywa nowy typ kondensatora szklanego wysokiego napięcia, noszącego Jego imię i przez długi czas nieprześcignionego [III, IV, V]. Mając odpowiednie kondensatory, może już Mościcki zająć się sprawą wyładowań w postaci łuku elektrycznego, potrzebnego do spalania powietrza. Opracowywa w tym celu oryginalny układ oscylacyjny, złożony z kondensatorów i cewek, zasilających równolegle połączone iskierniki, pracujące jednocześnie, co jest i obecnie zagadnieniem, nastrojącym dużo trudności [X, XI, Rys. 4 i 5]. Nie otrzymawszy pożądanego wydajności pieca, na takich wyładowaniach opartego, porzuca ideę łuku o wielkiej częstotliwości i przechodzi na techniczną. Łuk, otrzymany między elektrodami, rozciąga zapomocą działania kominowego [X, XI, Rys. 9]. W pierwszym przypadku łuk ma postać wstęgi, w drugim — elipsoidu.

Badając działanie pola magnetycznego na łuk elektryczny, wpada na pomysł zastosowania tego działania do wy-

wołania ruchu obrotowego łuku, podobnie, jak to występuje w silniku. Łuk zapalony między elektrodami spółśrodkowymi w polu magnetycznym, skierowanym wzdłuż osi elektrod, wiruje, tworząc niejako tarczę płomienną, przez którą przepuszcza się powietrze. W ten sposób powstał cryginalny typ pieca elektrycznego, służący Mościckiemu do dalszych prac nad wiązaniem azotu [X, XI, Rys. 11, 12, 13]<sup>2)</sup>.

Do zapalania łuku, pracującego przy napięciu paru tysięcy woltów, obmyślił Mościcki oryginalne urządzenie zapłonowe wysokiego napięcia przy pomocy wyładowań oscylacyjnych, podtrzymujące łuk za każdym półokresem prądu [X, XI, Rys. 15].

Do dziedziny wyładowań elektrycznych, którą się Mościcki zajmował, zaliczyć należy również pomysł prostownika iskrowego wysokiego napięcia<sup>3)</sup>. Prostownik ten polegał na wytwarzaniu wyładowania iskrowego między płytką a ostrzem, umieszczonem w rurce, przez którą wdmuchiwane jest powietrze [por. 37]. Działanie prostownikowe takiego urządzenia miało służyć do wytwarzania prądu stałego o wysokim napięciu, potrzebnego Mu przy studiach nad oczyszczaniem powietrza, jak strącanie pyłu i t. d.

Idea oczyszczania powietrza zapomocą wyładowań elektrycznych skryształizowała się u Mościckiego w ostatnich latach, kiedy to — jak powszechnie wiadomo — opracował On i ogłosił techniczną metodę wytwarzania t. zw. powietrza górskiego.

Przeprowadzając studia nad wyładowaniami w obwodzie oscylacyjnym, znajduje Mościcki pewne analogie z wyładowaniami atmosferycznymi, wywołującymi przepięcia w sieciach elektrycznych. To naprowadziło Go na myśl zastosowania kondensatorów wysokiego napięcia do celów ochrony przeciwprzepięciowej. Opracowywa więc układ ochronny, złożony z kondensatorów i cewek, dając szczegółowe wskazówki co do roli i wielkości elementów układu [VI, VII, VIII, IX]. Zwraca szczególną uwagę na korzyści, jakie daje mała oporność uziemienia, co nie było naówczas przestrzegane. Obok kondensatorów, które stosuje jako ochronniki przy przepięciach o wielkiej częstotliwości, obmyśla zasadę i budowę zaworu przepięciowego, który zaleca przy zjawiskach o mniejszej częstotliwości [XII]. Studując różne systemy ochrony przeciwprzepięciowej, zajmuje się przede wszystkim ochronnikami rozkowemi, powszechnie podówczas stosowanymi, i występuje stanowczo przeciw temu sposobowi, wykazując, że nie spełniają one roli, jakiej się od nich spodziewano [VIII].

O ile pierwsza dziedzina Jego prac, dotycząca budowy kondensatorów, zyskała od razu uznanie całego świata elektrotechnicznego, o tyle zastosowanie ich oraz zaworów do ochrony przepięciowej spotkało się z oporem przede wszystkim ze strony firm, zainteresowanych w budowie ochronników innych systemów, bardzo rozpowszechnionych (p. Rozdz. III). Trzeba było kilkunastu lat, aby przekonano się,

<sup>2)</sup> Zasada płomienia wirującego w polu magnetycznym została już podana nieco wcześniej, co Mościckiemu nie było wówczas znane.

<sup>1)</sup> Liczby rzymskie w kłammerach [ ] odnoszą się do bibliografii prac I. M., podanej w Rozdz. V niniejszego artykułu (p. str. 654). Liczby arabskie w kłammerach [ ] odnoszą się do wykazu literatury w Rozdz. VI (p. str. 654).

<sup>3)</sup> Na pomysł ten wpadł I. M. niezależnie od podobnego rozwiązania przez Wollcotta i Ericksona w 1917 r. (por. [37] oraz M. Wolfke. Przegl. Elektr., 1926). Obecnie prostowniki na tej zasadzie oparte, syst. Marxa [por. 39], wytwarzają prąd stały o 150 kV i 100 A.

jak słuszne było wystąpienie Mościckiego przeciw ówczesnym systemom ochrony przepięciowej.

Oprócz tych dziedzin, w których twórczość Ignacego Mościckiego na polu elektrotechniki szczególnie się zaznaczyła i zapewniła Mu poczesne miejsce w historii tej gałęzi techniki, zajmował się On innymi zagadnieniami, wynikającymi najczęściej z głównych Jego zainteresowań. Niektóre z nich pozostały w pomysłach, gdyż nie miał On czasu na głębsze ich opracowanie, inne tworzyły elementy Jego prac z zakresu technologii chemicznej, inne wreszcie stanowiły przedmiot studiów Jego uczniów i współpracowników (por. wykaz prac Rozdz. VI.

Prace naukowe Mościckiego tylko w małym stopniu zostały utrwalone w piśmiennictwie elektrotechnicznym. Studja swoje niechętnie opracowywał w postaci gotowej do opublikowania. Wydaje mi się, że przyczyną tego było zjawianie się u Niego coraz to nowych zagadnień, których nastroczał niemało ówczesny, niski jeszcze stan techniki wysokich napięć. To też liczba ogłoszonych prac Mościckiego jest niewielka. Z pośród prac wymienionych w Rozdz. V. niniejszego artykułu, które dało mi się zebrać, trzy można uznać, jako podstawowe dla Jego działalności. Są to prace o dielektrykach [I, II] (1904 r.), o kondensatorach [III, IV] (1904

r.) oraz o ochronie przeciwprzepięciowej [VIII] (1906 r.). Pierwsza z tych prac, referowana przez prof. Witkowskiego na posiedzeniu Wydziału mat. przyr. Akademii Umiejętności w Krakowie dn. 11 stycznia 1904 r. i ogłoszona w rocznikach Akademii z 1904 r., stanowi pierwszą wogóle publikację naukową Ignacego Mościckiego (Rys. 1<sup>4</sup>). Rok ukazania się jej w druku można zatem uznać za początek Jego kariery naukowej, które; trzydziestolecie święcimy właśnie w 1934 r.

Początek pracy twórczej Mościckiego przypada więc na pierwsze lata bieżącego stulecia. Działem elektrotechniki, przez Niego szczególnie umiłowanym, była technika wysokich napięć, która wówczas stawiała pierwsze kroki.

Jeżeli sobie uprzytomnimy, że najwyższe napięcie, stosowane podówczas przy przesyłaniu energii elektrycznej, zaledwie przekraczało 30 000 woltów, że zjawiska, zachodzące w praktyce przy tem napięciu, nie były jeszcze tak jak dziś zbadane, to na tem tle dopiero uwypukli się znaczenie Jego prac.

W polskiej literaturze elektrotechnicznej mamy tylko skąpe wiadomości o pracach Mościckiego. Są to krótkie referaty o Jego kondensatorach i ich zastosowaniu [por. 7, 11, 18], wzmianki biograficzne<sup>5</sup>), a zaledwie jeden Jego

oryginalny artykuł o zaworze przepięciowym znajduje się w polskim czasopiśmie elektrotechnicznym [XII]. Główne Jego publikacje datują się z okresu pobytu w Szwajcarii, gdzie przejawiała się cała Jego twórczość na polu elektrotechniki. Studja przeprowadzał głównie w laboratorium Uniwersytetu fryburskiego, oddanem Mu do dyspozycji przez władze uniwersyteckie, które wysoko ceniły Jego wiedzę. Rys. 2 i 3 przedstawiają wnętrze tego laboratorium. Dla eksploatacji Jego pomysłów zostały utworzone specjalnie: Fabrique des Condensateurs électriques i Société de l'Acide nitrique z siedzibą we Fryburgu.

Prace Mościckiego były ogłaszane w pismach zagranicznych, na ogół mało dostępnych dla elektryków polskich, zwłaszcza obecnej ge-

neracji. Chciałbym przeto w niniejszym referacie zająć się bliżej najważniejszymi Jego pracami, opierając się głównie na Jego oryginalnych publikacjach, z których pozwałam sobie przytoczyć ważniejsze ustępy dosłownie lub w tłumaczeniu. Również wspomnienia z osobistej współpracy z Ignacym Mościckim, głównie z Fryburga, były tutaj pomocne. Rysunki w niniejszym artykule są odbitkami ze znajdujących się w odpowiednich publikacjach, wydawnictwach lub też ze zdjęć z natury. Pragnąłbym tą drogą zapoznać elektryków polskich nie tylko z zakresem i znaczeniem Jego prac, ale i ze sposobem ujmowania przez Niego zagadnień. Chcę przy tem spojrzeć na nie z punktu widzenia ówczesnej

## Badania nad wytrzymałością dielektryków

przez

Ignacego Mościckiego.

(Z 9 rycinami).

Rzecz przedstawiona na posiedzeniu Wydziału mat. - przyr. d. 11 stycznia 1904 r.; ref. czł. Witkowski.

Na początku 1902 roku, kiedy ukończyłem pracę odnoszącą się do technicznego wytwarzania kwasu azotowego z powietrza za pomocą elektryczności, okazało się, że nie ma kondensatorów technicznych o wysokim napięciu do tego potrzebnych. Fakt ten zmusił mię do zabrania się do studiów nad kondensatorami.

Po długich usiłowaniach, trwających półtora roku, udało mi się nareszcie szczęśliwie zadanie to rozwiązać. Podczas żmudnej pracy nad tym przedmiotem, zebrałem sporo różnych spostrzeżeń, których część odnoszącą się do wytrzymałości dielektryków podaję w niniejszej rozprawie.

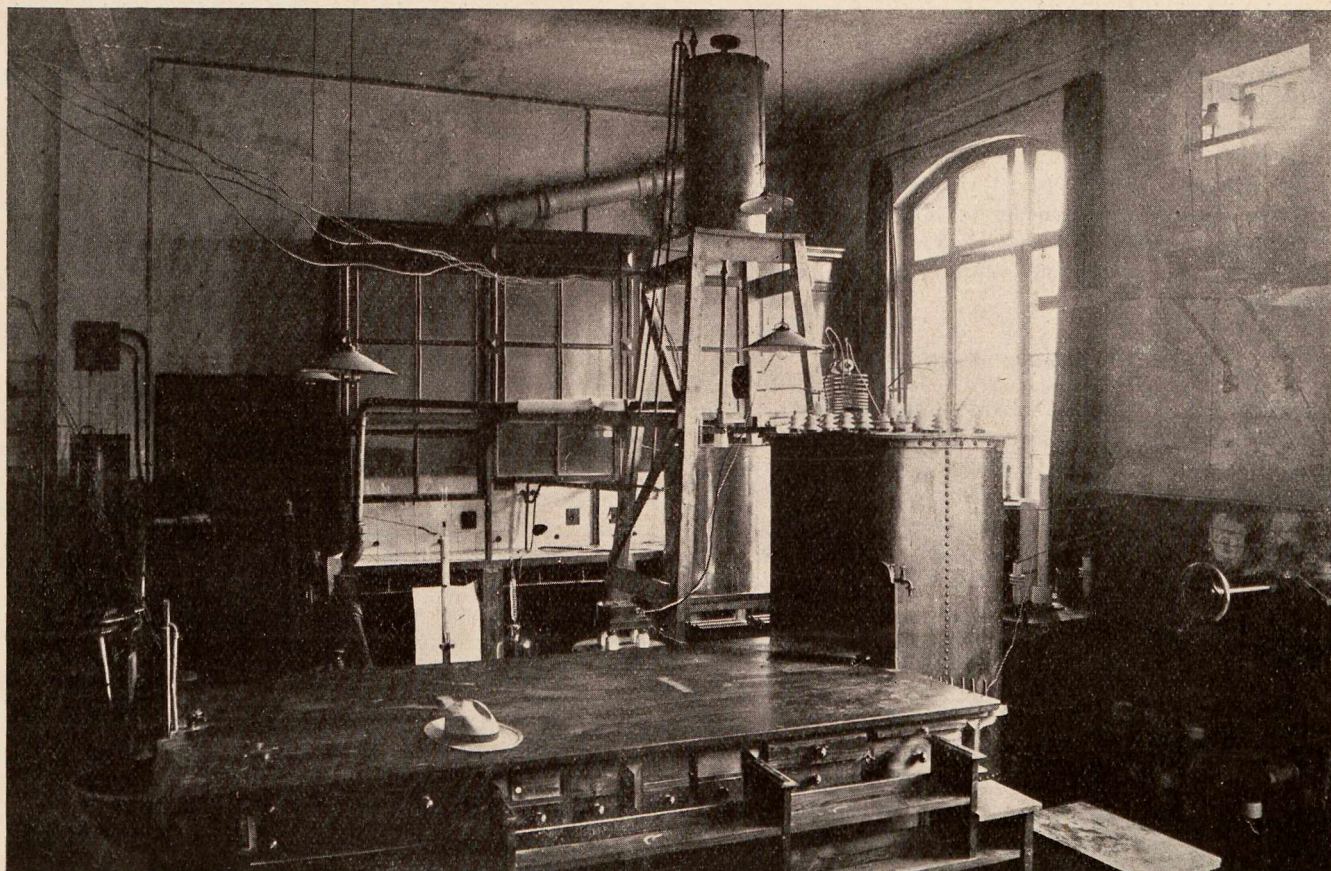
Poddając rozmaite dielektryki próbom pod względem ich wytrzymałości, przekonałem się, że płyty szklane, grubości 0,2 cm. zwyczajnego szkła, obłożone z obu stron staniolem tak, że naokoło okładki zostawał brzeg 5 cm. szeroki, zanurzone w oleju izolacyjnym zawsze zostawały przebite na brzegu okładki, chociaż nieraz szkło w środku było trochę cieńsze, jak na brzegu. W innych doświadczeniach używałem rurek szklanych, zatopionych w jednym końcu, o ściankach 0-03 cm. grubości; wewnątrz były one wypel-

Rys. 1.

<sup>4</sup>) Pierwsza strona w publikacji [I, str. 34].

<sup>5</sup>) Por. Przegl. Elektr. 1925, str. 28.





Rys. 2. Laboratorium Ignacego Mościckiego we Fryburgu (pracownia elektrochemiczna).

epoki, porównując równocześnie poglądy i wyniki Jego prac z dzisiejszym stanem wiedzy.

Prace Mościckiego z techniki wysokich napięć zgrupujemy w 3 działy: 1. Dielektryki, 2. Kondensatory, 3. Przepięcia i ochronniki<sup>6)</sup>.

## II. DIELEKTRYKI

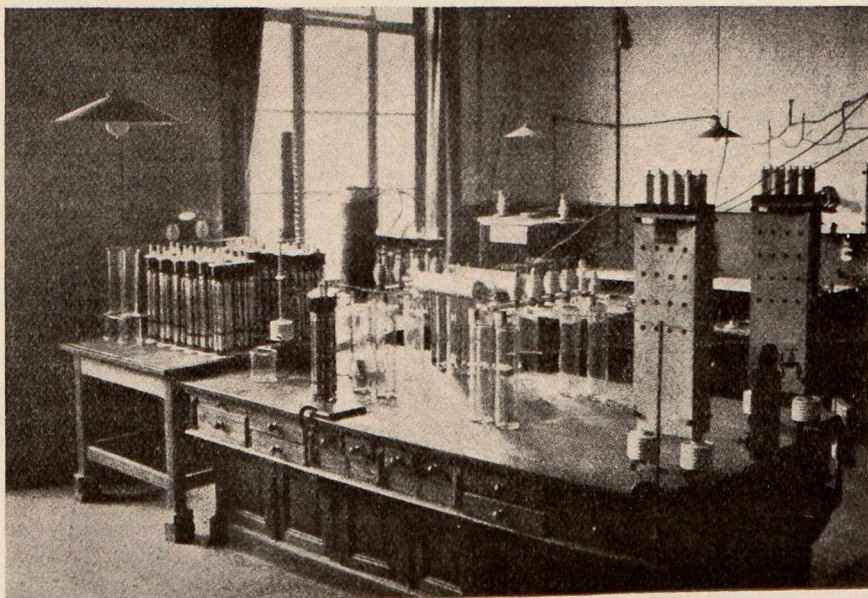
W czasie, kiedy Ignacy Mościcki rozpoczynał studia nad kondensatorami wysokiego napięcia, sprawą wytrzymałości elektrycznej materiałów izolacyjnych zajmowano się niewiele. W periodycznej literaturze technicznej nie spotykamy się z systematycznymi badaniami w tej dziedzinie, ani też z wytłumaczeniem mechanizmu przebiecia dielektryka pod działaniem pola elektrycznego. Praktyka elektrotechniczna posługiwała się wówczas napięciami sporadycznie tylko przekraczającymi kilkanaście tysięcy woltów, a więc granicę napięć, przy której, naogół, zjawiska, zachodzące w materiale izolacyjnym pod wpływem znacznego naprężenia elektrycznego, zaczynają wpływać na wytrzymałość układu, w którym ten materiał pracuje.

Mościcki, nie ufając —

<sup>6)</sup> Inne prace z zakresu elektrotechniki będą przedmiotem późniejszego studjum.

zresztą słusznie — skąpych danym co do wytrzymałości materiałów, mogących wchodzić w rachubę jako dielektryk kondensatorów na takie napięcie, jakie mu było potrzebne (kilkadziesiąt tysięcy woltów), rozpoczął systematyczne studia przedewszystkiem nad wytrzymałością szkła, które uważał jako najodpowiedniejszy wówczas materiał do wyrobu kondensatorów.

Wyniki Jego prac zostały ogłoszone w Rocznikach Akademji Umiejętności w Krakowie [I, II], a następnie w



Rys. 3. Laboratorium Ignacego Mościckiego we Fryburgu (kondensatory).

pismach obcych [III, IV], jako prace o kondensatorach wysokiego napięcia. Dotyczą one głównie dwóch kwestyj: wytrzymałości dielektryków i strat w nich. Są one pierwszym tego rodzaju i najgruntowniejszymi w swoim czasie studjami nad wytrzymałością dielektryków i stratami w nich zachodzącymi. Ze względu na to, że prace te zachowały do dzisiejszego dnia swą wartość i znaczenie, a są polskim elektrykom mało znane, podam je tutaj w obszerniejszym streszczeniu, przytaczając ważniejsze ustępy w brzmieniu dosłownym, przy zachowaniu stosowanej tam terminologii i znakownictwa.

### 1. Wytrzymałość dielektryków.

*Cel i rodzaj badań.*—Podczas prób z płytkami o okładzinach stanjoloowych, mającymi służyć jako dielektryk kondensatora, Mościcki zauważył, że przebicie ich następowało z reguły na krawędzi okładzin i to przy napięciu znacznie niższym, niż pośrodku między nimi. To skłoniło go do bliższego zbadania tego zjawiska głównie pod względem zależności napięcia przebicia od grubości dielektryka, ażeby w ten sposób otrzymać pewne dane co do wytrzymałości kondensatorów, jakie zamierzał budować. Oto, jak pisze o tych badaniach [I, str. 34—35]:

„Poddając rozmaite dielektryki próbom pod względem ich wytrzymałości, przekonałem się, że płyty szklane, grubości 0,2 cm. zwyczajnego szkła, obłożone z obu stron staniolem, tak, że naokoło okładki zostawał brzeg 5 cm. szeroki, zanurzone w oleju izolacyjnym, zawsze zostawały przebite na brzegu okładki, chociaż nieraz szkło w środku było trochę cieńsze, jak na brzegu. W innych doświadczeniach używałem rurek szklanych, zatopionych w jednym końcu, o ściankach 0,03 cm. grubości; wewnątrz były one wypełnione rtęcią a zewnątrz obłożone staniolem, tak, że pozostawał 20 cm. szeroki pas między obłożeniem a brzegiem rurki. Rurki te, poddane działaniu prądów zmiennych o wysokim napięciu w powietrzu, okazywały naokoło zewnętrznej okładki świecący krąg, szczególnie świetnie występujący, gdy się pokój ściemniło. Przytem napięcia 24 000 Voltów jeszcze rurki takiej nie przebijały, podczas, gdy płyty szklane, wyżej wymienione, w oleju pękały, przy stosunkowo bardzo niskich napięciach.

Dwa te pozornie sprzeczne zjawiska tłumaczyłem sobie w sposób następujący: W pierwszym przypadku szyb zanurzonych w oleju, brzeg okładki jest dzięki dobrze izolującemu wpływowi oleju ostro ograniczony; na brzegu tym następuje zgęszczenie linii sił i powoduje przebicie właśnie tam, a nie w środku.

W drugim przypadku rurki znajdującej się w powietrzu, brzeg staniolu nie graniczy z warstwą izolacyjną, przeciwnie, około wolnej części rurki osadza się warstewka wilgoci, na którą rozszerza się wyładowanie elektryczne i wskutek braku wybitnego brzegu omija się owo niebezpieczne zgęszczenie linii sił. Na warstwie wilgoci następuje z powodu wielkiego oporu ohmicznego znaczny spadek napięcia, a tem samem zmniejszenie gęstości linii sił. Powolne to przejście tłumaczy zarazem, dlaczego rurka w powietrzu wytrzymywała tak wysokie napięcie. Dla stwierdzenia takiego, niedwuznacznego przypuszczenia poddawano te same rurki próbom w oleju izolacyjnym i wówczas pękały one już przy 8 000 i to zawsze na brzegu okładki.

W dalszym ciągu robiłem cały szereg doświadczeń z rurkami w formie probówek, przyczem jako wewnętrznej okładki używałem zawsze rtęci. Nazewnątrz rurki obłożone były staniolem, ale brzeg był wzmocniony w ten sposób, że nawijano na szkło bardzo cienki pasek z miki i to stopniowo przechodząc do brzegu, powiększano grubość miki przez kil-

kakrotne nawijanie paska, tak, że najgrubsze miejsce znajdowało się na samym brzegu i przekroczyło nawet trochę brzeg okładki. Sam brzeg był o 6 cm. oddalony od otwartej końca rurki. Równocześnie wziętem kilka rurek bez wzmocnienia mikowego i wszystkie, zanurzone w oleju izolacyjnym, kolejno próbowałem. Wynik był taki, jak przewidywałem: rurki bez wzmocnienia o ściankach grubości 0,03 cm. pękały przy 8 000 Voltów na brzegu, a rurki tej samej grubości wzmocnione pękały przy 17 000 Voltów, ale również na brzegu, przyczem przebicie następowało przez mikę i szkło razem. Kiedy po kilkunastu próbach olej izolacyjny zanieczyścił się i zaczął trochę przewodzić, przebicia następowały na górnym brzegu opaski mikowej przez samo szkło, a to ze względu na niedokładną izolację oleju, a z drugiej strony ze względu na to że dielektryk w miejscu tem był znacznie słabszy, jak na brzegu staniolu.

Używając do wzmocnienia brzegów innych materiałów, jak miki, znalazłem, że materiał, który się używa do wzmocnienia, nie powinien mieć stałej dielektrycznej znacznie mniejszej od szkła, gdyż w przeciwnym razie tworzy się przejście zanadto ostre i wpływ brzegu znowu daje się odczuwać na początku zgrubienia pod okładką, gdzie też następuje przebicie w tym razie.

Do dalszych doświadczeń używałem rurek szklanych, które na przeważnej części swej długości miały ścianki bardzo cienkie, tylko końce górne były uformowane jako rurki węższe, ale o znacznie grubszych ściankach. W ten sposób można było zrobić bardzo powolne przejście zgrubienia, materiał zgrubienia zatrzymać ten sam co i rurki, a wreszcie wielkość zgrubienia mogła być dowolna. Dolne końce rurek były też wzmocnione i zatopione. Okładka sięgała brzegiem swym aż na część zgrubioną. Wynik doświadczeń z tymi rurkami był zupełnie zgodny z poprzednimi: podczas gdy rurkę o ściance 0,03 cm. bez zgrubienia przebijało napięcie około 8 000 Voltów na brzegu okładki, to rurka o tej samej grubości ścianki, odpowiednio zgrubiona tak, żeby przebicie nastąpiło w środku, a nie na brzegu, wytrzymywała do 40 000 Voltów i dopiero przy tem napięciu pękała<sup>7)</sup>.

Celem bliższego zbadania tych zjawisk wykonano 2 serie pomiarów, które miały na celu ustalenie zależności napięcia przebicia od grubości dielektryka: 1) na krawędzi okładzin, 2) pośrodku okładzin. Pomiarów dokonano na 3 gatunkach szkła i na ebonicie. Jako szkła użyto: szkło czeskie, używane do probówek, szkło niealkaliczne fabryki Schotta w Jenie Nr. 477 III i szkło termometrowe barowo-krzemowe tej samej fabryki Nr. 59 III. Rurki szklane miały ścianki o grubości 0,20 do 2,70 mm, stopniowane co parę setnych mm. Średnica rurek wahała się od kilku do dwudziestu kilku mm.

Napięcie probiercze zmieniano od 4 do 80 tysięcy woltów, zapomocą 2 transformatorów o mocy 10 i 3,5 kW<sup>7)</sup>, regulowanych opornikiem płynowym w sposób ciągły, bez skoków. Napięcie mierzono po stronie niskiego napięcia, co ze względu na bardzo małe obciążenie transformatora można uznać za dostatecznie dokładne, tembardziej, że wówczas nie znano jeszcze dokładnych sposobów mierzenia napięcia wysokiego<sup>8)</sup>.

*Przebicie krawędziowe.* — „Do doświadczeń nad przebiciem rur na brzegach okładek używano rurek szklanych z jednej strony zatopionych i ebonitowych, które przyrządzano przez wywiercenie sztab ebonitowych. Rurki szklane zewnątrz srebrzono mniejwięcej na 1/3 długości,

<sup>7)</sup> Naówczas oznaczano moc transformatora w kW, a nie w kVA.

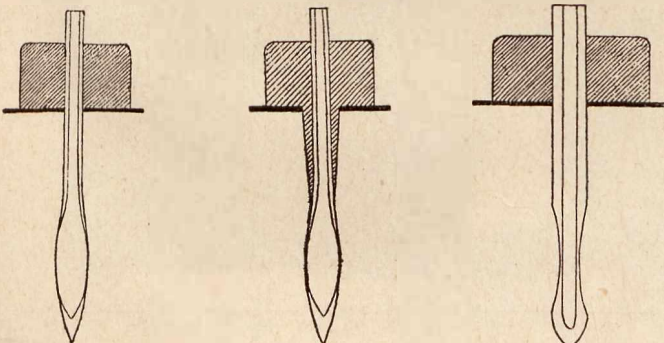
<sup>8)</sup> W pracy [I] czytamy: „Napięcie mierzono w kole niskiego napięcia dla uniknięcia niebezpieczeństwa, wynikającego ze zbyt wielkiego zbliżenia się do aparatów poddanych napięciom bardzo wysokim, dochodzącym do 80 000 V”

wewnątrz napełniano rtęcią. Rurka badana znajdowała się wewnątrz szerszego cylindra szklanego, napełnionego olejem izolacyjnym; u dołu walec był zatkany korkiem kauczukowym, przez który przechodził drut, doprowadzający prąd do zewnętrznej okładki; drut ten był przylutowany do opaski z cienkiej blaszki miedzianej, nasuniętej na posrebrzoną okładkę. U góry cylinder był przykryty płytką ebonitową, przez którą wystawał koniec rurki badanej; doprowadzenie prądu do wewnętrznej okładki rurki odbywało się przez proste zanurzenie drucika miedzianego w rtęci.

Same doświadczenia odbywały się w sposób następujący: zanim się zamknęło koło łącznikowe, powiększano opór w kole niskiego napięcia za pomocą reostatu i elektrolitu tak dalece, aby początkowe napięcie nie mogło przebić dielektryku; następnie zamykano koło i odczytywano napięcie. Natychmiast po odczytaniu przerywano prąd, zmniejszało się nieznacznie opór elektrolityczny, aby trochę podnieść napięcie i wówczas znowu zamykano koło, poczem odczytywano napięcia i natychmiastowo znow prąd przerywano i t. d. aż do przebicia. Im bardziej zbliżaliśmy się do napięcia krytycznego, przy którym można się było spodziewać przebicia, tem mniejsze zmiany braliśmy w oporze następujących doświadczeń, aby możliwie dokładnie chwycić napięcie szukane. Koło łącznikowe było zamknięte każdym razem tylko przez czas potrzebny do odczytania napięcia, aby zbyt długim działaniem prądu nie ogrzać rurki badanej i tym sposobem nie wpłynąć na jej wytrzymałość. Jako napięcie, odpowiadające przebicciu, notowaliśmy zawsze ostatnie odczytanie na woltometrze, gdyż podczas samego przebiccia odczytywanie na aparacie było niemożliwe.

Po przebicciu mierzono grubość ścianki w miejscach sąsiadujących z punktem przebiccia przyczem jako grubość notowano najcieńsze, znalezione miejsce".

**Przebicie wewnętrzne.** — „Dalszy szereg doświadczeń odnosi się do przebijania powierzchni na środku okładki. Rurki szklane, których używano do tych prób, sporządzono z rurek o grubszych ściankach, w jednym końcu zatopionych; rurki te ogrzewano w jednym miejscu i formowano w nich przez wydmuchiwanie i ciągnięcie sferyczne rozszerzenia o ściankach bardzo cienkich w porównaniu ze ściankami reszty rurki. Okładka zewnętrzna, polegająca znowu na srebrzeniu metodą Böttgera, sięgała aż na część



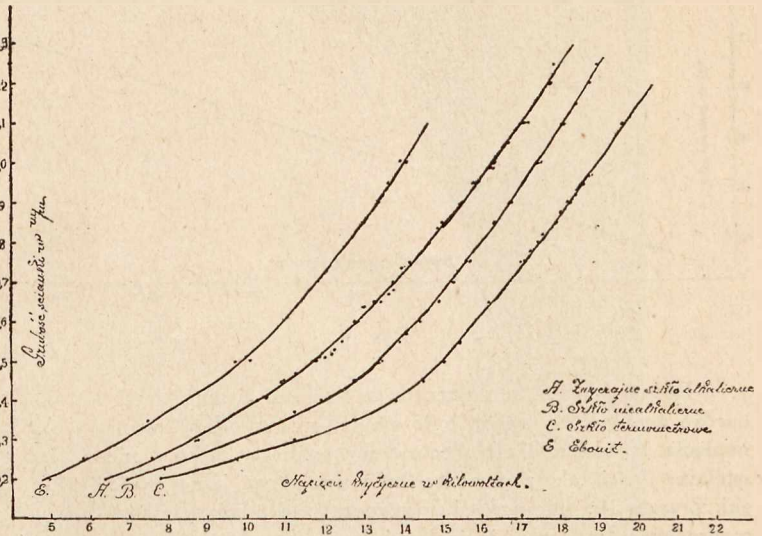
Rys. 4a.

Rys. 4b.

Rys. 4c.

rurki o grubszej ściance, aby sprowadzić przebicie w środku, w miejscu, gdzie dielektryk był znacznie cieńszy. Przy wyższych napięciach stosunek grubości ścianek części górnej i środkowej był jeszcze niedostateczny, aby zapobiec przebi-

ciu brzeżnemu i w tych wypadkach trzeba było szkło jeszcze wzmacniać masą izolacyjną z wosku ziemnego, kalafonium i wazeliny. Wzmocnienie to musiało być bardzo starannie wykonane, aby przejście od szkła do masy było bardzo łagodne



Rys. 5.

i powolne. Część okładki na masie izolacyjnej była wykonana ze staniolu. Doprowadzono prąd, jak przy poprzednich doświadczeniach, zapomocą opaski z blachy miedzianej, umieszczonej na zgrubionej części rurki z przylutowanych drucikiem miedzianym.

Tak przygotowane rurki wsadzono w płytkę izolitową 15 cm<sup>2</sup> tak, że brzeg okładki wchodził dokładnie w otwór w izolicie. Na płycie zalewano występujący koniec rurki pierścieniem z masy izolacyjnej, aby uniemożliwić wyrównanie potencjałów między okładkami. Ryc. 6 i 7 (Rys. 4 a, b) wyobrażają rurki bez wzmocnienia i ze wzmocnieniem z masy.

Rurki ebonitowe były robione jak w poprzednich doświadczeniach przez wywiercanie sztab ebonitowych; następnie przez toczenie nazewnątrz tworzono zagłębienie, przez co formowało się znacznie cieńsza ściankę w środku rurki, jak to widać na ryc. 8 (Rys. 4 c). Okładki rurek ebonitowych były z rtęci.

Doświadczenia ze szkłem wykonywane w powietrzu a nie w oleju jak przedtem".

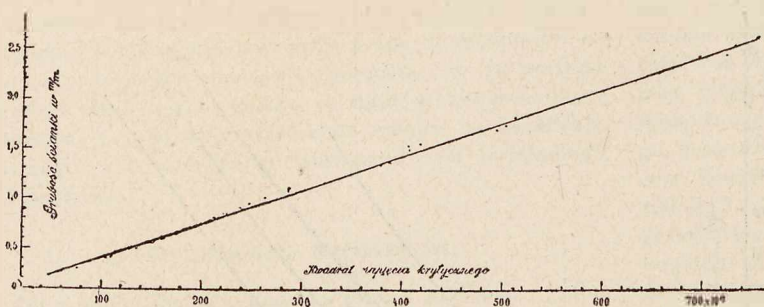
Wyniki pomiarów podane są na Rys. 5, 6, 7.

**Próby przy wielkiej częstotliwości.** — „Po wykonaniu doświadczeń z prądem przemiennym o 50 okresach na sekundę, ciekawem było, jak się dielektryki zachowują wobec znaczniejszej częstotliwości. Do badań tych była do dyspozycji maszyna Thuryego równobiegunowa, która przy 3000 obrotów dawała 10000 okresów na sekundę. Regulując odpowiednio liczbę obrotów motoru, można było otrzymywać odpowiednią częstość. Zbroja i induktry maszyny były stałe, a ruchomą tylko tarcza w formie dzwonu o 200 zębach. Zbroja miała 2 nawinięcia, które łączono w szereg, aby równoległe mogły dawać prąd 8 Amperów przy 200 Voltach, względnie 16 Amperów przy 100 Voltach. Ponieważ do przebijania dielektryków musieliśmy używać napięć znacznie wyższych, więc trzeba było transformować prąd. Do tego celu służył nam transformator 2 Kw. 3-fazowy, który jako jednofazowy mógł dawać następujące stosunki przenośne: 180 : 1 200, 180 : 3 600 i 180 : 10 800.

Napięcie mierzono woltomierzem Hartmanna i Brauna w kole niskiego napięcia; regulowano napięcie reostatem korbowym Dra P. Mayera z Berlina. Do regulowania ilości

obrotów motoru zmieniano prąd wzbudający przez wstawianie w szereg z induktorem oporów dodatkowych.

Próby wykonywano z rurami urządzeniami jak w poprzednich doświadczeniach do przebijań brzeżnych.



Rys. 6.

Doświadczenia te połączone z licznymi trudnościami i bardzo żmudne, bo trzeba było ciągle, oprócz odczytywania napięcia, regulować ilość obrotów, wykonaliśmy tylko w niewielkiej ilości tak, aby można było wyciągnąć jakieś wnioski. Zresztą i z tego względu nastęrczali te pomiary niebezpieczeństwo, że przebicie izolacji w transformatorze mogło nastąpić przy wysokich napięciach w połączeniu ze znacznymi częstotliwościami".

Wyniki pomiarów podane są w następującej tabeli:

grubość mm	napięcie przebicia w V	
	50 p/s	8—9000 p/s
0,2	6 400	2 520
0,53	12 150	3 600
0,55	12 380	4 800
0,67	13 600	5 520

*Inne próby.* — „Oprócz powyższych szeregów doświadczeń, wykonano jeszcze kilka odosobnionych eksperymentów, które rzucają dużo światła na całą kwestję badaną.

a) Na rurce urządzonej zupełnie jak na ryc. 6 (Rys. 4a) dobrze nazwębrzonej, zrobiono delikatną rysę na okładce; następnie umaczano ją w roztopionej masie izolacyjnej, przez co pokryła się cienką warstwą izolacyjną. Poddana próbie przebicia pękła przy 8 743 Voltach (50 okresów na sekundę) i to na brzegu rysy, gdzie szkło miało grubość 0,3 mm.

b) Taka sama rurka dobrze posrebrzona i również powleczone warstwą masy izolacyjnej, ale bez rysy na okładce, pękła przy napięciu 2 470 Voltów na środku obłożenia wobec grubości 0,175 mm.

c) Do rurki urządzonej jak na ryc. 6, ale nie posrebrzonej, przyklepiono kroplę masy izolacyjnej na środek sferycznie rozszerzonej zewnętrznej powierzchni. Rurkę zanurzono w elektrolit, który stanowił zewnętrzną okładkę. Podczas próby rurka pękła przy napięciu 7 000 V na brzegu przyklepionej kropli, gdzie grubość ścianki wynosiła 0,25 mm.

*Wyniki pomiarów.* — Zestawmy jeszcze raz główne wnioski, do jakich doprowadziły nas doświadczenia.

1. Doświadczenie wykazało, że istnieją 2 odrębne rodzaje przebicia dielektryków: przebicie brzeżne i przebicie na środku okładki. Można obydwa te rodzaje przebicia badać oddzielnie i niezależnie.

2. Udowodniono doświadczalnie co do szkła i ebonitu, że przebicie na brzegu obłożenia następuje przy znacznie niższym napięciu, aniżeli na środku przy tej samej grubości

dielektryku, o ile nie wchodzi w grę inne okoliczności, np. przewodnictwo powierzchni, które przedłuża okładkę poza oznaczony brzeg. Taki przypadek zachodzi w doświadczeniu, zaraz na początku wzmiankowanym, z próbą na wolnym powietrzu.

3. Z liczb, odpowiadających przebiciu na środku okładki w szkłe i ebonicie, widzimy dokładną proporcjonalność między grubością dielektryku a napięciem krytycznym, co jeszcze lepiej uwidocznionem jest na diagramie prawie prostoliniowym.

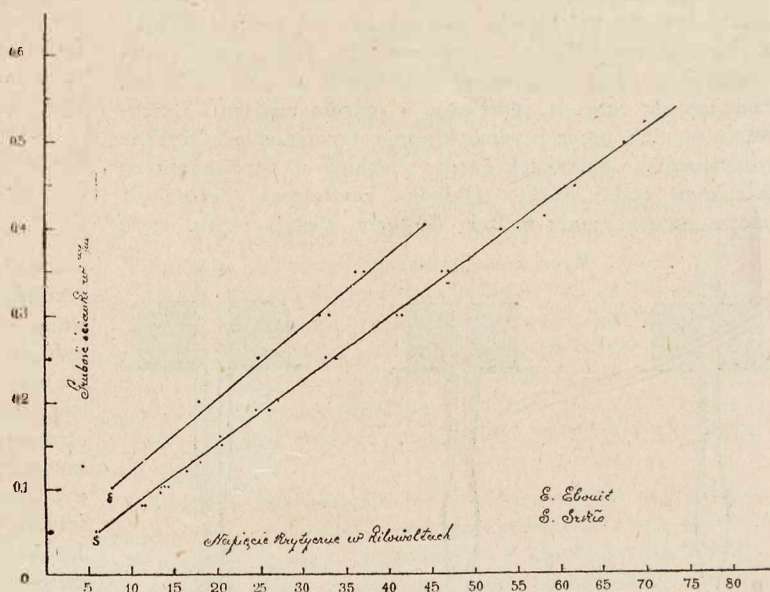
4. W brzeżnych przebiciach dielektryków różnej grubości wzrasta grubość znacznie szybciej, aniżeli napięcie przebijające. Z dyagramu przedstawionego na Ryc. 5, (Rys. 6) poznajemy, że natomiast istnieje proporcjonalność między grubością dielektryku, a kwadratem napięcia krytycznego. (Rys. 7).

5. Doświadczenia z prądem przemiennym o wysokiej frekwencji 8 000 do 9 000 okresów na sekundę wykazały, przez porównanie z wynikami odnoszącymi się do tego samego gatunku szkła poddanego działaniu prądu przemiennego o 50 okresach na sek., że napięcie potrzebne do przebicia (w obu razach brzeżnego) dielektryku było znacznie niższe w razie wielkiej częstotliwości.

Wnioski zawarte w punktach 1 i 2 można wytłumaczyć w ten sposób, używając znanej metody przedstawiania zjawisk w polu elektrycznym zapomocą linii sił, że na brzegu okładki następuje znacznie większe zgęszczenie linii sił, które ułatwia przebicie.

Również wyżej pod a i c przytoczone oddzielnie doświadczenia można wytłumaczyć działaniem ostrego brzegu na powierzchni okładki.

Wykazano doświadczaniem, że dielektryk można zawsze odpowiednio wzmocnić bez niebezpieczeństwa, aby przebicie nastąpiło na brzegu wzmocnienia, jeżeli wzmocnienie jest tak wykonane, że omija się utworzenia ostrego brzegu. Można to zawsze osiągnąć przez nieznaczne przejście od dielektryku zasadniczego do materiału wzmacniającego. Sto-



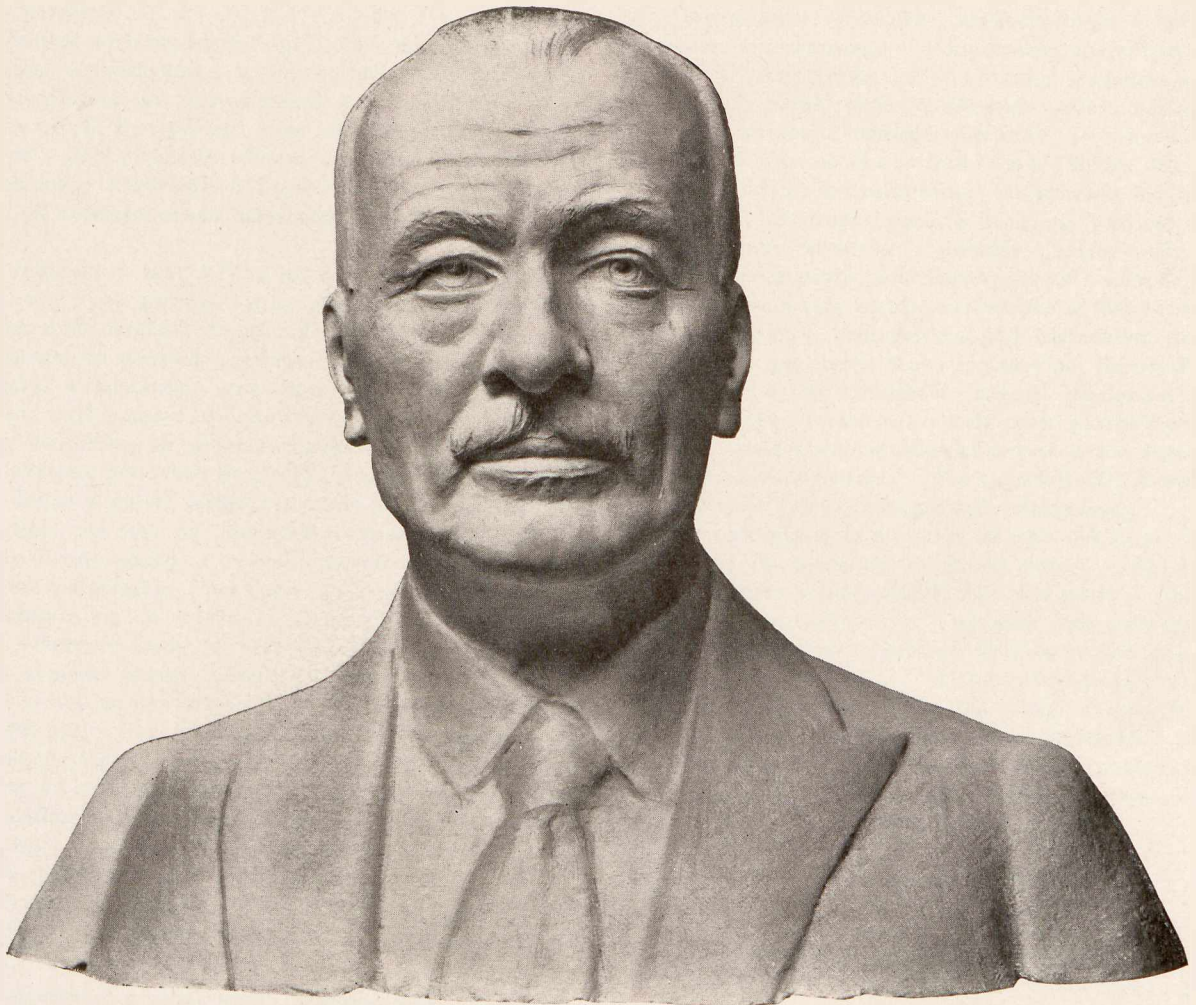
Rys. 7.

pień delikatności takiego przejścia zależy od grubości dielektryku zasadniczego w danym miejscu i od stosunku stałej dielektrycznej materiału, mającego się wzmocnić, do stałej materiału wzmacniającego, a mianowicie im grubszy jest



„ROTOFOT”

I G N A C Y M O Ś C I C K I



### **IGNACY MOŚCICKI**

Popiersie wykonane przez profesora Stanisława Romana Lewandowskiego, ustawione przed głównym wejściem do pawilonu technologii chemicznej wybudowanego przez Towarzystwo Studium Technologiczne.

### **Buste du Président I. MOŚCICKI**

Sculpture de St. R. Lewandowski, placée devant le nouveau bâtiment de Technologie Chimique à l'École Polytechnique de Varsovie.

zasadniczy dielektryk w danym miejscu i im mniejszy jest stosunek stałych dielektrycznych, tem mniejszej delikatności potrzeba w przejściu, aby zadość uczynić wyżej wymienionym warunkom.

Jeżeli inni badacze przypuszczają, że stałe dielektryki w zetknięciu z olejami izolacyjnymi pogarszają swe własności dielektryczne, bo łatwiej podlegają przebiciu, to zjawisko to należałoby raczej wytłumaczyć tworzeniem się ostrych brzegów okładek przy zetknięciu z olejem izolacyjnym, co ułatwia przebicie.

Wniosek wyprowadzony w punkcie 3, daje nam możność oznaczenia współczynnika wytrzymałości pewnego dielektryku niezależnie od jego grubości, przy warunkach ściśle zdefiniowanych. Powiadamy, przy warunkach ściśle zdefiniowanych, „gdyż przebicie odbywa się w polu elektrycznym jednorodnym o równoległych liniach sił, więc wyniki zależą jedynie od częstości prądu ładującego i od kształtu krzywej napięcia.

Z kolumny 4, tabl. V<sup>8)</sup> co do zwyczajnego szkła widzimy np., że w tym gatunku szkła, przy użyciu prądów przemennych o 50 okresach na sekundę i formie krzywej napięcia, zbliżonej do sinusoidy, następuje przebicie wobec spadku potencjału, wynoszącego niewiele więcej  $130 \times 10^4 \text{V/cm}$ .

Aby wytłumaczyć zjawisko stwierdzone w punkcie 4 naszych wniosków, że grubość dielektryku szybciej rośnie, aniżeli napięcie potrzebne do przebicia brzeżnego, rozważmy, co się dzieje z polem elektrycznym na brzegu okładki. Na brzegu pole nie jest już jednorodne, linie sił zbaczają od kierunku równoległego, a również powierzchnie ekwipotencjalne nie przebiegają równoległe do powierzchni okładek, ale ścieśniają się ku ostrym krawędziom, tworzącym brzeg okładki. Podczas kiedy w polu jednorodnym na środku okładki komórki energii, powstające przez przecięcie się linii sił z systemem powierzchni równego potencjału, nie zmieniają objętości w razie równej energii, jeżeli napięcie i grubość dielektryku zwiększymy proporcjonalnie w jednakowym stosunku, to całkiem inaczej ma się rzecz na brzegu okładki, gdzie powierzchnie ekwipotencjalne ścieśniają się ku brzegowi, przez co wzrasta spadek potencjału w częściach dielektryku, sąsiadujących z brzegiem okładki.

Wreszcie z punktu 5 widać, że przebicie zależy nie tylko od wielkości spadku potencjału, ale również od szybkości przesunięcia dielektrycznego<sup>9)</sup>.

*Potwierdzenie wyników.* — Wnioski, wyciągnięte przez Ignacego Mościckiego z Jego prac nad wytrzymałością dielektryków, mają pierwszorzędne znaczenie zarówno dla konstrukcji układów izolacyjnych wysokiego napięcia, jak i dla studjów nad teorią przebicia materiałów izolacyjnych stałych. Wyniki, otrzymane przez Niego doświadczalnie, oraz wnioski, wysnute z nich często intuicyjnie, znalazły dopiero niedawno potwierdzenie ze strony teoretycznej. Ostatnie lata przyniosły kilka prób teoretycznego wytłumaczenia mechanizmu przebicia, które można ująć w 3 grupy zależnie od natury przebicia<sup>10)</sup>. Teoria przebicia czysto elektrycznego (Rogowski, Joffe) prowadzi do proporcjonalności między napięciem przebicia a grubością dielektryka. Przy przebiciu czysto cieplnym zachodzi również taka proporcjonalność, o ile dielektryk jest zupełnie niejednorodny (Wagner); jeżeli zaś jest zupełnie jednorodny, to mamy paraboliczną zależność między napięciem a grubością, która przechodzi w zależność kwadratową przy bardzo małych grubościach (Rogowski). Wreszcie przejście między temi dwiema formami przebicia stanowią przebicie cieplnoelektryczne, gdzie zależność napięcia i grubości jest również

pośrednia (Rogowski). Wszystkie te przypadki zostały dokładnie zbadane i znaleziono zgodność między teorią a doświadczeniem. Jako materiał doświadczalny dla pierwszej teorii służyły badania Mościckiego nad szkłem przy usunięciu działania krawędziowego. Ustanowione przez Niego prawa „proporcjonalności” zostały przez innych badaczy potwierdzone co do szkła i ebonitu, a rozszerzone na porcelanę i mikę i przytoczone jako przykład czysto elektrycznego przebicia [por. 29, 31, 32].

Wyjaśnienie zjawiska krawędziowego, rozróżnienie przebicia krawędziowego i wewnętrznego, stwierdzenie wpływu stałej dielektrycznej na to zjawisko, złagodzenie przebicia krawędziowego przez zwiększenie przewodności środowiska, otaczającego krawędź elektrody — wszystko to zawdzięczamy również Mościckiemu [28, 36, 38].

Zjawiskiem krawędziowym zajmowano się obszernie zwłaszcza w ostatnich latach, z uwagi na ważność tego zagadnienia przy konstrukcji układów izolacyjnych. Jedne z bardziej gruntowych prac teoretycznych i doświadczalnych w tej dziedzinie były studja prowadzone w Instytucie fizyczno-technicznym w Leningradzie pod kierunkiem prof. Joffego [31]. Na podstawie teorii jonizacyjnej Semenoff i Walther znajdują, że zależność między napięciem a grubością jest przy przebiciu krawędziowym paraboliczna, co — jak piszą — „zostało już dawniej potwierdzone doświadczalnie przez różnych badaczy” (Mościcki) [32]. Przebicie zaś samo uważają jako przebieg czysto elektryczny.

W omawianej tutaj pracy Mościckiego [II] znajdujemy po raz pierwszy — jak się zdaje — ujęcie energetyczne naprężeń elektrycznych. Jest tam mowa o „komórkach energii”, utworzonych przez przecięcie linii polowych z powierzchniami ekwipotencjalnymi. Sprawa ta była później niejednokrotnie przez Mościckiego rozważana i wysuwana. Rozmowy, jakie miał on na ten temat z prof. Kuhlmannem z Zurychu, naprowadziły tego ostatniego na teorię izolatorów przepustowych, znaną pod jego nazwiskiem [26]. Na szczegól ten, w literaturze technicznej zupełnie nieznaną, warto tu zwrócić szczególną uwagę.

## 2. Straty dielektryczne.

Badając wszechstronnie kondensatory własnego pomysłu, zwrócił Mościcki również uwagę na straty, zachodzące w dielektryku pod wpływem prądu zmiennego i powodujące jego ogrzewanie. Ponieważ dane co do wielkości tych strat dla szkła były niepewne i, zdaniem Jego, za duże<sup>10)</sup> — przeprowadził systematyczne studja nad tem i ogłosił, wspólnie z inż. M. Altenbergiem, ich rezultaty w Rocznikach Akademii Umiejętności 1904 r. w pracy p. t. „O stratach dielektrycznych w kondensatorach pod wpływem prądów przemennych”. [II].

W tej pracy zwrócono — bodaj po raz pierwszy — uwagę na konieczność badania stratności dielektryka w warunkach jego normalnej pracy, t. j., w tym przypadku, przy dużym naprężeniu elektrycznym, jakiemu poddawane są zwykle kondensatory. Umożliwione to zostało przez zastosowanie odpowiednio wysokiego napięcia oraz obiektów, wytrzymałych takie napięcie. Do prób używane były mianowicie kondensatory walcowe ze szkła pomysłu Mościckiego, o zgrubionych ściankach przy brzegu okładziny. Naprężenie podczas prób dochodziło do  $380 \text{ kV/cm}$ .

*Metoda pomiaru.* — Metody, stosowane podówczas do pomiaru strat dielektrycznych przy wysokim napięciu, były dosyć prymitywne i stosunkowo mało dokładne. Główna trudność leżała w braku odpowiednich mierników mo-

<sup>8)</sup> P. oryg. [II].

<sup>9)</sup> Por. m. in. [29, 32, 33].

<sup>10)</sup> Np. Lombardi podawał je na 8% (ETZ, 1899, str. 714).

cy rzeczywistej przy bardzo dużych przesunięciach fazy, jakie występują właśnie w dielektrykach. Metody, któremi się dziś przy takich pomiarach posługujemy, bardzo dokładnie i wygodnie (Scheringa, Barbagelaty i Emanuelego i in.), nie były wtedy jeszcze znane. Autorzy zastosowali tę metodę oryginalną, którą możnaby nazwać „metodą podstawienia”, przy której w bardzo pomysłowy sposób wyzyskano rurowy kształt kondensatora syst. Mościckiego, służącego jako obiekt badany. Metoda polegała na pomiarze podwójnym: raz mocy pozornej w obwodzie prądu zmiennego, zasilającego kondensator, a następnie — mocy (rzeczywistej) w obwodzie prądu stałego, przepływającego przez okładzinę tego samego kondensatora i wytwarzającego taką samą ilość ciepła, jaka została wytworzona w jego dielektryku przez prąd zmienny. Moc pozorną, doprowadzoną do kondensatora, mierzono woltomierzem po stronie niskiego napięcia transformatora zasilającego kondensator i amperomierzem w obwodzie wysokiego napięcia. Aby wyznaczyć moc rzeczywistą, zużytą w dielektryku, włączano okładzinę zewnętrzną kondensatora w obwód prądu stałego i mierzono odpowiedni prąd i spadek napięcia na niej. Można to było uskutecznić właśnie dzięki temu, że okładzina zewnętrzna kondensatora (powłoka srebrna) tworzy niejako opornik w kształcie rurki o cienkich ściankach. Temperaturę mierzono termometrem, umieszczonym w rtęci, stanowiącej okładzinę wewnętrzną kondensatora. Cały kondensator umieszczony był w rurce szklanej, zamkniętej z obu stron (Rys. 8). Pod prądem zmiennym pozostawał on przez kilka minut. Ten sposób zastosowano w przypuszczeniu, że „ciepło, wytwarzające się w szkłe, prawie całe udzielało się rtęci, zwłaszcza wobec krótkiego czasu trwania spostrzeżenia i małej zwyżki temperatury”<sup>11)</sup>.



Rys. 8.

W pracy położono duży nacisk na usunięcie wpływów postronnych, mogących zepsuć wyniki pomiarów. Przedewszystkiem dzięki charakterystycznej budowie kondensatora można było wyeliminować wpływ naokoło dielektryka tak, że pomiar dawał jedynie straty dielektryczne.

Pomiary wykonano: 1) prądem zmiennym 50 p/s, przy napięciu od 2 do 12 kV; 2) prądem średniej częstotliwości z prądnicy do 10 000 p/s przy 500 do 1 500 V; 3) prądem o dużej częstotliwości w obwodzie oscylacyjnym; 4) prądem stałym celem wyznaczenia strat z przewodności skośnej dielektryka, zapomocą maszyny elektrostatycznej, przy napięciu ok. 25 000 V. Pomiary przeprowadzono na 3 kondensatorach walcowych o czynnej długości 300 mm, grubości ścianki 0,29, 0,32, 0,48 mm i średnicy 15, 14, 17 mm.

Wyniki pomiarów. — Praca kończy się następującymi wnioskami, wyciągniętymi z wyników, podanych w formie tabel:

„Porównyując wyniki pomiarów, któreśmy wyżej podali, możemy wyciągnąć z nich następujących pięć wniosków:

1) Zestawiając straty procentowe w stosunku do pozornej energii (mocy)  $(2\pi f V^2 C)$ , przepuszczonej przez kondensator, znajdujemy, że straty te wobec stałej częstości i pewnej grubości  $\delta$  szkła nie są jednakowe przy wzrastającym napięciu, przeciwnie wzrastają one razem z napięciem. Z tego wynika, że całkowite straty  $(2\pi f V^2 C \cos \varphi)$  w danym kondensatorze nie mogą być proporcjonalne ani do kwadratu napięcia, jak przyjmuje Steinmetz, ani do żadnej potęgi o

wykładniku mniejszym od 2, jak przyjmuje Arno (1,6), Threlfall (1,5 — 1,96), ale tylko do napięcia w potęgze o wykładniku większym niż 2.

2) Wobec tego samego gatunku szkła, przy stałym napięciu i stałej częstości, a rozmaitej grubości dielektryku, straty procentowe maleją wobec wzrastającej grubości, według prawa narazie nieznanego. Łącząc dwa te punkty, możemy powiedzieć, że przy rosnącym spadku potencjału  $V$  straty procentowe również wzrastają.

3) Przy stałym napięciu i pewnej grubości szkła wzrastają procentowe straty z rosnącą częstością.

4) Wykazano, że całkowite straty dielektryczne w szkłe czeskim, gatunku używanego na probówki, przy prądzie przemiennym o częstości 50 okresów na sekundę i przy spadku potencjału mniejszym od 250 000, są mniejsze niż 1% pozornej energii przepuszczonej przez kondensator.

5) Stwierdzonem zostało, że straty w dielektrykach szklanych pochodzą tylko w bardzo małej mierze z przewodnictwa tak, że z całkowitych strat tylko około 2% pochodzi z tego źródła.

Za główne źródło strat trzeba uważać deformacje, zachodzące wewnątrz dielektryku przy zmiennem polu elektrycznym.

Z 3-go wniosku wyżej postawionego widać, że straty zależą nie tylko od spadku potencjału, ale również od częstości, a więc od szybkości, z jaką odbywają się w polu przesunięcia dielektryczne.

Biorąc na uwagę wyniki, do których doszliśmy, i przypuszczenia wyżej sformułowane, że straty procentowe są stałe wobec stałego  $\frac{V}{\delta}$ , moglibyśmy ustawić następującą ogólną formułę matematyczną procentowych strat:

$$100 \cos \varphi = k \left( \frac{V}{\delta} \right)^\alpha \cdot f^\beta \dots \dots \dots (1)$$

W tej formule  $k$  jest współczynnikiem proporcjonalności;  $V, \delta, f$  mają to samo znaczenie co dotychczas;  $\alpha$  i  $\beta$  są to wykładniki, co do których nie możemy na podstawie naszych doświadczeń nawet powiedzieć, czy są stałe przy różnych wartościach  $\frac{V}{\delta}$ ; tyle tylko napewno można twierdzić, że są większe od zera, a mniejsze od jedności.

Z tego wzoru otrzymamy, po podstawieniu do wzoru  $W = 2\pi f C V^2 \cos \varphi$  wartości na  $C$  i  $\cos \varphi$ , wzór na całkowite straty w dielektryku w postaci:

$$W = K \delta \left( \frac{V}{\delta} \right)^{2+\alpha} \cdot f^{1+\beta} \dots \dots \dots (3)$$

gdzie  $K = \frac{k_1 k S}{200}$  jest nowym współczynnikiem proporcjonalności, a  $\alpha$  i  $\beta$  mają zupełnie to samo znaczenie, co w formule (1).

Formuła (3) jest trochę odmienna od ustawionej przez Steinmetza<sup>12)</sup>, który przyjmuje

$$W = K V^2 f \dots \dots \dots (4)$$

Z czegooby wynikało, że procentowe straty w jednym i tym samym dielektryku są stałe, bez względu na zmianę potencjału i częstości. Tymczasem na podstawie naszych doświadczeń, dzięki metodzie dokładniejszej, można przynajmniej co do szkła twierdzić, że straty te rosną przy zwiększającym się spadku potencjału  $V$  i przy zwiększającej się częstotliwości.

Uwagi. — Praca Mościckiego i Altenberga o stratach dielektrycznych, jakkolwiek umieszczona równocześnie z pracą o wytrzymałości dielektryku zarówno w polskim języku [II], jak w obcych [III, IV], jest mniej znana i mniej

<sup>11)</sup> [II] str. 58.

<sup>12)</sup> C. P. Steinmetz, Theorie u. Berechnung der Wechselstromerscheinungen (przekł. z angielsk. str. 161).



przyczyna [6, 33]. Straty w dielektrykach interesowały od dawna i interesują obecnie zarówno fizyków, jak elektryków. Wśród elektryków Mościcki był jednym z pierwszych, który doświadczalnie wykazał, że wzór Steinmetza na straty, powszechnie wówczas stosowany, wymaga poprawek, że straty dielektryczne, nawet dla materiału tak jednolitego, jak szkło, rosną prędkiej, niż kwadrat napięcia. Wiemy obecnie, jak wielkie znaczenie dla oceny dobroci kabla ma to zjawisko w odniesieniu do izolacji kablowej

Kwestja zależności strat od natężenia pola interesuje przede wszystkim fizyków, szukających potwierdzenia doświadczalnego dla teorii strat, które przypisywane są dzisiaj zjawisku absorpcji dielektrycznej. Teoria absorpcji prowadzi — według I. B. Whiteheada — do zależności strat od kwadratu natężenia pola. Tymczasem różni obserwatorzy znajdują, że wykładnik potęgowy natężenia pola waha się w granicach 1,3 do 2,7; największa liczba obserwacji zmierza ku wartości 2. Według Whiteheada trudno jest objaśnić wykładniki mniejsze od 2, natomiast łatwiej jest to uczynić dla większych od 2. Do tych właśnie obserwacji należą wyniki prac Mościckiego i Altenberga, którzy straty dielektrycznie przypisują „deformacji” (absorpcji?) dielektryka, nie wypowiadając się za pojęciem histerezy dielektrycznej, wtedy naogół wysuwanej, a dzisiaj już zarzuconej [por. 38].

Prace Ignacego Mościckiego nad dielektrykami, które tutaj przytoczyliśmy w obszerniejszych wyjątkach, zachowały znaczenie do dnia dzisiejszego. Świadczy o tem fakt, że w literaturze naukowej ostatnich lat spotykamy się często z powoływaniem się na te prace.

Z licznych artykułów i książek, w których można znaleźć potwierdzenie tego, przytoczone są niektóre z odpowiednimi cytatami w Rozdz. VI.

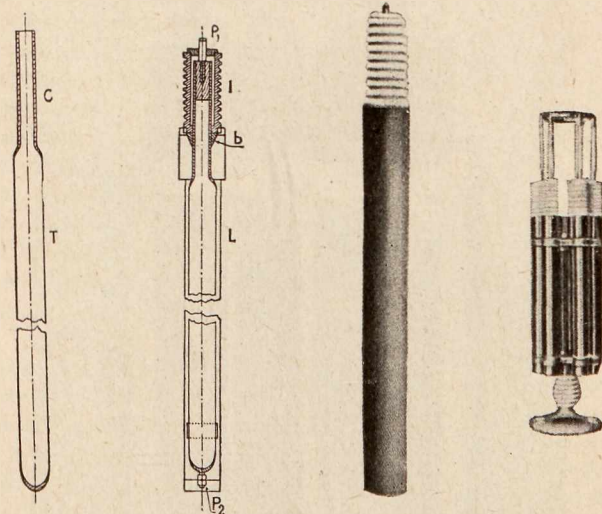
### III. KONDENSATORY.

Brak technicznie pewnych kondensatorów, wytrzymałych napięciu wyższe, niż 10 000 woltów, spowodował Ignacego Mościckiego do bliższego zajęcia się budową tych przyrządów. Uważane za najlepsze wówczas kondensatory parafinowe syst. Lombardiego<sup>13)</sup> nie mogły pracować trwale nawet pod napięciem kilku tysięcy woltów. Pierwsze próby materiałów na kondensatory skierowały Mościckiego do wyboru szkła, jako dielektryka. Podczas metodycznych badań nad wytrzymałością i stratami szkła, o których była mowa powyżej, stwierdził On, że przebicie płyty szklanej następuje prawie zawsze na kraju okładziny i że ochłodzenie takiej płyty, nagrzaną skutkiem strat dielektrycznych, jest trudne. To naprowadziło Go na myśl, aby pogrubić dielektryk w miejscu, gdzie jest krawędź okładziny, i przez to otrzymać znacznie większą wytrzymałość kondensatora na przebicie.

Ze względów technicznych były trudności z zastosowaniem tego do płyt, wybrał przeto kształt rurowy — jako najodpowiedniejszy do budowy kondensatorów na wysokie napięcie. Kondensatory Jego pomysłu są przeto w postaci rury o cienkiej ściance, zatopionej u dołu, a zaopatrzonej u góry szyjką o ściance grubszej. Okładziny kondensatora sięgają aż do szyjki. Kondensatory takie mają więc wytrzymałość wszędzie taką, jaka byłaby, gdyby ścianki rurki były tak grube, jak ścianka szyjki, pojemność ich zaś jest uwarunkowana grubością ścianki rury. Ponieważ tę grubość można doprowadzić do możliwie małych wymiarów, pojemność kondensatora jest stosunkowo znaczna. Okładzina musi przylegać ściśle do szkła, nie może być między

niemi bąbli, obcych ciał i t. d., które — jak wykazuje Mościcki — mogą spowodować nadmierne naprężenia lokalne dielektryka. Osiąga On to zapomocą osadzenia drogą chemiczną na szkle srebra jako okładziny. Kształt rurowy właśnie nadaje się do tego bardzo dobrze.

**Budowa.** — Kondensator Mościckiego jest to więc rura szklana, 40 lub 60 mm średnicy, na jednym końcu zatopiona, a na drugim wydłużona w szyję o mniejszej średnicy, niż sama rura. Rys. 9. Grubość ścianki rury — 1,5 lub 2,2 mm, a ścianki szyjki — 7 lub 10 mm. Długość czynna rury — 400, 800 lub 1 200 mm; długość szyjki — kilkanaście cm. Wewnątrz i zewnątrz rura powleczona jest chemicznie (spos. Bötgera) cieniutką warstwą srebra. Okładzina zewnętrzna pokryta jest ponadto warstwą miedzi, aby ją ochronić od skałeczenia. Najmniejsza bowiem rysa — jak to było wzmiankowane w Rozdz. I — wywołać może działanie krawędziowe i w konsekwencji wcześniejsze przebicie. Rura szklana wstawiona jest do osłony miedzianej lub żelaznej (Rys. 10), nieco szerszej od niej i napełnionej wodą, zmieszaną z gliceryną, aby zapobiec zamarzaniu. W ten sposób kondensator jest doskonale chłodzony: płyn pochłania ciepło wywiązujące się i przewodzi do blachy, która jest poczerniona celem ułatwienia promieniowania. Uszczelnienie rury szklanej względem osłony — zapomocą pierścienia kauczukowego. Okładzina wewnętrzna wyprowadzona jest do zacisku, umieszczonego w górnej części rury, wewnętrzna zaś — do zacisku dolnego, połączonego z osłoną. Izolację między obiema okładzinami stanowi karbowany izolator przepustowy. Rys. 11 przedstawia gotowe ogniwo kondensatorowe.



Rys. 9.

Rys. 10.

Rys. 11.

Rys. 12.

Kilka lub więcej takich ogniwo, osadzonych w ramie metalowej i połączonych równolegle, stanowi baterję kondensatorów (Rys. 12, 13). Okładziny zewnętrzne są połączone ze sobą zapomocą pasków metalowych lub kabłąków, osadzonych na bezpiecznikach topikowych w kształcie rurki. Każde ogniwo posiada taki bezpiecznik, mający go chronić w razie nadmiernych prądów. Okładziny zewnętrzne łączą się między sobą zapomocą ramy, na której spoczywają osłony kondensatorów.

Ogniwa kondensatorowe wyrabiane były początkowo na napięcie 10 lub 15 kV i probowane napięciem 2,5 do 3 razy większem. Następnie — po udoskonaleniu fabrykacji — podwyższono napięcie nominalne jednego ogniwa i jako takie przyjęto 12, 18, 25 i 35 kV (skut.). Pierwsze dwa typy miały średnicę 40 mm, a grubość ścianki 1,5 mm, drugie dwa — 60 mm i 2,2 mm. Kondensatory, używane do prą-

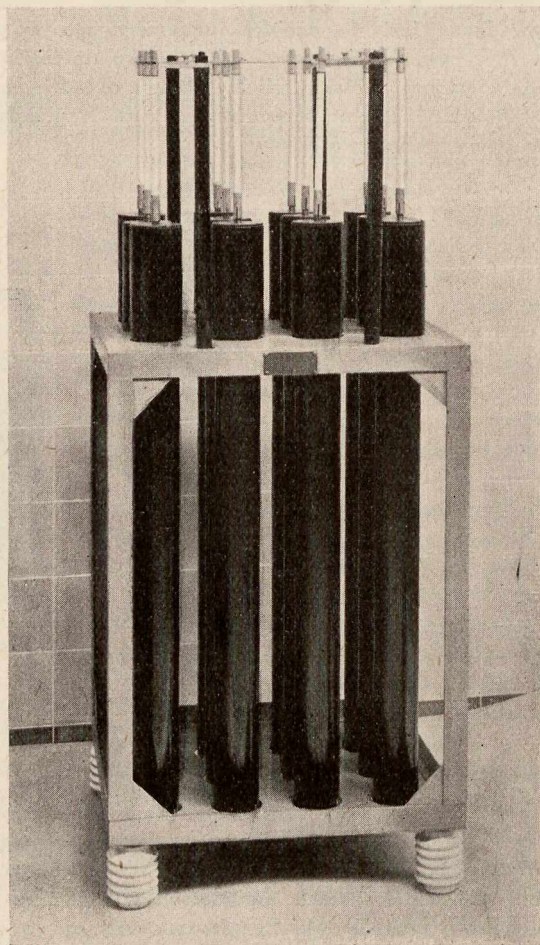
<sup>13)</sup> ETZ, 1899, str. 714.

dów szybkozmiennych, mają napięcia nominalne 25 i 50 kV (maks.). Pojemność jednego ogniwa zależna jest oczywiście od wymiarów okładziny i grubości ścianki. Wynosi ona np.

dla typu 400/40, 18 kV — 0,0015 do 0,0018  $\mu\text{F}$   
 „ „ 800/60, 35 kV — 0,0030 do 0,0035  $\mu\text{F}$

Baterje kondensatorów budowano w 5 typach: laboratoryjne Rys. 12, przemysłowe małe, przemysłowe wielkie (Rys. 13), do wielkiej częstotliwości (Rys. 14 i 15) i do wyrównywania fazowego.

W ten sposób powstał typ kondensatora Mościckiego, charakterystyczny zarówno co do wyglądu ogniwa, jak całej baterji. Skoro pierwsze próby z temi kondensatorami dały jaknajlepsze wyniki, powstała we Fryburgu (1904 r.) fabryka, założona przez Dr. Jana Modzelewskiego<sup>14)</sup>, wychowanka Uniwersytetu Fryburskiego, który uzyskał doktorat z fizyki na tymże Uniwersytecie, na podstawie pracy, wykonanej pod kierunkiem Mościckiego [8]. Fabryka ta, nazwana początkowo nazwą „Fabrique des Condensateurs L. de Modzelewski, Fribourg”, została zamieniona następnie na spółkę akcyjną p. f. „Société Générale des Condensateurs électriques, Fribourg”.



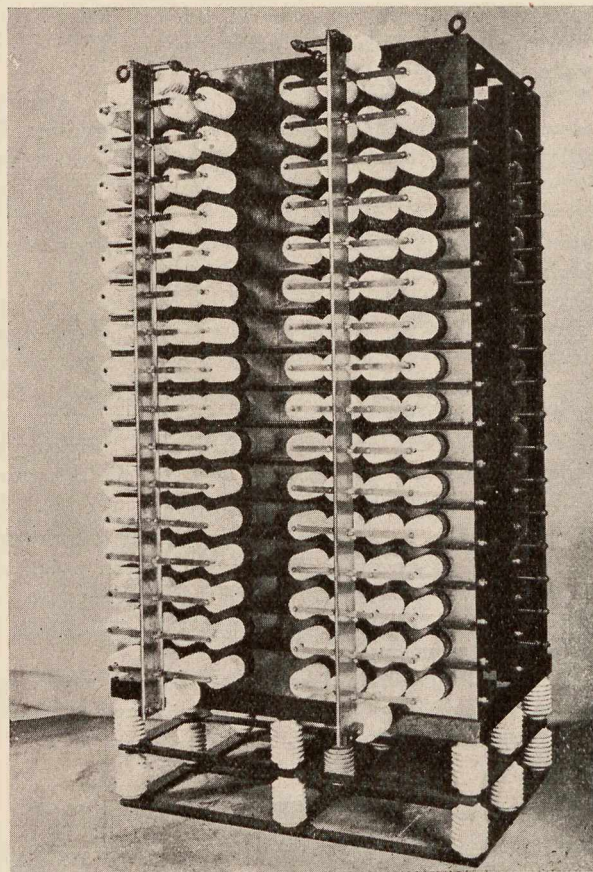
Rys. 13.

Baterja kondensatorów przemysłowych.

Oprócz kondensatorów wyrabiała ona różne przyrządy elektrotechniczne, głównie do celów ochrony sieci od przepięć. Istnieje ona do dzisiejszego dnia, zajmując się głów-

nie wytwarzaniem podobnych przyrządów i urządzeń jak dawniej. Jako kondensatory wyrabia się obecnie przeważnie kondensatory papierowe i cellonowe.

Pierwsze wiadomości o kondensatorze Mościckiego podał On sam we wzmiankowanych wyżej publikacjach



Rys. 14.

Baterja kondensatorów do stacji radjotelegraficznej na wieży Eiffla w Paryżu.

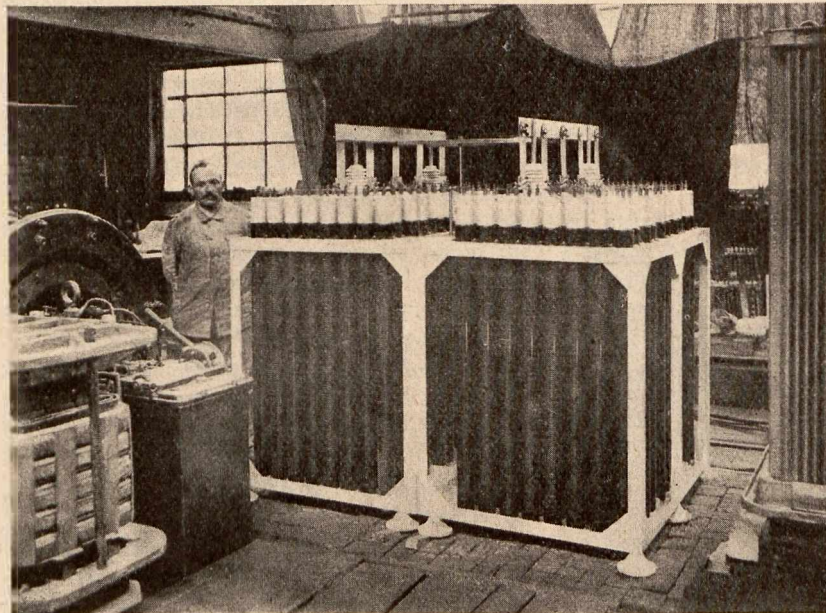
[I, II, III, IV]. W literaturze obcej zwłaszcza publikacja w *Elektrot. Zeitschrift* [III] jest dobrze znana i zwykle podawana jako źródłowa. Niemal wszędzie, gdzie jest mowa o kondensatorach, jest powołanie się na tę pracę (por. wykaz literatury w Rozdz. VI). W polskiej literaturze technicznej pisał o nich autor niniejszego referatu w *Czasopiśmie Technicznym* (1907) [7] i referował na V Zjeździe Techników polskich we Lwowie (1910 r.). [11].

**Zastosowanie.** — Kondensatory Mościckiego znalazły wkrótce uznania świata elektrotechnicznego i były uważane, jako najlepsze tam, gdzie urządzenie, w skład którego wchodzi, pracuje trwale pod wysokim napięciem. Jeżeli zważymy, że w okresie, kiedy te kondensatory się pojawiły, największe napięcie robocze urządzenia elektrycznego nie przekraczało 40 kV, a one właśnie mogły pracować przy napięciach tego rzędu i że w ciągu kilkunastu lat potrafiły zachować przodujące stanowisko wśród innych rodzajów kondensatorów, to w całej pełni okaże się doniosłość pomysłu Mościckiego. Słusznie więc, że te kondensatory noszą imię tego, który dzięki systematycznym badaniom i intuicji naukowej potrafił rozwiązać problem budowy kondensatora wysokiego napięcia.

Dzięki oczywistym zaletom, kondensatory znalazły w krótkim czasie szerokie zastosowanie i rozpowszechnienie, zwłaszcza w dziedzinie ochrony sieci elektrycznych od przepięć i w radjotelegrafii. Pozatem stosowano je do wy-

<sup>14)</sup> Obecnie Poseł Rzecz. Polsk. w Bernie Szwajc.

równywania przesunięcia fazy w sieciach o dużym obciążeniu indukcyjnym, do stwarzania sztucznej fazy przy ruchu silników jednofazowych, do wygładzania wyprostowanych prądów w urządzeniach rentgenowskich i t. d.



Rys. 15.

Bateria kondensatorów do radjotelegrafji.

Wszystkie te zastosowania, ich działanie, potrzebne urządzenia i t. d. zostały przemyślane przez samego wynalazcę lub pod Jego kierunkiem. Niejedno z tych zagadnień zostało umożliwione na większą skalę dopiero dzięki tym kondensatorom, które — jedyne w swoim czasie — wytrzymały tak wysokie napięcie, jakie było potrzebne. Zwłaszcza sprawa, dotycząca ochrony sieci elektrycznych, była przedmiotem szczególnego zainteresowania się i specjalnych studjów Mościckiego. O tem będzie obszerniej mowa w następnym rozdziale.

Zastosowanie kondensatorów Mościckiego w radjotelegrafji zostało — rzec można — uwieńczone na radjostacji w wieży Eiffa w Paryżu, gdzie zainstalowano baterję kondensatorów o pojemności 0,8  $\mu\text{F}$ , pracującą pod napięciem 110 kV (Rys. 14). Bateria ta służyła przez cały czas wojny światowej. Piszący te słowa oglądał ją tam jeszcze po wojnie.

Obecnie kondensatory Mościckiego nie mają już tego znaczenia, co w ciągu lat 1905 do 1920. Niestety, ich słabą stroną jest właśnie dielektryk, nad którym studja doprowadziły do ich wynalezienia, t. j. szkło, a więc materiał łatwo tłukący się. Skoro więc wyrób kondensatorów papierowych<sup>15)</sup> doszedł do dużego stopnia doskonałości, musiały one, jako bardziej odporne mechanicznie, osiągnąć przewagę nad szklanymi.

### III. PRZEPIĘCIA I OCHRONNIKI.

Podczas studjów nad zastosowaniem wyładowań elektrycznych w obwodzie oscylacyjnym do wytwarzania kwasu

<sup>15)</sup> W niedługim czasie po kondensatorach szklanych Mościckiego pojawiły się kondensatory papierowe Fischera, wyrabiane przez Meirowsky'ego w Porz (Niemcy) (ETZ, 1909, str. 601). Papier nasycony żywicą ustępował narazie szkłu. Po zastosowaniu bakelitu do nasycania papieru (ok. 1925 r.), kondensatory tego rodzaju mogą pracować przy napięciu ponad 100 kV, czego kondensatory szklane nie osiągnęły.

azotowego z powietrza zwrócił Mościcki uwagę na pewne analogje zjawisk, zachodzących w takim obwodzie, i wyładowań atmosferycznych w postaci piorunów.

Według poglądów, powszechnie panujących podówczas, piorun miał być zjawiskiem wyładowania o bardzo wielkiej częstotliwości i bardzo wysokim napięciu. Skutkiem tego wyładowania powstaje w przewodach elektrycznych, przebiegających w pobliżu, prąd indukowany o takiej samej częstotliwości i odpowiednio wysokim napięciu. Czas trwania wyładowania piorunowego jest bardzo krótki, wynoszący ułamek sekundy, skutkiem tego prąd, indukowany w przewodach, trwa również bardzo krótko tak, że natężenie jego, aczkolwiek bardzo wielkie, nie sprawia skutków cieplnych. Wysokie napięcie, towarzyszące temu zjawisku, powoduje przepięcia, zagrażające izolacji urządzenia elektrycznego.

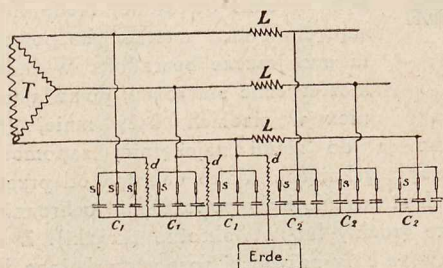
Były to więc — podług dzisiejszych poglądów — przepięcia piorunowe pośrednie, które zjawiają się na przewodach skutkiem uderzenia pioruna w ich pobliżu. Przeciwno takim wyładowaniom skierowane były wysiłki ówczesnej techniki wysokich napięć. Wobec uderzeń bezpośrednich stała ona jeszcze bezradnie. Wyładowania atmosferyczne statyczne, pojawiające się również w sieciach, były mniej groźne; odprowadzane je do ziemi najchętniej zapomocą oporników z wody tryskającej. Jako ochrona od przepięć atmosferycznych stosowane były powszechnie ochronniki iskrowe, pojedyncze (rożki) lub wielokrotne (krażki). Z tych zwłaszcza pierwsze były najwięcej rozpowszechnione. Dopóki napięcia linii przesyłowych nie przekraczały kilku czy kilkunastu tysięcy woltów, powyższe ochronniki naogół wystarczały. Przy napięciach wyższych zaczęły się zjawiać jednak coraz częściej uszkodzenia, mimo istnienia w nich ochronników. To spowodowało zarówno sfery naukowe jak techniczne do studjów nad zjawiskami przepięć i nad ochroną przed niemi.

Jest rzeczą charakterystyczną dla ówczesnego stanu techniki wysokich napięć, że poprawy ochrony przeciwprzepięciowej szukano w ulepszaniu starych systemów, a nie sięgnięto do nowych. Przyczynił się do tego w dużym stopniu brak przyrządów i urządzeń, zapomocą których można byłoby badać przyczynę i istotę zjawisk przepięciowych, oraz brak naukowego oświetlenia przebiegów, rozgrywających się w liniach elektrycznych skutkiem zakłócenia ich stanu ustalonego czy to z przyczyn zewnętrznych, np. atmosferycznych, czy też wewnętrznych, np. łączeniowych. Pewną rolę odegrały również względy praktyczne, mające źródło w nastawieniu większych fabryk na produkcję ochronników własnego systemu.

*Kondensatory jako ochronniki.* — Pierwszym bodaj, który zwrócił uwagę w innym kierunku, aniżeli ten, w jakim szła ówczesna technika przeciwprzepięciowa, był Mościcki. Zetknąwszy się na miejscu, t. j. we Fryburgu, z troskami, jakie miała elektrownia wodna w Hauterive, zasilał ją miasto (i laboratorium, w którym pracował) z sieci 8 000 V, i pracując jednocześnie nad kondensatorami i wyładowaniami elektrycznymi, Mościcki, dzięki wrodzonej intuicji technicznej, szybko zorientował się w nowym problemie i powiązał go — nader szczęśliwie — z tamtymi. Tak powstała nowa dziedzina Jego zainteresowań, w której okazał się pierwszorzędnym mistrzem. Do wiadomości świata technicz-

nego Mościcki podał wyniki swych prac na zjeździe elektryków szwajcarskich we Fryburgu we wrześniu 1905 r., a więc w rok po publikacji w ETZ o kondensatorach a następnie ogłosił drukiem w Schweiz. ETZ, w 1905 i 1906 r. [VI, VIII], w Lumière électr. 1905 [VII], oraz w wydawnictwach technicznych fabryki kondensatorów [IX]. Zanim doszedł On do skryzalizowania wyników, niżej podanych, oparł się na doświadczeniach, które miały imitować przepięcia atmosferyczne i indukowane w przewodach i pozwoliły zbadać wpływ kondensatorów na nie. Z pośród licznych doświadczeń przytoczymy tu jedno (por. [VIII]). Polegało ono na wytwarzaniu prądów oscylacyjnych o napięciu ok. 60 kV w przewodach o napięciu (roboczym) 9 kV i normalnej częstotliwości. Jako ochronę stosował cewki, włączone w przewody, i kondensatory, włączone między przewody i ziemię [VIII. rys. 9]. Przez odpowiedni dobór tych elementów, a zwłaszcza kondensatorów, otrzymywał On w przewodach stan tego rodzaju, że poza tym układem ochronnym napięcie prawie nie przekraczało wartości roboczej. Miało to świadczyć o skuteczności działania takiego układu wobec prądów szybkozmiennych, zagrażających izolacji urządzenia.

**Układ ochronny Mościckiego.** — Na podstawie tych doświadczeń opracował Mościcki układ ochronny, którego zasada przedstawiona jest na Rys. 16. Oto co czytamy o tem (w tłumaczeniu) w publikacji [VIII]:



Rys. 16.

„T przedstawia jakiegokolwiek urządzenie trójfazowe (elektrownia, silnik, transformatory), mające być ochroniane przed zaburzeniami atmosferycznymi nadchodzącymi z linii napowietrznej.

W każdym z 3 przewodów włączona jest odpowiednia cewka indukcyjna L. Te cewki, które mają mieć możliwie małą pojemność, wykonywać najlepiej w postaci solenoidów z gołego drutu miedzianego lub żelaznego. Ich indukcyjność wystarcza, aby dla prądów szybkozmiennych o wysokim napięciu wytworzyć silną przeszkodę przy przejściu do urządzenia ochraniającego. W ten sposób działanie przepięcia atmosferycznego o wielkiej częstotliwości zostaje conajmniej znacznie osłabione tak, że w każdym razie bateria kondensatorów C<sub>1</sub>, umieszczona między cewką L i urządzeniem T, a przyłączona do każdego przewodu i ziemi, odprowadzi całkowicie do ziemi prądy szybkozmiennne tam przenikające. Oba te przyrządy L i C razem zapewniają urządzeniu całkowitą ochronę przed wszelkimi umiarkowanymi zaburzeniami atmosferycznymi natury elektrodynamicznej.

Aby się jednak uchronić w każdym przypadku przed najsilniejszymi przepięciami o dużej częstotliwości, przyłącza się przed cewką L, między ziemię a każdy przewód, drugą baterję kondensatorów C<sub>2</sub>, która przyjmuje najsilniejsze przepięcia i odprowadza je do ziemi. Gdyby pojemność obu baterij C<sub>1</sub> i C<sub>2</sub> była niewystarczająca, to bateria C<sub>2</sub> działa w ten sposób, że jedno z jej ogniw pęka i umożliwia wyrównanie z ziemią. Okoliczność, że bateria C<sub>2</sub> może bez niebezpieczeństwa dla urządzenia odprowadzać do ziemi odpowiednio większą ilość energii zaburzenia, czyni jej zastosowanie tembardziej wartościowe“.

„Wytrzymałość dielektryka każdego ogniwa jest naogół tak dobrana, że dzięki włączonej cewce L napięcie, które powoduje przebiecie jednego ogniwa baterji C<sub>2</sub>, nie może wystarczyć, aby uszkodzić ogniwa baterji C<sub>1</sub>.

Skoro baterje kondensatorów umożliwiają odprowadzenie do ziemi wszystkich prądów o zwiększonej częstotliwości, to należy dać jeszcze możność upływu dla prądu stałego pochodzącego od ładunków statycznych. Najlepiej do tego celu nadają się dławiki, które włącza się między ziemię i przewód równoległe do baterji kondensatorów C<sub>1</sub>. Te cewki indukcyjne opatrzone rdzeniem żelaznym oblicza się w ten sposób, aby przedstawiały możliwie dużą oporność dla prądu zmiennego (pozorna), aby więc odprowadzały do ziemi jaknajmniejszą ilość prądu roboczego, podczas gdy ich oporność omowa (rzeczywista) jest możliwie mała, aby uniemożliwić wszelkie nagromadzenie ładunków statycznych w sieci. Jest to tem łatwiejsze, że statyczne przebiegi potencjałów odbywają się powoli, jak np. przepięcia w przewodach, spowodowane przez zbliżanie lub oddalanie chmur naładowanych elektrycznością i t. d., bezpośrednio oddawanie elektryczności przez burze śniegowe i t. p.

Skoro wyniki osiągnięte z doświadczeń zabraniają do tego celu wszystkiego, co przedstawia oporność omową, a więc z góry wykluczają zastosowanie oporników wodnych, to należy szczególnie spełnić te warunki pod każdym względem, a więc unikać oporników w przewodach uziemiających. Cóż bowiem pomoże dobór najlepszego przewodnika, skoro w szereg z nim włączy się duża oporność omowa lub też indukcyjna.

Największym błędem, który się zresztą najczęściej popełniało, była mała troska o to, jak się wykonywało urządzenie uziemiające. Możliwie mała oporność uziemienia jest głównym warunkiem, na który rzadko zwraca się dostateczną uwagę. W rzeczywistości każdy pojmie łatwo na podstawie podanych tu faktów, że warto zadać sobie trudu, aby uziemienie nie tylko dobrze założyć, ale także, aby je od czasu do czasu sprawdzić celem dokonania odpowiednich poprawek.

Często stanowi to dużą trudność, aby płyty uziemienia tak zakładać, żeby trwale zapewnić dobre przejście do ziemi. W takich razach, aby móc doprowadzić do płyty wodę lub elektrolit, zaleca się stosowanie rur, które prowadzą od płyty do powierzchni ziemi i przez które wlewa się od czasu do czasu wodę lub elektrolit. Ażeby ponadto ograniczyć do minimum indukcyjność w przewodach łączących kondensator z przewodami i z ziemią, należy te połączenia wykonywać możliwie prosto i krótko; jako takie przewody łączeniowe stosuje się z korzyścią wstęgi miedziane zamiast okrągłych drutów, ponieważ współczynniki indukcyjności własnej tych wstęg są mniejsze niż okrągłych drutów“.

„Według naszego zapatrywania“ — czytamy dalej — „przez zastosowanie wyżej wymienionej grupy przyrządów, dostaniemy całkowitą ochronę urządzenia przed skutkami zaburzeń atmosferycznych, oczywiście z wyjątkiem bezpośredniego uderzenia piorunowego. Obok zaburzeń atmosferycznych mamy jednak w każdym urządzeniu bardzo częste przepięcia, które zostają spowodowane samym prądem roboczym. Są one spowodowane głównie przez prądy, powstające przy nagłych silnych zmianach obciążenia, jak np. przy nagłym przerwaniu dużych ilości energii, przy spalaniu się bezpieczników, albo przez zwykłe wyłączniki.

W urządzeniach, gdzie zastosowane są ochronniki różkowe bez szeregowych oporników wodnych, każde przepięcie, które te różki wprawia w działanie, pociąga za sobą jeszcze drugie zaburzenie, spowodowane przez prąd roboczy, który właśnie znajduje ujście także przez te różki i to jako prąd oscylacyjny o wzmoczonej lecz niezbyt wielkiej często-

tlivości. Ochronniki różkowe należy przeto, jak poprzednio powiedziano, zarzucić, skoro są połączone z szeregowymi opornikami wodnymi, są one również niebezpieczne i nieskuteczne, jeżeli pracują bez tych oporników

Dla przepięć, spowodowanych prądem roboczym, których częstotliwość jest naogół niższego rzędu, niż wyładowań atmosferycznych, potrzebaby za dużej pojemności, aby je zupełnie nieszkodliwie odprowadzić, dlatego dla tych warunków trzeba dobrać inne odpowiednie ochronniki, co pozwolimy sobie przedstawić w innym studjum<sup>16)</sup>.

*Istota ochrony kondensatorowej.* — W powyższych wywodach, które przytoczyliśmy tutaj w dosłownym tłumaczeniu, zasługują, z dzisiejszego punktu widzenia, na uwagę następujące punkty:

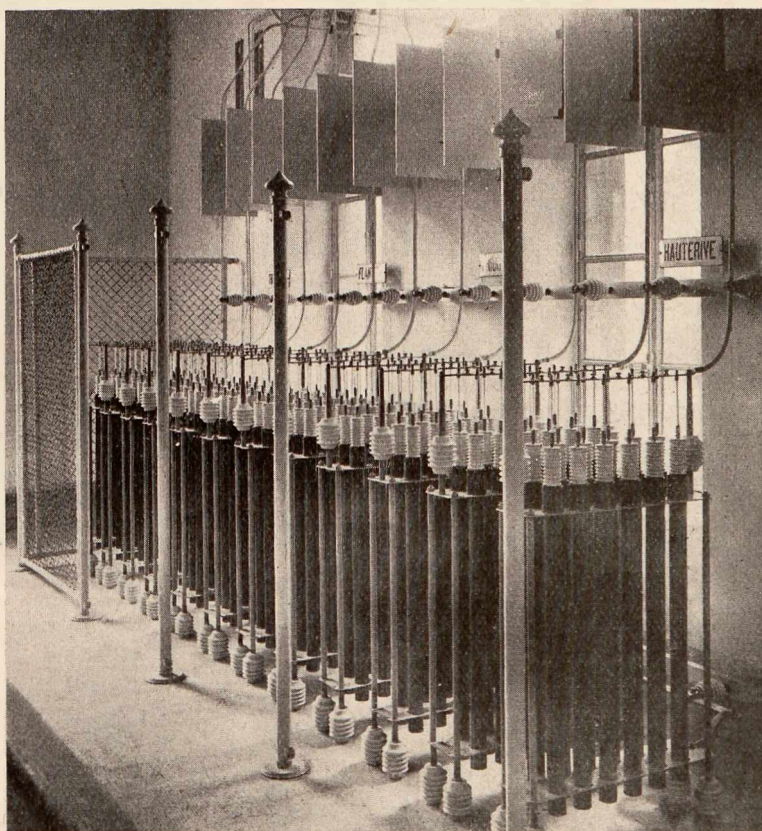
Po raz pierwszy została tu wysunięta w zdecydowany sposób sprawa użycia kondensatorów jako ochronników. Wprawdzie przypisywano im, zgodnie zresztą z ówczesnymi poglądami, inną rolę, niż to się czyni obecnie. Nowsze badania wykazały bowiem, że wyładowanie piorunowe jest zjawiskiem aperiodycznym i tylko w pewnych przypadkach oscylacyjnym silnie tłumionym. Wyładowania te, zarówno pośrednie jak bezpośrednie, powodują powstawanie fal wędrownych o strumieniu czole, niebezpiecznych dla izolacji urządzenia elektrycznego. Dzisiaj wiemy, że kondensatory, przyłączone do przewodów, przyjmują na siebie część ładunku, odpowiadającą fali przepięciowej, a samą falę przepuszczają, łagodząc jej przebieg. Przepięcia oscylacyjne o średniej częstotliwości, powstające skutkiem lokalnych zjawisk rezonansowych, nie są naogół zbyt groźne. Umieemy im zresztą zapobiegać przez stosowanie oporników tłumiących lub w inny sposób. Używanie kondensatorów do tego celu jest zbyt bezcelne.

Połączenie kondensatorów z cewkami przy odpowiednim doborze ich wielkości stwarza, jak wiemy, punkt węzłowy dla fal wędrownych napięcia i prądu. Na tem polega znany układ ochronny Rüdemberga<sup>17)</sup>, osłaniający objekty za nim leżące od działania fal wędrownych. U Mościckiego spotykamy — na 10 lat przed tem — układ podobny. Z publikacji Jego nie wynika wyraźnie, czy układ Jego miał na celu stworzenie podobnych warunków.

Zwrócenie silnej uwagi na wpływ oporności w przewodach, łączących ochronniki z ziemią, oraz oporności uziemienia, oraz żądanie, aby była ona jaknajmniejsza, wyprzedziło również znacznie ówczesne poglądy na ochronę przeciwprzepięciową. Dopiero później, przy stosowaniu większych napięć przesyłowych, a zwłaszcza w ostatnich kilku latach, kładzie się jaknajsilniejszy nacisk na dobre uziemienie miejsc, wystawionych na uderzenia piorunowe. Oporników wodnych, tak bardzo rozpowszechnionych dawniej, dzisiaj się już nie spotyka; ładunki statyczne odprowadza się naturalną drogą do ziemi przez uziemiony punkt zerowy lub — jak to propagował Mościcki — zapomocą dławików, o ile tego potrzeba.

Największą zasługą Mościckiego w dziedzinie ochrony przeciwprzepięciowej jest jednak rozpoczęcie kampanji przeciw ochronnikom różkowym. Wystąpienia osobiste Jego w tej sprawie, a następnie Jego współpracowników, spotykały się z jednej strony ze zrozumieniem i uznaniem Jego poglądów na niecelowość a nawet szkodliwość takich

przyrządów, z drugiej zaś — z gwałtownymi atakami w niektórych sferach elektrotechnicznych. Na zjeździe elektrotechników niemieckich w Erfurcie i w prasie technicznej znajdujemy odbicie tej kampanji przeciw kondensatorom jako ochronnikom [9]. Głównym oponentem był Schrottke, inżynier Siemens-Schuckert Werke w Berlinie, wynalazca ochronników różkowych, który wystąpił bardzo namiętnie przeciw kondensatorom i wentylom Giles'a [15]<sup>18)</sup>, jako ochronnikom. Jak wykazano następnie ze strony fryburskiej fabryki kondensatorów [16], posługiwano się przy zwalczaniu ochrony przeciwprzepięciowej, przez nią stosowanej, doświadczeniami, w których celowo dobierano błędnie elemen-



Rys. 17.

Ochronniki kondensatorowe 8 kV w Hauterive.

ty ochronne, aby uzyskać ujemny wynik ich działania [23]<sup>19)</sup>.

Mimo tych ataków kondensatory cieszyły się coraz większym powodzeniem i zastosowaniem. Spotykamy je w elektrowniach i sieciach o różnych napięciach od kilku do 50 tysięcy woltów, głównie w Szwajcarii, gdzie konkurencja była łatwiejsza, gdyż był to produkt szwajcarski, jak to niejednokrotnie podkreślano. Rys. 17 i 19 przedstawiają kondensatory ochronne w elektrowni Hauterive (8 i 32 kV), a Rys. 18 w elektrowni Albuli (45 kV).

Można powiedzieć, że w ciągu 10 lat od ich powstania były to najlepsze ochronniki. Dopiero napięcia coraz wyższe, przy których już kondensatory szklane nie mogły pracować, oraz zwrócenie się techniki przeciwprzepięciowej ku zasadzie zaworowej stanęło na przeszkodzie ich bardziej szerokiemu stosowaniu.

*Zawór przepięciowy.* — Przypomnieć tutaj należy, że zasada zaworu przepięciowego, t. zw. wentyla elektrycznego Giles'a, podana została jeszcze w 1907 r. przez Mościckiego [XII]. Zawór ten niesłusznie nosi nazwę ówczesnego

<sup>16)</sup> Por. [XIII].

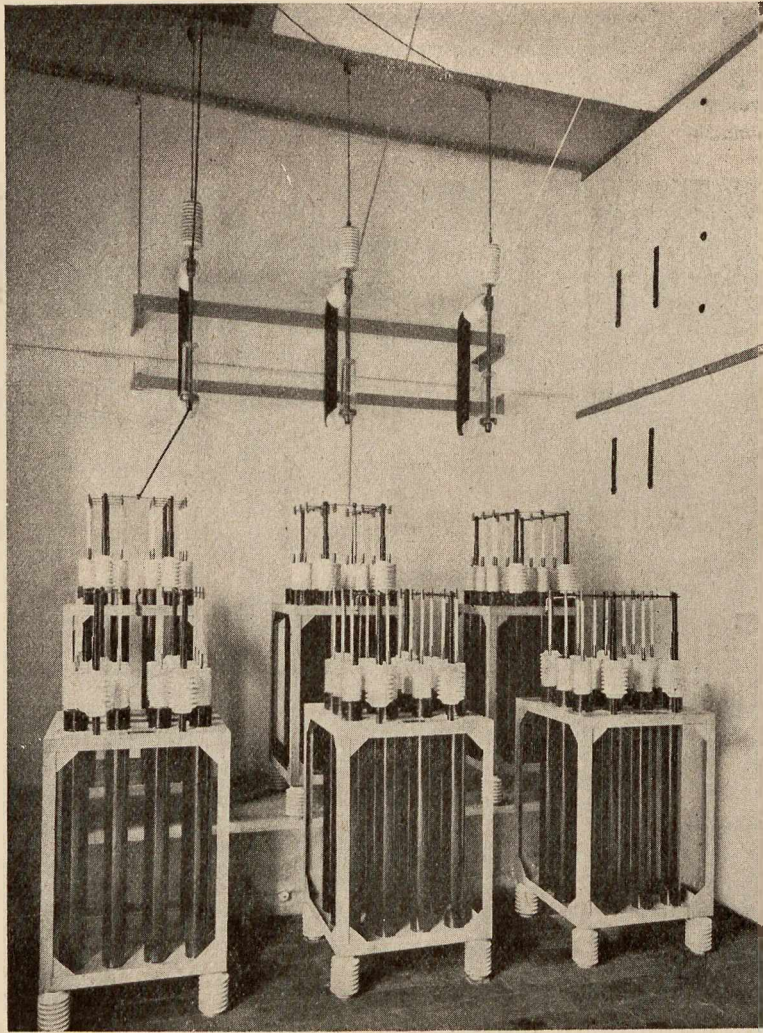
<sup>17)</sup> Por. ETZ, 1914, str. 610.

<sup>18)</sup> O tych ochronnikach patrz niżej oraz [XII].

<sup>19)</sup> Por. również [14, 16, 17, 22].

dyrektora fabryki kondensatorów we Fryburgu, która go zbudowała na podstawie studjów Mościckiego, o czym tenże wspominał na zjeździe elektryków szwajcarskich w 1905 r. [VIII].

Jakkolwiek ta praca Mościckiego jest może najbardziej znana polskim elektrykom, gdyż została ogłoszona



Rys. 18.

Ochronniki kondensatorowe (45 kV) w Albuli.

w Przeglądzie Elektrotechnicznym 1925 r. [XII] z okazji Jego promocji na doktora honorowego Politechniki Warszawskiej, to jednak przytoczymy tu z niej ustępy, odnoszące się do budowy i działania zaworu.

Na pomysł takiego zaworu przepięciowego naprowadziły Mościckiego studja nad wyładowaniami powierzchniowymi, w których stwierdził, że:

„1) Odległość od brzegu okładziny, do której dochodzi wyładowanie powierzchniowe, jest proporcjonalna do stosowanego napięcia elektrycznego. 2) Zmniejszenie grubości dielektryku wpływa na zwiększenie odległości wyładowania. 3) Dielektryki o wyższej stałej dielektrycznej powodują również zwiększenie odległości w wyładowaniu.

Bliższe wniknięcie w warunki wyładowań elektrycznych na powierzchniach dielektryków pozwoliło mi — czytamy tam — na zbudowanie modelu, odtwarzającego w sposób bardziej przejrzysty mechanizm omawianego zjawiska”.

Na podstawie tego modelu opracowany został pomysł ochronnika, którego schemat przedstawia Rys. 20, a przyrząd gotowy Rys. 21. Działanie tego ochronnika zaworowego przedstawia wynalazca, jak następuje:

„Iskierniki  $i_1, i_2, i_3, \dots$  wraz z kondensatorami  $c$  stanowią urządzenie wielokrotnego iskiernika poprzednio omawianego, poza to w ten sam szereg włączony jest iskiernik  $I$  i opór  $R$ . Opór ma zadanie ograniczenie natężenia prądu w chwili przebiecia wszystkich iskierników. W iskierniku  $I$  nastawia się elektrody na taką odległość, żeby normalne napięcie nie było w stanie przebić, natomiast powinno go przebić napięcie podwyższone, np. o 10 lub 20%.

Gdyby iskiernika  $I$  nie stosowano, a jedynie iskiernikami  $i_1, i_2, i_3, \dots$  chciano zabezpieczyć dane miejsce sieci elektrycznej, to i przy normalnym spadku napięcia pomiędzy przewodem prądu a ziemią następowałyby w części iskierników ciągłe wyładowania, powodujące szkodliwe rozgrzewanie elektrod.

Dla dobrego funkcjonowania ochronnika, zbudowanego według omawianych zasad, muszą być zachowane następujące warunki:

Pojemności kondensatorów, które tworzą z sobą same elektrody iskierników  $i_1, i_2, i_3, \dots$ , powinny być bardzo małe w stosunku do pojemności kondensatorów  $c$ . Jedynie w tym przypadku można włączyć dla danego napięcia odpowiednią ilość iskierników — gwarantujących, że natychmiast po przeminieniu przepięcia wyładowanie iskierników będzie przerwane.

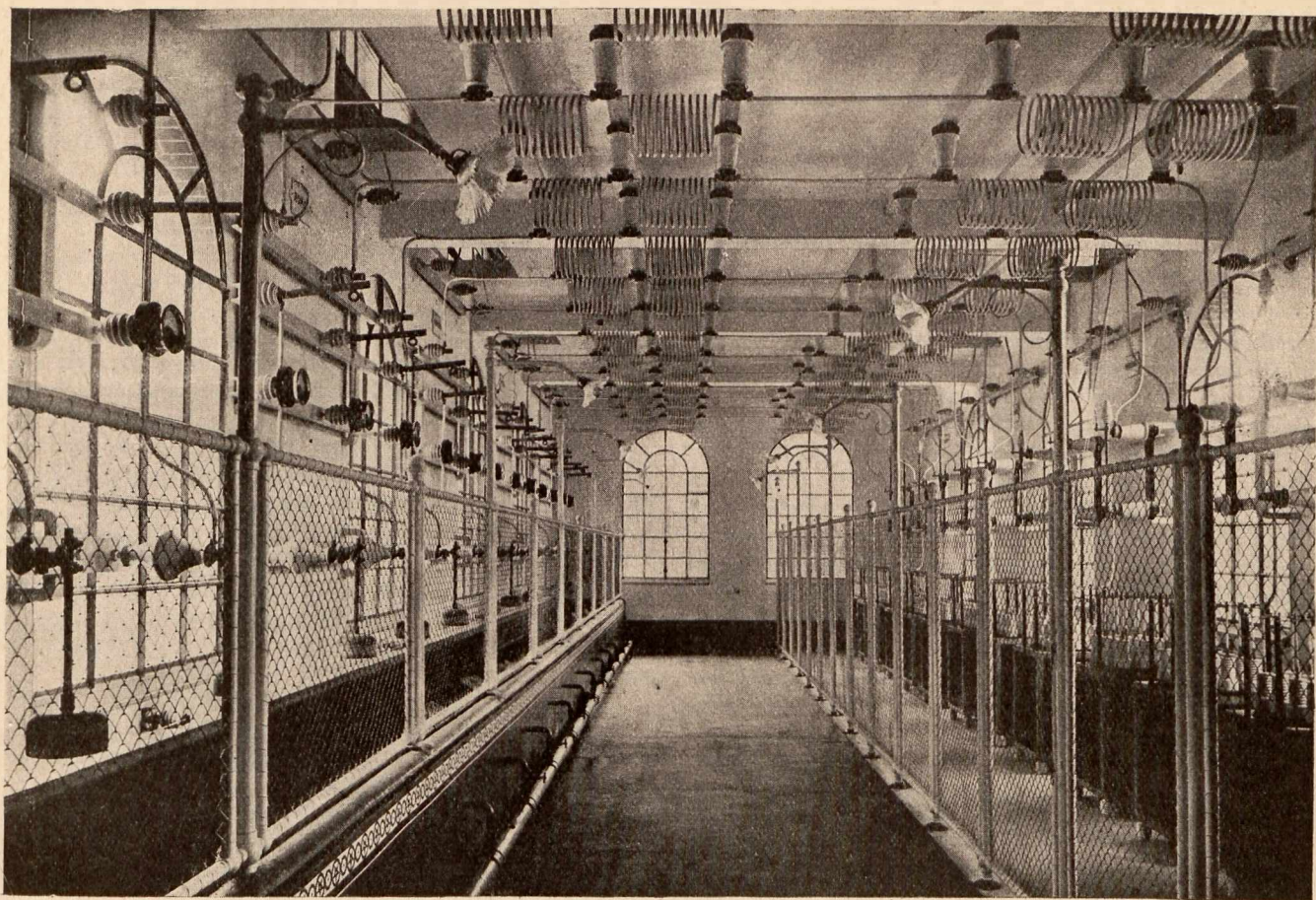
Dalszy warunek stanowi wielkość omowego oporu  $R$  dostosowana do napięcia sieci oraz pojemności kondensatorowej ochronnika. Opór  $R$  powinien tak ograniczyć natężenie prądu przy całkowitem przebieciu iskierników, żeby normalne napięcie nie było w stanie podtrzymywać wyładowania podczas trwania przepięcia. W tym celu nietylko odpowiednia ilość iskierników powinna być dla danego napięcia włączona, ale i natężenie prądu nie powinno przekraczać pewnej granicy. Oprócz tego wielkość oporu  $R$  nie powinna pozwolić na oscylacyjne wyładowania iskiernika.

Utrzymanie wymienionych warunków jest nadzwyczajnie ważne dla budowy technicznych aparatów.

Jedynie ograniczenie czasu każdego wyładowania w ochronnikach do czasu trwania półokresu prądu zmiennego, t. j. normalnie do 1/100 części sekundy, pozwala na racjonalną i ekonomiczną budowę aparatu. W tym przypadku opór  $R$  może mieć bardzo małe wymiary, a tem samem może być tani, również i elektrody iskierników mogą posiadać małe wymiary i małą pojemność cieplną.

Rys. 22 przedstawia przekrój szeregu iskierników modelu technicznego ochronnika, opracowanego przez fabrykę i znanego pod nazwą wentyla Giles'a. Elektrody, oznaczone literą  $e$  stanowią krążki cynkowe, izolowane od rdzenia żelaznego, przeprowadzonego przez środek krążków w mikanitowej izolacji  $a$  i  $b$ . Izolacja  $b$  izoluje jednocześnie elektrody pomiędzy sobą. W tym przykładzie kondensatorki  $c$  tworzą krążki cynkowe ze wspólnym rdzeniem żelaznym.

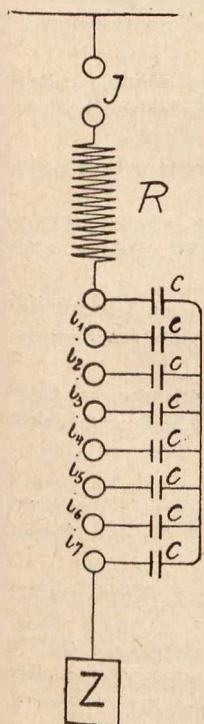
Rys. 23 przedstawia model fabryczny całego ochronnika, składającego się z 6 wentyli Giles'a. Na dole widzimy kolumny iskierników cynkowych, wyżej — opory omowe o jednej warstwie nawinięcia z bardzo cienkiego drutu manganinowego, jeszcze wyżej iskierniki, analogiczne do oznaczonych na rysunku 3 literą  $T$ . Oprócz tego każdy element jest zaopatrzone w bezpiecznik na wysokie napięcie, który składa się z cieniutkiego srebrnego drucika, umieszczonego w osi rurki szklanej, wypełnionej suchym proszkiem azbestowym.



Rys. 19.  
Ochronniki kondensatorowe 32 kV w Hauterive.

„Spotykam się ze zdaniem”—pisze I. M.—„że wentyle Giles'a nie przedstawiają nic nowego w porównaniu z ochronnikami krążkowymi Würtz'a, które również składają się z wielu iskierników, włączonych w szereg. Mniemanie to jest niewłaściwe. Iskierniki Würtz'a nie posiadają charakterystycznych dla wentyli Giles'a kondensatorków, oznaczonych na powyższych schematach literą c. Wprawdzie można tu mówić o pojemności poszczególnych elektrod iskierników względem ziemi, lecz należy jednocześnie stwierdzić, że te pojemności są nadzwyczaj małe w stosunku do tych, jakie tworzą same elektrody między sobą. Panują tu zatem warunki zupełnie odwrotne do tych, które, jak to zostało wyjaśnione, są potrzebne do dobrego działania ochronników.

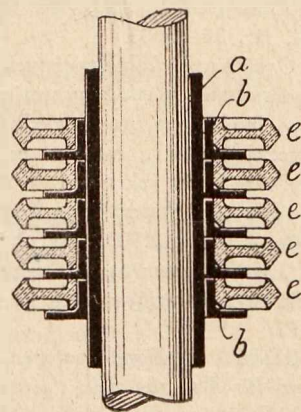
Dopiero po dłuższym już stosowaniu w praktyce wentyli Giles'a, różne firmy starały się w iskiernikach Würtz'a zwiększać pojemność elektrod względem ziemi przez ustawienie w bliskości iskierników uziemionych płytek metalowych. Na podstawie jednak różnych notatek w literaturze doznaję wrażenia, że jeszcze do tej pory ulepszenia iskierników Würtz'a nie doszły



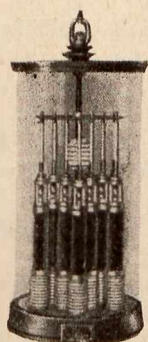
Rys. 20.



Rys. 21.



Rys. 22.



Rys. 23.

do takiej doskonałości, iżby każdorazowy czas ich działania można było ograniczyć do czasu trwania jednej zmiany prądu zmiennego. Wystarczy tu przytoczyć różne przykłady instalacji, w których załączone są w szereg z iskiernikami Würtz'a różki Siemens'a, służące do każdorazowego przerywania wyładowania do ziemi. Powolne działanie różków Siemens'a, trwające całe sekundy, jest powszechnie znane".

Z przytoczonych ustępów pracy Mościckiego widać, jaką wagę przykła-

dał On do działania zaworowego ochronnika i do doboru oporności jego w zależności od napięcia. Najdobitniej wyraził to w zakończeniu pracy [XII]: „Wszystkie te daty”—czytamy tam — „należy rozpatrywać z punktu widzenia najważniejszego warunku działania ochronnika, t. j. zapewnienia mu takiego funkcjonowania, żeby natychmiast po przeinięciu przepięcia wyładowanie do ziemi zostało przerwane”.

W Jego zaworze całe zjawisko odprowadzenia ładunku do ziemi odbywa się normalnie w czasie półokresu.

Potrzeba było prawie 20 lat, aby rolę ochronników różkowych sprowadzić do właściwej miary i ograniczyć ich stosowanie do napięć rzędu kilku tysięcy woltów. Obecnie dzięki możliwości odtwarzania wyładowań piorunowych na przewodach, prawie tej samej wielkości, co naturalne, oraz rejestrowania ich zapomocą oscylografu katodowego znamy już przyczynę i przebiegi przepięć atmosferycznych i zachowanie się różnych urządzeń ochronnych. Wiemy, jak działają kondensatory i cewki i kiedy je stosować należy; wiemy też, że najlepsze rozwiązanie budowy ochronnika idzie w kierunku zasady zaworowej, t. j. przyrządu, który samoczynnie zaczyna działać, skoro tylko zjawi się przepięcie o pewnej wysokości, powoduje upływ ładunku do ziemi i samoczynnie przerywa ten upływ, skoro napięcie spadnie do określonej wysokości. Ochronniki o oporności zależnej od napięcia narażają najlepiej tę rolę spełniają.

#### V. BIBLIOGRAFJA WAŻNIEJSZYCH PRAC IGNACEGO MOŚCICKIEGO

##### z zakresu techniki wysokich napięć.

##### I. *Badania nad wytrzymałością dielektryków.*

Rzecz, przedstawiona na posiedzeniu Wydziału Mat.-Przyr. dn. 11 stycznia 1904 r.; ref. czł. Witkowski.

Rozprawy Wydziału Matematyczno-Przyrodniczego Akademii Umiejętności. Serja III. Tom 4. Dział A. — Kraków, 1904, str. 34 do 53.

##### II. *O stratach dielektrycznych w kondensatorach pod wpływem działania prądów przemiennych,*

Rzecz, wniesiona po posiedzeniu Wydz. Mat.-Przyr. dn. 11 stycznia 1904 r.; referent czł. Witkowski.

##### III. *Über Hochspannungs-Kondensatoren,*

Elektr. Zeitschr., 1904, zes. 25 i 26. Odbitka, stron 25.

##### IV. *Les Condensateurs à haute tension.*

L'Éclairage électrique, 1904, IV, str. 14, 65 i 99. Odbitka stron 27.

##### V. *Elektrische Kondensatoren für die höchsten Spannungen und für Dauerbetrieb.*

Wyd. Fabrique des Condensateurs I. de Modzelewski, Fribourg (Suisse) (1904), — stron 15.

##### VI. *Bemerkungen und Vorschläge betreffend Überspannungssicherungen.*

Schweiz. Elektr. Zeitschr. 1905, Nr. 7 i 9. Odbitka, stron 16.

##### VII. *Sur l'installation des parafoudres.*

L'Éclairage électrique, 1905.

##### VIII. *Beseitigung der durch atmosphärische Elektrizität in den elektrischen Anlagen verursachten Betriebsstörungen.*

Schweiz. Elektr. Zeitschr., 1906, Nr. 14, 15, 16. Odbitka, stron 8.

##### IX. *Über den Schutz der Leitungsnetze gegen die atmosphärischen Entladungen.*

Société Gén. d. Condensateurs électr., Fribourg, 1906, str. 5 — 19.

##### X. *Gewinnung von Salpetersäure aus Luft bei deren Behandlung mittels elektrischer Flamme.*

ETZ, 1907, Nr. 42, 43, 44. Odbitka stron 20.

##### XI. *La production de l'acide azotique au moyen de l'air.*

Revue électrique, 1907, t. VIII, 30.X, 15.XI, 30.XII, 1907. Odbitka stron 15.

Uwaga: W pracach X i XI traktowane są obszerniej wyładowania elektryczne.

##### XII. *Wentyle Giles'a.*

Przeł. Elektrot., 1925, str. 18 do 20.

#### VI. LITERATURA.

W wykazie poniższym podano w chronologicznym porządku publikacje (książki, broszury, artykuły), odnoszące się do twórczości i prac Ignacego Mościckiego, wraz z odpowiednimi cytatami, lub traktujące o zagadnieniach, nad którymi On pracował. Oczywiście nie jest on kompletny. Pożądane jest jego uzupełnienie.

1. Kasperowicz: Studien über die Festigkeit der Dielektrika, Fribourg, 1904 (Rozprawa doktorska). Por. [II].

2. R. Wybranowski. Etude sur la charge des condensateurs. Fribourg, 1904 (Rozpr. doktorska).

Metoda pomiaru oporności izolatorów płynnych przy pomocy kondensatora.

3. B. Zdąnowski: Nouvelle méthode pour la mesure des resistances liquides. Fribourg, 1904. (Rozpr. dokt.).

Zastosowanie przerywaka wahadłowego Helmholtza do badania wyładowań elektrycznych.

4. Allg. Gesellsch. für elektrische Kondensatoren: Industrielle Kondensatoren für Hochspannung. Fribourg, 1906.

Pierwsza broszura techniczna o kondensatorach Mościckiego.

5. Guilbert: Nouveau type des condensateurs industriels. Eclair. électr., Paris, 1906. IV.

Artykuł o kondensatorach Mościckiego.

6. Zickler: Lehrbuch der allgemeinen Elektrotechnik, Lipsk, 1906.

Wzór Mościckiego na straty dielektryczne (str. 163).

7. K. Drewnowski: O zastosowaniach kondensatorów Mościckiego w elektrotechnice. Czas. techn. Lwów, 1907.

Krótki przegląd prac Mościckiego nad dielektrykami i kondensatorami.

8. I. Modzelewski: Etude sur l'emploi, comme condensateur, d'éléments électrolytiques à électrodes d'aluminium. Fribourg, 1908 (rozpr. dokt.).

Nowy typ kondensatora elektrolitycznego o bardzo dużej pojemności.

9. Sprawozdanie ze zjazdu elektryków niemieckich w Erfurcie, 1908. ETZ, Berlin, 1908, Nr. 33.

Dyskusja nad ochroną przeciwprzepięciową. Głosy Feldmanna i Kuhlmana za, a Schrottkęgo przeciw kondensatorom.

10. Knauer u. Giles. Überspannungssicherungen nach dem System Soc. Gén. Condens. électr. Fribourg. Elektr. u. Masch., Wiedeń, 1908, str. 1019 i n.

Ochrona kondensatorowa i zaworowa.

11. K. Drewnowski: Kondensatory elektryczne Mościckiego i ich zastosowanie. Spraw. V Zjazdu Techn. Polsk., Lwów, 1910.

Krótki przegląd prac Mościckiego. Kondensatory jako przesuwniki gazowe.

12. G. Giles. Schutz gegen die Störungen in den Verteilungsnetzen. Kondensatoren für drahtlose Telegraphie und verschiedene Zwecke. Fabr. des Cond. El., Fribourg, 1910 (?).

Broszura techniczna fabryki.



13. Wohlleben u. Giles: Schutz der Netze gegen atmosphärische Entladungen und Überspannungen. *Mittel. Dresdner Ver. deutsch. Ing., Drezno, 1910.*

Referat na posiedzeniu technicznym. Zasady ochrony przeciwprzebiegowej. Kondensatory. Zawory. Dyskusja nad referatem.

14. Wohlleben - Giles: — to samo. *ETZ, 1910, str. 461 i n.*

15. Schrottke: Schützen elektrische Ventile und Schutzkondensatoren wirklich gegen Ueberspannungen? *ETZ, 1910, str. 443 i n.*

Ostra krytyka tych ochronników. Opis doświadczeń, mających wykazać ich ujemne strony.

16. Giles u. Wohlleben: Praktische Untersuchungen der Überspannungstheorie. *ETZ, 1910, str. 958 i n.*

Odpowiedź na poprzedni artykuł Schrottkego.

17. Frank: Erfahrungen mit Überspannungsschutzapparaten verschiedener Systeme. *ETZ, 1911 str. 1244 i n.*

Odczyt i dyskusja na Zjeździe Elektr. Ver. Niederrhein. Porównawcze doświadczenia z ochronnikami w praktyce. Głosy za i przeciw.

18. K. Drewnowski: O wytwarzaniu kwasu azotowego z powietrza sposobem Mościckiego. *Czas. techn., Lwów, 1911, str. 81 i n.*

Krótki przegląd prac z uwzględnieniem głównie strony elektrycznej.

19. Giles. Surtensions, surintensités et destructions des isolants par l'ozone. *Bull. Soc. Intern. Electr. Paris, 1911. Teoria ochrony przebiegowej.*

20. Petersen. „Hochspannungstechnik, Berlin, 1911: „Eine glänzende theoretische richtige Lösung des Kondensatorproblems stellt der Kondensator von Mościcki vor“ (str. 74).

21. Rüdhardt. „Les isolants“, 1912:

Obszerne streszczenie prac I. M. oraz tabele wyników (str. 67—89).

22. Gierlich. Überspannungsschutzapparate..., *ETZ, 1913, str. 423 i n.*

Odczyt i dyskusja w Elektr. Ver. Niederrhein. Demonstracje z ochronnikami zaworowymi i rozkowami, mające wykazać wyższość ostatnich.

23. Giles: Zur Frage der Überspannungsschutzapparate. *ETZ, 1913, str. 1420 i n.*

Odpowiedź na artykuł poprzedni. Niekorzystne doświadczenia przypisywać należy niewłaściwie dobranym elementom.

24. Petersen. Überspannungen und Überspannungsschutz. *ETZ, str. 167 i n.*

Pierwsze naukowe uzasadnienie ochrony kondensatorowej z punktu widzenia nowej teorii przepięć.

25. Kuhlmann. Grundzüge des Überspannungsschutzes in Theorie und Praxis. Berlin, 1914.

Rozszerzony odczyt w szwajc. stow. elektr. Temat podobny jak u Petersena. [24].

26. Kuhlmann. Hochspannungsisolatoren. *Arch. f. Elektr. 1915, T. 3, zesz. 8.*

Teoria izolatora przepustowego. Wykreślne przedstawienie obrazu pola elektrycznego izolatora za pomocą jednostkowych komórek energii.

27. Capart. La protection des réseaux contre les surtensions. Paris, 1920.

Obszerne monografia przepięć i ochrony przebiegowej. Teoria i praktyka. Ujęcie tematu według poglądów fabryki kondens. we Fryburgu.

28. Günther - Schultze. „Über die elektrische Festigkeit“. Berlin, 1924.

„Die richtigen Konsequenzen aus diesen Erscheinungen (działanie krawędziowe) sind zuerst von Mościcki gezogen. Leider hat er seine vertvolle Untersuchung über

die dielektrische Festigkeit von Glas recht wersteckt veröffentlicht, denn sie findet sich in einer Arbeit über Hochspannungskondensatoren“ (str. 121, 122).

29. Schwaiger. „Elektrische Festigkeitslehre“, Berlin, 1925.

„In wieweit ist nun Proportionalitätsgesetz bei festen Isolierstoffen bestätigt? Es seien hier unter anderen die Versuche von Mościcki, die Versuche von K. H. Wagner und endlich die Versuche von W. Weicker hervorgehoben (str. 35 i 36).

30. Retzow. „Eigenschaften elektrotechnischer Isoliermaterialien in grafischen Darstellungen“. Berlin, 1928.

Wykresy zależności napięcia przebicia od grubości dielektryka, według I. M., jako jedyne dane co do szkła. *Rys. 34 i 35 (str. 21 i 22).*

31. Inge und Walther. „Durchschlag von Glas in homogenen und nicht homogenen elektrischen Feldern (Arch. f. El. 1928, str. 257—274).

„Die Frage über die Abhängigkeit von der Schichtdicke ist eigentlich schon seit langem von Mościcki gelöst worden“ (str. 257).

32. Semenov u. Walther. „Die physikalischen Grundlagen der elektrischen Festigkeitslehre“. Berlin, 1928.

„Wie als erster Mościcki gezeigt hat, widersprechen sich diese beiden Gesetze [Proportionalitäts- und Potenzgesetz der Durchschlagspannung] einander keineswegs“. „Diese Behauptung ist von Mościcki durch folgende Versuche bestätigt worden:..." [Tu przytoczony jest opis i wyniki pomiarów I. M.]

33. I. B. Whitehead. (John Hopkins University, Baltimore). Dielectriques et isolants. Paris, 1928.

Wykłady paryskie, w których cytuje prace Mościckiego o stratach dielektrycznych. (str. 169).

34. Gemant. „Elektrophysik der Isolierstoffe“ (1930: „Mościcki misst an Glas bei deutlichem Randeffect folgende Werte“. [Tabela wyników] (str. 203). — „Ein Beispiel für den elektrischen Durchschlag liefern z. B. Versuche von Mościcki an Glas mit Wechselspannung von 50 Per“. [Tabela wyników].

35. Handbuch der Experimentalphysik Bd. X, Schumann. „Hochspannungstechnik“ (1930): „Betreffend Hochspannungskondensatoren s. Mościcki, *ETZ 1904...*“ (str. 433).

36. L. Lombardi. Principii scientifici di Elettrotecnica, 1928.

Nei condensatori ordinari, ad armature equidistanti, la sollecitazione massima del dielettrico si manifesta nella contiguita degli orli, ove è massima la pressione elettrostatica, onde con un concetto rationale Mościcki introdusse nella costruzione dei condensatori cilindrici,..." (str. 156).

37. J. Skowroński. Prostownik iskrowy wysokiego napięcia. *Przeł. Elektr., 1930, str. 101 i n.*

Badania nad własnościami i warunkami pracy iskrownika, zbudowanego w instytucie „Metan“ według wskazówek Mościckiego, przeprowadzone w 1925 r.

38. S. Whitehead. (Londyn). „Electric Phenomena. II. Breaddown of Solid Dielectrics“ (1932): „If the edge effect is eliminated or reduced there it is a tendency for the electric strength to be constant,..." (Mościcki, *ETZ — 1904; Semenov and Walther — Festigkeitslehre*) (str. 75).

39. Marx. Lichtbogenstromrichter. Berlin, 1932.

Studja nad prostownikami iskrowymi z wdmuchiwanem powietrzem, wielkiej mocy (do 150 kV i 100 A). Zastosowanie ich do przesyłania energii elektrycznej za pomocą prądu stałego. Jeden z najaktualniejszych problemów techniki wysokich napięć dzisiejszej doby.

40. Littleton - Morey. „Electr. Properties of Glass“. New York, London, 1933.

Wytrzymałość elektryczna szkła według I. M.

# NOWY PAWILON ELEKTRYCZNY POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ

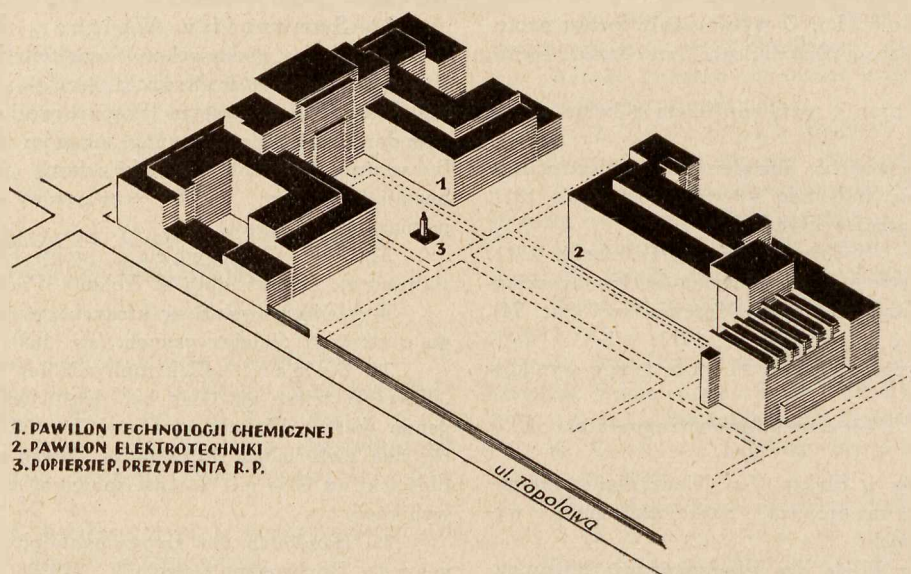
Prof. K. DREWNOWSKI

**S**TAN pomieszczeń laboratoriów elektrotechnicznych Politechniki Warszawskiej doznał w 1934 r. wybitnej poprawy. W lipcu tego roku przeniósł się do nowowytbudowanego pawilonu Zakład Radjotechniki, w listopadzie zaś część Zakładu Miernictwa Elektrycznego i Wysokich Napięć. Oba te zakłady nie zajęły tam jeszcze wszystkich lokali dla nich przeznaczonych. Poprawa jednak warunków, w jakich dotąd pracowały, jest bardzo znaczna; spodziewać się zaś należy, że wkrótce wykończona zostanie reszta ich pomieszczeń i że przez to będą się mogły one nadal rozwijać bez troski o stan ich pomieszczenia.

Otwarcie tych zakładów w nowych lokalach przewidywane jest równocześnie z uroczystościami jubileuszowymi Pana Prezydenta Rzeczypospolitej prof. Ignacego

pomieszczeń (bez korytarzy, galeryj i schodów) — 260 m<sup>2</sup>, t. j. razem użytkowanych było 1 740 m<sup>2</sup>.

Po powołaniu do życia w 1915 r. Politechniki polskiej utworzono na razie (1916 r.) jeden Zakład elektrotechniczny, z którego wydzielano kolejno laboratoria: maszynowe, wysokich napięć, teletechniczne i radjotechniczne. Pomieszczenia dla 3 ostatnich laboratoriów nie były przewidziane w dawnej politechnice, odpowiednie bowiem galérie elektrotechniki rozwinęły się dopiero w czasie wojny światowej oraz po niej. Ażeby te laboratoria mogły pracować, pomieszczono je prowizorycznie w pokojach, wydzielonych z tamtych, co, oczywiście, odbywało się z uszczerbkiem tychże, a dla nich samych nie było wystarczające. Poza tem ograniczono do możliwych granic lokale nielaboratoryjne,



Rys. 1.

Mościckiego, gorącego orędownika budowy nowych pawilonów Politechniki Warszawskiej. Warto więc, aby w zeszycie Przeglądu Elektrotechnicznego, poświęconym jubileuszowi twórczej pracy Pana Prezydenta, znalazła się wzmianka o programie i stanie budowy pawilonu elektrycznego.

## 1. Historia budowy.

Na Wydziale elektrycznym Politechniki Warszawskiej istnieją następujące zakłady doświadczalne: Fizyki, Miernictwa elektrycznego i Wysokich napięć, Maszyn elektrycznych, Teletechniki oraz Radjotechniki. Poza tem są zakłady niezwiązane z laboratorjami, a mianowicie: Elektrotechniki ogólnej i Urządzeń elektrycznych. Wszystkie te zakłady mieszczą się w t. zw. gmachu fizyki, zbudowanym przed 35 laty równocześnie z innymi gmachami Politechniki. Za czasów rosyjskich istniał jeden zakład fizyczny i jeden zakład elektrotechniczny. Każdy z nich mieścił się w połowie gmachu fizyki. Zakład elektrotechniczny obejmował 2 laboratoria: pomiarowe na II piętrze i częściowo na I piętrze, oraz maszynowe w hallu i na parterze. Część pomieszczeń zajęta była na gabinety, zbiory, akumulatory, warsztaty, mieszkania funkcjonariuszy zakładu i t. d. Powierzchnia użytkowa laboratoriów wynosiła 1 440 m<sup>2</sup>, reszty

jak: mieszkania, zbiory, gabinety, kreślarnie i t. d., a nawet zajęto część galeryj.

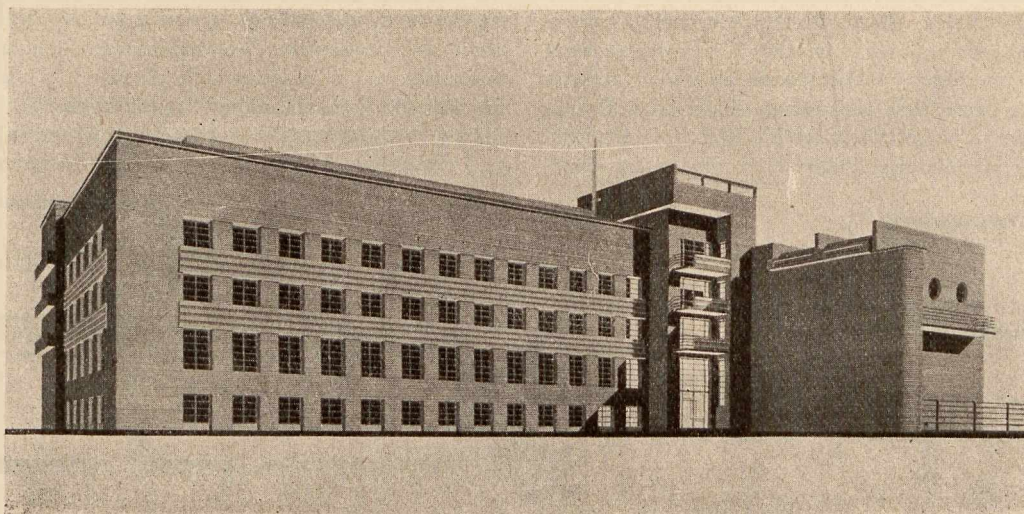
W ten sposób zakłady elektrotechniczne obecnie istniejące posiadały w ostatnich paru latach następujące pomieszczenia:

Miernictwo elektryczne	410 m <sup>2</sup>
Wysokie napięcie	210 "
Maszyny elektryczne	570 ..
Teletechnika	185 ..
Radjotechnika	110 ..
Elektrotechnika ogólna	40 ..
Urządzenia elektryczne	40 ..
Ogólne	175 ..
Razem ok.	1 740 m <sup>2</sup>

Z powyższych zakładów jedynie tylko Laboratorium Miernictwa elektr. znajdowało się w warunkach lokalowych, odpowiednich do zajęć praktycznych studentów. Natomiast Laboratorium Wysokich napięć, związane z niem organizacyjnie w jednym zakładzie, pracownie naukowe tegoż zakładu, oraz wszystkie inne zakłady miały pomieszczenia albo za małe, albo też zupełnie nieodpowiednie do prac z danej dziedziny.

Taki stan rzeczy był ustawiczną troską Rady Wydziału Elektrycznego, od samego początku istnienia wydziału. To też już w 1923 r. rozpoczęto starania \*) o po-

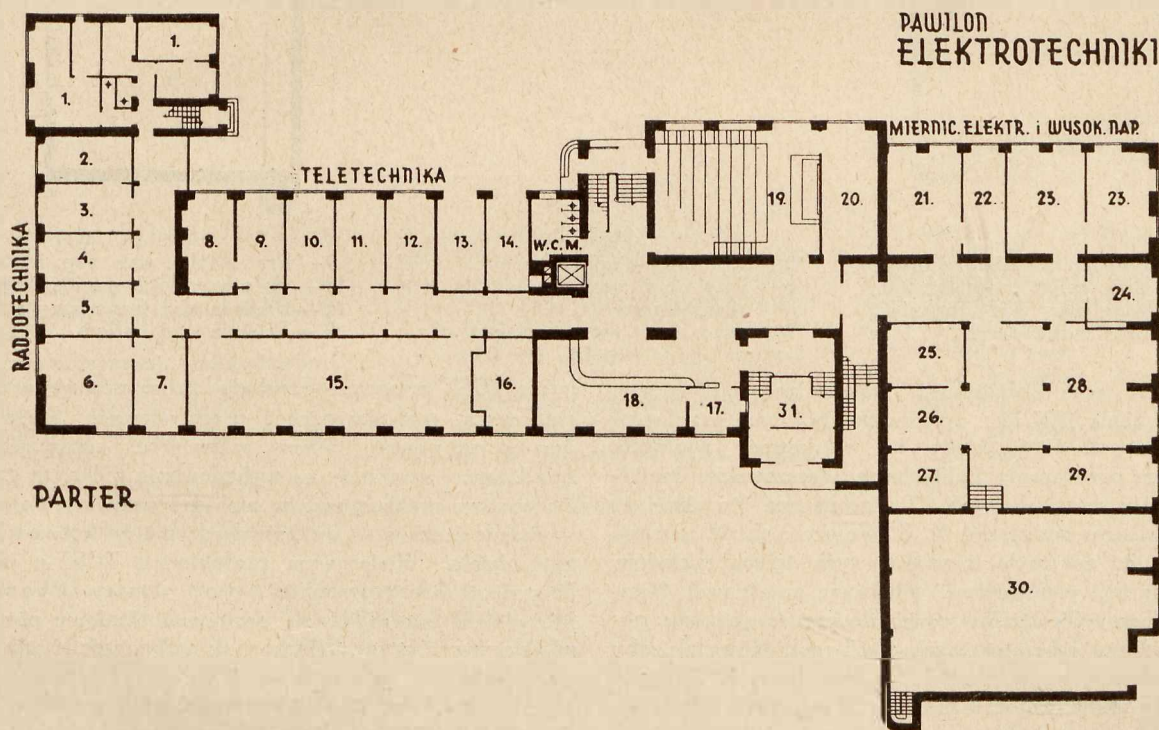
Na podstawie prowizorycznych obliczeń naszkicowano w ogólnych zarysach rozmiary potrzebnego budynku i określono przybliżony koszt budowy. Wobec kryzysu



Rys. 2.  
Pawilon Elektrotechniki.

prawę tych stosunków, zwracając główną uwagę na potrzeby tych laboratoriów, dla których nie były przewidziane osobne pomieszczenia w starym gmachu fizyki.

finansowego państwa nie posunięto sprawy dalej. Z końcem 1924 r. wznowiono projekt i rozszerzono go o tyle, że postanowiono dążyć do skupienia w nowym gmachu elektro-



Rys. 3.

- 1 — Mieszkania
- 2 — Stacja wys. nap. radjotechniki.
- 3 — Warsztat radjotechniki.
- 4 — Maszynownia radjotechniki.
- 5 — Akumulatornia radjotechniki.
- 6 — Akumulatornia ogólna.
- 7 — Prostownik ogólny.
- 8 — Skład teletechniki.
- 9 — Warsztat teletechniki.
- 10 — Maszynownia teletechniki.
- 11 — Centrala telefoniczna.
- 12 — Akumulatornia teletechniki.

- 13 — Skład radjotechniki.
- 14 — Skład miernictwa elektrot. i wysokich nap.
- 15 — Maszynownia i rozdzielnia ogólna
- 16 — Podstacja 5 kV.
- 17 — Portjer.
- 18 — Szatnia.
- 19 — Audytorjum.
- 20 — Pokój przygotowawczy.
- 21 — Warszt. chem. i elektr., miernictwa elektr. i wys. nap.

- 22 — Warsztat precyz. miern. elektr. i wys. nap.
- 23 — Laboratorjum elektrot. wojsk.
- 24 — Próby mechaniczne izolatorów.
- 25 — Pracownia o stałej temperaturze.
- 26 — Pokój pomiarowy.
- 27 — Pracownia o różnych atmosfer.
- 28 — Pracownia wielkich prądów.
- 29 — Maszynownia hali wys. nap.
- 30 — Transformatornia 1200 kV.
- 31 — Wejście główne.

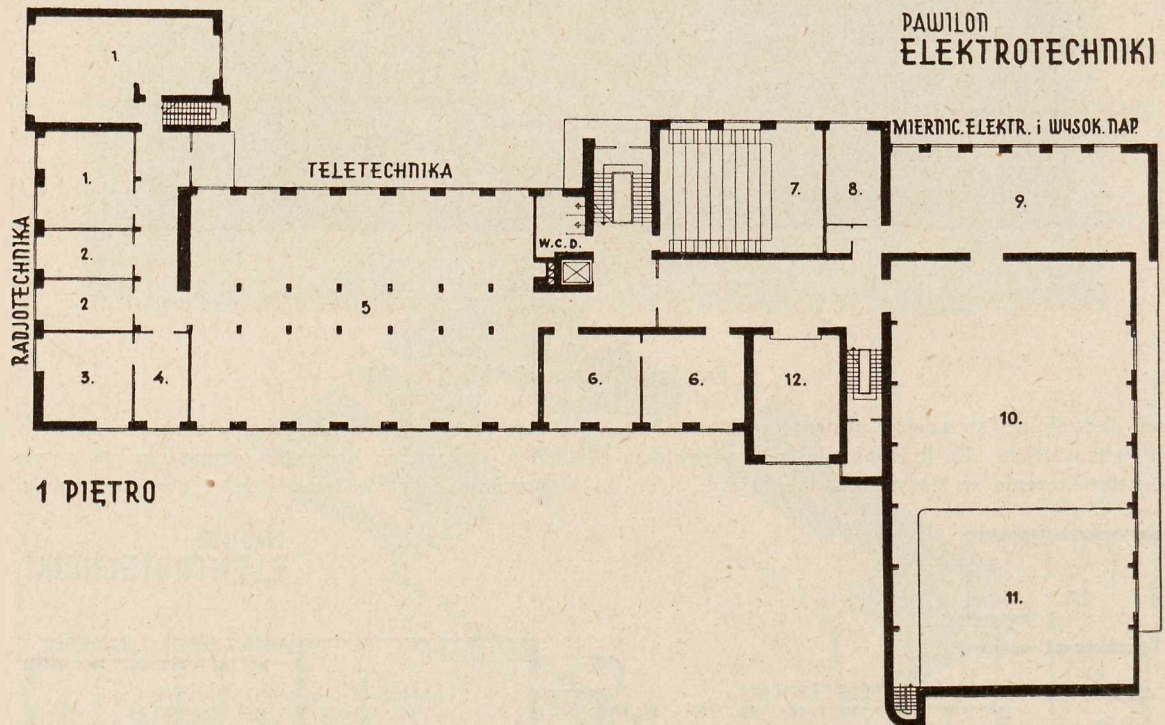
\*) Wniosek autora na posiedzeniu Rady W. E. d. 19.IV. 1923 r.

technicznym instytucji pokrewnych. Senat przychylił się do tego projektu i wystąpił do władz o kredyty. Niestety, znowu bezskutecznie, wobec niepomysłnej sytuacji ekonomicznej kraju.

W r. 1926 Rada Wydziału Elektrycznego przystąpiła do Komitetu budowy gmachów technologicznych Politechniki Warszawskiej, jaki zawiązał się celem budowy przede wszystkim gmachów technologii chemicznej i specjalnych zakładów elektrotechnicznych. Dalsze prace nad realizacją projektów budowy Rada Wydziału Elektrycznego

nym. Zadaniem tego towarzystwa jest nie tylko budowa gmachów dla celów Politechniki Warszawskiej, lecz również zakładanie i utrzymywanie instytutów i pracowni badawczych, prowadzenie kursów naukowych i t. d. To daje mu szerokie prerogatywy, pozwalające na sięganie do ofiarności sfer rządowych, przemysłowych i społecznych, zainteresowanych w powstawaniu placówek naukowych. Ścisły zaś kontakt z naszą najwyższą uczelnią techniczną zapewnia tym poczynaniom należyte kierownictwo fachowe.

Działalność Tow. „Studjum Technologiczne” — popu-



Rys. 4

- |                                     |                                      |  |
|-------------------------------------|--------------------------------------|--|
| 1 — Laboratorium radjotechniki.     | 5 — Zakład teletechniki.             | 9 — Prac. techn. wys. nap. inst. elektr. |
| 2 — Pracownie specj. radjotechniki. | 6 — Prac. spec. wys. nap.            | 10 — Hala wysokich napięć 1200 kV.       |
| 3 — Pracownia asyst. radjotechniki. | 7 — Audytorjum.                      | 11 — Próżnia nad transformatornią.       |
| 4 — Asystenci radjotechniki.        | 8 — Prac. asyst. wys. nap. inst. el. | 12 — Próżnia nad hallem.                 |

go odstąpiła temu Komitetowi, rezerwując sobie decyzje ogólne. W zimie 1927/28 r. sprawa budowy tych pawilonów przybrała inny obrót, kiedy to wojskowość wystąpiła z projektem przekazania Politechnice Warszawskiej kształcenia inżynierów wojskowych. Potrzebne na to kredyty i środki obiecało dostarczyć M. S. Wojskowych. W zakresie elektrotechniki dotyczyło to właśnie tych trzech zakładów, które miały być pomieszczone w nowych pawilonach. Ministerstwo Poczty i Telegrafów również wyraziło gotowość poparcia urządzeń laboratoryjnych tych zakładów tak, aby również one mogły pracować i dla jego potrzeb. Zamysły te znalazły pełne poparcie u Pana Prezydenta Rzeczypospolitej.

Ażeby przyspieszyć sprawę wprowadzenia w czyn projektów, Rada Wydziału Elektrycznego wszczęła akcję o przyspieszenie kredytów na sporządzenie planów i studia przedwstępne, na co uzyskano od Min. W. R. i O. P. kwotę 20 000 zł. na prace wstępne. W ten sposób została zapoczątkowana realizacja budowy nowego gmachu elektrotechnicznego.

Ażeby rozszerzyć zakres i możliwości pracy nad budową pawilonów elektrotechniki i technologii chemicznej, przekształcono — za radą czynników miarodajnych — Komitet budowy w Towarzystwo „Studjum Technologiczne”, zarejestrowane jako towarzystwo o charakterze społecz-

larnie TOST zwanem — zyskała pełne uznanie czynników rządowych, gospodarczych i przemysłowych, czego dowodem są subwencje, ofiary w naturze, różne ułatwienia i t. d., które pozwoliły na wybudowanie pięknych gmachów i częściowe uruchomienie w nich pracowni i które pozwolą — mamy nadzieję — do doprowadzenia do końca rozpoczętego dzieła. Honorowym protektorem TOST-u jest Pan Prezydent Rzeczypospolitej prof. Ignacy Mościcki, który stale interesuje się postępami budowy pawilonów, udziela swych cennych fachowych wskazówek i służy radą i poparciem.

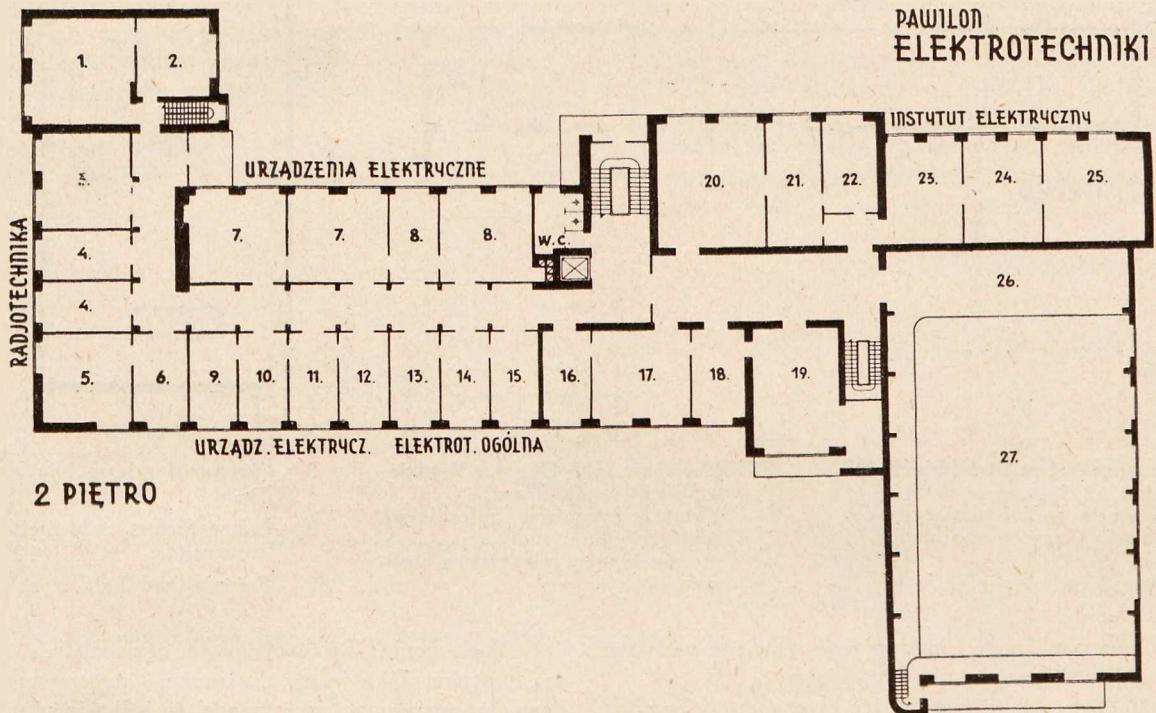
Budowę obu gmachów rozpoczęto w lecie 1930 r. W d. 7.XII. 1930 r. odbyło się położenie kamienia węgielnego w obecności Pana Ministra inż. A. Kühna, który reprezentował Pana Prezydenta Rzeczypospolitej, oraz licznych przedstawicieli zainteresowanych ministerstw, sfer naukowych, przemysłowych i społecznych. Budynki wykończono w stanie surowym w 1931/32 r. Do tego czasu budowa prowadzona była przez wspólny komitet budowy TOST i ze środków, stojących do dyspozycji ogólnej Towarzystwa. Następnie, kiedy miano przystąpić do robót wykończeniowych, komitet budowy ogólny podzielił się na 2 sekcje: elektryczną i chemiczną. Było to wskazane nie tylko ze względu na zupełnie różny charakter obu budowli, ale i z tego, że na budowę i urządzenie poszczególnych labo-

ratorów płynęły fundusze z różnych źródeł i z wyraźnym przeznaczeniem.

Do komitetu budowlanego należą ze strony elektrotechniki profesorowie J. Groszkowski i K. Drewnowski, z których drugi jest zarazem przewodniczącym komitetu ogólnego oraz kierownikiem prac nad budową pawilonu elektrycznego.

Budowę rozpoczęto w okresie względnej dobrej sytuacji gospodarczej kraju (1929 — 1930). Program obejmował wykończenie odrazu całego pawilonu w przeciągu 2 do

Studjum Wojskowego przy Politechnice Warszawskiej pozwoliły na częściowe wykończenie Zakładu Miernictwa elektrycznego i wysokich napięć, gdyż pomieszczenia, zwolnione przez ten Zakład w gmachu fizyki, zostały oddane temu Studjum i dostosowane do jego potrzeb. Obecnie (listopad 1934 r.) oba te zakłady mają już do dyspozycji nowe lokale w rozmiarze mniej więcej czwartej części tego, co dla nich jest przeznaczone. Poza tem wykańcza się powoli dalszą część Zakładu Miern. el. i wys. nap., co ma być uskutecznione w ciągu zimy 1934/35 r.



Rys. 5.

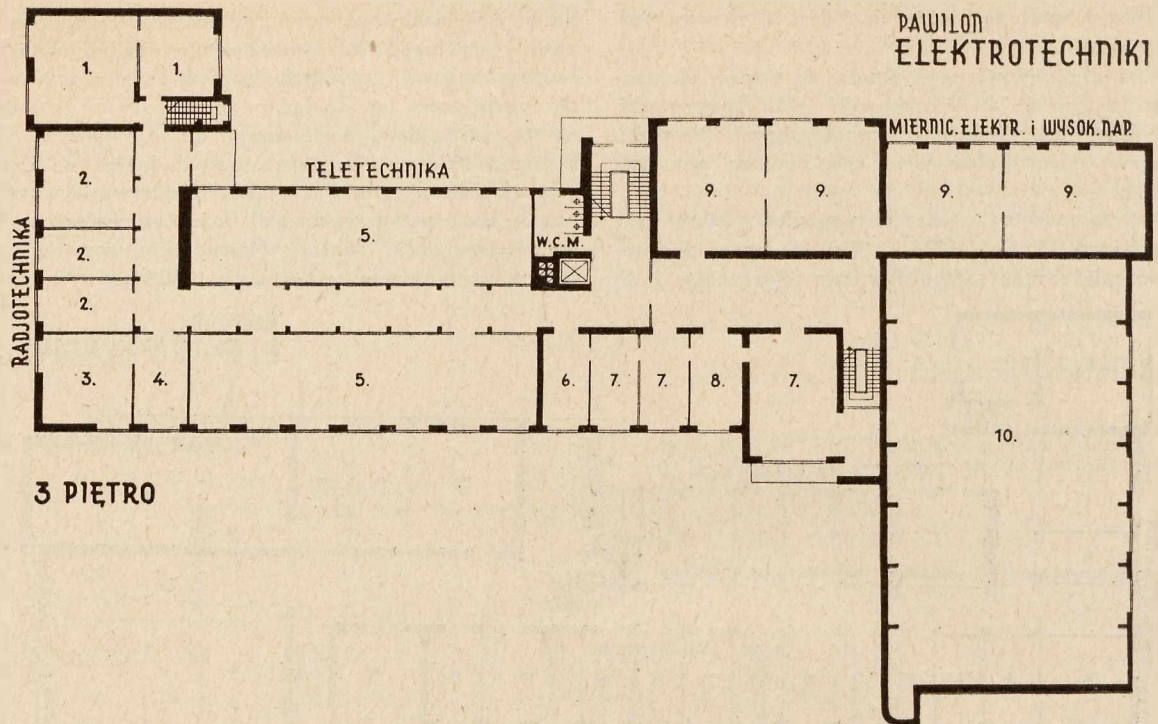
- |  |  |   |
|--|--|---|
| 1 — Pracownia profesora radjotechniki.     | 11 — Kancelaria urzędów elektr.                            | 20 — Pracownia mechaniczna inst. elektrycznego.       |
| 2 — Gabinet profesora radjotechniki.       | 12 — Docenci urzędów elektrycznych.                        | 21 — Pracownia ciepl. inst. elektr.                   |
| 3 — Biblioteka i czytelnia radjotechniki.  | 13 — Asystenci elektrotech. ogólnej.                       | 22 — Pracownia chem. inst. elektr.                    |
| 4 — Pracownie specj. radjotechniki.        | 14 — Pracownia spec. elektrotechniki ogólnej.              | 23 — Prac. magnet. i wys. nap. instyt. elektrycznego. |
| 5 — Pracownia asyst. radjotechniki.        | 15 — Profesor elektrotechniki ogólnej.                     | 24 — Prac. pr. zmien. instytutu elektrycznego.        |
| 6 — Asystenci radjotechniki.               | 16 — Sekret. instytutu elektrycznego.                      | 25 — Prac. pr. stałych instytutu elektrycznego.       |
| 7 — Pracownie dypl. urzędów elektrycznych. | 17 — Biblioteka i czytelnia miernictwa elektr. i wys. nap. | 26 — Galeria.   |
| 8 — Asystenci urzędów elektrycznych.       | 18 — Sekret. miernictwa elektr. i wysokich nap.            | 27 — Próżnia nad halą wys. nap.                       |
| 9 — Prac. profesora urzędów elektr.        | 19 — Profesor miern. elektr. i wys. nap.                   |   |
| 10 — Profesor urzędów elektrycznych.       |  |   |

3 lat i pomieszczenie w nim zakładów: Miernictwa elektrycznego i wysokich napięć, Teletechniki i Radjotechniki. Trudności gospodarcze, w jakich znalazło się państwo w latach następnych, odbiły się poważnie na tempie i zakresie budowy. Spodziewane subwencje i kredyty, zarówno ze strony instytucji rządowych, jak i przemysłowych, zostały zmniejszone albo nawet cofnięte. Komitet budowy znalazł się przeto przed koniecznością ograniczenia programu oraz częściowej jego zmiany. Postanowiono wykańczać zakłady stopniowo w miarę kredytów, przyznawanych na specjalne cele, przeznaczając kredyty, otrzymywane od Min. Wyznań Religijnych i Oświecenia Publicznego, na roboty ogólne i spłatę zobowiązań.

Dzięki pomocy Ministerstwa Poczty i Telegrafów oraz związanych z niem instytucji, jak Polskie Radio i Polska Akc. Spółka Telefoniczna, można było uruchomić w lecie 1934 r. część Zakładu Radjotechniki. Otrzymane zaś od Ministerstwa Spraw Wojskowych fundusze na pomieszczenia

## 2. Program budowy.

Do dyspozycji Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej z przeznaczeniem na nowe jego budowle stał plac od ul. Topolowej (nr. 16), przylegający do Instytutu Aerodynamicznego od południa, a do nowych pawilonów technologii chemicznej, równocześnie budowanych także przez TOST, — od północy (Rys. 1). Plac o powierzchni ok. 8000 m<sup>2</sup> ma długość frontu ok. 100 m, a głębokość ok. 80 m. Dążeniem Wydziału Elektrycznego jest posiadanie budynków, któreby mogły z czasem zaspokoić wszystkie potrzeby Wydziału, gdzieby więc mogły znaleźć pomieszczenie zakłady, laboratorja, pracownie specjalne, kreślarnie II, III i IV r., audytorja i t. d. Przewidziano zatem 2 pawilony: jeden dla laboratorjów, wymagających spokojnej pracy, dalej od ulicy, budowany obecnie, oraz drugi przy samej ulicy Topolowej, przeznaczony na audytorja, kreślarnie, zakłady niedoświadczalne, oraz na Zakład Maszyn elektrycznych, któryby był związany pod względem budo-



3 PIĘTRO

Rys. 6.

- 1 — Pracownie spec. radjotechniki wojsk.
- 2 — Laboratorja radjotechniki wojsk.
- 3 — Pracownia asyst. radjotechniki wojsk.
- 4 — Asystenci radjotechniki wojsk.

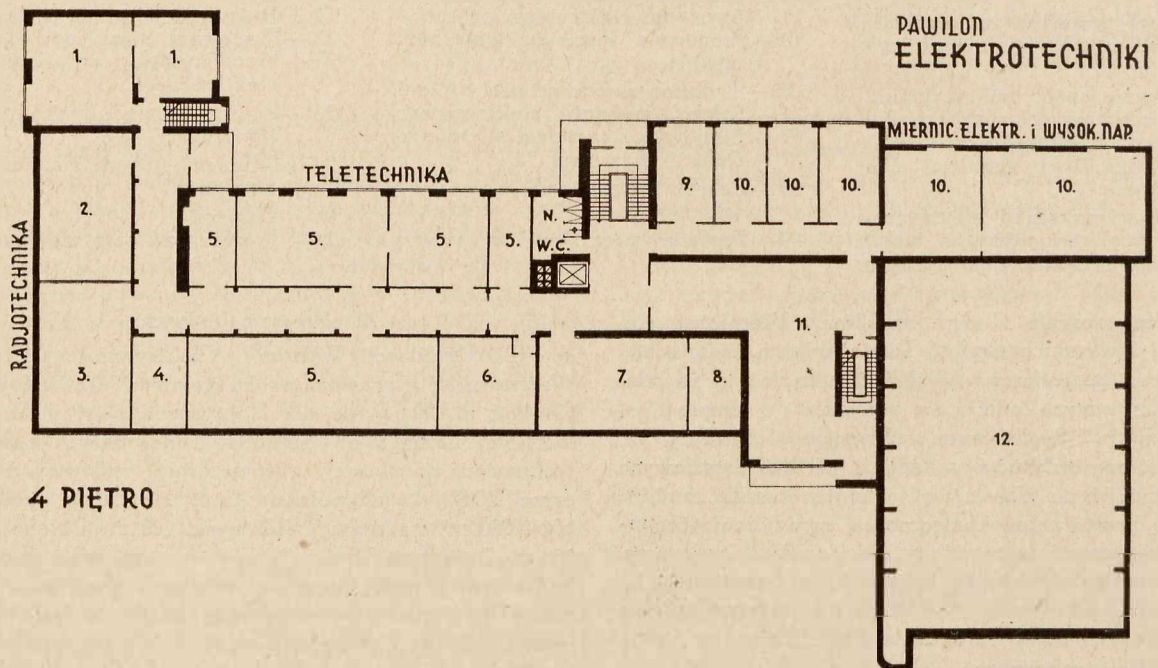
- 5 — Kreslarnie III i IV roku Wydziału Elektr. Polit. Warsz.
- 6 — Gabinet docentów miernictwa elektrycznego.
- 7 — Pracownie spec. miernictwa elektrycznego.

- 8 — Asystenci miernictwa elektrycznego.
- 9 — Laboratorium miernictwa elektrycznego.
- 10 — Próznia nad halą wysokich nap.

wlanym z tym pawilonem. Budowa tego drugiego pawilonu została z góry odłożona na okres późniejszy.

Z zakładów, dla których został przeznaczony pawilon pierwszy, dwa, t. j. Teletechniki i Radjotechniki, mają charakter odrębny od trzeciego, t. j. Miernictwa elektrycznego

i wysokich napięć. To zdecydowało o podziale i charakterze budynku. Jako jeden z warunków konkursu na projekt pawilonu postawiono więc zasadę, że jedna jego połowa ma być przeznaczona na Miernictwo elektryczne i wysokie napięcia, a druga na Teletechnikę i Radjotechnikę. Kiero-



4 PIĘTRO

Rys. 7.

- 1 — Pracownie spec. radjotechniki.
- 2 — Skład radjotechniki.
- 3 — Skład teletechniki.
- 4 — Wentylator.
- 5 — Pracownie fotometryczne.

- 6 — Pracownia fotograficzna.
- 7 — Skład miernictwa elektr. i wys. napięć.
- 8 — Wentylator.
- 9 — Prac. asyst. wys. nap.

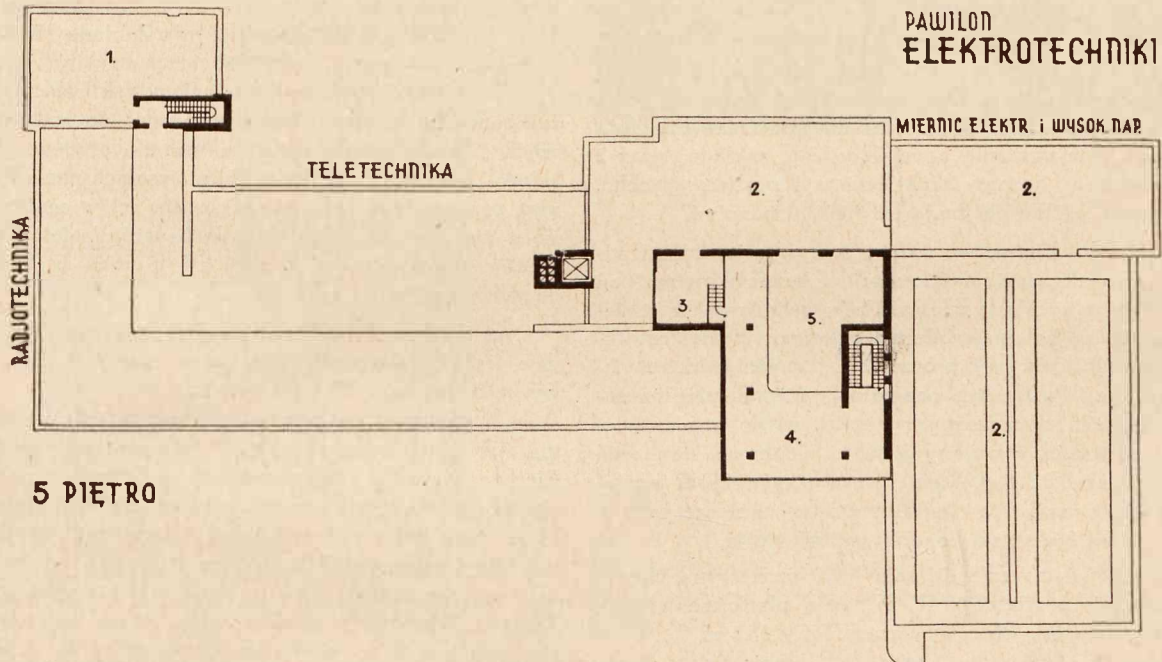
- 10 — Laboratorium wys. nap.
- 11 — Sala wysokich napięć. Generator udarowy. Oscylograf katodowy.
- 12 — Próznia nad halą wys. nap.

wnicy tych zakładów dali wskazówki co do wielkości i rozmieszczenia pracowni, gabinetów, specjalnych źródeł prądu, warsztatów i t. d. Uwzględniono przy tem potrzeby nie tylko chwili obecnej, ale także przyszłości, oraz ewentualnego umieszczenia w ich zakładach pokrewnych instytutów. Zakłady były pomyślane więc z góry w zakresie szerszym, niż tego wymagały obecne warunki. Liczono się bowiem z możliwością przyszłego powiększenia ich terenu pracy w miarę potrzeb odpowiednich gałęzi elektrotechniki i zakresu prac zakładu. Pomieszczenie tam pokrewnych instytutów i pracowni specjalnych, mających służyć potrzebom urzędów i instytucyj, zainteresowanych w budowie i pracach danego zakładu, uważano jako pewnego rodzaju rekompensatę za pomoc, okazaną przy uruchomieniu nowych pawilonów.

Na podstawie wyniku rozpisanego konkursu wybrano projekt prof. Czesława Przybylskiego jako podstawę do

granie, Brukseli, Paryżu, Zurychu, Wiedniu; instytut radio-techniczny w Berlinie; instytuty przemysłowe Siemens, AEG, Brown Boveri, Delle; oraz odbyto konferencje w biurze studjów Siemens Schuckert i Brown Boveri. Wynikiem tego był wybór źródeł prądu, systemu rozprawiania sieci laboratoryjnej, oraz różnych szczegółów technicznych urządzeń laboratoryjnych tego rodzaju, co budowane. Spostrzeżenia i doświadczenia, wyniesione z podróży, zostały spożytkowane częściowo w prowizorycznie wykańczanych obecnie urządzeniach, oraz posłużą przy opracowaniu szczegółowem głównej maszynowni i rozdzielni, oraz hali najwyższych napięć, które to działy musiały zostać odłożone na dalszy etap budowy, gdyż fundusze, jakimi rozporządzał TOST, nie wystarczały na wykonanie już teraz całego zakreślonego programu.

*Podział pawilonu.* — Pomieszczenia charakteru ogólnego, jak: główna klatka schodowa, szatnie, ustępy, audy-



Rys. 8.

- |  |   |                                |
|--|---|--------------------------------|
| 1 — Pracownia napowietrzna radio-techniki. | 2 — Pracownia napowietrzna wysok. napięć. | 3 — Asystenci.                 |
|  |   | 4 — Pracownia spec. wys. nap.  |
|  |   | 5 — Próżnia nad halą wys. nap. |

projektu szczegółowego (rys. 2)\*). Ażeby zapoznać się z najnowszymi tendencjami w budowie laboratoriów elektrycznych (oraz chemicznych), wyjechała w 1929 r. delegacja w składzie profesorów Drewnowskiego, Groszkowskiego i Przybylskiego do Niemiec, Holandji i Francji, gdzie zwiedzano nowe laboratorja naukowe, szkolne i przemysłowe. Do opracowania projektów instalacyj wewnętrznych cieplnych i wodnych powołano inż. St. Rodowicza, projekt zaś instalacyj elektrycznych powierzono inż. J. Skowrońskiemu pod kierownictwem podpisanego. Ogólne kierownictwo robót spoczywa w rękach prof. Cz. Przybylskiego, z ramienia którego prowadzi je inż. I. Szperling.

Ponieważ urządzenia elektryczne stanowią najważniejszą część instalacyj w pawilonie tego charakteru, co budowany, wyjeżdżali projektodawcy tychże dwukrotnie zagranicę (w 1931 i 1934 r.), aby tam zapoznać się z najnowszymi urządzeniami tego rodzaju. Zwiedzono instytuty elektrotechniczne politechnik w Berlinie, Brunszwiku, Akwiz-

torja, ogólne źródła prądu, centr. stacja telefoniczna, starano się skupić o ile możności w środkowej części budynku. W skrzydle południowem umieszczono Zakład Miernictwa elektrycznego i wysokich napięć wraz z halą napięć najwyższych. W skrzydle północnem znajduje się Zakład Radjotechniki. W środkowej części budynku — Zakład Teletechniki. Każdy z tych zakładów posiada własne źródła prądu specjalne, warsztaty i t. d., umieszczone w parterze możliwie centralnie. W zasadzie do każdego zakładu należy część budynku, obejmująca wszystkie piętra nad sobą, a każdy z nich posiada własną sieć elektryczną specjalną i wodną. Centralne ogrzewanie (parowo-wodne) i wentylacja (natłokowa) obsługują oddzielnie obie połowy gmachu. Zakłady Miern. el. i wys. nap. oraz Radjotechniki, jako leżące na skrzydłach budynku, posiadają własne drugorzędne klatki schodowe. Hala napięć najwyższych ma własną sieć elektryczną, wodną i ciepłą (parową). W ten sposób istnieje możność wykańczania pionowego poszczególnych części budynku. Okazało się to bardzo korzystne właśnie w warunkach obecnych, kiedy musiano z konieczności ograniczyć program budowy.

\*) Według projektu rysunkowego prof. Przybylskiego.

### 3. Opis budynku.

Rys. 3, 4, 5, 6, 7, 8 przedstawiają plany sytuacyjne wszystkich pięter pawilonu według programu pierwszego stadium budowy, a więc z uwzględnieniem potrzeb ogólnowydziałowych.

a) *Część ogólna.* Do pawilonu wchodzi się od strony zachodniej (ul. Topolowa), przez przedsionek dwupiętrowy, do szatni i holu na parterze. Tam łączy się z holem główną klatka schodowa, umieszczona po stronie wschodniej (od gmachu fizyki) centralnie względem budynku i dzieląca go na 2 części, odrębne pod względem budowy, o czym była mowa powyżej. Do holu przytyka audytorjum, wysokie na 2 piętra, zbudowane amfiteatralnie na 100 osób, oraz pokój przygotowawczy. Z holu na prawo od wejścia głównego idzie się na klatkę schodową Zakładu M. E. i W. N., oraz do pomieszczeń parterowych tego zakładu. W parterze skrzydła północnego znajdują się od strony ul. Topolowej: podstacja, zasilająca budynek z sieci elektrowni miejskiej, maszynownia ogólna i akumulatornia ogólna; po przeciwnej zaś stronie pomocnicze pomieszczenia Zakładu teletechniki i automatyczna centrala telefoniczna, obsługująca pawilon oraz całą Politechnikę. W skrzydle Radjotechniki znajdują się podobne pomieszczenia specjalne tego zakładu oraz 2 małe mieszkania: dozorczy technicznego i portjera gmachu. Pomieszczenia ogólne obejmują ok. 420 m<sup>2</sup> pow. uż.

b) *Zakład Miernictwa elektr. i wys. nap.* Zakład oddzielony jest (drzwiami oszklonemi na każdym piętrze) od reszty budynku i posiada własną klatkę schodową. W parterze znajdują się kolejno: warsztat chemiczny i elektrotechniczny, warsztat precyzyjny oraz Laboratorium Elektrotechniki wojskowej. Parter hali napięć najwyższych przeznaczony jest do prób mechanicznych izolatorów, do pomiarów w różnych warunkach atmosferycznych i cieplnych, do badań wyłączników, kabli i t. d. Tam również stanie zespół pięciomaszynowy do zasilania transformatorów probierczych na 1200 kV, które będą ustawione w zagłębieniu hali.

Pierwsze piętro zajmuje sala techniczna wysokich napięć, pracownia asystentów W. N. oraz platforma główna hali napięć najwyższych o wymiarach 16,5×16,5 m.

Na drugim piętrze znajduje się gabinet kierownika zakładu wraz z salą posiedzeń, sekretariat, biblioteka i czytelnia. Po drugiej stronie holu - poczekalni są wejścia do pracowni specjalnych, jak: mechaniczna, cieplna, chemiczna, magnetyczna i wysokiego napięcia, prądów zmiennych i prądów stałych. Z holu wychodzi się również na galerię hali napięć najwyższych.

Trzecie piętro jest całkowicie przeznaczony na pracownię Laboratorium Miernictwa elektrycznego. Obejmuje ono 4 sale do zajęć normalnych studentów, gabinet asystentów, 3 pokoje do prac dyplomowych i pracownię asystentów.

Na czwartym piętrze znajduje się od strony wschodniej Laboratorium Wysokich napięć, obejmujące gabinet i pracownię asystentów, 4 pokoje laboratoryjne i salę fal wędrownych. Od strony zachodniej, w charakterystycznej gloriecie pawilonu, znajduje się pracownia przepięciowa, opatrzona obszerną galerią do pracy, wraz z małym pokojem, skąd jest wejście na płaski dach pawilonu. Na dach ten prowadzą otwory okienne z glorjety i hali napięć najwyższych. Na dachu znajduje się linja falowa do badania przebiegów przepięciowych, wytwarzanych w gloriecie, oraz do prób napowietrznych pod napięciem, doprowadzonym z hali. Dach glorjety stanowi zbiornik na wodę deszczową do prób w warunkach naturalnych opadów. Na czwartym piętrze znajdują się pozatem pomieszczenia dla projektowanej pracowni fotometrycznej oraz składy.

Powierzchnia użytkowa, przeznaczona dla Zakładu oraz Instytutu wynosi:

Laboratorium Miern. elektr. (III p.)	390 m <sup>2</sup>
Laboratorium Wysokich napięć (IV. p.)	360
Laboratorium Elektrotechniki Wojsk.	75
Pracownie spec. nisk. nap. (II. p.)	240
Pracownie spec. wys. nap. (I. p.)	200
Hala wysokich napięć	710
Pracownie fotometr. i fotograf.	280
Gabinety, biblioteka, zbiory, warsztaty składy	245
Razem	2500 m <sup>2</sup>

Z pomieszczeń wyżej wymienionych ustępuje Zakład na razie na cele ogólnowydziałowe: pracownię specjalną na I p. (80 m<sup>2</sup>) z przeznaczeniem na audytorjum, które było pierwotnie projektowane w części środkowej budynku na tem samym piętrze, oraz lokale, przeznaczone na pracownię fotometryczną i fotograficzną wraz z obszernym składem na IV p. (ok. 280 m<sup>2</sup>). W ten sposób dla Zakładu ME i WN zostanie do dyspozycji ok. 2180 m<sup>2</sup>.

Pracownię specjalną na I i II p. (ok. 360 m<sup>2</sup>) są przeznaczone dla instytutu, organizowanego do celów probierczych i badawczych z zakresu techniki prądów silnych niskiego i wysokiego napięcia. Hala wysokich napięć jest również przewidziana jako potrzebna dla celów ogólnych. Mają się w niej znaleźć urządzenia do badania izolatorów i przyrządów pod napięciem do 1200 kV, których brak w Polsce odczuwa się już od paru lat.

c) *Zakład Teletechniki.* Zakład ten otrzymał w zasadzie część pomieszczeń na parterze oraz cały trakt środkowy budynku na I, II i III piętrze.

W parterze pomieszczą się: maszynownia i akumulatornia specjalna, warsztat, skład oraz centrala telefoniczna. Pierwsze piętro przeznaczony jest na laboratorium teletechniczne ogólne, drugie—na gabinet i pracownię kierownika Zakładu oraz pracownię specjalną, trzecie zaś—na pracownię instytucyj pokrewnych z zakresu telegrafii, telefonii i sygnalizacji. Na każdym z pięter (I, II, III) przewidziane są dla Zakładu Teletechniki pomieszczenia, leżące nad sobą po obu stronach korytarza, prowadzącego również do Zakładu Radjotechniki, zajmujące po 7 okien frontu z każdej strony. Skład mieści się na IV piętrze.

Powierzchnia użytkowa, przeznaczona dla Zakładu, wynosi:

Laboratorium teletechniczne	280 m <sup>2</sup>
Pracownie specjalne i gabinety	560
Warsztaty, maszyn. akumulat. i t. d.	160
Razem ok.	1 000 m <sup>2</sup>

Powyższe rozmieszczenie Zakładu Teletechniki będzie zrealizowane dopiero w przyszłości. Ze względu na potrzeby ogólnowydziałowe kierownik Zakładu zgodził się, aby część tych pomieszczeń oddać na razie na inne cele. Wobec tego projektuje się umieszczenie na II piętrze Zakładu Urządzeń elektrycznych, który nie posiada własnych pomieszczeń, oraz Zakładu Elektrotechniki ogólnej, również mającego lokal za mały.

Ponieważ ma to być zrealizowane już w niedługim czasie, uwzględniono te zmiany na planach (rys. 5 i 6), a mianowicie: Zakład Urządzeń elektrycznych ma otrzymać na II p. pomieszczenie na pracownię i gabinet kierownika, administrację Zakładu, gabinet docentów, 2 gabinety asystentów i 2 sale dyplomantów, razem ok. 220 m<sup>2</sup> pow. uż. Dla Zakładu Elektrotechniki ogólnej zaś zarezerwowano 3 gabinety: kierownika zakładu, asystentów i dyplomantów. Razem ok. 60 m<sup>2</sup>. Na III piętrze umieszczone być mają kre-



ślarnie III i IV roku Wydziału elektrycznego, dla wykonywania normalnych projektów, ćwiczeń i prac konstrukcyjnych ze wszystkich przedmiotów nielaboratoryjnych tych lat. (Przy każdej katedrze istnieć mają pozatem pracownie dyplomantów). Razem na te kreslarnie przeznaczają się ok. 280 m<sup>2</sup>, co w razie wyzyskania obszernego korytarza powiększy się do 360 m<sup>2</sup>. W ten sposób powierzchnia użytkowa Zakładu Teletechniki wyniesie narazie ok. 440 m<sup>2</sup>.

d) *Zakład Radjotechniki.* Zakład ten otrzymał do dyspozycji całe skrzydło północne pawilonu, tworząc pod względem budowlanym całość dla siebie zamkniętą, z własną klatką schodową pomocniczą. Każde piętro zamknięte jest od reszty budynku drzwiami szklonymi.

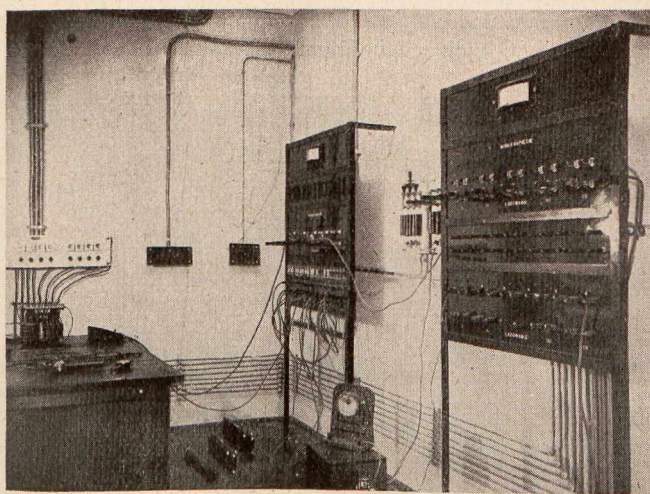
Na parterze mieszczą się: maszynownia, akumulatornia, warsztat, źródła prądu wysokiego napięcia. Na I piętrze: Laboratorium radjotechniczne ogólne, 2 duże i 2 małe pracownie specjalne, gabinet i pracownia asystentów. Na II piętrze: gabinet i pracownia kierownika zakładu, biblioteka i czytelnia, 2 małe pracownie specjalne, gabinet i pracownia asystentów. III piętro przeznaczone jest na laboratoria i pracownie radjotechniki wojskowej. Na IV piętrze jest jedna duża pracownia specjalna, a na płaskim dachu nad nią (ok. 70 m<sup>2</sup>) — pracownia napowietrzna. Skład mieści się również na IV piętrze.

Powierzchnia użytkowa Zakładu radjotechniki wynosi:

Laboratorium radjotechniczne ogólne	210 m <sup>2</sup>
Laboratorium radjotechniczne wojskowe	210
Pracownie specjalne	280
Gabinety, maszynownia, warsztat i t. d.	160
Razem ok.	860 m <sup>2</sup>

e) *Pomieszczenia wykończone.* Plan pomieszczeń pawilonu elektrycznego, podany powyżej, nie może być od razu zrealizowany, jak o tem była już mowa. W chwili obecnej (listopad 1934 r.) wykończone i oddane zostały do użytku następujące części budynku:

Zakład Radjotechniki uruchomił wschodnie skrzydło swych pomieszczeń. Znajdują się tam: akumulatornia, ma-

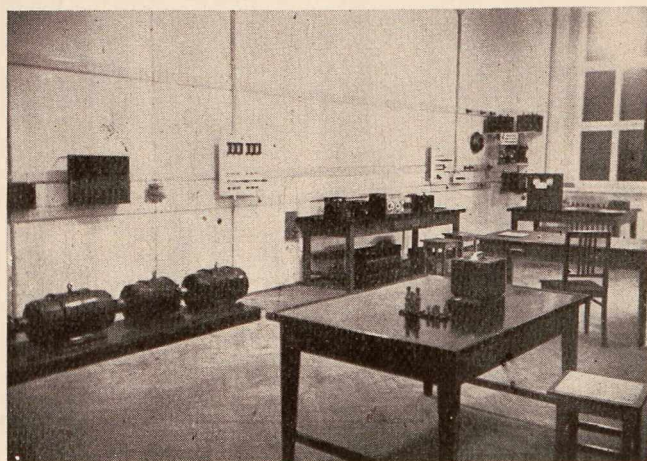


Rys. 9.  
Rozdzielnia Zakładu radjotechniki.

szynownia i warsztaty (rys. 9) w mieszkaniu, przeznaczonym dla portjera budynku. Drugie mieszkanie, tuż obok w parterze, zajęte jest przez technicznego nadzorcę pawilonu. Na I piętrze jest umieszczona pracownia studentów ogólna (rys. 10), na II p. gabinet i pracownia profesora, na III p. pracow-

nia asystentów i pracownia ogólna, na IV p. 2 pracownie specjalne. Powierzchnia użytkowa dotychczas wyzyskana wynosi ok. 340 m<sup>2</sup>.

Zakład Miernictwa elektrycznego i wysokich napięć wykańcza wschodnią część skrzydła południowego, w któ-



Rys. 10.  
Pracownia radjotechniczna.

rem się mieści wraz z klatką schodową zakładową. Umieszczone są tam następujące działy: Laboratorium elektrotechniki wojskowej, warsztat precyzyjny, mechaniczny, elektryczny i cieplny. Na I p. pracownia techniczna wysokich napięć (rys. 11) oraz pracownia asystentów. Na III p. Laboratorium Miernictwa elektrycznego (pracownie studentów, rys. 12). II p. zawiera pracownie specjalne: mechaniczną, cieplną, chemiczną, magnetyczną, prądu zmiennego i prądu stałego, oraz Laboratorium wysokich napięć. Na IV piętrze pomieszczenia mają być wykończone dopiero w ciągu zimy 1934/35. Po ukończeniu robót powierzchnia użytkowa, będąca do dyspozycji Zakładu ME i WN, wyniesie ok. 950 m<sup>2</sup>.

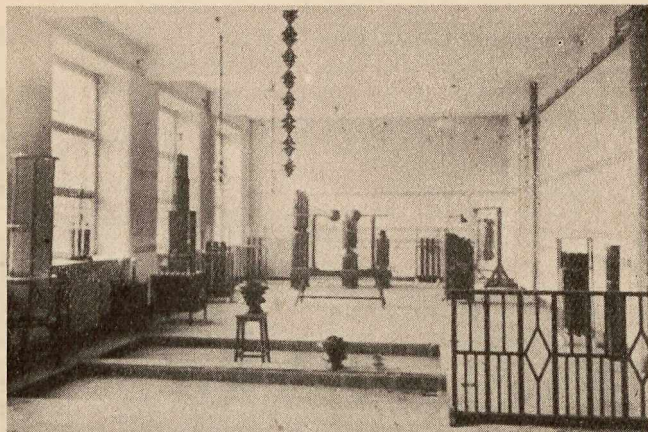
Z pomieszczeń ogólnych wykończona jest podstacja, maszynownia prowizoryczna oraz 2 mieszkania, razem ok. 120 m<sup>2</sup>.

Instalacje kanalizacyjne wykończone są w zupełności, centralnego ogrzewania, wodociągów i gazociągu w  $\frac{3}{4}$ , wentylacji w  $\frac{1}{4}$ . Połączenia z siecią miejską oraz centralną ogrzewniczą są już wykonane. Instalacje elektryczne oświetleniowe i laboratoryjne wykonane są na stałe w pracowniach wykończonych. Przyłączenie do sieci Elektrowni Warszawskiej i podstacja jest gotowa. Połączenie podstacji z siecią laboratoryjną jest wykonane prowizorycznie za pośrednictwem uproszczonych rozdzielnic.

W miarę otrzymywanych kredytów przewidziane jest wykańczanie dalszych pomieszczeń, a mianowicie: skrzydła południowego, skrzydła północnego, środka i hali napięć najwyższych.

W pierwszym okresie budowy oddano roboty budowlane do wykonania firmom „Górnośląskie Towarzystwo Budowlane” i „Tekton”, a konstrukcję żelazną hali wysokich napięć firmie Babcock - Zieleniewski. Roboty wykończeniowe prowadzi TOST sposobem gospodarczym, korzystając w r. 1934 z wydatnej pomocy Funduszu Pracy. Roboty instalacyjne wykonywają: kanalizację, wodociągi, gaz, wentylację inż. Cz. Zarzecki; instalacje elektryczne Zucker i Straszewicz. Powyższe firmy, rozumiejąc cele budowy, szły TOST-owi na rękę, udzielając zniżek i dając dogodne wa-

runki kredytowe, za co należy się im podziękowanie również na tem miejscu. To samo stosuje się i do innych firm, dostarczających materiałów i t. d., które bądź to darami, bądź to niskimi cenami przyczyniły się do obniżenia kosztów budynku. Z pośród firm elektrotechnicznych wymienić tu należy



Rys. 11.  
Pracownia wysokich napięć.

następujące: „Rohn-Zieliński“ (lic. Brown Boveri), „K. Szpoński“, „S. Kleiman i Synowie“, „Centroprzewód“, „Kabel“.

Elektrownia Warszawska wykonała bezinteresownie podstawę transformatorową i zgodziła się na bardzo dogodną taryfę za energię elektryczną.

Komitet budowy nie wątpi, że przykład ten zachęci dalsze sfery przemysłu elektrotechnicznego, które, rozumiejąc potrzeby nauki polskiej, przyczynią się nie tylko do budowy, lecz i do urządzenia wewnętrznego tych najnowszych placówek naukowych.

Koszt budynku projektowany był na ok. 2 miliony zł., dotychczas wykonano robót budowlanych i instalacyjnych na sumę ok. 1 300 000 zł.

#### 4. Źródła prądu i sieć rozdzielcza.

Odrębny charakter 3 zakładów, mieszczących się w pawilonie elektrycznym, wymagał częściowo takich samych, częściowo różnorodnych źródeł prądu. Wykonano więc trzy ich rodzaje: ogólne, specjalne, zakładowe. Każde z nich ma odrębne sieci rozdzielcze.

**Źródła prądu.** Źródła prądu ogólne są doprowadzone na stałe do tablic odbiorczych. Źródła specjalne są skupione w maszynowni ogólnej i rozprowadzane stamtąd do tablic odbiorczych w zakładach za pośrednictwem rozdzielnic głównej i rozdzielnic piętrowych. Źródła zakładowe są w wyłącznej dyspozycji odpowiednich zakładów; przewidziana jest jednak możliwość przetrzucenia ich napięcia do innych zakładów zapomocą przewodów zapasowych.

Centralnem źródłem prądu jest — już uruchomiona — podstacja Elektrowni warszawskiej (rys. 3, pom. 16), do której dochodzi prąd zmienny 5 000 V; zasila on 3 transformatory laboratoryjne, 1 oświetleniowy oraz oddzielną linię wysokiego napięcia do maszynowni hali napięć najwyższych. Transformatory laboratoryjne są narazie o mocy 50 kVA, każdy o innym napięciu dolnym:  $3 \times 127/220$ ,  $3 \times 220$  i  $3 \times 120$  V. Jeden z tych transformatorów ( $3 \times 127/220$ ) stanowi źródło ogólne prądu zmiennego; dwa inne — źródła specjalne. Transformator oświetleniowy jest na 23 kVA i  $3 \times 220$  V.

Transformator ogólny zasila ogólną sieć rozdzielczą; do niego przyłączone są silniki, przetwornice i t. d., nie wyma-

gające napięcia szczególnie stałego. Aby się uwolnić przy pracach dokładniejszych od wahań napięcia, spowodowanych dużymi obciążeniami, zasila się je od 2 innych transformatorów ( $3 \times 220$ ,  $3 \times 120$  V) za pośrednictwem systemu rozdzielnic. Jako dalsze specjalne źródła prądu zmiennego służy przetwornica trzymaszynowa z silnikiem prądu zmiennego synchronicznym (26,5 kW), napędzającym prądnicę jednofazową (20 kVA) o napięciu regulowanym oraz prądnicę prądu stałego (20 kW). Pozatem przewidziane są inne źródła, jak: przetwornica do wytwarzania prądu zmiennego o zmiennej częstotliwości (15 do 100 okr./s.), przetwornica do prądu o średniej częstotliwości (do 1 000 okr./s.) i t. d.

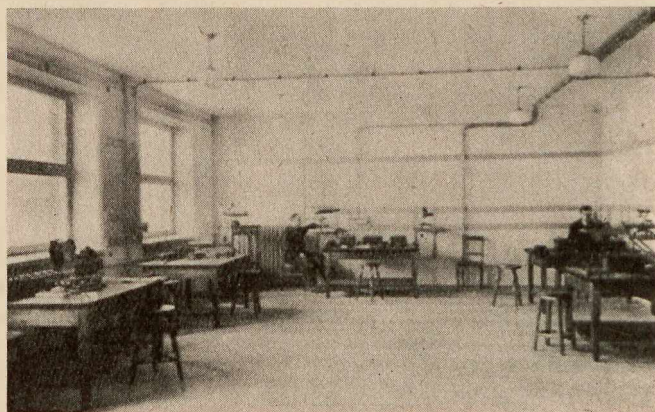
Źródło prądu stałego stanowi bateria akumulatorów na  $2 \times 120$  V, ładowana zapomocą prostownika lub przetwornicy trzymaszynowej, o której była mowa wyżej. Bateria, czy też przetwornica, może pracować zarówno na sieć ogólną, jak specjalną. Pawilon korzysta na razie ze starej baterji akumulatorów w gmachu fizyki.

Poza powyższymi każdy z zakładów posiada własne źródła prądu, o których tutaj nie będziemy teraz mówili.

**Sieć rozdzielcza.** Źródła prądu ogólne i specjalne połączone są z punktami odbioru (tablicami odbiorczymi) za pomocą przewodów trój- i czteryżyłowych w oplacie miedzianym, prowadzonych po wierzchu. Napięcie źródeł ogólnych doprowadzone jest do szyn zbiorczych, skąd idzie do pionów poszczególnych zakładów. Na każdym piętrze znajduje się odgałęzienie do tablic rozdzielczych danego piętra, połączonych równolegle. W ten sposób napięcie ogólne, potrzebne dla danego zakładu czy też piętra, jest od razu na punktach odbioru. Tablice odbiorcze ogólne zawierają wyłączniki prądu stałego i zmiennego, bezpieczniki odłącznikowe oraz zaciski odbiorcze.

Źródła prądu specjalne zasilają rozdzielnicę główną, z której odchodzą piony każdego rodzaju prądu do rozdzielnic wtórnych poszczególnych zakładów. Od tych rozdzielnic odchodzą przewody czteryżyłowe do małych tabliczek odbiorczych w pomieszczeniach laboratoryjnych. Tabliczki te opatrzone są tylko 4 zaciskami, zabezpieczenie ich znajduje się na rozdzielnicy piętrowej.

Źródła prądu zakładowe są rozprowadzone częściowo przez rozdzielnice piętrowe, częściowo posiadają własną sieć rozdzielczą. O nich nie będziemy tu mówili. Tabliczki od-



Rys. 12.  
Laboratorium Miernictwa elektrycznego.

biorcze są typu powyższych tabliczek 4-zaciskowych, lub też specjalnego.

Azeby pozatem zapewnić możliwość komunikacji międzypokojowej, przewidziane są kabelki wieloparowe, opatrzone tabliczkami zaciskowymi, lub też tylko otwory w ścia-

nach celem przeprowadzenia tamteży przewodów do regulacji zdalnej, do oscylografów i t. d.

Przewody laboratoryjne są prowadzone z reguły po wierzchu. Ażeby przy pracach, wymagających dużej ilości połączeń, unikać prowadzenia przewodów po ziemi lub przymocowywania ich do ścian lub sufitów, zastosowano we wszystkich prawie pracowniach listwy drewniane na ścianach, a haki w suficie, na których można umocowywać lub zawieszać przewody. Listwy te, stale 3 nad sobą, 10 cm szerokie, w wysokości 1,0, 1,20 i 2,20 m nad podłogą, służą po-

zatem do przymocowywania do nich tablic, przyrządów, konsol i t. d. Wszystkie tablice odbiorcze są — o ile możliwości — tak umocowane. Daje to możliwość łatwego umieszczenia takich urządzeń bez kaleczenia ścian. Na rys. 12 widoczne są takie listwy oraz sposób rozprowadzenia przewodów.

Po ukończeniu budowy pawilonu zostanie opracowany obszerniejszy jego opis, przyczem zwrócona będzie szczególna uwaga na urządzenie elektryczne ogólne i każdego z zakładów.

## ZARYS ORGANIZACJI I ZAKRESU PRAC INSTYTUTU ELEKTRYCZNEGO PRZY POLITECHNICIE WARSZAWSKIEJ

Prof. K. DREWNOWSKI, inż. J. HOSER

**W** POLSCE daje się odczuć brak instytucji o charakterze ogólnym, która podejmowałaby się badań, prób, pomiarów, ekspertyz i t. d. różnego rodzaju z zakresu elektrotechniki prądów silnych. Istnieją wprawdzie lub projektuje się podobne pracownie przy niektórych urzędach, instytucjach, stowarzyszeniach czy szkołach, lecz mają one służyć przede wszystkim celom instytucji, do której należą, a zlecenia postronne traktują — co jest zresztą zrozumiałe — drugorzędnie. Laboratoria tego rodzaju znajdują się również przy niektórych wytwórniach, lecz mniejsze fabryki często nie mają nawet najbardziej prymitywnego laboratorium i muszą uciekać się do innych zakładów, dających rękojmię bezstronności. Powyższe pracownie są naogół przygotowane w większym lub mniejszym stopniu do badań i prób w dosyć szczerpym zakresie i o charakterze, zależnym od potrzeb zakładu, któremu służą. Stan ten wynika niezawsze z niezrozumienia potrzeby takich pracowni dla wytwórni: koszt urządzenia i prowadzenia odpowiedniego laboratorium przewyższa nieraz możliwości finansowe naszych fabryk elektrycznych.

W warunkach gospodarczych, w jakich się obecnie znajdujemy, nie jest wskazane zakładanie nowych pracowni, o czym się słyszy od czasu do czasu. Raczej powinno się dążyć do łączenia mniejszych lub odpowiedniego powiększenia zakresu pracy istniejących. Oszczędność na robotach budowlanych i instalacyjnych, na urządzeniach elektrycznych, źródłach prądu, urządzeniach pomiarowych, przyrządach, oraz — co jest nader ważne — wykwalifikowanych pracowników naukowych, jest tak widoczna, że czynnika tego nie trzeba tu jeszcze bardziej podkreślać.

Inne gałęzie elektrotechniki, jak radjotechnika, teletechnika, mają instytucję tego rodzaju, o jakiej piszemy. Instytut Radjotechniczny, założony jako placówka społeczna, oraz Teletechniczny, utworzony przez Min. Poczty i Telegrafów, stanowią zawiązek obecnego Instytutu Telekomunikacyjnego, powołanego do życia przez M. P. T. i doskonale się rozwijającego. Odpowiedniej instytucji, zaspokajającej potrzeby w zakresie prądów silnych, dotychczas nie mamy.

Brakowi temu ma do pewnego stopnia zaradzić Instytut Elektryczny, organizowany przy Politechnice Warszawskiej przez Tow. Studium Technologiczne (TOST), które przeznaczyło dla niego obszerne pomieszczenia w nowo-budowanym pawilonie elektrycznym.

**1. Współpraca instytutów badawczych z politechnicznymi.**

Przy Politechnice Warszawskiej istnieje kilka instytutów naukowo-technicznych, więcej lub mniej ściśle z nią

związanych organizacyjnie, a mieszczących się w jej pomieszczeniach, jak: aerodynamiczny, drogowy, badań budowlanych, metalurgiczny. Instytuty te były powołane do życia przez instytucje państwowe, społeczne, bądź też przez grono osób zainteresowanych. Tow. Studium Technologiczne, budujące nowe pawilony technologii chemicznej i elektrotechniki dla Politechniki Warszawskiej, korzysta z subwencji, darów, kredytów i t. d., pochodzących od ministerstw, organizacji przemysłowych, społecznych i t. d., ma zatem względem ofiarodawców obowiązek spełnienia ich intencji, aby fundusze udzielane dla TOST służyły na cele, związane z zakresem ich zainteresowań. W nowych pawilonach, TOST przewidywał zgóry pomieszczenia dla zakładów większe, niż wymagały tego chwilowe warunki, ażeby w ten sposób poszczególne zakłady miały możliwość pracy nie tylko dla Politechniki, lecz także dla innych potrzeb ogólnopństwowych, przemysłowych czy społecznych. Z instytutów, w ten sposób powstających przy zakładach Politechniki, mogą więc w zasadzie korzystać ministerstwa, urzędy państwowe i komunalne, przemysł czy też wreszcie szersze sfery, pragnące fachowej a bezstronnej porady czy też ekspertyzy.

Z tej współpracy instytutów o charakterze ogólniejszym z zakładami naukowymi wyższych szkół technicznych płyną obopólne korzyści, które można ująć w następujące główne punkty:

1. Dobór kierownika oraz personelu naukowego instytutu odbywa się pod kontrolą władz wyższej uczelni i na zasadach, wymaganych dla jej zakładów.

2. Personel zakładu szkolnego ma możliwość bliższego stykania się z potrzebami życia technicznego i przemysłowego. Pracując zaś dla instytutu, nie jest zmuszony częstokroć z konieczności szukać poza szkołą uzupełnienia swego skromnego uposażenia.

3. Urządzenia techniczne i laboratoryjne zakładu i instytutu uzupełniają się wzajemnie; kosztowne przyrządy czy urządzenia, rzadko używane, mogą istnieć tylko w pojedynczych egzemplarzach; oszczędność na źródłach prądu, instalacjach i t. d. — znakomita.

4. Z dochodów, płynących z prac instytutu, może korzystać bezpośrednio zakład dla celów dydaktycznych. Instytut, pracujący dla celów postronnych, może łatwiej sięgnąć do ofiarności sfer, zainteresowanych w jego pracach, niż zakład szkolny.

5. Oparcie prac instytutu na potrzebach życia praktycznego, szukanie rozwiązań na przyszłość wpływa oczywiście na prace naukowe w zakładzie, który bywa nieraz zamknięty w zbyt ciasnych ramach przypadkowego zainteresowania jego personelu naukowego.

Takimi przesłankami kierowali się inicjatorzy nowego instytutu elektrycznego, mającego powstać przy Zakładzie Miernictwa elektrycznego i wysokich napięć Politechniki Warszawskiej i mieścić się w lokalach, przewidzianych dla niego przez TOST w nowym pawilonie elektrycznym. Zanim ustali się formy organizacyjne tego instytutu i jego warunki egzystencji materialnej, pragniemy w niniejszym artykule zapoznać szersze sfery elektryków z zakresem jego prac i przewidywanych urządzeń.

## 2. Zadanie i zakres prac.

Zadaniem Instytutu elektrycznego ma być prowadzenie prac badawczych i naukowo technicznych z dziedziny materiałów, przyborów, przyrządów i urządzeń elektrycznych prądu silnego na zlecenie urzędów państwowych i komunalnych, instytucyj i stowarzyszeń społecznych, wytwórni, elektrowni i t. d., oraz z własnej inicjatywy, a w szczególności:

1. Badania i próby odbiorcze.
2. Studja nad materiałami i sprzętem elektrycznym, nad zjawiskami, zachodzącymi w urządzeniach elektrycznych.
3. Porady i ekspertyzy w instytucie lub na zewnątrz.
4. Opracowywanie metod pomiarów i badań. Prace normalizacyjne.
5. Współpraca z pokrewnymi instytucjami krajowymi i zagranicznymi.
6. Wydawnictwa i publikacje z zakresu celów instytutu.

Zakres prac instytutu zależeć będzie od wymagań, jakie stawiane będą przez sfery zainteresowane. Program przewiduje na razie stopniową realizację prób i badań następujących grup:

1. Materiały przewodzące.  
Miedź, aluminium, stopy. Ich własności, wymagane przez elektrotechnikę.
2. Przewody elektryczne.  
Przewody gołe i izolowane. Wszelkie próby, wymagane przez przepisy polskie (PNE-4 i 5) i znak przepisowy SEP.
3. Kable.  
Przewody kablowe niskiego i wysokiego napięcia. Próby, wymagane przez przepisy (PNE-5). Studja i badania dla wytwórni kablowych.
4. Materiały izolacyjne.  
Materiały izolacyjne stałe: porcelana, szkło, przetwory bakelitowe. Studja nad surowcami krajowymi. Oleje izolacyjne (PNE-41), transformatorowe, kablowe. — Masy zaladne (PNE-16).
5. Izolatory.  
Izolatory teletechniczne. Próby odbiorcze według norm teletechnicznych (PNT-400). — Izolatory niskiego napięcia (PNE-32). — Izolatory wysokiego napięcia (PNE-8).
6. Przybory izolacyjne.  
Taśma izolacyjna (PNE-24). Drażki i cęgi izolacyjne. Chodniki izolacyjne.

7. Przybory instalacyjne.  
Łączniki. Bezpieczniki. Oporniki. Świeczniki. Rurki izolacyjne.
8. Przybory cieplne.  
Grzejniki. Żelazka. Podgrzewacze. Kuchenki.
9. Różne przyrządy elektrotechniczne.  
Przekładniki. Przyrządy regulacyjne. Transformatoruki dzwonekowe.
10. Przyrządy zabezpieczające.  
Bezpieczniki. Wyłączniki niskiego i wysokiego napięcia. Studja nad przetężeniami.
11. Przyrządy ochronne.  
Ochronniki niskiego i wysokiego napięcia. Studja nad przepięciami.
12. Przyrządy pomiarowe.  
Wzorce użytkowe oporności, pojemności i indukcyjności. Ognia normalne. — Oporniki dodatkowe i bocznikowe. Kondensatory. Cewki. — Mierniki. — Liczniki. — Transformatoruki miernikowe. — Pomiaru zdalne.
13. Materiały i przybory magnetyczne.  
Blachy maszynowe i transformatorowe. Magnesowalność i stratność. Magnesy trwałe.
14. Ognia i akumulatory.  
Ognia galwaniczne. — Akumulatory. — Elektrolity. — Ognia termoelektryczne.
15. Źródła światła, przybory świetlne.  
Żarówki. Próby odbiorcze (PNE-21). Studja nad trwałością. Sprawdzanie żarówek wzorcowych. — Klosze i reflektory. — Lampy elektryczne, gazowe i t. d. — Fotometriowanie. — Ognia i komórki fotoelektryczne.
16. Oświetlenie.  
Pomiary jasności. — Studja nad racjonalnem oświetleniem.
17. Urządzenia elektryczne.  
Próby odbiorcze. Kontrola. Studja nad zjawiskami w sieciach i t. d.  
Zakres prac instytutu, wymieniony powyżej, dotyczy głównie prac probierczych najczęściej żądanych. Prace badawcze będą musiały być z natury rzeczy bardziej ograniczone. Prowadzenie studjów w każdej podanej tu dziedzinie przeszłoby możliwość pracy instytutu w dzisiejszych warunkach, zarówno pod względem pomieszczeń, jak ludzi. Poszczególne działy pracy rozwijane byłyby zależnie od okoliczności.

Zależnie od rodzaju prac i urządzeń do tego potrzebnych przewiduje się na razie utworzenie 3 oddziałów instytutu:

- I. Dział napięć niskich.
- II. Dział napięć wysokich.
- III. Dział fotometrii.

Dojdzie tu jeszcze z czasem dział wielkich mocy, wymagający specjalnych urządzeń, na co obecnie budowny pawilon nie jest przygotowany.

## 3. Pomieszczenia i urządzenia.

W nowobudowanym pawilonie elektrycznym przewidziano następujące pomieszczenia dla Instytutu elektrycznego: \*)

\*) Por. K. D r e w n o w s k i: Nowy pawilon elektryczny Politechniki Warszawskiej. „Przeł. El.”, 1934, str. 656. Tam znajdują się plany pomieszczeń Instytutu.

### A. Dział Napięć Niskich.

Pomieszczenia te znajdują się na II piętrze (ok. 240 m<sup>2</sup>), a mianowicie:

Pracownia prądu stałego. — Znajdą się tam mostki do pomiarów oporności (Wheatstone'a i Thomsona); mostek kompensacyjny do badania przyrządów pomiarowych; urządzenie do pomiarów izolacyjności z baterią akumulatorów na 1200 V oraz basenem wodnym; urządzenie do badania liczników; wagi.

Pracownia prądu zmiennego I. — Mostki do pomiarów pojemności i indukcyjności z galvanometrem balistycznym i wibracyjnym; mostek kompensacyjny prądu zmiennego; mostek Scheringa wysokiego napięcia do pomiarów stratności dielektrycznej; urządzenie do badania mierników i liczników prądu zmiennego.

Pracownia prądu zmiennego II oraz pracownia magnetyczna. — Urządzenie do badania transformatorów miernikowych do napięcia 60 kV. Urządzenie do pomiarów magnetycznych.

Pracownia chemiczna. — Normalne wyposażenie laboratorium chemicznego, jak: podwójny stół chemiczny, podwójne dygestorium; urządzenie do prób olejów izolacyjnych; kadzie do prób napięciowych przewodów, rękawic gumowych i t. d.; urządzenia do badania ogniw galwanicznych i akumulatorów.

Pracownia cieplna. — Termostaty; urządzenie do badania grzejników i t. d.

Pracownia mechaniczna. — Maszyny i urządzenia do prób wytrzymałościowych przewodów i ich izolacji, taśmy izolacyjne i t. d.; przyrządy do badania przyborów instalacyjnych, jak: wyłączniki, rurki, oprawki i t. d.

### B. Dział Napięć Wysokich.

Dla prób normalnych z zakresu techniki wysokich napięć przeznaczona jest sala na I piętrze. Prace o charakterze badawczym będą musiały się odbywać w pracowniach specjalnych wys. nap. Zakładu M. E. i W. N., o których jest mowa poniżej.

Sala wysokich napięć (I. p., ok. 120 m<sup>2</sup>). Znajdują się tam: 2 transformatory probiercze po 150 kV, 50 kVA syst. Fischera, dające się łączyć szeregowo (ze środkiem uziemionym) i kaskadowo (z jednym biegunem uziemionym) na 300 kV. Generator udarowy, zasilany transformatorem na 120 kV syst. Haefely'ego o 2 kenotronach i 6 kondensatorach, ładowanych równolegle, a wyładowywanych szeregowo; generator ten wytwarza fale udarowe do 500 kV. Może on również wydawać prąd stały do 200 kV. Pośrodku sali znajduje się basen do prób pospolowych izolatorów i do prób pod deszczem, oraz kadź z olejem do prób na przebicie. Oscylograf katodowy systemu Rogowskiego na 50 kV służy do prób ochronników i badania zjawisk przepięciowych. Znajduje się tam również oscylograf pętlkowy. Ustawienie generatora udarowego i oscylografu katodowego jest czasowe. Zostaną one przeniesione do pracowni na IV piętrze, a na to miejsce zbudowane urządzenia do prób mechaniczno-elektrycznych oraz do kabli. Do pomiaru napięcia służy znormalizowany iskiernik kulowy 250 mm oraz układ prostownikowy, obmyślany w Zakładzie Miern. el. i wys. nap.

W parterze uruchomione są:

Pomieszczenia na próby mechaniczne

wytrzymałości mechanicznej izolatorów, oraz urządzenie do badania nasiąkalności.

Warsztaty (ok. 50 m<sup>2</sup>), a mianowicie:

precyzyjny — do robót delikatnych; mechaniczny — do robót ciężkich (ślusarskich, kuźnia); elektrotechniczny — do robót instalacyjnych, ładowania akumulatorów i t. d.; chemiczny — do grubszych prac chemicznych, zawierający stół chemiczny, dygestorium, urządzenie do prób cieplnych izolatorów z kadziami na wodę zimną i gorącą.

Parter hali wysokich napięć (ok. 220 m<sup>2</sup>) przeznaczony jest do prób kabli, wyłączników, bezpieczników. Zostaną tu urządzone 2 pracownie specjalne: do badań izolatorów pod wysokim napięciem w stałej temperaturze i w różnych wyziewach.

Hala wysokich napięć przewidziana jest na napięcie 1200 kV, wytwarzane przez zespół 3 transformatorów po 400 kV i odpowiedniej mocy z możliwością łączenia ich kaskadowo. Poza tem stanie tam generator udarowy, generator prądu stałego o wysokim napięciu oraz generator fal tłumionych (Transformator Tesli) na odpowiednio wysokie napięcie. Do badań przeznaczona jest platforma o powierzchni 16,5 × 17 m i 17 m wysoka.

Pracownia przepięciowa znajduje się na IV (ok. 130 m<sup>2</sup>) wraz z galerią na V p. (ok. 100 m<sup>2</sup>) w glorijskiej wieńczonej pawilon. Przewidziane jest przeniesienie tam generatora udarowego z sali na I p. wraz z oscylografem katodowym. Linja falowa do badania zjawisk przepięciowych wyprowadzona będzie na płaski dach pawilonu (ok. 825 m<sup>2</sup>). Będzie tam również dochodzić napięcie z hali wysokich napięć przez otwory w ścianie szczytowej zachodniej. Odbywać się tam będą badania izolatorów, ochronników i t. d. w naturalnych warunkach pracy.

### C. Dział Fotometrii.

Pracownia fotometryczna. — Dla tej pracowni przewidziano na IV p.: salę o 7 oknach frontu (ok. 140 m<sup>2</sup>), która będzie podzielona na dwa mniejsze pokoje i 2 sale stosownie do potrzeb. Do niej należy korytarz ok. 20 m długi i 3 m szeroki, oraz ciemnia (ok. 100 m<sup>2</sup>). W tych pomieszczeniach odbywać się mają badania żarówek, lamp, reflektorów, oświetlenia i t. d.

Pracownia fotograficzna mieścić się będzie obok pracowni fotometrycznej. Przewidziano dla niej przestrzeń ok. 40 m<sup>2</sup>.

### 4. Możliwość realizacji.

Możliwość zorganizowania i uruchomienia instytutu elektrycznego istnieje, gdyż najważniejsza część do rozpoczęcia prac jest przygotowana, bądź też może być wykonana w niedługim czasie i stosunkowo niewielkimi środkami.

Z pomieszczeń, o których jest mowa powyżej, zostały już lub też zostaną w ciągu zimy 1934/35 wykonane następujące: cały dział niskich napięć na II p., sala napięć wysokich na I p., oraz warsztaty i pracownia mechaniczna izolatorów na parterze.

Urządzenia pomiarowe i instalacyjne, przyrządy i t. d., przeznaczone dla tych pomieszczeń, są w większości przygotowane. Stanowią one własność Zakładu Miern. el. i wys. nap., który je kompletuje z przeznaczeniem do celów probierczych i badawczych.

Zakład ten prowadzi od 10 lat pracownię probierczą

izolatorów (ok. 15 m<sup>2</sup>), gdzie znajduje się maszyna do prób dla potrzeb instytucji państwowych, komunalnych, przemysłu i t. d., opracowywa metody pomiarowe, przepisane normami polskimi i zagranicznymi, przygotowuje urządzenia do prób i badań i t. d. W razie więc powołania do życia Instytutu elektrycznego i umieszczenia go w nowym pawilonie wspólnie z Zakładem ME i WN, rozporządzającym tam różnymi źródłami napięcia, urządzenia te będą do dyspozycji Instytutu, tworząc jego zaczątek. Dalszy rozwój Instytutu zależeć będzie od środków, któreby pozwoliły na roz-

szerzenie obecnych pomieszczeń, uzupełnienie inwentarza, zaangażowanie nowych pracowników.

Spełnienie tego w dzisiejszych trudnych warunkach gospodarczych jest, oczywiście, niełatwe. Jeżeli jednak idea Instytutu elektrycznego, opartego o Politechnikę Warszawską, znajdzie zrozumienie w sferach, które odczuwają potrzebę istnienia takiej placówki naukowo-technicznej, lub które projektują już, a może nawet prowadzą takie pracownie, to urzeczywistnienie jej może być łatwiejsze, niżby się wydawało.

## ZADANIA I PRACE

# PAŃSTWOWEGO INSTYTUTU TELEKOMUNIKACYJNEGO (P. I. T.)

Prof. Dr. inż. JANUSZ GROSZKOWSKI (Dyrektor P. I. T.)  
i inż. KONSTANTY DOBRSKI (Naczelnik Wydziału Teletechniki P. I. T.)

### Wstęp.

**W** POLSCE istnieje kilka instytucji, które są powołane przede wszystkim do pracy naukowej i inżynierskiej nad rozwojem telekomunikacji, t. j. komunikacji telefonicznej, telegraficznej i radjokomunikacji, oraz nad pomnażaniem naszych możliwości w tej dziedzinie.

Instytucjami temi są: katedry i docentury teletechniki i radjotechniki na politechnikach, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny, Państwowe Zakłady Tele- i Radjotechniczne oraz laboratorja instytucji wojskowych.

Katedry na politechnikach u nas, jak i w całym świecie, mają za główne zadanie kształcenie inżynierów. Ilość personelu naukowego, jaki przydziela się do katedr, jak również środki finansowe, jakimi mogą one dysponować, są określone przede wszystkim ze względu na to główne zadanie. Stąd prace naukowe i inżynierskie przy katedrach mogą być prowadzone często w ograniczonym tylko zakresie, niejako na marginesie pracy pedagogicznej szczerłego personelu naukowego katedr.

Nic dziwnego, iż w tych warunkach punkt ciężkości prac badawczych i inżynierskich przesunął się do laboratorjów przemysłowych i do instytutów (co nie wyklucza, oczywiście, udziału w pracach tych laboratorjów personelu zakładów naukowych), zwłaszcza wobec wielkiego rozrostu odnośnych przedsiębiorstw telekomunikacyjnych. Laboratorja takich przedsiębiorstw światowych, są powszechnie znane, wystarczy, że wymienimy tu Bell Laboratories, Western lub Standard Electric, Marconi's Wireless Telegraph Co, Philips, Siemens.

Laboratorja fabryczne mają na celu doskonalenie i potaniecie produkcji; dążą — pod naciskiem przedsiębiorstw konkurencyjnych — do rozszerzania możliwości fabrykacyjnych własnego przedsiębiorstwa, jak również do powiększenia potrzeb rynku przez stwarzanie aparatów, zapewniających coraz to nowe korzyści.

Laboratorja instytutów, związanych bezpośrednio z przedsiębiorstwami, eksploatującymi urządzenia telekomunikacyjne, stanowią wymienione uzupełnienia poprzednich. Zapewniają one możliwość rozpatrywania poszczególnych zagadnień z punktu widzenia potrzeb eksploatacji, a częściowo mają swoje własne obszary zagadnień, związa-

ne z zastosowaniem i z utrzymaniem różnorodnych urządzeń telekomunikacyjnych.

Tego rodzaju instytuty, utrzymywane przez Państwo, istnieją od wielu lat we wszystkich większych krajach świata. W Polsce do niedawna odpowiednikiem takiej placówki były dwie instytucje: Laboratorium Teletechniczne Min. P. i T. oraz Instytut Radjotechniczny w Warszawie.

W ostatnich czasach został przez P. Ministra Pocht i Telegrafów inż. E. Kalińskiego powołany do życia „Państwowy Instytut Telekomunikacyjny”, który połączył dwie wyżej wymienione instytucje organizacyjnie i terenowo w jedną całość.

Zgodnie z pierwszym paragrafem Statutu, wydanego rozporządzeniem P. Ministra Pocht i Telegrafów z dn. 20 lutego 1934 r. (Monitor Polski Nr. 67 z dn. 22 marca 1934 r. poz. 103), Państwowy Instytut Telekomunikacyjny ma za zadanie naukowe badanie i opinjowanie zagadnień z teletechniki, radjotechniki i innych systemów i sposobów łączności, jak również z dziedziny techniki pocztowej.

Ścisłej zadania te określa § 3 tegoż Statutu, który brzmi:

„Do zadań Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego należy prowadzenie prac z dziedziny telekomunikacji i techniki pocztowej oraz współpraca nad zagadnieniami, zmierzającymi do rozwoju produkcji krajowej w dziedzinie przemysłu telekomunikacyjnego z uwzględnieniem potrzeb obrony Państwa, a w szczególności:

1. Opracowywanie modeli oraz ujednostajnienie sprzętu, przyrządów i urządzeń telekomunikacyjnych, jak również ustalanie norm i sposobów ich zastosowania.
2. Śledzenie i badanie wynalazków i ulepszeń z dziedziny telekomunikacji oraz techniki pocztowej i ich opinjowanie z punktu widzenia zastosowania i eksploatacji.
3. Nadzór fachowo-techniczny nad urządzeniami telekomunikacyjnymi państwowymi lub kontrolowanymi przez Państwo.
4. Współpraca z przemysłem elektrotechnicznym i telekomunikacyjnym.
5. Współpraca z Radą Teletechniczną.
6. Przygotowanie materiałów na międzynarodowe kongresy i zjazdy telekomunikacyjne, branie w nich udziału.

łu i prowadzenie badań z dziedziny telekomunikacji międzynarodowej.

7. Ogłaszanie wyników prac i badań Instytutu, wydawanie publikacji naukowych i podręczników z dziedziny telekomunikacji oraz techniki pocztowej, jak również kompletowanie zbiorów z tych dziedzin.

Dla realizacji swoich zadań Państwowy Instytut Telekomunikacyjny opiera się na pracach teoretyczno-doświadczalnych własnych oraz odpowiednich instytucji naukowych, współpracując z nimi.

Prace, wkraczające w zakres kompetencji innych Ministerstw, wykonuje Państwowy Instytut Telekomunikacyjny w porozumieniu z właściwymi Ministerstwami“.

Z prac i urządzeń Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego korzystać mogą przede wszystkim: Ministerstwa Poczty i Telegrafów, Spraw Wojskowych, Komunikacji, Przemysłu i Handlu, a następnie inne instytucje rządowe i samorządowe oraz osoby prywatne.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny istnieje przy Ministerstwie Poczty i Telegrafów i podlega bezpośrednio P. Ministrowi Poczty i Telegrafów.

Budżet Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego stanowi część budżetu Państwowego Przedsiębiorstwa „Polska Poczta, Telegraf i Telefon“, w ramach tego budżetu Dyrektor Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego ma prawo wydatkować samodzielnie.

Na czele Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego stoi Dyrektor powołany przez P. Ministra Poczty i Telegrafów w porozumieniu z P. Ministrem Spraw Wojskowych.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny posiada w chwili obecnej dwa wydziały: Wydział Teletechniki i Wydział Radjotechniki.

Personel składa się z ok. 25 osób z wykształceniem akademickim (tech., mat.-fiz.), ok. 40 osób z średnim i niższym wykształceniem technicznym, ok. 5 osób personelu administracyjnego, ok. 5 personelu niższego oraz z personelu warsztatowego w ilości od kilkunastu do kilkudziesięciu osób, zależnie od potrzeby w związku z prowadzonymi pracami i wykonywanymi modelami.

P. I. T. posiada bibliotekę, zaopatrzoną we wszystkie ważniejsze czasopisma i dzieła z dziedziny telekomunikacji i dziedzin pokrewnych; warsztat ślusarski i montażowy wraz z niezbędnymi maszynami (tokarnie, wiertarki, spawarka, nawijarka, lakiernia i t. p.).

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny wyposażony jest w centralne źródła energii elektrycznej różnych rodzajów, rozprowadzanej po salach laboratoryjnych.

Pomieszczenia P. I. T. znajdują się przy ul. Ratuszowej 11 Warszawa-Praga.

### WYDZIAŁ TELETECHNIKI.

Wydział Teletechniki rozwinął się z dawnego Laboratorium Teletechnicznego przy Min. Poczty i Telegraf. Powstanie jego i zapoczątkowanie szerszej działalności przypada na drugą połowę ubiegłego roku. W tym to czasie zostały utworzone nowe działy lub rozszerzone dawniejsze, odpowiednio do potrzeb, jakie zaznaczyły się w danej chwili.

Działy te są następujące:

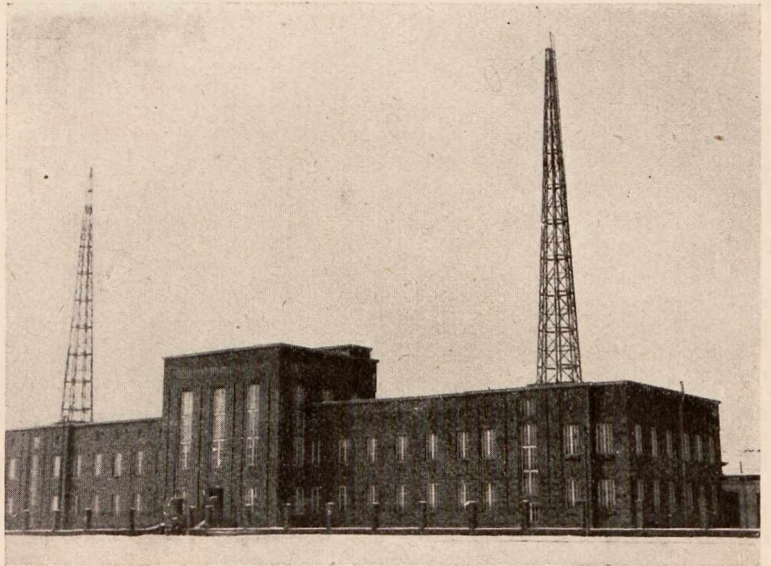
I — aparatów telefonicznych, II — kontroli przewodów międzymiastowych, III — telefonji wielokrotnej, IV —

telegrafii, V — wzmacniaków, VI — automatów telefonicznych, VII — pomiarów bieżących, VIII — sprzętu pomocniczego, IX — normalizacji, X — konstrukcyjny.

### I. Dział aparatów telefonicznych.

Zadanie, jakie zostało postawione temu działowi na okres najbliższy, polegało na zbadaniu elektroakustycznych właściwości polskich normalnych aparatów telefonicznych centralnej baterji i automatycznych w porównaniu do odpowiednich aparatów zagranicznych i doprowadzeniu ich jakości do możliwie najwyższego poziomu.

Polskie aparaty telefoniczne systemu centralnej ba-



Rys. 1.  
Budynek Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego przy Min. Poczty i Telegrafów w Warszawie.

terji zostały wprowadzone w 1928 r. na rynek polski, który dotąd był opanowany niemal w całości przez wyroby zagraniczne. W roku 1930 została przeprowadzona rewizja konstrukcji tych aparatów, polegająca na wprowadzeniu całego szeregu drobnych zmian konstrukcyjnych, których niezbędność wykazała praktyka fabryczna. Warunki techniczne na te aparaty, określające ich właściwości elektryczne i użytkowe, ustalone w roku 1927, utrzymały się jednak w dalszym ciągu bez zmian istotnych.

Ze względu na brak — w czasie ustalania konstrukcji i warunków technicznych — laboratorium, w którym mogłyby być przeprowadzane w sposób systematyczny i dokładny badania jakości aparatów, nie mogło być stwierdzone z wystarczającą dokładnością, w jakim stopniu jakość polskich aparatów odpowiada poziomowi aparatów zagranicznych, ani też nie mogły być określone dokładnie ich zasadnicze cechy. Istniejące wówczas laboratorium fabryczne w Państwowych Zakładach Tele- i Radjotechn. nie było zaopatrzone w niezbędną dość kosztowną aparaturę pomiarową, a przytem życie fabryczne nie pozwalało poświęcić się spokojnej i wymagającej ciągłości pracy laboratoryjnej.

Braki warunków technicznych, polegały przede wszystkim na niedostatecznie ścisłym określeniu zarówno skuteczności aparatów, jak i ich czystości.

Skuteczność aparatów, dająca miarę ich głośności, była sprawdzana — zgodnie z warunkami — przez próbę porozumienia się przy pomocy pary aparatów próbowanych, połączonych linją sztuczną o odpowiednio dużym tłumieniu. Jest oczywiste, że próba taka mogła dać wyniki tylko orjen-

tacyjne i dopuszczała znaczne różnice pomiędzy poszczególnymi aparatami.

Czystość aparatów była sprawdzana przy pomocy listy sylab, nadawanych i odbieranych przez próbowane aparaty. Liczba sylab prawidłowo przyjętych, wyrażona w procentach, dawała miarę czystości aparatów.

Sposób ten jest zasadniczo prawidłowy, lecz brak wyćwiczonej ekipy oraz aparatury wzorcowej nie pozwalał na otrzymanie dostatecznie pewnych wyników.



Rys. 2.  
Fragment laboratorium telefonii wielokrotnej.

Pierwszą więc pracą laboratorium aparatów telefonicznych Instytutu było opracowanie właściwych metod badania aparatów telefonicznych.

Metody te ustalono, wzorując się na najpoważniejszych laboratorjach, jak następuje.

Pomiar skuteczności aparatów telefonicznych odbywa się metodą subiektywną (na głos i ucho), przez porównanie ich skuteczności na odbiór lub nadawanie z taką skutecznością aparatury wzorcowej. Ponieważ różnice w natężeniu głosu trudno jest ocenić ilościowo, przeto pomiar odbywa się w ten sposób, że natężenie dźwięków porównywanych sprowadza się do tego samego poziomu przez wtrącenie w obwód aparatów badanych lub aparatury wzorcowej układu sztucznego o wiadomym tłumieniu.

Tym sposobem skuteczność aparatu badanego na odbiór lub nadawanie określa się w jednostkach tłumienia, a więc w neperach lub decybelach, w porównaniu do aparatury wzorcowej.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny jest w posiadaniu dwóch takich aparatów, a mianowicie:

1. wzorca roboczego z mikrofonem elektromagnetycznym (syst. SETEM) firmy Siemens Halske,
2. wzorca roboczego z mikrofonem węglowym (syst. SETAC) firmy Standard Telephones and Cables Limited.

Oba te wzorce zostały wycechowane w stosunku do wzorca podstawowego, znajdującego się w Paryżu (SFERT).

W rezultacie, skuteczność aparatu badanego może być określona w neperach w stosunku do określonego poziomu wzorca międzynarodowego. Dokładność metody stosowanej jest rzędu 0,1 nepera.

Pomiar czystości aparatów odbywa się przez dyktowanie i odbieranie list sylab i obliczanie procentu odebranych sylab bez błędu. Pomijając wyćwiczenie do tych pomiarów

specjalnej ekipy Instytutu, pomiary czystości są wykonywane w taki sposób, aby błędy, związane z tak subiektywną metodą pomiaru, mogły być jaknajmniejsze. A więc np., dla wyeliminowania błędów, zależnych od stopnia wytrenowania czy też od dyspozycji psychicznej ekipy, zastosowano metodę pomiaru czystości względnej. Metoda ta polega na określaniu czystości aparatów badanych w stosunku do czystości pewnej obranej aparatury wzorcowej. Pomiar wykonywany jest, dyktując i odbierając listy sylab, kolejno przez aparaturę wzorcową i aparaty badane. Różnica, wyrażona w procentach liczb błędów popełnionych w jednym i drugim przypadku, daje czystość względną aparatów badanych.

Oczywiście, żeby otrzymać czystość bezwzględną, należy aparaturę wzorcową przeczechować przy pomocy odpowiedniej serji starannych pomiarów.

Ponadto, zastosowano specjalne środki dla wyeliminowania różnic trudności list i wreszcie dla utrzymania przy nadawaniu list warunków jaknajbardziej zbliżonych do warunków zwykłej rozmowy, nadawano sylaby nie oddzielnie, a w pewnym zdaniu konwencjonalnym, np. „proszę” „nac” „koniec”. Otrzymane wyniki pomiarów przedstawiają się, jak następuje.

Skuteczność polskich aparatów telefonicznych normalnych, będących obecnie w użyciu, okazała się mniejsza o 0,2 — 0,3 nepera na nadawanie i o ok. 0,7 nepera na odbiór w stosunku do najnowszych aparatów zagranicznych. Czystość polskich aparatów okazała się również gorszą od 5 do 13% od czystości najlepszych aparatów zagranicznego wyrobu przy średniej czystości polskich aparatów 74%.

Przyczyny takiego stanu rzeczy zostały wyjaśnione, środki zaradcze znaleziono.

Skuteczność polskich normalnych aparatów telefonicznych na nadawanie może być radykalnie poprawiona przez zastosowanie krótszego mikrotelefonu. Takie mikrofony w oprawie bakelitowej zostały przyjęte w swoim czasie przez Radę Teletechniczną dla polskich aparatów nowego typu. W aparatach tych ma być zastosowany ponadto schemat połączeń z tak zwanym układem antylokajnym, co również wpływa dodatnio na skuteczność nadawczą. W rezultacie, zastosowanie aparatów nowych, opracowanych i przyjętych w swoim czasie przez Radę Teletechniczną, aczkolwiek niewprowadzonych jeszcze do użytku publicznego, pozwoliłoby podnieść skuteczność nadawczą o ok. 0,7 nepera w stosunku do aparatów dotychczasowych, a więc przekroczyć nawet poziom aparatów zagranicznych.

Badania P. I. T. wykazały, że skuteczność na odbiór polskich aparatów można podnieść:

a) przez zastosowanie w słuchawkach telefonicznych membran o odpowiednich właściwościach wytrzymałościowych i magnetycznych i umocowaniu membrany w odpowiedniej odległości od nasadek biegunowych (własności membrany i jej odległość od nasadek biegunowych zostały ustalone). Poprawa skuteczności, jaką można osiągnąć tą drogą, jest rzędu 0,5 nepera.

b) przez zastąpienie dotychczas stosowanych cewek indukcyjnych z rdzeniem otwartym przez cewki z rdzeniem zamkniętym. Zysk możliwy do osiągnięcia wynosi tutaj ok. 0,2 nepera.

Badania P. I. T. nad czystością polskich aparatów wykazały, że główną przyczyną zniekształcania mowy w aparatach są właściwości akustyczne komory rezonansowej, przykrywającej wkładkę mikrofonową. Charakterystyka



akustyczna tej komory daje przewagę tonom niskim nad wysokimi, co powoduje zmniejszenie wyrazistości spółgłosek.

P. I. T. opracował model nowego rezonatora, który podnosi czystość na nadawanie z 74% do 88,5%, nie zmniejszając jednocześnie głośności aparatów. Rezonator ten będzie zastosowany do aparatów P. Z. T.

Również zastosowanie do słuchawek membran o właściwościach, ustalonych przez P. I. T., podnosi czystość słuchawek o kilka procent.

W rezultacie poszukiwania, przeprowadzone w P. I. T., pozwoliły, jak widzimy, określić w sposób ścisły właściwości polskich aparatów telefonicznych, obecnie używanych, w porównaniu do aparatów wielkich firm zagranicznych, oraz znaleźć środki, proste w zastosowaniu, które będą zdolne podnieść jakość tych aparatów do poziomu, odpowiadającego najlepszym aparatom zagranicznym.

## II. Dział kontroli przewodów międzymiastowych.

Zadaniem tego działu jest określanie i pomiar wielkości elektrycznych przewodów międzymiastowych z punktu widzenia ich przydatności do celów komunikacji telefonicznej.

Jedną z zasadniczych wielkości elektrycznych przewodów jest t. zw. tłumienie. Jest to wielkość, która określa w sposób najbardziej bezpośredni stosunek amplitud prądu lub napięcia na początku i na końcu linii, a więc która daje miarę zdolności przewodu danego do przewodzenia prądów telefonicznych. Im tłumienie przewodu będzie mniejsze, tem rozmowa będzie głośniejsza, tem przewód będzie lepszy w normalnych warunkach funkcjonowania.

Rezultaty pomiarów przewodów międzymiastowych w Polsce wykazały, iż tłumienia przewodów nawet tej samej kategorii różnią się znacznie.

W tych warunkach narzuciło się natychmiast pytanie, które przewody należy uważać za niezadawalające, a które za dobre, lub innymi słowy, jakie jest dopuszczalne tłumienie maksymalne poszczególnych rodzajów przewodów.

Opierając się na materiałach Międzynarodowego Doradczego Komitetu Telefonicznego (C. C. I. F.) i uwzględniając przeciętną wartość skuteczności aparatów telefonicznych, znajdujących się obecnie w użyciu, Instytut zaproponował — w celu odpowiedzi na nasuwające się pytanie — przyjęcie następującej normy: tłumienie części obwodu, zawartej pomiędzy aparatami abonentów, przyłączonych do dowolnych punktów sieci telefonicznej, nie powinno przekraczać ok. 3 neperów.

Postawienie tej normy wymagało z kolei wskazania, w jaki sposób ma być ukształtowana sieć telefoniczna, aby było możliwe zachowanie normy dla dowolnych połączeń pomiędzy oddalonymi abonentami przy możliwie małych kosztach, oraz jak ma być rozdzielone tłumienie całkowite na poszczególne odcinki obwodu telefonicznego.

Nakreślono następujący schemat ukształtowania sieci ze względu na połączenia dalekosiężne.

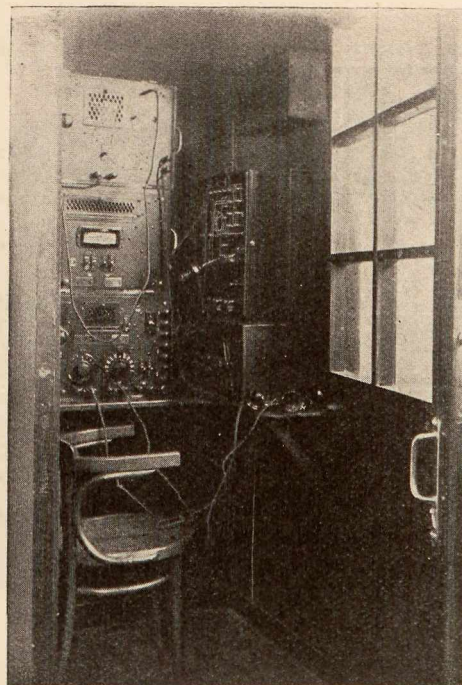
Elementem podstawowym państwowej sieci przewodów międzymiastowych jest sieć okręgowa, obejmująca pewną grupę central miejskich miejscowości sąsiedzkich, połączonej z jedną obsługującą je centralą międzymiastową, znajdującą się zazwyczaj w najważniejszym ośrodku okręgu.

Centralę taką oznaczamy nazwą centrali międzymiastowej końcowej (MK). Polska została podzielona na ok. 300 okręgów międzymiastowych. Długość średnia boku kwadratu, odpowiadającego powierzchni, przypadającej na centralę okręgową, wynosi ok. 25 km. Pewna ilość sieci okrę-

gowych, skupiając się dookoła większego ośrodka, tworzy nowy element z centralą międzymiastową zbiorczą. Z ważniejszych central okręgowych wybrano ok. 30, jako centrale zbiorcze.

Długość średnia boku kwadratu, odpowiadającego powierzchni, przypadającej na centralę zbiorczą, wynosi ok. 100 km. Wreszcie na szereg central zbiorczych przypada centrala węzłowa.

Dzięki powyższemu podziałowi central międzymiastowych abonent łączy się w najbardziej skomplikowanym



Rys. 3.  
Kabina z wzorcami telefonicznymi.

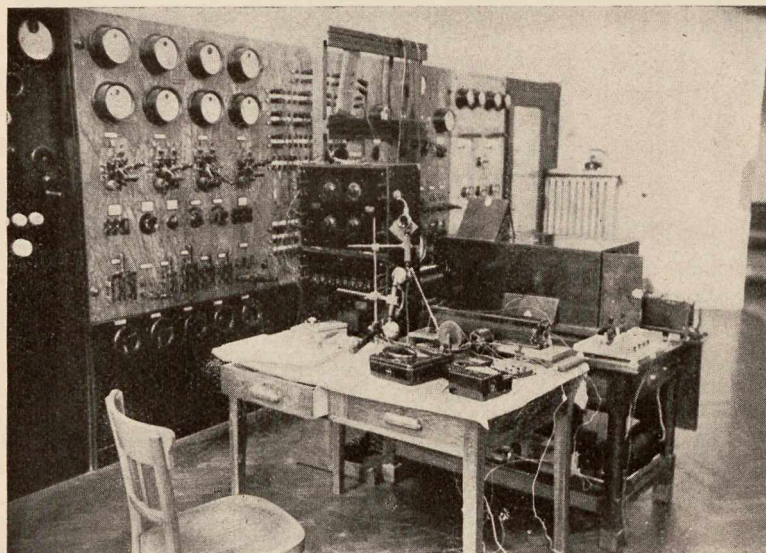
przypadku dalekosiężnego połączenia najpierw ze swą centralą końcową, potem z centralą zbiorczą, następnie z centralą węzłową i dalej — poprzez centralę zbiorczą i okręgową — z żądanym abonentem. Oczywiście, w poszczególnych — zresztą częstych przypadkach — połączenie będzie przebiegało przez mniejszą liczbę central.

P. I. T. zaproponował następujący podział tłumienia na różne odcinki połączenia międzymiastowego. Dozwolone tłumienie przewodów telefonicznych abonentów łącznie z tłumieniem przewodów połączeniowych z centrali miejskiej do międzymiastowej własnego okręgu nie powinno przekroczyć 0,75 nepera. Ponieważ tłumienie, przypadające na centralę miejską i międzymiastową, przez które przechodzi połączenie, nie przekracza razem 0,25 nepera, zatem tłumienie części obwodu od aparatu abonenta do przenośnika przewodu międzymiastowego, wychodzącego z centrali okręgowej, nie powinno przekroczyć 1,0 nepera.

Tłumienie 0,75 nepera dzieli się w następujący sposób na przewód abonentowy i przewód połączeniowy z centrali miejskiej do międzynarodowej: tłumienie przewodu połączeniowego miejskiego z centrali miejskiej do międzymiastowej, znajdującej się w tem samym mieście, co i centrala miejska, nie powinno przekraczać 0,25 nepera; natomiast tłumienie przewodu połączeniowego okręgowego z centrali miejskiej do międzymiastowej własnego okręgu, lecz położonej w innym mieście, nie powinno być większe od 0,5 nepera.

Ważną konsekwencją powyższych założeń był wniosek, dotyczący normalnego przekroju żył kabli abonentowych.

A mianowicie, P. I. T. zalecił: w miastach większych Polski, w których zainstalowane będą centrale międzymiastowe węzłowe lub okręgowe, przewody kablowe, przeznaczone dla abonentów, znajdujących się w odległości do 3-ch kilometrów od stacji miejskiej, jak również przewody kablowe w miastach mniejszych, w których niema central międzymiastowych, przeznaczone dla abonentów, znajdujących się w odległości do 1,5 kilometra od stacji, powinny posiadać średnicę żył 0,5 mm; abonenci bardziej oddaleni powinni być przyłączani przewodami o większej średnicy żył np. 0,7 mm, 0,8 mm. i t. d.



Rys. 4.  
Fragment aparatury do badań oscylograficznych

Dla przewodów, łączących centrale międzymiastowe okręgowe z centralą węzłową, zaproponowano maksymalne tłumienie 1,0 nepera, lub — przy zastosowaniu wzmacniaków stałych — 1,5 nepera. I wreszcie dla przewodów, łączących centrale zbiorcze lub centrale węzłowe, zaproponowano jako tłumienie maksymalne — 1,0 neper.

Z powyższego wynika bezpośrednio, iż — z reguły — centrale węzłowe powinny być zaopatrzone w wzmacniaki sznurowe lub w wzmacniaki, włączane na stałe do przewodów, żeby tłumienie całego obwodu (pomijając aparaty) mogło nie przekroczyć postawionej normy 3-ch neperów.

Pomiary przewodów międzymiastowych polskiej sieci telefonicznej, wykonane przez P. I. T., wykazały, że w licznych przypadkach połączenia międzymiastowe posiadają większe tłumienie, niż to zalecają normy. W niektórych przypadkach — dzięki wzmacniakom, które były w danej chwili do rozporządzenia — można było poprawić istniejący stan rzeczy.

Tak więc np. przez zainstalowanie wzmacniaków w Częstochowie na dwóch przewodach Poznań — Katowice, dalej przez naprawę i uruchomienie wzmacniaka w Białymstoku na jednym z przewodów Warszawa — Wilno, oraz uruchomienie wzmacniaka w Lublinie na jednym z przewodów Warszawa — Lwów, można było znacznie poprawić warunki porozumiewania się po tych przewodach.

W niektórych przypadkach pewną poprawę możnaby uzyskać przez usunięcie przenośników, zainstalowanych w punktach pośrednich, celem otrzymania kilku krótkich obwodów pochodnych; w innych przypadkach tłumienie przewodu podnosi zbytnio kabel wprowadzeniowy do stacji międzymiastowej.

Kabel wprowadzeniowy, przy pomocy którego przeprowadza się przewody międzymiastowe w obrębie miasta, zajmuje ważną pozycję w sieci przewodów międzymiastowych, to też określenie warunków, jakim powinien odpowiadać, będzie przedmiotem osobnej pracy Instytutu.

### III. Dział telefonji wielokrotnej.

Zadaniem tego laboratorium są studia nad telefonją nośną i opracowywanie modeli odpowiednich urządzeń.

Laboratorium to zostało utworzone w P.I.T. na skutek tego, że telefonja na fali nośnej zyskuje w ostatnich latach coraz większe znaczenie zagranicą, a specjalnie u nas w Polsce narzuca się z całą siłą w licznych, a w przyszłości niewątpliwie coraz liczniejszych wypadkach.

Zazwyczaj po przewodzie telefonicznym dwudrutowym można prowadzić w danym czasie tylko jedną rozmowę telefoniczną. Jeżeli w danym kierunku biegną dwa przewody dwudrutowe, to, tworząc t. zw. obwód pochodny, można po tych przewodach prowadzić jednocześnie nie dwie, lecz trzy rozmowy telefoniczne. Jest to maksimum wykorzystania przewodów dla celów telefonji zwykłymi powszechnie dotąd stosowanymi środkami. Pasma częstotliwości, jakie w danym razie wchodzi w rachubę, są te, które odnajdujemy w samogłoskach i spółgłoskach mowy ludzkiej.

Zazwyczaj uważa się że dla rozmów zwykłych wystarczają pasma od 300 do 2 400 — 2 700 okr./sek.

Przy pomocy urządzeń telefonji wielokrotnej, wykorzystującej pasma częstotliwości powyżej 3 000 okr./sek., można po danym przewodzie prowadzić obok zwykłych rozmów jednocześnie jedną, dwie lub trzy rozmowy telefoniczne na fali nośnej w taki sposób, jakgdyby dane miejscowości były połączone dwoma, trzema i t. d. oddzielnymi przewodami. Prowadzi to, oczywiście, do znacznie większego wykorzystania przewodów, które przy połączeniach międzymiastowych stanowią najkosztowniejszą część urządzeń telefonicznych.

Zasadniczymi elementami instalacji telefonji nośnej są: nadajnik, zawierający generator, wytwarzający falę nośną o częstotliwości powyżej częstotliwości zwykłych prądów telefonicznych, a więc powyżej np. 3 000 okr./sek. wraz z modulatorem, w którym fala nośna jest modulowana prądami telefonicznymi, jakie są przesyłane z aparatu abonenta; odbiornik, w którym następuje wzmocnienie i demodulacja prądów, przychodzących z linii, oraz filtry elektryczne, których głównym zadaniem jest wyodrębnianie pasm częstotliwości, należących do różnych rozmów, i kierowanie tych pasm do odpowiednich obwodów elektrycznych.

Telefonja wielokrotna jest stosowana do tej pory niemal wyłącznie na przewodach napowietrznych. Tłumaczy się to tem przedewszystkiem, że tłumienie przewodów napowietrznych (np. brązowych) dla prądów telefonicznych rośnie stosunkowo wolno wraz z częstotliwością i jest jeszcze umiarkowane nawet przy częstotliwościach rzędu 40 000 okr./sek. Tak więc tłumienie przewodu brązowego 3 mm, najczęściej używanego do celów telefonji przy dłuższych dystansach, wynosi:

ok.	0,05 nepera/km	dla prądów	800 okr./sek.
„	0,075	„	10 000
„	0,11	„	20 000
„	0,14	„	30 000
„	0,16	„	40 000

Doświadczenia pokazują, iż rozmowa na fali nośnej może być prowadzona w warunkach zadawalających, jeżeli poziom mocy przy wyjściu z nadajnika nie będzie przekraczał +1 do +2 neperów, zaś poziom mocy na końcu linii przy wejściu do odbiornika nie będzie niższy od -3 do -4 neperów. Z liczb tych wynikają bezpośrednio zasięgi telefonii nośnej. Zasięgi te przedstawiają się, jak w poniższej tabeli:

Telefonia jednokrotna			
Średnica drutu w mm	2	3	4
Zasięg w km	350	500	650
(bez wzmacniaków na stacjach pośrednich)			

Telefonia trzykrotna			
Średnica drutu w mm	2	3	4
Zasięg w km	225	300	375
(bez wzmacniaków na stacjach pośrednich)			

Przy odległościach większych koniecznym jest stosowanie wzmacniaków na stacjach pośrednich. Z powyższego widać, że telefonia nośna może być stosowana w Polsce praktycznie na dowolnych odległościach.

Stosowanie w Polsce instalacji telefonii na falach nośnych narzuca się szczególnie silnie z następujących powodów: polska międzynarodowa sieć telefoniczna składa się w przeważającej mierze z przewodów napowietrznych, kablowanie sieci postępuje względnie wolno, przyczem istniejące przewody napowietrzne są już obecnie bardzo silnie obciążone; koszt urządzeń telefonii wielokrotnej jest niewielki w stosunku do kosztów przewodów, dzięki czemu urządzenia te opłacają się nawet na odcinkach kilkudziesięcio-kilometrowych.

Ostatnio otwierają się nowe widoki zastosowań telefonii wielokrotnej również na przewodach kablowych. W laboratorjach amerykańskich, angielskich, niemieckich są opracowywane odpowiednie urządzenia.

W Niemczech zainstalowano próbne urządzenie na obwodach kablowych, które pozwala na czwórze prowadzić jedną rozmowę zwykłą, oraz cztery rozmowy na fali nośnej. Stacje wzmacniakowe są rozstawione w odstępach 75 km, jak przy zwykłych rozmowach.

Międzynarodowy Doradczy Komitet Telefoniczny uważa za wysoce aktualną dla komunikacji międzynarodowej sprawę stosowania urządzeń, któreby pozwoliły na prowadzenie po obwodach kablowych obok jednej zwykłej rozmowy również jednej rozmowy na fali nośnej.

Zarysowująca się coraz bardziej możliwość stosowania telefonii wielokrotnej również na przewodach kablowych sprawia, że w przyszłości mogą przeważać połączenia na fali nośnej i one mogą stać się typowymi.

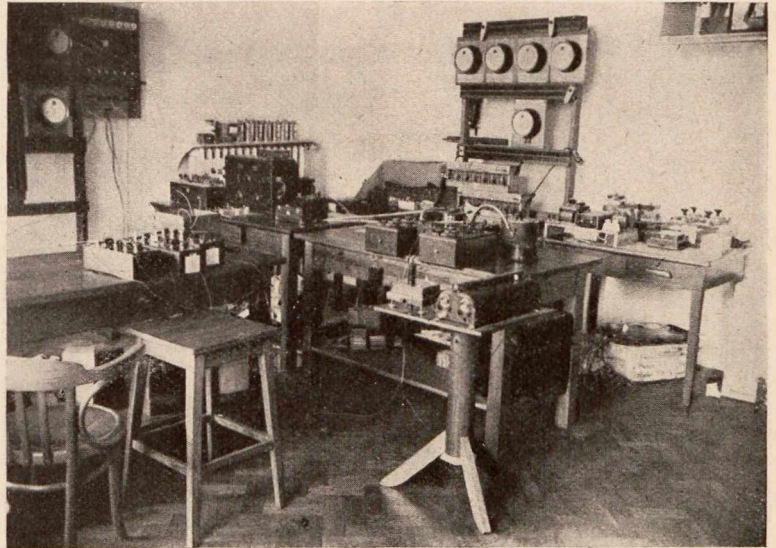
Pierwszym zadaniem laboratorjum telefonii wielokrotnej P. I. T. było opracowanie modelu doświadczalnego telefonii jednokrotnej. Model ten został wykonany i zainstalowany w Toruniu na odcinku Warszawa—Bydgoszcz.

Ważniejsze cechy charakterystyczne tego modelu są: częstotliwość fal nośnych w jednym i drugim kierunku — 6 000 i 10 400 okr./sek., na linię są wysyłane dolne pasma częstotliwości wraz z zredukowaną częściowo falą nośną. Częstotliwości graniczne filtrów pasmowych wynoszą: 3 500 — 6 300 okr./sek. i 7 800 — 10 600 okr./sek., dopuszczalne ma-

ksymalne tłumienie przewodu 3,5 — 4 nepery, sygnały dzwonekowe są posyłane przez modulację fali nośnej przy pomocy prądów 50 okr./sek., zasilanie instalacji odbywa się z sieci prądu silnego poprzez prostowniki, a częściowo bezpośrednio.

Następnie zostało podjęte zadanie wykonania dwóch dalszych modeli telefonii jednokrotnej oraz modelu telefonii trzykrotnej.

Wykonanie pierwszego modelu pozwoliło zebrać wiele doświadczeń, które uzyskać można tylko dzięki samodziel-



Rys. 5.

Fragment laboratorjum przyrządów powietrznych

nej pracy w laboratorjum i w warsztacie. Doświadczenia te, dotyczące systemu modulacji fali nośnej, układu nadajnika i odbiornika, budowy filtrów i montażu stacji, sprawiły, że następne modele, wykonane już i będące — w chwili pisania tego artykułu \*) — w końcowych próbach kontrolnych, będą doskonalsze od modelu pierwszego i to zarówno pod względem działania, jak i wykonania warsztatowego.

Precyzyjność instalacji i płynąca stąd konieczność zapewnienia sobie dostatecznie stałych i o małych stratach kondensatorów i cewek zmusiła P. I. T. do opracowania fabrykacji kondensatorów mikowych i dławików. Dławiki, wyrabiane przez Instytut do filtrów, posiadają rdzenie z pulferytu, specjalnego materiału, opracowanego i wyrabianego w P. I. T. i nadającego się szczególnie do wyższych częstotliwości.

#### IV. Dział telegrafji.

Zadaniem tego działu jest opracowywanie modeli urządzeń telegrafji na przewodach kablowych.

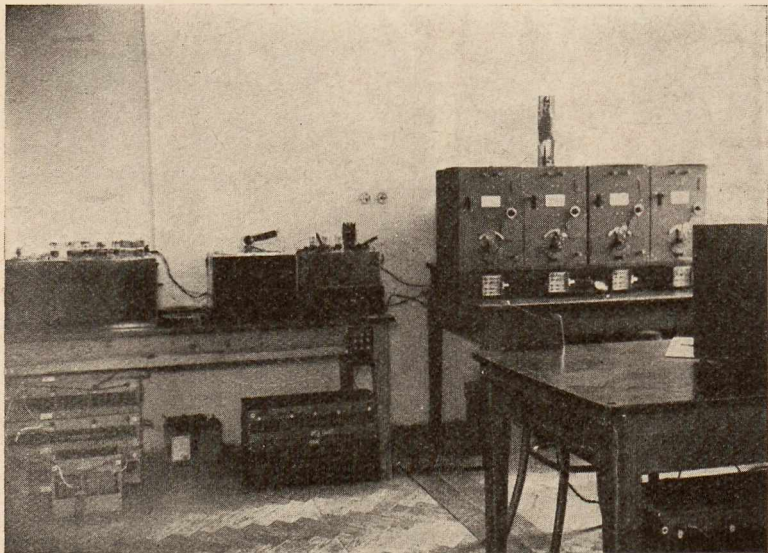
Telegrafja na przewodach kablowych zdobywa coraz szersze zastosowanie w związku z postępującą ciągle rozbudową sieci przewodów kablowych. Dzieli się ona — ze względu na rodzaj prądu, używanego do przesyłania znaków — na telegrafję prądu stałego i na telegrafję prądu zmiennego.

W odróżnieniu od telegrafji zwykłej na przewodach napowietrznych urządzenie telegrafji kablowej prądu stałego zawiera pomiędzy przewodem a niezbędnymi aparatami telegraficznymi specjalną instalację końcową, składającą

\*) Lipiec 1934. Od tego czasu uruchomiona została instalacja telefonii nośnej Toruń—Gdynia, na ukończeniu zaś jest Warszawa—Wilno (do Rygi).

się w zasadzie z filtrów i przekaźników telegraficznych: dwóch nadawczych i jednego odbiorczego. Przekazniki te pośredniczą w nadawaniu znaków na linię i w przekazywaniu do miejscowych aparatów telegraficznych znaków, odbieranych z linii.

Telegrafia prądu stałego może być zainstalowana na przewodach 4-odrutowych. W tym przypadku dwa druty są używane do komunikacji w jedną stronę, a dwa drugie do komunikacji w drugą stronę. Jednak jako normalny typ połączenia przyjęto połączenia dwudrutowe w t. zw. układzie dupleksowym. W tym przypadku — dzięki zastosowaniu



Rys. 6.  
Falomierze precyzyjne.

różnicowych przekaźników odbiorczych i równoważników — można po dwóch drutach obwodu prowadzić dwie jednocześnie rozmowy telegraficzne, a mianowicie jedną w jednym, drugą w drugim kierunku.

Telegrafia prądu stałego może być zainstalowana na obwodach osobnych. Stosuje się to jednak tylko w tym przypadku, kiedy kabel posiada dostateczny zapas żył niewykorzystanych. Normalnie zatem przewiduje się, iż będzie ona instalowana raczej na obwodach pochodnych 8-odrutowych, których nie używa się do komunikacji telefonicznej, lub na obwodach pochodnych 4-odrutowych.

Stosowanie obwodów 8-odrutowych stanowi jednak znaczne ograniczenie, gdyż takie obwody mogą być tworzone tylko pomiędzy miejscowościami o silnym natężeniu ruchu telefonicznego i w stosunkowo małej ilości. Lecz telegrafia prądu stałego może być instalowana również na zwykłych obwodach telefonicznych, nie wymagając zatem osobnych obwodów, a to w postaci telegrafii podakustycznej. Istotnie, dla celów telefonii handlowej wystarczy pasmo częstotliwości od 300 do 2 400—2 700 okr./sek. Zatem pasmo od 0 do 300 okr./sek. jest swobodne i może być wykorzystane dla celów telegrafii.

Oddzielenie pasm prądów telefonicznych i telegraficznych, płynących po tym samym przewodzie, odbywa się wówczas przy pomocy filtrów. Instalowanie urządzeń telegrafii podakustycznej na obwodach telefonicznych wymaga przesunięcia częstotliwości prądów wywoławczych do zakresu częstotliwości akustycznych oraz tworzenia obwodów obejściowych na stacjach wzmacniakowych.

Urządzenia telegrafii podakustycznej pozwalają na znaczne powiększenie liczby połączeń telegraficznych po-

między danymi miejscowościami. Otwiera to możliwości dla rozwoju telegrafii, a w szczególności stwarza duże możliwości rozwoju dla telegrafii abonenckiej. Jeżeli przyjąć za zasadę, że koszty, obciążające dane połączenie z tytułu użycia przewodów, są proporcjonalne do szerokości pasma częstotliwości, zajętego do danego połączenia, to koszty te wypadną dla połączenia przy pomocy telegrafii podakustycznej stosunkowo nieznaczne.

Istnieją trzy rodzaje telegrafii prądu zmiennego po przewodach handlowych, które obecnie znajdują zastosowanie. Jest to telegrafia nadakustyczna, telegrafia abonencka po przewodach telefonicznych i telegrafia harmoniczna.

Jak widzieliśmy, dla celów telefonii potrzebne jest pasmo częstotliwości od 300 do 2 700 okr./sek. Tymczasem niektóre obwody kablowe, słabo pupinizowane, pozwalają na przewodzenie pasma częstotliwości do ok. 6 000 okr./sek. lub więcej. Zatem pasmo, zawarte w granicach od 3 000 okr./sek. do 6 000 okr./sek., jest wolne i może być wykorzystane. Jeżeli pasmo to będzie wykorzystane dla celów telegrafii, to mamy do czynienia z t. zw. telegrafią nadakustyczną. Do celów telegrafii nadakustycznej nadają się obwody kablowe słabo pupinizowane i najlepiej obwody czterodrutowe z osobnymi torami do komunikacji w jedną i drugą stronę. Na jednym obwodzie można zainstalować tylko jedno połączenie telegraficzne.

Teleografię abonencką po przewodach telefonicznych instaluje się, jak nazwa wskazuje, na obwodach telefonicznych i przytem w ten sposób, że abonent, uprawniony do korzystania z tego rodzaju telegrafii, może przyłączyć do danego przewodu na zmianę bądź aparat telefoniczny, bądź aparat telegraficzny. Zasadniczo abonenci prowadzą rozmowy

przy pomocy telefonu, a jedynie dla utrwalenia na piśmie ważnych ustępów rozmowy włączają do przewodu swe aparaty telegraficzne. Impulsy telegraficzne są przesyłane prądem o częstotliwości akustycznej, a mianowicie 1 500 okr./sek.

Teleografię harmoniczną instaluje się na osobnych przewodach, posilując się do przesyłania znaków prądami o częstotliwości akustycznej, a mianowicie 420, 540, 660 i t. d. okr./sek. Oddzielając poszczególne częstotliwości przy pomocy filtrów, można na jednym obwodzie 4-odrutowym zrealizować do 18 niezależnych połączeń telegraficznych, nie wychodząc przytem poza zakres częstotliwości telefonicznych.

Do chwili obecnej zainstalowano w Polsce pewną ilość instalacji telegrafii prądu stałego po przewodach kablowych, przytem dwie z nich zostały wykonane przez P. I. T., a mianowicie jedna na szlaku Warszawa—Łódź, a druga Katowice—Wrocław.

Realizując swój program w dziale telegrafii, P. I. T. wykonywuje obecnie doświadczalną instalację dupleksową Warszawa—Kraków z translacją w Łodzi oraz instalacją telegrafii podakustycznej Warszawa—Kraków. Telegrafia prądu zmiennego będzie przedmiotem prac w roku przyszłym.

## V. Dział wzmacniaków.

Zadaniem tego działu jest badanie i ocena wzmacniaków, nadsyłanych do P. I. T., badanie wzmacniaków, zainstalowanych na przewodach przez Ministerstwo Poczty i Telegrafów, dobieranie równoważników, a ponadto naprawa wzmacniaków uszkodzonych i ich instalowanie.

Do tej pory dział ten naprawił i zainstalował wzmacniaki na przewodach Warszawa — Wilno, Warszawa — Gdynia i Warszawa — Przemysł, ponadto uruchomił wzmacniak na przewodzie Warszawa — Lwów, dzięki wykonaniu prostownikowego urządzenia do zasilania obwodu żarzenia i obwodu anodowego.

Wreszcie przeprowadzono studia nad zamianą lamp wzmacniakowych zagranicznych przez krajowe, co stopniowo się wprowadza w życie.

Pomiar dokładności dopasowania równoważników i poprawienie ich własności zostało wykonane na szeregu obwodów międzymiastowych w Warszawie i w innych miastach.

#### VI. Dział automatów telefonicznych.

Zadaniem tego działu jest opracowywanie modeli telefonicznych urządzeń automatycznych, służących do specjalnych celów. Normalne łącznice telefoniczne miejskie są wyrabiane przez Państwowe Zakłady Tele- i Radjotechniczne.

W chwili obecnej P. I. T. otrzymał zadanie opracowania instalacji półautomatycznej małych wiejskich centralek telefonicznych. Potrzeba takich instalacji wynika stąd, iż w bardzo wielu małych miejscowościach, posiadających narazie niewielką liczbę abonentów, a więc o małym ruchu telefonicznym, obsługa centralek rekrutuje się z urzędników i jest czynna tylko w godzinach służbowych. Abonenci telefoniczni takich miejscowości są zatem pozbawieni w godzinach nocnych, wieczorowych i częściowo popołudniowych możliwości korzystania ze swych telefonów. Niewątpliwie zmniejsza to niekiedy dotkliwie korzyści, jakie daje telefon, i wpływa bardzo hamująco na przyrost liczby abonentów. Zainstalowanie w tych miejscowościach central automatycznych naprawiłoby radykalnie ten stan rzeczy, lecz względy ekonomiczne nie zawsze na to pozwalają. A więc przedewszystkiem centrale automatyczne wymagałyby uporządkowania sieci przewodów lokalnych, co jest bardzo kosztowne, oraz wymiany aparatów telefonicznych abonentów miejscowej baterji na aparaty centralnej baterji z tarczą numerową. Dlatego też w przypadku małych miejscowości instaluje się zamiast central pełnoautomatycznych urządzenia półautomatyczne, które również zapewniają abonentom obsługę przez całą dobę, choć nie wymagają wymiany aparatów abonenckich, ani zmiany przewodów lokalnych. Urządzenia te składają się z centralek pełnoautomatycznych, zainstalowanych w małych miejscowościach, i z współpracującej z nimi centralki ręcznej, umieszczonej w centrze danego rejonu. Obsługa całego rejonu jest skoncentrowana przy centralce ręcznej, skąd za pośrednictwem centralek automatycznych kieruje połączeniami zarówno pozostającymi w obrębie rejonu, jak i wychodzącymi nazewnątrz. Jest zrozumiałe, że obsługa ta będzie mogła być dzięki swej koncentracji znacznie lepiej wykorzystana, niż wówczas, gdyby była rozdzielona pomiędzy poszczególne centralki i przy dostatecznie dużej liczbie abonentów w całym rejonie będzie się opłacała pomimo to, że będzie czynna przez całą dobę.

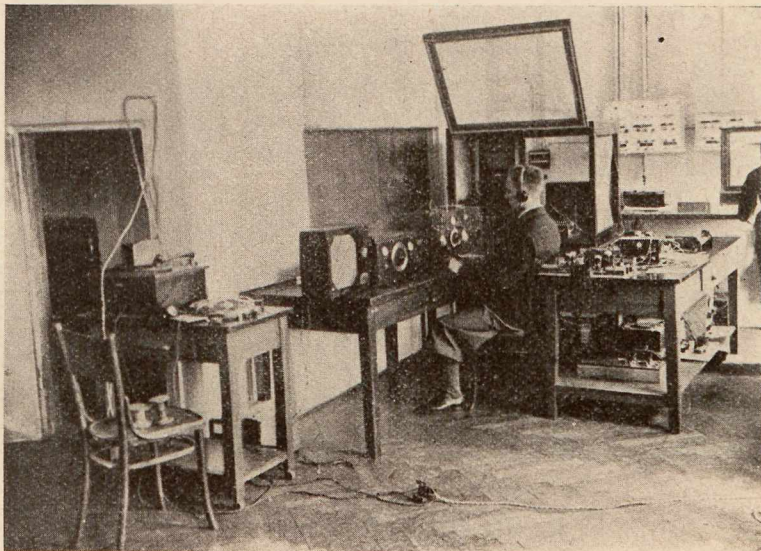
Urządzenia półautomatyczne P. I. T. będą zainstalowane w 5-ciu miejscowościach w okolicy Warszawy, jednocząc te miejscowości w jeden wspólny rejon, obsługiwany z jednej stacji.

#### VII. Dział pomiarów bieżących.

Zadaniem tego działu jest badanie na podstawie norm lub warunków technicznych sprzętu, zakupywanego przez

Ministerstwo Poczty i Telegrafów lub nadsyłanego do zbadania przez inne instytucje, oraz — w razie potrzeby — wykonywanie pomiarów bieżących dla innych działów P. I. T. Pracownicy tego działu biorą z reguły udział w Komisjach Odbiorczych Ministerstwa Poczty i Telegrafów. Ich obowiązkiem jest aktualizowanie warunków technicznych i norm na podstawie wyników, otrzymywanych przy badaniu sprzętu odbieranego.

Dział ten pracuje w ścisłej łączności z działem normalizacji.



Rys. 7.  
Kabiny ekranowane do badań radjoodbiorników.

#### VIII. Dział sprzętu pomocniczego.

Zadaniem tego działu w chwili obecnej jest projektowanie i wykonywanie urządzeń zasilających, opartych na zastosowaniu prostowników suchych, oraz przeprowadzenie badań nad stopami żelaza do transformatorów i do cewek telefonicznych.

Prostowniki stykowe kuprytowe oraz selenowe znalazły w ostatnich latach szerokie zastosowanie w elektrotechnice, a w szczególności w technice prądów słabych, gdzie stosuje się je przedewszystkiem do przetwarzania prądu zmiennego, pobieranego z sieci, na prąd stały w celu zasilania obwodu żarzeniowego i anodowego lamp elektronowych, ładowania akumulatorów, zasilania obwodów mikrofonowych aparatów i t. p.

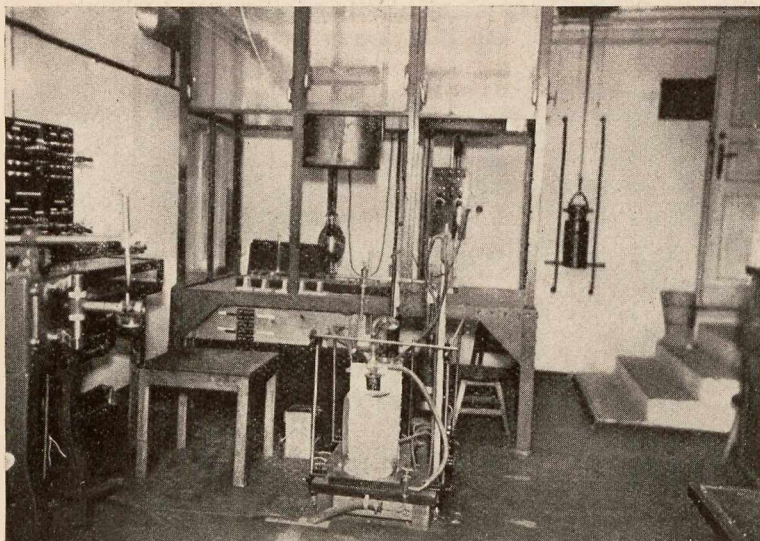
Dział sprzętu pomocniczego wykonywuje w chwili obecnej — obok małych instalacji do zasilania wzmacniaków — szereg urządzeń, mających zasilać centrale telegraficzne w większych miastach, posiadających pewnie działającą sieć prądu zmiennego. Urządzenia te pozwolą na usunięcie stosowanych do tej pory baterji ogniów, niewygodnych i kosztownych w eksploatacji. Trwałość ich jest prawie nieograniczona, zaś sprawność bardzo wysoka.

Co się tyczy stopów magnetycznych, to stopy żelaza z niklem z domieszkami kobaltu, manganu, krzemu i innych pierwiastków posiadają — ze względu na niektóre ważne zastosowania w teletechnice — własności magnetyczne wybitnie lepsze od materiałów magnetycznych, używanych dawniej.

Do badań tych materiałów są opracowywane w P. I. T. specjalne metody oraz budowana niezbędna aparatura.

### IX. Dział normalizacji.

W związku z reorganizacją Rady Teletechnicznej przy Ministrze Poczty i Telegrafów zostały zlikwidowane komisje normalizacyjne, działające przy Radzie, i cała praca normalizacji sprzętu telekomunikacyjnego została powierzona przez Radę do wykonania P. I. T. Jednocześnie został zatwierdzony przez Radę Teletechniczną program prac normalizacyjnych, które mają być wykonane.



Rys. 8.  
Aparatura wysokiej próżni i piece elektryczne.

Ważniejsze punkty tego programu są:

#### 1. Opracowanie norm na:

- a) aparat szeregowy do central automatycznych,
- b) aparat telefoniczny wrzutowy do central automatycznych,
- c) aparat CB,
- d) łącznice abonentowe ręczne CB — 3, 5, 10 i 20 numerowe,
- e) łącznice abonentowe automatyczne,
- f) licznik rozmów,
- g) części składowe łącznic,
- h) izolatory szklane,
- i) poprzeczniki i trzony do izolatorów,
- l) jednostki pracy przy robotach kablowych,
- m) zwisy i naprężenia przewodów brązowych,
- n) kable stacyjne,
- o) bębny do kabli,
- p) kable abonentowe,
- r) kable międzymiastowe,
- s) cewki Pupina,
- t) wzmacniaki,
- u) osprzęt do podwieszania kabli,
- w) kabelki instalacyjne,
- z) osprzęt kabelków instalacyjnych.

#### 2. Opracowanie przepisów na:

- a) przeplecenia obwodów telefonicznych,
- b) przepisy odbioru kwalifikacyjnego.

Z powyższych prac niektóre zostały już wykonane, inne w liczbie kilkunastu znajdują się w opracowaniu przez wybranych specjalistów.

### X. Dział konstrukcyjny.

Dział ten prowadzi prace, związane z bezpośrednim wykonywaniem konstrukcyjnym opracowanych przez poszczególne działy modeli aparatów i urządzeń.

Posiada do swej dyspozycji podręczne biuro konstrukcyjno-kreślarskie oraz jest w ścisłym kontakcie z warsztatem i magazynami.

Przeprowadza instalowanie urządzeń dla eksploatacji.

### WYDZIAŁ RADJOTECHNIKI.

Wydział Radjotechniki Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego objął pewne działy będącego w reorganizacji Instytutu Radjotechnicznego w Warszawie. W chwili obecnej działy te są następujące: I—Naukowy, II—Kontroli nadawców, III—Lamp elektronowych, IV—Materiałów piezoelektrycznych i magnetycznych, V—Probieryczy.

W działach tych prowadzone są prace, podyktowane potrzebami naukowo-technicznymi i eksploatacyjnymi, przede wszystkim Ministerstwa Poczty i Telegrafów, a następnie innych instytucji państwowych i prywatnych, zainteresowanych w radjokomunikacji i radjofonji.

#### I. Dział Naukowy.

Dział ten ma za zadanie podejmowanie badań nad zagadnieniami teoretycznymi i doświadczalnymi nowymi lub takimi, które wyłaniają się z prac innych działów P. I. T. w dziedzinie radjotechniki.

Przedewszystkiem prowadzone są tu prace nad wytwarzaniem, stabilizacją i pomiarami częstotliwości drgań elektrycznych oraz nad lampami elektronowymi.

Zagadnienia wytwarzania, stabilizacji i pomiarów częstotliwości są ściśle między sobą powiązane. Dla radjotechniki spóczesnej posiadają one doniosłe znaczenie tak z punktu widzenia naukowo-technicznego, jak i eksploatacyjnego, bowiem budowa radjostacji nadawczych oraz ich racjonalne użytkowanie nie jest dziś do pomyslenia bez postawienia powyższych zagadnień na właściwym poziomie.

W dziedzinie wytwarzania i stabilizacji drgań prace były prowadzone z jednej strony w kierunku teoretycznego rozpatrzenia przyczyn niestałości częstotliwości, z drugiej strony w kierunku doświadczalnego zbadania układów, mogących służyć za podstawę przy projektowaniu i budowie generatorów o dużej stałości częstotliwości dla różnych potrzeb radjotechniki (generatory wzbudzające, małe nadajniki przenośne, generatory dla celów laboratoryjno-pomiarowych i t. d.). Stwierdzono, że fizyczną przyczyną zmian częstotliwości, zachodzących wraz ze zmianą warunków pracy układu, jest występowanie harmonicznych; przez usunięcie ich lub niedopuszczenie do ich powstawania osiąga się stałość częstotliwości. Również opracowano tu inny sposób stabilizacji, polegający na samoczynnym sprowadzaniu pracy układu do stanu granicznego. Wynikami prac teoretycznych jest szereg publikacji w literaturze fachowej krajowej i zagranicznej. Prace te, posiadające bardziej ogólne znaczenie naukowe, oświetlają pod nowym zupełnie kątem widzenia mechanizm zmian częstotliwości układów generacyjnych. Spotkały się one z przychylną oceną oficjalnych środowisk naukowych zagranicznych, gdzie w publikacjach cytowane są in extenso wyciągi z prac Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego.

W kierunku doświadczalnym prowadzone są pewne studia nad termostatami dla układów generacyjnych. Są to prace przygotowawcze w związku z budową generatorów wzbudzających przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny. Jako układy generacyjne wchodzi tu w grę bądź to układy o stabilizacji elektrycznej, a więc z obwodami oscylacyjnymi, złożonymi z indukcyjności i pojemności, bądź to

układy ze stabilizacją mechaniczną, przede wszystkim piezoelektryczną (kwarc i turmalin).

W dziedzinie pomiarów częstotliwości prowadzone są prace nad metodami i urządzeniami dla bezwzględnych pomiarów częstotliwości oraz międzynarodowych porównywań wzorców częstotliwości.

Międzynarodowe porównania częstotliwości wzorców różnych krajów pokazały, że opracowana w P. I. T. i stosowana przez 2 lata fotograficzna metoda bezwzględnych pomiarów częstotliwości wzorców daje dokładność rzędu 1 do 1,5 na  $10^6$  — przy stosunkowo krótkim czasie pomiaru (około jednej godziny). Okazało się również, że dokładność ta może być polepszona przy zastosowaniu niektórych udoskonaleni technicznych w aparaturze. Zdecydowano więc zainstalować urządzenie stałe, pracujące na podstawie opracowanej przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny metody pomiarowej.

Odpowiednia nowa aparatura, wykonana częściowo według życzeń Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego przez angielską firmę Muirhead, została zainstalowana w roku bieżącym.

Nowy wzorzec częstotliwości posiada regulację temperatury oraz ciśnienia barometrycznego, co zapewnia znacznie wyższą od dotychczasowego wzorca stałość częstotliwości.

W celu sprawdzenia używanych metod i ich dokładności są co pewien czas organizowane pomiary, w których biorą udział ośrodki kontroli częstotliwości różnych krajów. Pomiary te odbywają się wg. ustalonego programu i dzięki jednoczesności poszczególnych pomiarów uzyskuje się niezależność wyników od wahań częstotliwości mierzonej stacji. Pomiar zazwyczaj składa się z dwóch części: 1) z określenia różnic pomiędzy częstotliwością odbieranej modulacji a częstotliwością lokalną wzorca (1 000 c), uskutecznianego z dokładnością 1 do 4 na 100 milionów w odniesieniu do częstotliwości wzorca, 2) z jednoczesnego pomiaru częstotliwości lokalnego wzorca zapomocą metody bezwzględnej, t. j. przez porównanie z wahadłem astronomicznym, wykonywanego z dokładnością 1 do 1,5 na 10 milionów. Do błędu tego pomiaru dodaje się błąd, wynikający z określenia ruchu wahadła astronomicznego rzędu 2 do 5 na 100 milionów. Z 1) i 2) określa się w P. I. T. częstotliwość modulacji wzorcowej z dokładnością 2 do 2,5 na 10 milionów.

W pomiarach tego rodzaju bierze udział większa ilość laboratoriów europejskich. Ze względu na ich jednoczesność pomiary te mają charakter międzynarodowych porównań częstotliwości wzorców i metod, stosowanych do bezwzględnego określania częstotliwości wzorców.

W ostatnich paru latach zostało uskuteczonych szereg nadawań. W pomiarach tych biorą zazwyczaj udział następujące instytucje:

*Wielka Brytania:* National Physical Laboratory, Royal Aircraft Establishment, General Post Office, Air Ministry, Marconi's Research Laboratories;

*Francja:* Laboratoire National de Radioélectricité;

*Niemcy:* Physikalisch Technische Reichsanstalt;

*Polska:* Państwowy Instytut Telekomunikacyjny;

*Belgia:* Union Internationale de Radiodiffusion;

*Dania:* Zarząd Poczty;

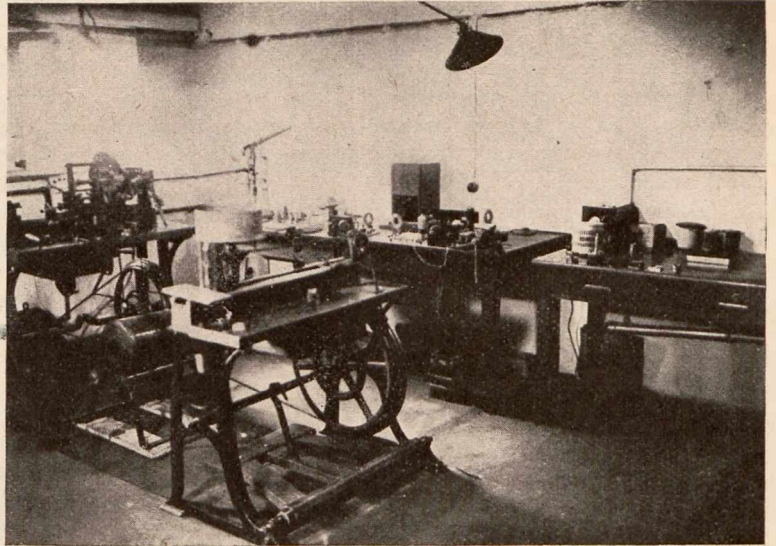
*Italia:* Zarząd Poczty i Telegrafów;

*Z. S. R. R.:* szereg laboratoriów.

Odchylenia pomiędzy wartością, zmierzoną w Instytucie, a średnią z danych z najlepszych spośród wymienionych laboratoriów, jest rzędu jednego na dziesięć milionów.

Specjalne urządzenie do porównań częstotliwości wzorców zostało opracowane i zainstalowane jeszcze w Instytucie Radjotechnicznym w r. 1931.

W dziedzinie lamp elektronowych prowadzone są studia nad lampami do celów generacji prądów wielkiej częstotliwości, pracującymi na zasadzie hamującego działania pól magnetycznych na elektrony (magnetrony zwykłe, z dzieloną anodą, lampy specjalne i t. d.).



Rys. 9.  
Maszyny do obróbki materiałów piezoelektrycznych.

Studia te podyktowane są koniecznością przygotowania lamp generacyjnych dla prac w dziedzinie fal ultrakrótkich, które, jak wiadomo, odgrywają coraz to większą rolę w zagadnieniach radjokomunikacyjnych. Wynikiem tego jest pewna ilość modeli lamp magnetronowych dla fal decymetrowych, wykonanych w Dziale lamp elektronowych. Z innych lamp należy tu wspomnieć o specjalnej lampie generacyjnej, działającej na zasadzie ujemnej oporności, uzyskiwanej dzięki pewnym własnościom wtórnej emisji elektronowej w polu magnetycznym.

## II. Dział Kontroli Nadawań.

Dział ten ma za zadanie regularną kontrolę nadawań radjostacji polskich oraz — na żądanie zainteresowanych administracji — również nadawań radjostacji zagranicznych. Kontrola ta narazie dotyczy częstotliwości tych nadawań tak co do jej wartości, jak i stałości. W chwili obecnej praca tego działu jest całkowicie ustabilizowana i nosi charakter normalnej eksploatacji.

Prace działu polegają na pomiarach oraz na regulacji częstotliwości radjostacji nadawczych.

A. Współpraca z administracjami, eksploatującymi radjostacje nadawcze (Min. Poczty i Telegrafów, Polskie Radio, Min. Komunikacji).

1) Kontrola częstotliwości stacji nadawczych. Kontrolę uskutecznia się w celu uchronienia stacji przed wykroczeniem z przyznanego jej pasa. Kontrola częstotliwości odbywa się wg. ustalonego programu: stacje telegraficzne nadają specjalny sygnał pomiarowy, zaś stacje telefoniczne są kontrolowane podczas pracy. Kontrola — zależnie od umowy — odbywa się raz lub 2 razy dziennie. Wyniki pomiarów są ujęte w formę zestawień, które co 10 dni wraz z odpowiednimi wykresami dla każdej stacji wysyła się zainteresowanym administracjom.

2) Regulacja częstotliwości stacji nadawczych. Jeżeli

pomiar częstotliwości stacji wykazuje odchylenie od przyznanej częstotliwości większe, niż tolerancja na to zezwala, odpowiednia administracja zostaje o tem natychmiast telefonicznie zawiadomiona. W ten sposób stacja ma możność w bardzo szybkim czasie z powrotem doprowadzić swą częstotliwość do wartości przepisowej. Gdy zachodzi jednak trudność wyregulowania, stacja łączy się telefonicznie z instytutem; częstotliwość stacji jest stale podczas regulacji stacji mierzona i po każdym takim pomiarze odpowiednie instrukcje są udzielane personelowi stacji nadawczej i tak stopniowo doprowadza się do właściwej częstotliwości.

3) Na żądanie zainteresowanych administracji zostają uskutezczane pomiary częstotliwości stacji polskich i zagranicznych, co do których zachodzi podejrzenie, że przez wykroczenie z przyznanego im pasa przeszkadzają stacjom danej administracji.

Dokładność pomiaru wynosi od 0,02 do 0,01%, w zależności od stałości częstotliwości stacji i rodzaju nadawania.

Dział ten jest w stałym kontrakcie z Centrum Kontrolnym Unji Radjofonicznej w Brukseli.

Obecnie kontroluje się ok. 30 stacji radjotelegraficznych i radjofonicznych, wykonując ok. 900 pomiarów miesięcznie, ujętych w ok. 30 zestawieniach dekadowych.

B. Współpraca z wytwórniami stacji nadawczych. Współpraca ta polega na udzieleniu pomocy przy ostatecznym wystrojeniu stacji i przy określeniu stopnia wpływu na częstotliwość poszczególnych czynników.

### III. Dział lamp elektronowych.

Zadanie tego działu polega na prowadzeniu studiów teoretycznych i doświadczalnych nad budową lamp elektronowych. W pierwszym etapie wybrano tu lampy nadawcze z katodą wolframową o chłodzeniu powietrzem, różnych typów, od najmniejszych do największych. W chwili obecnej zagadnienie regeneracji lamp przepalonych oraz uszkodzonych zostało całkowicie opanowane. Co się zaś tyczy przygotowania zupełnie nowych lamp trójelektrodowych, kenotronów oraz lamp specjalnych dla celów badawczych (np. magnetrony, dynatrony i t. p.), to również nie napotyka już ono na specjalne trudności.

Dział ten obejmuje warsztat szklarski, podręczny warsztat mechaniczny dla przygotowywania elektrod oraz instalację wysokiej próżni wraz z piecami elektrycznymi i szybkozmiennymi do wygrzewania lamp i elektrod, bombardowania elektrod, instalację do badań lamp na pompie oraz urządzenia do wodowania elektrod.

Prace, prowadzone w tym dziale, mają znaczenie dwójakiego rodzaju: dla eksploatacji — ze względu na możność regeneracji lamp, używanych na radiostacjach państwowych (co pozwala na obniżenie kosztu godziny pracy stacji) — oraz dla celów naukowo-badawczych (pozwala to na przygotowanie nowych typów lamp, szczególnie ważnych w dziedzinie fal ultrakrótkich, gdzie nie zawsze odpowiednie typy takich lamp są dostępne na rynku).

Poza tem warsztat szklarski i próżniowy jest w stanie wykonywać szereg niezbędnych dla innych działów P. I. T. prac szklarsko - próżniowych, jak: regulatory rtęciowe, termopary, kwarcie świecące i t. d.

### IV. Dział materiałów piezoelektrycznych i magnetycznych.

Dział ten pracuje nad niezmiernie ważnym dla dzisiejszej radjotechniki zagadnieniem materiałów piezoelektrycznych, stosowanych jako stabilizatory częstotliwości. Przedewszystkiem wchodzi tu w grę kwarc i turmalin w postaci

płytek, krążków lub pierścieni, odpowiednio wyciętych z kryształów.

Zagadnienie sprowadza się przedewszystkiem do opanowania techniki cięcia tych płytek, szlifowania i określania ich własności elektrycznych, a następnie do opracowania odpowiednich opravek do tych stabilizatorów.

Ten etap badań został całkowicie zakończony; zostały wykonane i zainstalowane niezbędne maszyny do cięcia i szlifowania kwarcu i turmalinu oraz urządzenia do określania kierunków cięcia. Doszlifowanie odbywa się w ścisłym kontakcie z instalacją wzorca częstotliwości. W chwili obecnej wyrób płytek kwarcu i turmalinu z surowców zagranicznych można uważać za całkowicie rozwiązany. (Co się tyczy surowca krajowego, to przeprowadzone łącznie z Państwowym Instytutem Geologicznym badania wykazały jego nieprzydatność dla celów piezoelektrycznych).

W dalszym ciągu prowadzone są badania nad spójcznikami temperaturowymi częstotliwości kwarców. W związku z tem opracowuje się metody wyrobu kwarców pierścieniowych o spójczniku zerowym. Prace te są na tyle zaawansowane, iż otrzymanie pierścieni o spójczniku temperaturowym rzędu paru na milion okresów i na jeden stopień Celsjusza nie nastęrcza już dziś trudności.

Równocześnie rozpoczęte są prace nad stabilizatorami świecącymi oraz nad specjalnymi oscylatorami dwicestemni, wytwarzającymi niską częstotliwość drogą dudnień dwóch kwarców, drgających wielką częstotliwością.

Dział ten wykonywa stabilizatory tak dla potrzeb wewnętrznych P. I. T., jak i na zewnątrz, na zapotrzebowanie instytucji państwowych i prywatnych.

W dziedzinie materiałów magnetycznych prowadzone są studia nad sproszkowanymi materiałami ferromagnetycznymi. Zostały opracowane metody wyrobu rdzeni dla częstotliwości wielkich (radjowych) i małych (teletechnicznych). Badania przeprowadzone nad cewkami z takimi rdzeniami wykazały, że właściwości ich nie ustępują podobnym rdzeniom pochodzenia zagranicznego i że mogą znaleźć zastosowanie w szeregu przypadków, gdzie dotychczas używane były cewki bezzrdzeniowe. W związku z tem uruchomiono na niewielką skalę wyrób rdzeni dla potrzeb wewnętrznych Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego.

### V. Dział probierczy.

Dział ten ma za zadanie przeprowadzanie prac probierczych, jak to: badań, pomiarów i sprawdzeń sprzętu, aparatów i urządzeń tak dla potrzeb wewnętrznych P. I. T., jak i na zapotrzebowanie zewnętrzne (instytucji rządowych lub osób prywatnych). W związku z tem prowadzone są w tym dziale studia i prace nad metodami pomiarów i badań, opracowywane są odpowiednie instrukcje i przepisy oraz instalowane są niezbędne urządzenia pomiarowe. W chwili obecnej dział probierczy jest zorganizowany i wyposażony we wzorce i przyrządy pomiarowe w takim stopniu, iż pozwala na prowadzenie wszystkich ważniejszych prób i badań z dziedziny prądów w. cz. i elektroakustyki (kabin ekranowane z urządzeniami do badań radjoodbiorników, kamera akustyczna, układy do badania lamp elektronowych i t. d.).

Wyniki przeprowadzonych badań podawane są w postaci Świadectw lub Wyników Badania albo w postaci Sprawozdań.

Dział ten zajmuje się ostatnio intensywnym badaniem prostszych układów radjoodbiorniczych w związku z opracowywaniem typu popularnego odbiornika radjofonicznego dla rynku polskiego.



# NOWE METODY POMIARU OPORU OGNIW, W SZCZEGÓLNOŚCI OGNIW NORMALNYCH I AKUMULATORÓW

Dr. inż. W. KRUKOWSKI  
Profesor Politechniki Lwowskiej

**Streszczenie.** Przy pracach nad ustaleniem polskich podstawowych wzorców siły elektromotorycznej w Laboratorium Elektrotechnicznym Politechniki Lwowskiej wyłoniło się zagadnienie pomiaru oporu ogni normalnych. Żadna ze znanych dotychczas metod nie nadaje się do pomiaru oporu ogni normalnych. Z tego powodu zostały przez autora opracowane nowe metody, polegające na zasadzie następującej.

Mierzy się różnice między napięciem ogniwa badanego, przy różnych jego obciążeniach, i niezmiennym napięciem pomocniczym, możliwie zbliżonym do tego napięcia. Zasada ta nadaje się zarówno do pomiaru oporu ogni w wysokim oporze i bardzo małej obciążalności, jakimi są ogniwa normalne, jak i do pomiaru ogni w bardzo małym oporze, jakimi są akumulatory. Dokładne omówienie nowych metod poprzedza krótki przegląd i krytyka znanych metod pomiaru oporu ogni.

## I. Uwagi wstępne.

**D**LA uniknięcia nieporozumień, jest może wskazane podkreślić odrazu na wstępie, że pod „oporem ogniwa“ w niniejszej pracy jest zawsze rozumiana wielkość, nazywana przeważnie „oporem wewnętrznym“ ogniwa. Ten tradycyjny „opór wewnętrzny“ pochodzi jeszcze z czasów, kiedy się dyskutowało nad najkorzystniejszym oporem „zewnętrznym“ i podobnymi zagadnieniami, nie mającymi dzisiaj już żadnego praktycznego znaczenia. Nazwa „opór wewnętrzny“ nie ma logicznego uzasadnienia, gdyż jasnym jest, że jeżeli mówi się o oporze jakiegoś obiektu, w danym przypadku ogniwa, to nie ulega, zdaje się, wątpliwości, że ma się na myśli tylko ten opór, a nie naprzykład jakiś inny, przyłączony do jego zacisków. Zresztą jeżeli jest mowa o oporach transformatorów, galwanometrów i t. p., to także nie mówi się nigdy o oporach wewnętrznych. Z analogicznych względów dalej będzie również zawsze mowa o spadku napięcia ogniwa, a nie o „wewnętrznym“ spadku napięcia. Omawiane dalej metody pomiaru oporu ogni zostały opracowane przez autora niniejszej pracy w Laboratorium Elektrotechnicznym Politechniki Lwowskiej, w związku z pracami nad ustaleniem polskiej jednostki siły elektromotorycznej i jej wzorców, to znaczy ogni normalnych<sup>1)</sup>.

Opór ogni normalnego jest jedną z wielkości, charakteryzujących stan ogniwa i pomiar oporu, wykonywany w pewnych odstępach czasu, może dać cenne wskazówki co do zmian, zachodzących w ogniwie. W nader obszernej literaturze, poświęconej ogniwo normalnym, sprawa oporu ogni nie jest jednak prawie zupełnie poruszana, a to przypuszczalnie dlatego, że żadna ze znanych dotychczas metod pomiaru oporu ogni nie nadaje się do pomiaru oporu ogni normalnych. Przy opracowaniu nowych metod okazało się, że zasada, na której te metody zostały oparte, daje się w nieco odmiennej formie zastosować do wszelkiego rodzaju ogni, nie wyłączając akumulatorów, przy których znane

<sup>1)</sup> Zasady opisanych niżej metod pomiaru oporu ogni zostały podane przez autora na posiedzeniu Oddziału Lwowskiego Polskiego Towarzystwa Fizycznego w dniu 2 marca 1934 r.

Pracom nad ustaleniem polskich jednostek wielkości elektrycznych, wykonywanym wspólnie przez Główny Urząd Miar i Laboratorium Elektrotechniczne Politechniki Lwowskiej, będzie poświęcona oddzielna, będąca w przygotowaniu publikacja.

metody również zawodzą. Pomiar oporu może jednak i przy akumulatorach mieć duże znaczenie, jeżeli metoda pomiaru jest prosta i pewna. Pomiar oporu akumulatorów, wykonywany w pewnych odstępach czasu, może mieć jeszcze większe znaczenie praktyczne, niż pomiar oporu ogni normalnych. W dalszym ciągu niniejszej pracy będą omawiane tylko zasady poszczególnych metod pomiaru, czysto praktyczne szczegóły natomiast będą naogół pominięte.

## II. Dawne metody pomiaru oporu ogni i ich krytyka.

Pomiary oporu ogni galwanicznych są w starszych dziełach, traktujących o pomiarach elektrycznych, omawiane stosunkowo obszernie<sup>2)</sup>. Metody, opisywane w tych dziełach, pochodzą częściowo jeszcze z czasów, kiedy jedynym źródłem prądu były pierwotne ogniwa galwaniczne, stosowane — prawie wyłącznie — do urządzeń telegraficznych. Elektryczne przyrządy miernicze były w tych czasach jeszcze bardzo niedoskonałe i ograniczały się właściwie do galwanometrów lusterkowych o ruchomych magnesach i do stosunkowo mało dokładnych zespołów oporowych. Galwanometry były przede wszystkim zdadne do metod zerowych, w najlepszym razie jeszcze do określenia stosunku natężenia prądu. Przyrządów do wykonywania w prosty i pewny sposób pomiaru natężenia prądu i napięcia w dokładnie ustalonych jednostkach wtedy jeszcze nie było.

W miarę rozwoju elektrotechniki ogniwa galwaniczne odsuwały się na plan coraz dalszy, i zainteresowanie dla nich oraz bardziej malało. Jest więc zrozumiałe, że w nowszych podręcznikach z dziedziny pomiarów elektrycznych pomiary oporu ogni galwanicznych są traktowane nader powierzchownie albo nawet zupełnie pomijane. Mniej zrozumiałe jest natomiast, że tam, gdzie się mówi o tych pomiarach<sup>3)</sup>, znajdujemy te same metody, które są opisywane w najstarszych prawie dziełach, chociaż przy obecnym stanie techniki pomiary te można wykonać w sposób znacznie prostszy i dokładniejszy.

Metody pomiaru oporu ogni można podzielić na dwie grupy: 1) pomiar spadku napięcia w ogniwie; 2) metody mostkowe. Podział ten zresztą jest nieściśły, gdyż i przy metodach mostkowych pomiar jest właściwie oparty na porównywaniu spadków napięcia. Istotniejszy jest może podział metod w zależności od tego, czy do pomiaru jest użyty prąd stały, czy prąd zmienny. Czy należy uważać za miarodajniejsze wyniki, otrzymane prądem stałym czy prądem zmiennym, to jest zagadnieniem specjalnym, które nie będzie na tem miejscu obszerniej poruszane. Nie ulega jednak, zdaje się, wątpliwości, że większe praktyczne znaczenie posiadają wyniki, otrzymane przy pomiarach prądem stałym. Takie wartości oporu charakteryzują ogniwo pod względem jego spadku napięcia, który występuje przy jego pracy. Często możnaby się wogóle ograniczyć do określenia spadku napięcia przy określonym obciążeniu, np. przy nominalnym natężeniu prądu danego ogniwa.

<sup>2)</sup> Patrz np. znane angielskie dzieło Kempe'a i podręczniki Kittlera.

<sup>3)</sup> Patrz np. Kohlrausch F. Lehrbuch der praktischen Physik, wyd. 16. Leipzig — Berlin 1930, p. 555 i Linker, A. Elektrotechnische Messkunde, wyd. 4. Berlin 1932 p. 27.

Normalnie pomiary oporu ogniwi, przy zastosowaniu prądu stałego, są wykonywane przy kierunku prądu w ogniwie odpowiadającym „wyładowaniu” ogniwa. W pewnych przypadkach, przede wszystkim przy akumulatorach i ogniwach normalnych, jest jednak pożądane, żeby pomiar był wykonany i przy odwrotnym kierunku prądu, t. zn. przy kierunku „ładowania” ogniwa.

1. *Metody pomiaru spadku napięcia.* Do tej grupy należą metody, polegające na pomiarze napięcia na zaciskach ogniwa przy dwóch różnych obciążeniach. Wychodzi się przytem z założenia, że siła elektromotoryczna w czasie wykonywania całego pomiaru posiada wartość stałą.

Napięcie  $U$  na zaciskach ogniwa, jego siła elektromotoryczna  $E$ , opór (mierzony)  $R_x$  i natężenie prądu  $I$ , przepływającego przez ogniwo, są związane równaniem następującym

$$U = E - R_x I \quad \dots \quad (1)$$

$I$  jest dodatnie, jeżeli ogniwo się „wyładowuje”, ujemne — jeżeli ogniwo jest „ładowane”.

Jeżeli  $U_1$  i  $U_2$  oznaczają napięcia ogniwa przy dwóch różnych natężeniach prądu  $I_1$  i  $I_2$ , to otrzymujemy dwa równania:

$$U_1 = E - R_x I_1 \quad \dots \quad (2a)$$

$$U_2 = E - R_x I_2 \quad \dots \quad (2b)$$

Z równań (2) wynika:

$$R_x = \frac{U_1 - U_2}{I_2 - I_1} \quad \dots \quad (3)$$

W praktyce pomiar jest wykonywany prawie zawsze w ten sposób, że mierzy się siłę elektromotoryczną  $E$ , czyli napięcie na zaciskach nieobciążonego ogniwa ( $U_1 = E$ ,  $I_1 = 0$ ) i napięcie  $U$  ogniwa ( $U_2 = U$ ) przy jakimś natężeniu prądu  $I = I_2$ , otrzymanem przez przyłączenie do zacisków ogniwa jakiegoś oporu. Otrzymuje się wtedy na podstawie wzoru (1) albo (3).

$$R_x = \frac{E - U}{I} \quad \dots \quad (4)$$

$E$  i  $U$ , względnie ogólnie  $U_1$  i  $U_2$ , można najdokładniej zmierzyć zapomocą przyrządu kompensacyjnego. Wynik, otrzymany z tego rodzaju pomiaru, będzie jednak tylko pozornie bardzo dokładny i dlatego zastosowanie przyrządu kompensacyjnego jest tylko niepotrzebną komplikacją. Zmienność siły elektromotorycznej i oporu ogniwa jest prawie zawsze tak znaczna, że dążenie do wykonania bardzo „dokładnego” pomiaru jest zupełnie bezcelowe. Przy pomiarze oporu pierwotnych ogniwi galwanicznych jest zupełnie wystarczający pomiar napięcia zapomocą dobrego przyrządu ze stałym magnesem i ruchomą cewką o oporze co najmniej około 100  $\Omega$  na 1 V zakresu pomiaru, czyli o maksymalnym poborze prądu, nieprzekraczającym 10 mA. Opory ogniwi pierwotnych suchych i mokrych są rzędu kilku dziesiątych do kilku ohmów i dlatego przy zastosowaniu przyrządów tego rodzaju można bez zastosowania jakiegokolwiek poprawki uważać, że napięcie, zmierzone przy ogniwie nieobciążonym równa się sile elektromotorycznej. Dobre współczesne przyrządy, przeznaczone specjalnie do pomiaru napięć przy prądzie stałym, posiadają zresztą opory przeważnie znacznie większe, normalnie co najmniej 200  $\Omega/V$  ( $I$  max. 5 mA), a w przyrządach specjalnych nawet do 10 000  $\Omega/V$  i wyżej ( $I$  max. 0,1 mA i nawet mniej)<sup>4)</sup>.

W literaturze spotyka się różne, poczęści bardzo skomplikowane, nieprzejrzyste i zupełnie przestarzałe meto-

dy pomiaru oporu ogniwi. Wystarczy tu wspomnieć np. o metodach Ohma i Waltenhofena - Beetz<sup>5)</sup>. W zasadzie wszystkie te metody, o ile nie są metodami mostkowymi, nie są niczem innym, jak odmianami metody pomiaru spadku napięcia, nie mającymi jednak przy obecnym stanie techniki pomiarów elektrycznych najmniejszej racji bytu.

2. *Metody mostkowe.* Metody te polegają na zasadzie mostku Wheatstone'a; spotyka się zarówno metody prądu stałego, jak i zmiennego. Do pierwszego rodzaju metod należy naprzykład spotykana często w literaturze metoda Mance'a. W tym układzie badane ogniwo jest włączone w mostek, podobnie jak się włącza inne opory, które mają być mierzone w mostku; jest ono jedynym źródłem siły elektromotorycznej w układzie. Przy wykonaniu pomiaru dobiera się opory w innych gałęziach mostku tak, aby znajdujący się w jednej przekątnej galvanometr nie zmieniał odchylenia przy zamykaniu i otwieraniu wyłącznika w przewodzie, tworzącym drugą przekątną. Metoda Mance'a nie ma obecnie już żadnego praktycznego znaczenia, jak zresztą wszystkie podobne metody.

Mostki prądu zmiennego w zastosowaniu do pomiaru oporu ogniwi są znane w różnych odmianach. Najprostszym układem jest znany układ Kohlrauscha do pomiaru oporu elektrolitów. Wadą tego układu, przy włączeniu jako nieznanego opór jednego ogniwa, jest to, że w mostku płyną oprócz prądów zmiennych jeszcze prądy stałe, których źródłem jest badane ogniwo. Prądami temi jest obciążone zarówno to ogniwo, jak i przyrząd zerowy (naprzykład telefon). Wady te można usunąć albo przynajmniej znacznie zmniejszyć, mierząc jednocześnie opór dwóch włączonych przeciw sobie, możliwie identycznych ogniwi. Inną doskonalszą metodą, zapobiegającą powstaniu prądów stałych, jest włączenie w odpowiednich gałęziach mostka kondensatorów. Jako najlepszą w zasadzie formą tego rodzaju mostka należy uważać układ Nernsta i Haagana. Ta metoda jest jednak nader skomplikowana i nie ma większego praktycznego zastosowania, jak zresztą wszystkie metody mostkowe pomiaru oporu ogniwi.

Na zakończenie tego krótkiego przeglądu znanych metod pomiaru oporu ogniwi należy stwierdzić, że jedyną stosowaną na szerszą skalę metodą jest pomiar napięcia nieobciążonego i obciążonego ogniwa zapomocą odpowiedniego przyrządu wskaźkowego. Prąd „obciążenia” jest albo mierzony zapomocą amperomierza, albo obliczany z wielkości znanego oporu, użytego jako obciążenie. Nie stoi zresztą nic na przeszkodzie do wykonywania tego rodzaju pomiarów i przy „ujemnym” natężeniu prądu. Jeżeli tego rodzaju pomiary nie są normalnie wykonywane i jeżeli niema, zdaje się, nigdzie w literaturze wzmianek o tego rodzaju pomiarach, to przypuszczalnie dlatego, że pomiar „przy ładowaniu” ma większe praktyczne znaczenie tylko przy akumulatorach, gdzie jednak metoda pomiaru spadku napięcia tak, jak ona normalnie jest wykonywana, wogóle zawodzi.

Nowoczesne metody pomiaru napięć przy prądzie zmiennym pozwalają na bezpośredni pomiar spadku napięcia, wywołanego w ogniwie prądem zmiennym. Dla uniknięcia prądów stałych należy przy takim pomiarze włączyć w szereg z badanym ogniwiem kondensator o większej pojemności. Zależnie od wielkości spadku napięcia wchodzi w rachubę różne metody pomiaru. Przy małych spadkach napię-

<sup>4)</sup> Przepisy VDE (VDE 0807/1928 i VDE 0808/1928) przewidują np. zastosowanie przyrządów o oporze nie mniejszym, niż 100  $\Omega/V$ .

<sup>5)</sup> Waltenhofen, v. Pogg. Annalen 134 (1868) p. 218 ETZ 12 (1891) p. 243 i Beetz, v. Pogg. Annalen 142 (1871) p. 573 jak również Kittler, E. Handbuch der Elektrotechnik, wyd. 2, t. I. Stuttgart 1892 p. 357.

cia można użyć przyrządów na prąd stały, przyłączonych zapomocą prostowników, np. sterowanych prostowników mechanicznych, albo zastosować metodę kompensacyjną. Obie te metody mają tę zaletę, że pozwalają określić przesunięcie fazy między prądem i napięciem, co może być pożyteczne przy wyjaśnieniu niektórych zagadnień specjalnych. W każdym razie zastosowanie prądu zmiennego przy metodach pomiaru spadku napięcia wydaje się bardziej celowe, niż stosowanie mostków na prąd zmienny.

Jak już było powiedziane na wstępie, żadna ze znanych metod pomiaru oporu ogniw nie nadaje się właściwie do pomiaru oporu ogniw normalnych i akumulatorów. Powody są w obu wypadkach pozornie różne.

Przy ogniwach normalnych trudność polega na tem, że obciążalność tych ogniw jest bardzo mała. Jakie obciążenie ogniwa normalnego można w poszczególnych przypadkach dopuścić, zależy zarówno od konstrukcji ogniwa, czasu obciążenia, jak przede wszystkim od tego, do jakiej klasy dane ogniwo należy. W każdym razie przy ogniwach, przeznaczonych do pomiarów najwyższej precyzji, unika się możliwe każdego niepotrzebnego obciążenia. Wystarczy może przytoczyć jako przykład, że przy porównaniach siły elektromotorycznej ogniw, wchodzących w skład podstawowego wzorca siły elektromotorycznej, w Laboratorium Elektrotechnicznym Politechniki Lwowskiej dopuszcza się chwilowo obciążenie ogniwa prądem o natężeniu najwyżej  $5 \times 10^{-9}$  A a w niektórych przypadkach nawet tylko  $5 \times 10^{-10}$  A. Jako najwyższe dopuszczalne obciążenie ogniwa przy pomiarze oporu można może przyjąć  $5 \times 10^{-8}$  do  $1 \times 10^{-7}$  A. Przy tych natężeniach prądu spadek napięcia przy oporze ogniwa rzędu 100 do 1000  $\Omega$  wynosiłby więc tylko około  $5 \times 10^{-6}$  do  $1 \times 10^{-4}$  V. Z tego wynika, że nawet przy zastosowaniu pierwszorzędnego urządzenia kompensacyjnego, a tylko układy kompensacyjne wchodzi w rachubę, pomiar spadku napięcia jest właściwie niewykonalny. Pomijając zresztą trudności, związane z osiągnięciem dostatecznej dokładności pomiaru spadku napięcia, duże trudności sprawia jeszcze odpowiednie obciążenie ogniwa, gdyż potrzebne są ku temu opory rzędu 10 M $\Omega$ , których wielkość jest znana z dokładnością paru procentów. Wykonanie pomiaru przy ujemnym prądzie nastęrcza trudności jeszcze większe. Zastosowanie do pomiaru oporu ogniw normalnych mostka na prąd zmienny wydaje się jeszcze bardziej ryzykowne. Przy tej metodzie można co prawda uniknąć zupełnie obciążenia ogniwa prądem stałym, ale zato obciąża się ogniwo prądem zmiennym i to w sposób, którego wpływ trudno określić. Obciążenie prądem zmiennym musi w każdym razie być dosyć znaczne, gdyż czułość przyrządów zerowych na prąd zmienny (telefon albo galwanometr wibracyjny) jest stosunkowo mała. Zastosowanie układów wzmacniających byłoby dalszą znaczną komplikacją.

Co się tyczy ogniw akumulatorowych, to trudność pomiaru oporu polega tu głównie na tem, że mierzony opór jest bardzo mały, wynosi on nawet przy stosunkowo małych przenośnych ogniwach zaledwie  $1 \times 10^{-2}$   $\Omega$ , a przy większych ogniwach stacyjnych może być mniejszy, niż  $1 \times 10^{-5}$   $\Omega$ . Można przyjąć, że spadek napięcia ogniwa akumulatorowego przy natężeniu prądu, odpowiadającym wyładowaniu ogniwa w ciągu trzech godzin, jest rzędu 0,05 V, czyli rzędu 2% napięcia ogniwa.

Ten mały spadek napięcia jest powodem, że nawet przy korzystnych warunkach pomiaru zwyczajna metoda pomiaru spadku napięcia nie może dać dokładniejszych wyników. Jeżeli np. odchylenie przyrządu przy pomiarze napięcia wynosi około 100 działek, to spadkowi napięcia przy obciążeniu ogniwa prądem nominalnym odpowiada zmiana wychylenia przyrządu o mniejwięcej dwie działki. W tych warun-

kach pomiar oporu będzie obarczony błędem rzędu 10%. Wykonanie pomiaru przy małym obciążeniu ogniwa albo przy dwóch mało od siebie różniących się obciążeniach nie może być wogóle wykonane. Większą dokładność możnaby osiągnąć, stosując dokładny przyrząd kompensacyjny. Przyrząd tego rodzaju jednak tylko w wyjątkowych wypadkach mógłby być zastosowany do pomiaru przy baterji stacyjnej.

Mostki w układzie Wheatstone'a nie wchodzi oczywiście wogóle w rachubę przy oporach, jakie spotykamy w akumulatorach. W zasadzie możnaby zastosować inną z metod, stosowanych do małych oporów, naprzykład mostek Kelvina (Thomsona) albo metodę Hockin-Matthiesena. Zastosowanie tych metod przy prądzie zmiennym byłoby jednak conajmniej bardzo trudne. W literaturze znajdujemy co prawda wzmianki o tego rodzaju i innych metodach, zmierzających do pokonania trudności pomiaru oporu akumulatorów<sup>4)</sup>. Jedyną metodą na prąd zmienny, która mogłaby doprowadzić do celu, wydaje się wymieniony wyżej bezpośredni pomiar spadku napięcia. Metoda ta nie była jednak, zdaje się, dotychczas jeszcze nigdy zastosowana.

### III. Nowe metody pomiaru oporu ogniw.

Z poprzedniego wynika, że metody pomiaru spadku napięcia zawiodą w wypadku ogniw normalnych i akumulatorów dlatego, że małe spadki napięć są otrzymywane jako różnice dwóch mało od siebie różniących się napięć innego rzędu. Warunki pomiaru byłyby znacznie korzystniejsze, gdyby się udało mierzyć bezpośrednio spadki napięcia albo conajmniej sprowadzić pomiar do pomiaru napięć rzędu tych spadków napięć. Rozumowanie to nasuwa następujące zasadnicze rozwiązanie zagadnienia: należy mierzyć różnice między napięciami ogniwa przy różnych jego obciążeniach i niezmiennem (albo dokładnie znanem) napięciem pomocniczem tego samego rzędu, jak napięcie ogniwa.

Sposób zastosowania tej ogólnej zasady zależy od wielkości oporu i dopuszczalnego obciążenia badanego ogniwa, pożądanej dokładności i t. p. Omawianie wszystkich nasuwających się możliwości wykonania pomiaru wydaje się zbyt liczne. Wystarczy przytoczyć kilka charakterystycznych i celowych odmian metody. Ze względu na różny charakter pomiarów oporu akumulatorów i ogniw normalnych oba rodzaje pomiarów będą traktowane oddzielnie. Układy, podane dla akumulatorów, nadają się oczywiście i do innych ogniw o małym oporze. Zresztą granice między poszczególnymi odmianami metody często się zacieraają.

1. *Pomiar oporu akumulatorów.* Ze względu na mały opór akumulatorów mogą przy pomiarach tych oporów być zastosowane tylko takie układy, w których spadki napięć w przewodach, przyrządach i t. p. nie dodają się przy pomiarze do napięć na zaciskach akumulatorów.

Układ najprostsz i zarazem charakterystyczny jest uwidoczony na rys. 1. Następne układy są rozwinięciem tego układu. Przeciwko badanemu ogniwu akumulatorowemu (opór  $R_x$ , napięcie  $U_x$ ) jest załączone pomocnicze ogniwo akumulatorowe, dowolnej wielkości o napięciu  $U_p$ , przyczem  $U_p \approx U_x$ . Badane ogniwo może być obciążone przez przyłączenie do niego obwodu, składającego się z oporu regulacyjnego  $R_r$  i amperomierza do pomiaru prądu obciążenia  $I_x$ .

<sup>4)</sup> Patrz np. Ferraris, L. Corso di Misura Elettriche, wyd. 2, Torino—Genova 1921 p. 118 (wzmianka o metodzie Grassi), Montpellier, J. A. et Alamet, M. Mesures Electriques Industrielles, Paris 1911, p. 252 i Gerard, E. Mesures Electriques, Paris 1896, p. 364.

Różnica napięć  $U_d = U_x - U_p$  obu ogniwi jest mierzona za pomocą miliwoltomierza mV o zakresie pomiaru, np. 100 mV.

Jeżeli  $U_{d1}$  i  $U_{d2}$  oznaczają różnice napięć, odpowiadające napięciom  $U_{x1}$  i  $U_{x2}$  badanego ogniwa przy obciążeniach  $I_{x1}$  i  $I_{x2}$ , to wielkości te są związane równaniami:

$$\begin{aligned} U_{d1} &= U_{x1} - U_p \\ U_{d2} &= U_{x2} - U_p \end{aligned}$$

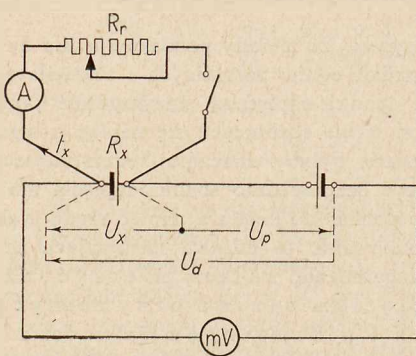
czyli

$$U_{d1} - U_{d2} = U_{x1} - U_{x2}$$

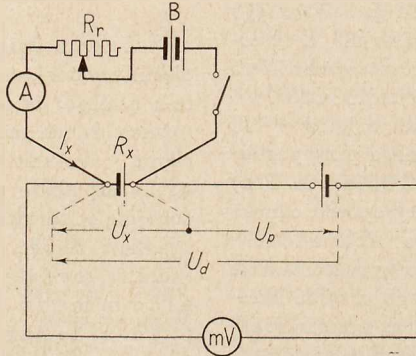
z czego wynika (patrz równanie 3):

$$R_x = \frac{U_{d1} - U_{d2}}{I_2 - I_1} \dots \dots \dots (5)$$

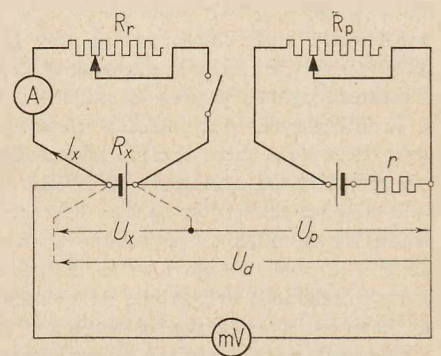
$U_d$  jest dodatnie, jeżeli  $U_x > U_p$  i odwrotnie. Przy zmianie obciążenia badanego ogniwa wielkość  $U_d$  może zmieniać swój znak. Jest więc celowe przyłączyć miliwoltomierz za pomocą przełącznika. Określenie znaku  $U_d$  nie nastręcza większych trudności. O ile nie chodzi o jakieś specjalne badania, to najwygodniej jest wykonać jeden z dwóch pomiarów napięcia  $U_d$  przy przerwany obwodzie obciążenia, t. zn. przy  $I_x = 0$ .



Rys. 1.



Rys. 2.



Rys. 3.

Układ według rys. 2 służy do pomiaru oporu  $R_x$  przy ujemnym natężeniu prądu  $I_x$ , t. zn. przy ładowaniu ogniwa. Układ ten różni się od układu rys. 1 przez dodanie pomocniczej baterji B do ładowania badanego ogniwa. Łatwo jest oczywiście zrobić układ połączeń, pozwalający na przejście z układu 1 na układ 2.

Obliczenie wyników upraszcza się jeszcze, jeżeli przy jednym z obciążeń badanego ogniwa  $U_d = 0$ . Jeżeli na przykład przy  $I_x = 0$ ,  $U_d = 0$ , to wartość  $U_d$ , zmierzona dla jednego obciążenia  $I_x$ , jest niczem innym, jak wprost spadkiem napięcia ogniwa badanego przy obciążeniu  $I_x$ . Otrzymujemy więc

$$R_x = \frac{U_d}{I_x} \dots \dots \dots (6)$$

Warunek  $U_d = 0$  można często z dostateczną dokładnością spełnić dla  $I_x = 0$ , jeżeli ogniwo pomocnicze jest pod względem stanu naładowania, gęstości kwasu i t. p. zbliżone do ogniwa badanego.

O ile chodzi o wykonanie dużej ilości pomiarów, na przykład pomiar oporu większej ilości ogniw jednej baterji, albo osiągnięcie większej dokładności pomiaru, to celowe jest zastosowanie regulacji napięcia pomocniczego. Bardzo celowym układem, w którym taka regulacja jest zastosowana, jest układ, uwidoczniiony na rys. 3. Zastosowane jest pomocnicze ogniwo o sile elektromotorycznej nieco wyższej od najwyższej wartości napięcia ogniwa badanego. (Siła elektromotoryczna akumulatora daje się, w pewnych granicach, regulować przez zmianę koncentracji kwasu). Opór tego ogniwa pomocniczego jest sztucznie powiększony przez

przyłączenie oporu  $r$  rzędu 0,1 do 1  $\Omega$ . Oprócz tego ogniwo pomocnicze może być obciążone za pomocą oporu regulacyjnego, np. oporu suwakowego,  $R_p$ . Przez odpowiednie obciążenie można dokładnie wyregulować napięcie  $U_p$ . Układ pozwala wykonać pomiar oporu  $R_x$  przy bardzo małych obciążeniach badanego ogniwa, albo przy dwóch bardzo mało od siebie różniących się obciążeniach. Dokładność pomiaru zależy od dokładności wyregulowania napięcia  $U_p$  zakresu miliwoltomierza. Stosując np. przyrząd na zakres pomiaru 5 mV, można zmierzyć opór akumulatora przy obciążeniach rzędu kilku procentów obciążenia nominalnego. Dalsze zwiększenie dokładności pomiaru, nie mające zresztą większego praktycznego znaczenia, daje się osiągnąć przez takie wyregulowanie napięcia  $U_p$ , żeby podczas wykonania pomiaru napięcie  $U_d$  było przy jednym obciążeniu ogniwa badanego dodatnie, przy drugim — ujemne. Można w ten sposób zastosować do pomiaru  $U_d$  przyrząd o stałej napięciowej mniej więcej dwa razy mniejszej, niż w przypadku, gdy  $U_d$  podczas pomiaru nie zmienia swego znaku, a jedna z wartości  $U_d$  jest zbliżona do 0. Przy badaniu ogniwa baterji stacyjnej można badane ogniwa obciążać za pomocą odborników, normalnie przyłączonych do tej baterji. Wykonanie

pomiaru oporu nawet największych spotykanych w praktyce ogniw akumulatorowych nie sprawia przy zastosowaniu omówionych metod żadnych większych trudności, gdyż może być wykonane nawet przy obciążeniu stosunkowo bardzo małym. Pomiar prądu obciążenia nie potrzebuje być zresztą wykonany z bardzo dużą dokładnością i w wielu przypadkach można do tego pomiaru użyć przyrządów, zmontowanych na tablicy rozdzielczej. O ile chodzi o perjodyczną kontrolę baterji, to najbardziej celowe jest użycie specjalnego urządzenia pomiarowego, składającego się z przyrządu do pomiaru napięcia  $U_d$ , ogniwa pomocniczego, potrzebnych oporów i przełączników i t. p. W pewnych specjalnych przypadkach do pomiaru  $U_d$  może być celowe zastosowanie prostego urządzenia kompensacyjnego np. w układzie Lindbecka, które daje się bez trudności przenosić z miejsca na miejsce.

Jako przykład zastosowania omówionej metody może służyć następujący.

Został zmierzony w układzie rys. 1 opór jednego ogniwa starszej małej stacyjnej baterji o pojemności 145 Ah przy trzechgodzinnem wyladowaniu. Ogniwo było obciążane zespołem oporów regulacyjnych; do pomiaru natężenia prądu został użyty amperomierz na 20 A, a różnica napięć  $U_d$  była mierzona przyrządem na 100 mV.

Pomiary dały wyniki następujące:

$I_x = 0$	$U_d = -40$ mV
$I_x = 5.0$ A	$U_d = -31$ mV
$I_x = 15.0$ A	$U_d = -10$ mV

Z tych danych wynika:

Spadek napięcia ogniwa przy 5,0 A wynosi  $(-31 + 40) = 9 \text{ mV}$ , a z tego opór

$$R_x = 9 : 5,0 = 1,8 \text{ m}\Omega = 0,0018 \Omega.$$

Spadek napięcia ogniwa przy 15,0 A wynosi  $(-10 + 40) = 30 \text{ mV}$ , a z tego opór

$$R_x = 30 : 15,0 = 0,0020 \Omega = 2,0 \text{ m}\Omega$$

2. *Pomiar oporu ogniw normalnych.* Napięcie na zaciskach ogniwa normalnego może być mierzone tylko za pomocą metody kompensacyjnej. Ogólną zasadę pomiaru kompensacyjnego ilustruje rys. 4. Pomocnicze źródło prądu, np. ogniwo okumulatorowe, (o napięciu  $U$ ) zasila szereg oporów (włączonych między punkty  $a$  i  $b$ ) o całkowitym oporze  $R$ . Do części tych oporów, właściwego oporu kompensacyjnego  $R_c$ , jest przyłączona gałąź kompensacyjna, zawierająca ogniwo o sile elektromotorycznej  $E_x$  i galwanometr  $G$ . Jeżeli spadek napięcia  $U_c$ , wytworzony na oporze kompensacyjnym  $R_c$  przez pomocniczy prąd  $I_c$ , dokładnie równa się sile elektromotorycznej  $E_x$ , to w gałęzi kompensacyjnej nie płynie żaden prąd, czyli prąd w galwanometrze  $I_G = 0$ .

Otrzymujemy więc równanie:

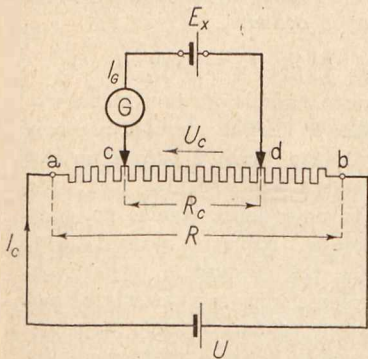
$$E_x = I_c R_c \dots \dots \dots (7)$$

Jeżeli napięcie kompensacyjne  $U_c$  nie równa się sile elektromotorycznej  $E_x$ , to w gałęzi kompensacyjnej płynie pewien prąd  $I_G$ , którego wielkość określa wzór następujący:

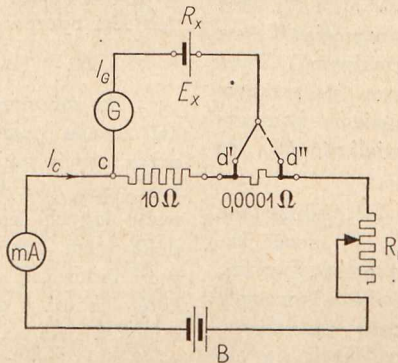
$$I_G = \frac{\Delta U}{R_x + R_G + R_c'} \dots \dots \dots (8)$$

We wzorze tym oznaczają:  $\Delta U$  zmianę napięcia kompensacyjnego w stosunku do stanu dokładnej kompensacji,  $\Delta U = E_x - U_c$ ;  $R_x$  — opór ogniwa w gałęzi kompensacyjnej,  $R_G$  — opór galwanometru i  $R_c'$  — „zastępczy” opór kompensacyjny.

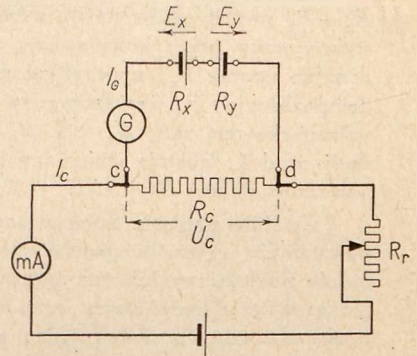
Stan kompensacji może być osiągnięty różnymi sposobami, np. przy stałej wartości  $R_c$  przez odpowiednią regu-



Rys. 4.



Rys. 5.



Rys. 6.

lację prądu kompensacyjnego  $I_c$ , albo przez zmianę  $R_c$  przy stałej wartości natężenia prądu  $I_c$ . Z tego wynikają i dwie możliwości powstania jakiejś „różnicy napięć”  $\Delta U$ .

$\Delta U$  może być obliczone z jednego z następujących wzorów:

$$\Delta U = \Delta R_c I_c \dots \dots \dots (9a)$$

albo

$$\Delta U = R_c \Delta I_c \dots \dots \dots (9b)$$

Wzór (9a) ma zastosowanie wtedy, gdy „naruszenie kompensacji” zostało spowodowane przy niezmiennym  $I_c$  przez zmianę oporu kompensacyjnego o wielkości  $\Delta R_c$ ; wzór (9b) — wtedy, gdy przy niezmiennym oporze  $R_c$  prąd kompensacyjny został zmieniony o wielkość  $\Delta I_c$ .

$R_c'$  może być obliczone według wzoru następującego:

$$R_c' = R_c \left( 1 - \frac{R_c}{R} \right) = R_c \left( 1 - \frac{U_c}{U} \right) \dots \dots (10)$$

Wyprowadzenie tego wzoru może być na tem miejscu pominięte, gdyż zagadnienie czułości układów kompensacyjnych, a temsamem obliczenia prądu  $I_G$  będzie obszernie traktowane przez autora na innym miejscu. Tu wystarczy podkreślić, że inni autorzy niesłusznie wprowadzają do wzoru (8) zamiast  $R_c'$  opór kompensacyjny  $R_c$ , a te dwie wielkości często się znacznie od siebie różnią. Należy jeszcze zaznaczyć, że wzór (10) nie ma zastosowania w układach, w których opór kompensacyjny składa się z dwóch albo więcej połączonych równolegle gałęzi. (Tego rodzaju układy spotykamy np. w przyrządach kompensacyjnych, w których są zastosowane korbki Varley'a i w przyrządzie kompensacyjnym Rapsa).

W zasadzie można byłoby wykonać pomiar oporu ogniwa normalnego w układzie analogicznym do układu według rys. 1, wykonując pomiar różnicy napięć  $U_d$  za pomocą metody kompensacyjnej. Metoda ta jednak nastręcza praktycznie większe trudności i dlatego dokładniejsze omówienie jej może być pominięte.

Dobre wyniki może natomiast dać metoda, polegająca na pomiarze prądu  $I_G$ , powstającego przy pewnej różnicy napięć  $\Delta U$ . Ze wzoru (8) wynika:

$$R_x = \frac{\Delta U}{I_G} - (R_G + R_c') \dots \dots \dots (11)$$

Dostatecznie dokładny wynik może być jednak osiągnięty tylko wtedy, gdy suma  $R_G + R_c'$  jest małą w stosunku do mierzonego oporu ogniwa  $R$ . Dlatego do wykonania tego rodzaju pomiarów nie nadają się układy kompensacyjne o większych oporach, jak np. najczęściej rozpowszechnione przyrządy kompensacyjne, w których  $R_c$  wynosi  $10\,000 \Omega/V$  ( $I_c = 0,1 \text{ mA}$ ). Opór  $R_c$  nie powinien przekraczać przy pomiarze oporów ogniw normalnych  $100 \Omega/V$ . Odpowiedni układ można jednak łatwo zestawić bez zastosowania specjalnych przyrządów kompensacyjnych.

Jako przykład może służyć układ według rys. 5. Opór kompensacyjny składa się z połączonych w szereg dwóch oporów normalnych  $10 \Omega$  i  $0,0001 \Omega$ . Do regulacji prądu kompensacyjnego służy opór regulacyjny  $R_r$ , a dla ułatwienia wyregulowania prądu  $I_c$  jest włączony miliamperomierz mA. Natężenie prądu kompensacyjnego wynosi przy pomiarze oporu ogniwa Westona około  $100 \text{ mA}$ . Pomocniczym źródłem prądu jest bateria B, złożona z dwóch ogniw akumulatorowych.

Początkiem oporu kompensacyjnego (punkt  $c$ ) jest zawsze początek normalnego oporu  $10 \Omega$ ; jako koniec (punkt  $d$ ) może być obrany początkowy albo końcowy zacisk napięciowy ( $d'$  albo  $d''$ ) oporu normalnego  $0,0001 \Omega$ .

Kompensacja zostaje osiągnięta po przyłączeniu gałęzi kompensacyjnej do punktu  $d'$  albo  $d''$  przez odpowiednie wyregulowanie prądu kompensacyjnego  $I_c$ . Następnie, nie zmieniając  $I_c$ , przelacza się koniec gałęzi kompensacyjnej na drugi zacisk oporu  $0,0001 \Omega$ , przez co zmienia się napięcie kompensacyjne o  $0,01\%$ , czyli  $1 \times 10^{-5}$ , t. zn. o  $\Delta U = E_x \cdot 10^{-5}$  V, czyli przy pomiarze oporu ogniwa Westona o  $1,02 \times 10^{-6}$  V. Znając stałą prądową galwanometru, otrzymuje się z odchylenia galwanometru natężenie prądu  $I_G$ . Zależnie od tego, czy przy naruszeniu kompensacji napięcie kompensacyjne zostaje podwyższone czy też zmniejszone, prąd w ogniwie badanym jest ujemny albo dodatni. Metoda pozwala więc na pomiar oporu przy obu kierunkach prądu.

Jako przykład może służyć następujący pomiar oporu ogniwa Westona.

Pomiar został wykonany przy zastosowaniu układu według rys. 5. Opór galwanometru wynosił  $R_G = 36 \Omega$ . Stała prądowa galwanometru, określona dla odległości skali, przy której został wykonany pomiar, była  $C_I = 0,115 \cdot 10^{-9}$  A/mm. Zmianie napięcia kompensacyjnego o  $\Delta U = 1,02 \times 10^{-5}$  V odpowiadało odchylenie galwanometru  $\alpha = 73,5$  mm, czyli  $I_G = \alpha C_I = 73,5 \cdot 0,115 \cdot 10^{-9} = 8,47 \cdot 10^{-9}$  A. Uwzględniając, że napięcia pomocnicze  $U$  wynosiło 4 V, otrzymujemy ze wzoru (10)  $R_c' = 7 \Omega$ .

Mierzony opór ogniwa obliczamy według wzoru (11).

$$R_x = \frac{\Delta U}{I_G} - (R_G + R_c') = \frac{1,02 \cdot 10^{-5}}{8,47 \cdot 10^{-9}} - (36 + 7) = 1205 - 42 \approx 1160 \Omega.$$

Godne uwagi jest, że podczas pomiaru oporu ogniwo normalne było obciążone tylko prądem o natężeniu mniejszym, niż  $1 \cdot 10^{-8}$  A, czyli  $0,01 \mu\text{A}$ . Omówiony układ pozwala przy odpowiednim doborze przyrządów w sposób nader prosty i pewny mierzyć opory ogniw normalnych. Wadą układu jest, że układ nie pozwala jednocześnie wykonać porównania siły elektromotorycznej dwóch ogniw.

Ostatnio wymienionemu warunkowi odpowiada układ według rys. 6. Pomiar różnicy sił elektromotorycznych  $E_x - E_y$  dwóch ogniw normalnych o oporach  $R_x$  i  $R_y$  jest wykonywany przez kompensację spadkiem napięcia  $U_c$  na znanym oporze  $R_c$ , na przykład oporze normalnym<sup>7)</sup>. Prąd kompensacyjny  $I_c$  jest mierzony dokładnym przyrządem wskazówkowym mA;  $U_c = R_c \cdot I_c$ . Po osiągnięciu kompensacji prąd  $I_c$  zostaje zmieniony o pewną wielkość  $\Delta I_c$ , co powoduje zmianę  $U_c$  o  $\Delta U_c = R_c \Delta I_c$ .

Zmianie napięcia kompensacyjnego o  $\Delta U_c$  odpowiada powstanie w gałęzi kompensacyjnej prądu  $I_G$ . W sposób zupełnie analogiczny jak ten, który został już opisany wyżej, można więc obliczyć sumę  $R_x + R_y$  oporów obu włączonych ogniw normalnych. Jeżeli jeden z tych oporów jest znany, to można otrzymać wartość drugiego oporu. Jeżeli się nie rozporządza ogniwem normalnym, którego opór jest znany, to można wykonać pomiar, stosując trzy ogniwa o oporach  $R_x$ ,  $R_y$  i  $R_z$  w kombinacjach:  $R_x + R_y$ ;  $R_x + R_z$ ;  $R_y + R_z$ .

Otrzymujemy trzy równania:

$$R_x + R_y = \frac{\Delta U_1}{I_{G1}} - R_G \quad \dots \quad (12a)$$

$$R_x + R_z = \frac{\Delta U_2}{I_{G2}} - R_G \quad \dots \quad (12b)$$

$$R_y + R_z = \frac{\Delta U_3}{I_{G3}} - R_G \quad \dots \quad (12c)$$

<sup>7)</sup> Patrz również K r u k o w s k i, W. „Podstawowe jednostki elektryczne i ich wzorce”, Przegląd Elektrotechniczny 15, 1933, p. 806.

Równania (12) pozwalają na obliczenie oporów poszczególnych ogniw. W równaniach tych jest opuszczony opór  $R_c'$ , gdyż opór ten w układzie, o którym mowa, jest zawsze bardzo mały.

Analogicznie, jak w poprzednio omawianym układzie, pomiar oporu może być wykonany przy dowolnym kierunku prądu w ogniwach, który jest zależny od znaku  $\Delta U$ . Należy przytem uwzględnić, że przy jednym i tym samym pomiarze w jednym z obu ogniw normalnych powstaje prąd dodatni, w drugim ujemny.

Pomiar może być wykonany pozatem w różny sposób. Bardzo celowe jest regulowanie  $\Delta U$  w ten sposób, żeby wychylenie galwanometru i tem samym  $I_G$  było zawsze jednakowe.

Następujący przykład ilustruje bliżej metodę. Pomiary zostały wykonane w następujących warunkach. Opór  $R_c$  był oporem normalnym  $0,001 \Omega$ . Zakres przyrządu do pomiaru  $I_c$  wynosił 300 mA przy stałej 2 mA na działkę. Z czego wynika, że zmiana odchylenia miliamperomierza o jedną działkę odpowiada zmianą napięcia kompensacyjnego  $2 \cdot 10^{-6}$  V. Przy naruszeniu kompensacji odchylenie galwanometru wynosiło 100 mm, czemu przy stałej galwanometru  $0,44 \times 10^{-9}$  A odpowiada  $I_c = 0,44 \times 10^{-7}$ . Opór galwanometru wynosił  $R_G = 385 \Omega$ .

Przy trzech możliwych kombinacjach badanych ogniw zmiany napięcia kompensacyjnego, odpowiadające odchyleniu galwanometru  $\alpha_G = 100$  mm, t. zn.  $I_G = 0,44 \times 10^{-7}$ , były następujące:

$$\begin{aligned} \text{przy } R_x + R_y & \quad \Delta U_1 = 147 \cdot 10^{-6} \text{ V} \\ \text{przy } R_x + R_z & \quad \Delta U_2 = 142 \cdot 10^{-6} \text{ V} \\ \text{przy } R_y + R_z & \quad \Delta U_3 = 141 \cdot 10^{-6} \text{ V} \end{aligned}$$

Otrzymujemy więc następujące równania (patrz równanie 12).

$$R_x + R_y = \frac{\Delta U_1}{I_{G1}} - R_G = \frac{147 \times 10^{-6}}{0,44 \times 10^{-7}} = 3420 \Omega.$$

Drugie dwa równania są analogiczne; rozwiązując je z uwzględnieniem, że  $R_G = 385 \Omega$ , otrzymujemy następujące wartości oporów trzech badanych ogniw:

$$R_x = 1500 \Omega, \quad R_y = 1530 \Omega, \quad R_z = 1420 \Omega.$$

Na zakończenie może warto nadmienić, że podana wyżej zasada pomiaru stosunkowo małych zmian napięcia przez użycie napięcia pomocniczego może z pożytkiem być stosowana nie tylko przy pomiarze oporu ogniw, lecz i do wielu innych celów. Metoda ta daje dobre wyniki np. przy dokładnym określaniu przebiegu napięcia akumulatorów przy ładowaniu i wyładowaniu, jak również w wypadkach, kiedy chodzi o dokładne mierzenie albo zapisywanie wahań napięcia sieci i t. p. O ile napięcie, zmiany którego mają być mierzone, jest stosunkowo wysokie i niema możliwości, albo jest conajmniej niewygodne, zastosować stałe napięcie pomocnicze tej samej mniej więcej wielkości, co napięcie badane, to można zastosować specjalny przyrząd, który pozwalałby użyć niższe napięcie pomocnicze. Przyrząd taki mógłby być zbudowany np. w sposób następujący. Ruchome cewki dwu przyrządów zostają umieszczone na jednej osi; jedna z cewek jest przyłączona przez odpowiedni opór jako woltomierz do badanego napięcia; druga cewka z mniejszym dodatkowym oporem jest przyłączona do jednego, albo dwu ogniw akumulatorowych. Kierunek prądu w obu cewkach jest tak dobrany, że momenty obu cewek mają przeciwny kierunek. Możliwe jest również zastosowanie jednego systemu mierniczego z podzieloną na dwie sekcje cewką. Cewki tego rodzaju są zresztą stosowane np. w galwanometrach przeznaczonych do dwóch różnych celów.

# ANTYZEZONANSOWA METODA POMIARU OPORNOŚCI RZECZYWISTEJ PRZY ZMIENNYCH PRĄDACH SINUSOIDALNYCH

Dr. Inż. SAMUEL DUNIKOWSKI

**Streszczenie.** Praca poniższa ma na celu przedstawienie praktycznej metody pomiaru samoindukcji i oporności rzeczywistej elementów obwodu zmiennego prądu sinusoidalnego z ewentualną składową stałą w tym przypadku, gdy te wielkości nie są stałe, lecz zależne od stanu elektrycznego tegoż obwodu. Opiera się ona na zasadzie układu antyrezonansowego i pozwala wyznaczyć samoindukcję i oporność rzeczywistą elementu ściśle w tych warunkach elektrycznych, w jakich pragniemy go zbadać. Otrzymane układy pomiarowe są proste, technika pomiarowa łatwa, dokładność rezultatów 1—3%.

## Wstęp.

**W** ZWIĄZKU z badaniami filtrów na niskie częstotliwości, przeprowadzanymi w Zakładzie Wysokich Napięć i Miernictwa Elektrycznego Politechniki Warszawskiej, okazało się koniecznym wyznaczenie oporności rzeczywistej i samoindukcji dławików z żelazem w różnych warunkach ich pracy.

Ponieważ własności elektryczne każdego elementu indukcyjnego z żelazem zmieniają się znacznie wraz ze zmianami częstotliwości i nasycenia żelaza, przeto chodzilo o opracowanie metody pomiarowej, pozwalającej na zbadanie dławika ściśle w tych warunkach, w jakich pracuje on w układzie, dla którego jest przeznaczony.

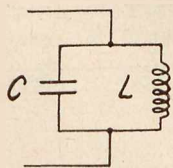
Przy wymienionych powyżej pomiarach nie chodzilo o bardzo wysoki stopień dokładności, zależało raczej na otrzymaniu możliwie prostego i łatwego do obsługi układu pomiarowego.

Poniżej opisana metoda okazała się zupełnie zadawalającą; pozwoliła ona na zbadanie dławików również przy przepływie przez nie składowej stałej prądu. Ta ostatnia własność jest szczególnie cenna w przypadku badania dławików, pracujących w obwodach anodowych lamp katodowych.

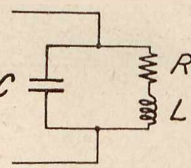
## I. Zasada metody.

### 1. Układ antyrezonansowy.

Doskonałym układem antyrezonansowym nazywamy układ równolegle włączonych w obwód pojemności i indukcyjności (rys. 1). Ponieważ w praktyce dla częstotliwości technicznych i wyższych (większych od 10 herców) przewodność rzeczywista kondensatorów w stosunku do ich przewodności pojemnościowej jest w większości wypadków pomijalna, natomiast oporność rzeczywista cewek indukcyjnych odgrywa zazwyczaj pewną rolę, przeto wykonalny w praktyce układ antyrezonansowy nie jest nigdy układem doskonałym, zaś jego schemat zastępczy można w znacznym przybliżeniu przedstawić jak na rysunku 2. Układ ta-



Rys. 1.



Rys. 2.

ki będziemy krótko nazywać układem antyrezonansowym, oznaczając go skrótem *UA*.

Stosownie do poprzednich określeń *UA* składa się z trzech części: pojemności *C*, samoindukcji *L* i oporności rzeczywistej *R*. Dla pewnej częstotliwości *f* pojemność *C* i samoindukcja *L* przedstawia pewne oporności urojone *X<sub>c</sub>* i *X<sub>l</sub>*.

*UA*, włączony w obwód elektryczny, przedstawi dla prądów sinusoidalnych o określonej częstotliwości *f* pewną wypadkową oporność pozorną  $\hat{Z}_a$  o składowych rzeczywistej *R<sub>a</sub>* i urojonej *X<sub>a</sub>*. Otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} R_a &= \frac{R \cdot X_c^2 \cdot [R^2 + X_l^2]}{R^2 \cdot X_c^2 + [R^2 + X_l^2 + X_l \cdot X_c]^2} \\ X_a &= \frac{X_c \cdot [R^2 + X_l^2] \cdot [R^2 + X_l^2 + X_l \cdot X_c]}{R^2 \cdot X_c^2 + [R^2 + X_l^2 + X_l \cdot X_c]^2} \\ \hat{Z}_a &= R_a + j X_a \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

Jeśli w rozpatrywanym *UA*, włączonym do obwodu, przyjmiemy wielkości *R*, *L* i *f* jako stałe, zaś wielkość *C* jako zmienną, to przy odpowiednim doborze pojemności *C* zaobserwujemy osiągnięcie przez *Z<sub>a</sub>* maksimum. *UA* będzie się znajdował wówczas w rezonansie z częstotliwością *f*. Dla stanu powyższego otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} R_a &= R_{af} = R + \frac{X_l^2}{R} \\ X_a &= X_{af} = 0 \\ \hat{Z}_a &= Z_{af} = R_{af} \\ X_c &= X_{cf} = -X_l - \frac{R^2}{X_l} \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

Przejście *UA* do stanu rezonansu przy zachowaniu stałych *f*, *R* i *L* i przy odpowiednim doborze *C*, można wyzyskać w celu zmierzenia nieznanych *R* i *L* przy znanej *f*. Z równań (2) otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{R_{af} \cdot X_{cf}^2}{R_{af}^2 + X_{cf}^2} \\ X_l &= \frac{-X_{cf} \cdot R_{af}^2}{R_{af}^2 + X_{cf}^2} \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

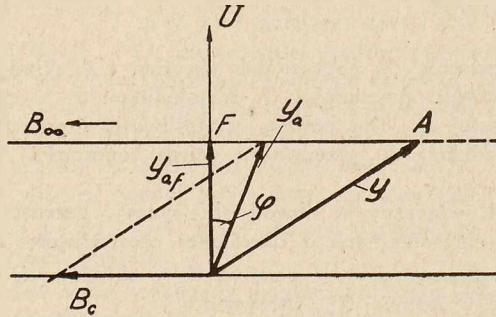
przyczem, jak zwykle,  $X_{cf} = -\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_f}$ , zaś  $L = \frac{1}{2\pi \cdot f} \cdot X_l$ .

Gdy więc należy zmierzyć niewiadomą oporność rzeczywistą i indukcyjność pewnego elementu dla określonej częstotliwości *f* i określonego napięcia *U<sub>a</sub>* na tym elemencie, to, utrzymując niezmiennie *f* i *U<sub>a</sub>*, załączamy równolegle do elementu badanego wycechowaną zmienną pojemność *C*, którą dobieramy w ten sposób, aby uzyskać dla otrzymanego w ten sposób *UA* maksimum *Z<sub>a</sub>*, czyli doprowadzić go do stanu rezonansu. Znając w tym stanie wielkości *C<sub>f</sub>* i *Z<sub>af</sub>* = *R<sub>af</sub>*, wyznaczamy z równań (3) niewiadome *R* i *L*. Cała zatem zasada metody sprowadza się do umiejętności wyznaczenia momentu rezonansu układu i do pomiaru oporności antyrezonansu *R<sub>af</sub>*.

### 2. Graficzne rozwiązanie *UA*.

Wykres, przedstawiony na rys. 3, odpowiada przewodności *UA*, zaś wykres z rys. 4 — opornościom *UA*. Punkt *A* odpowiada pojemności *C*, równej zero, a więc przypadkowi, gdy pojemność ta nie jest wogóle włączona do układu. Przy zmianach pojemności *C* koniec wektora *Y<sub>a</sub>*

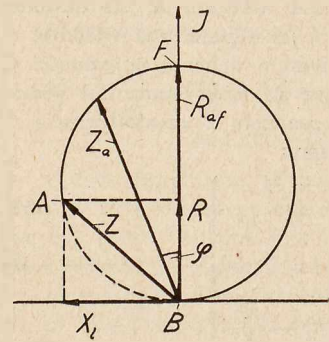
przesuwa się po pewnej prostej, równoległej do osi przewodności urojonych, zaś koniec wektora  $Z_a$  — po pewnym kole, stycznym do osi oporności urojonych, którego środek znajduje się na osi oporności rzeczywistej. Punkt  $F$  odpowiada na obu wykresach stanowi rezonansu układu, zaś



Rys. 3.

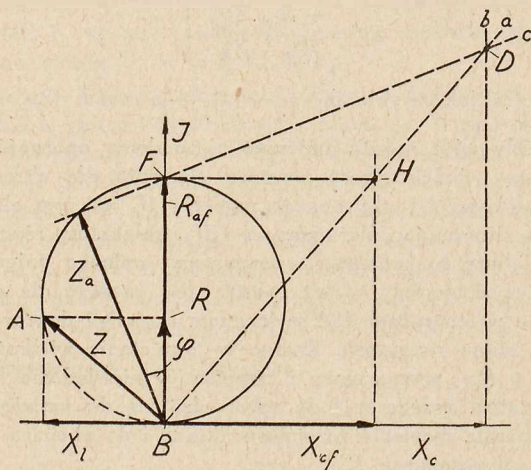
punkt  $B$  — przypadkowi granicznemu, gdy pojemność  $C$  jest nieskończenie wielka, czyli element indukcyjny zwarty pojemnościowo.

Każdemu kątowi fazowemu oporności  $Z_a$ , równemu  $\varphi$ , odpowiada taki sam kąt, tylko ze znakiem przeciwnym przewodności  $Y_a$ . Części kreskowane prostej na wykresie przewodności, względnie części kreskowana koła na wykresie oporności, odpowiada włączeniu pojemności  $-C$  i nie ma znaczenia realnego w praktyce pomiarowej.



Rys. 4.

Wyznaczenie graficzne oporności pozornej  $UA-Z_a$  w zależności od pojemności  $C$  przedstawia rys. 5. Kreślimy prostą  $a$ , prostopadłą do wektora  $Z$ ; z końca wektora  $X_c$ , odpowiadającego oporności urojonej pojemności  $C$ , kreślimy prostą  $b$ , równoległą do osi oporności rzeczywistych; przecięcie prostych  $a$  i  $b$  wyznacza punkt  $D$ . Przez punkty  $D$  i  $F$  prowadzimy prostą  $c$ , której przecięcie z okręgiem koła wyznacza koniec wektora szukanego  $Z_a$ .

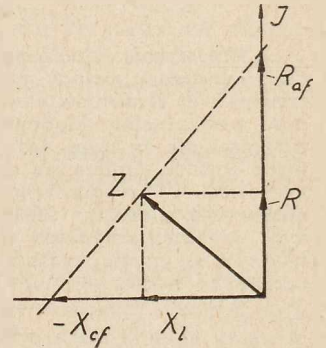


Rys. 5.

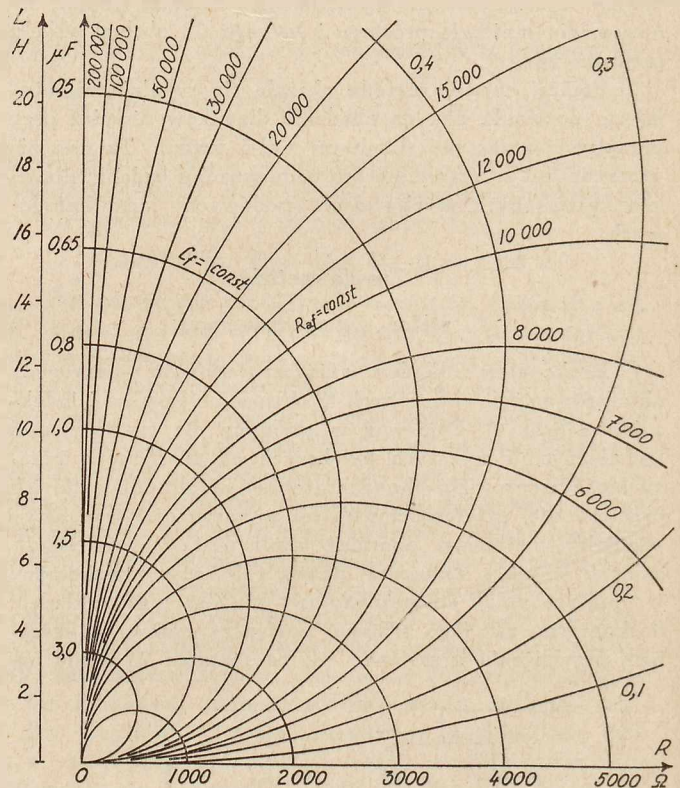
Prowadzi się prostą przez końce wektorów  $Z$  i  $R_{af}$ ; przecięcie się prostej z osią oporności urojonych wyznacza koniec wektora  $-X_{cf}$ . Znajac wartość liczbową  $X_{cf}$ , wyznaczamy bezpośrednio pojemność  $C_f$ , która łącznie z elementem indukcyjnym wytwarza  $UA$ , będący w rezonansie z daną częstotliwością obwodu elektrycznego.

3. Topogramy  $R, L, C_f$  i  $R_{af}$  dla danej  $f$ .

Dla określonej częstotliwości  $f$  i dla  $UA$ , znajdującego się w stanie rezonansu, z pośród czterech wielkości  $R, L, C_f$  i  $R_{af}$  tylko dwie mogą być dowolnymi zmiennymi niezależnymi. Jeśli przyjmujemy jako zmienne niezależne  $R$  i  $L$  i jeżeli na osiach wykresu prostokątnego odłożymy na jednej oporności  $R$ , na drugiej zaś oporności urojone, odpowiadające  $L$ , to na tym wykresie można będzie wyznaczyć dwie rodziny krzywych, odpowiadające tym samym wartościom  $C_f$  i tym samym opornościom  $R_{af}$ . Krzywe te będą, w przypadku przyjęcia równych skal oporności rzeczywistej  $R$  i urojonej  $L$ , kołami, z których każde przejdzie przez początek układu współrzędnych. Koła rodziny  $C_f$  będą zatem położone symetrycznie względem osi, na której odłożono oporności urojone, odpowiadające  $L$ , zaś koła rodziny  $R_{af}$  będą położone symetrycznie względem osi, na której odłożono oporności rzeczywiste  $R$ . Średnica każ-



Rys. 6.



Rys. 7.

Dla stanu rezonansu przeprowadzamy konstrukcję odwrotną, wychodząc z punktu  $F$ , wyznaczając punkt  $H$  i wreszcie koniec wektora  $X_{cf}$ .

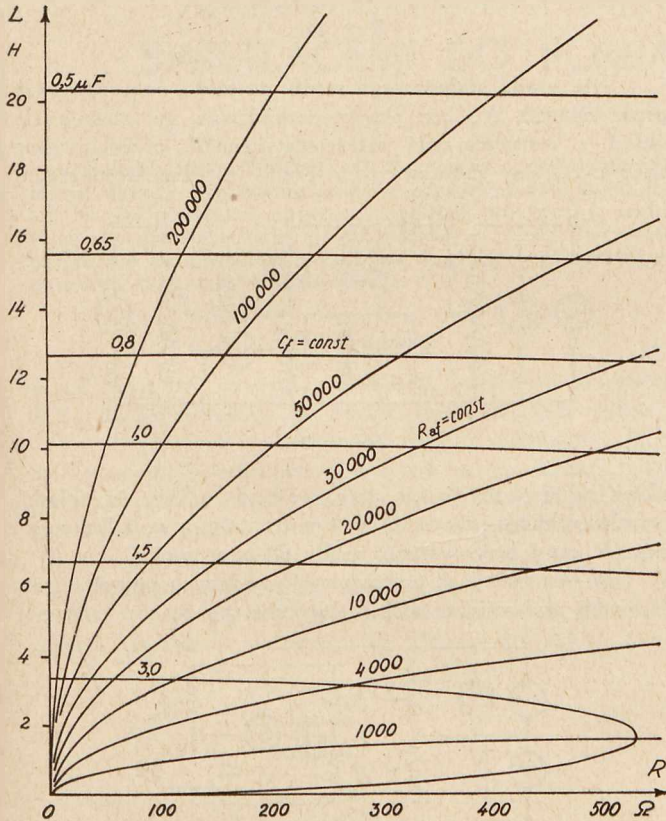
Dla liczbowego wyznaczenia samego jedynie  $X_{cf}$  wystarczy konstrukcja o wiele prostsza, przedstawiona na rys. 6.

dego koła z rodziny  $R_{af}$  będzie równa właśnie tej oporności  $R_{af}$  przedstawionej w skali, przyjętej dla osi wykresu, zaś średnica każdego koła z rodziny  $C_f$  będzie równa oporności pojemnościowej, odpowiadającej pojemności  $C_f$ , przedstawionej w tej samej skali, co i w przypadku poprzednim.



Koła obu rodzin będą wzajemnie prostokątne. Topogram tego rodzaju przedstawia rys. 7.

Z topogramu opisanego powyżej z pośród czterech wielkości  $R$ ,  $L$ ,  $C_f$  i  $R_{af}$  możemy wyznaczyć dwie dowolne, jeśli dwie pozostałe będą znane. W praktyce jest niekiedy niedogodną rzeczą zachowanie tych samych skal przy odkładaniu oporności na osiach wykresu. Jeśli skale dla oporności  $R$  i  $L$  przyjąć różne, wówczas koła topogramu przekształca się w elipsy o osiach głównych równoległych do osi wykresu. Osi te będą odpowiadały jak poprzednio opornościom  $R_{af}$  i  $C_f$ , jednak przedstawianym dla każdej osi elipsy w tej skali, jak ta, która została przyjęta dla wyznaczania oporności na równoległej osi wykresu. Topogram o różnych skalach obu osi wykresu przedstawia rys. 8.



Rys. 8.

4. Dokładność wyznaczenia  $R$  i  $L$  w metodzie antyrezonansowej.

Istota rozważanej metody pomiarowej polega na wyznaczeniu niewiadomych oporności rzeczywistej  $R$  i samoindukcji  $L$  pewnego elementu indukcyjnego, na zasadzie znajomości pojemności  $C_f$ , tworzącej równoległe z nim  $UA$ , będący w rezonansie z znaną częstotliwością  $f$  i na zasadzie znajomości oporności  $R_{af}$  takiego układu.

Zakładamy, że uda się nam wyznaczyć wielkości  $C_f$ ,  $R_{af}$  i  $f$  z uchybami względnie  $\Delta C_f$ ,  $\Delta R_{af}$  i  $\Delta f$ . Opierając się na wzorach (3), otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} \Delta R &= \left[ \frac{X_{cf}^2 - R_{af}^2}{X_{cf}^2 + R_{af}^2} \right] \cdot \Delta R_{af} + 2 \cdot \frac{R_{af}^2}{R_{af}^2 + X_{cf}^2} \cdot \Delta X_{cf} \\ \Delta X_L &= 2 \cdot \frac{X_{cf}^2}{R_{af}^2 + X_{cf}^2} \cdot \Delta R_{af} + \left[ \frac{R_{af}^2 - X_{cf}^2}{X_{cf}^2 + R_{af}^2} \right] \cdot \Delta X_{cf} \end{aligned} \right\} (4)$$

przyczem:

$$\begin{aligned} \Delta X_{cf} &= \Delta C_f + \Delta f \\ \Delta X_L &= \Delta L + \Delta f \end{aligned}$$

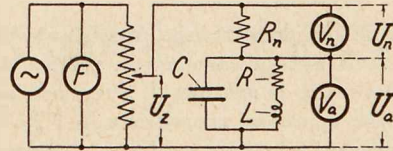
W wielu przypadkach  $X_L \ll R$  i co zatem idzie na zasadzie równań (2)  $R_{af} \gg X_{cf}$ . Wówczas można napisać:

$$\left. \begin{aligned} \Delta R &\approx \Delta R_{af} + 2 \Delta C_f + 2 \Delta f \\ \Delta L &\approx \Delta C_f + 2 \Delta f \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (5)$$

II. Wykonanie techniczne układu pomiarowego.

1. Układ z woltomierzami elektrostatycznym.

Schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 9. Dobiera się w ten sposób pojemność  $C$ , aby uzyskać maksymalne wychylenie woltomierza  $V_a$  i minimalne woltomierza  $V_n$ . Napięcie zasilające  $U_v$  dobiera się w ten sposób, aby otrzymać żądane napięcie  $U_a$  na  $UA$ , czyli na badanym elemencie indukcyjnym. Częstotliwość napięcia zasilającego sinu-



Rys. 9.

soidalnego  $f$  odpowiada częstotliwości żądanej i jest mierzona okresomierzem  $F$ .  $R_n$  jest opornością rzeczywistą znaną.

Otrzymamy zależność następującą:

$$R_{af} = R_n \cdot \frac{U_a}{U_n}$$

skąd, opierając się na równaniach (3), wyznaczamy bezpośrednio  $R$  i  $L$ .

Zakres stosowalności danego układu jest następujący:

- $f = 15 \div 1000$  herców,
- $U_a = 20 \div 500$  woltów,
- $R_{af} < 500$  kiloomów,
- $C_f < 5$  mikrofaradów.

Powyższe dane wynikają ze względu na możliwość dobrania części układu, normalnie produkowanych dla celów laboratoryjnych.

Dokładność metody będzie:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_a = \Delta U_n &\approx 0,5\% \\ \Delta R_n &\approx 0,1\% \\ \Delta C_f &\approx 0,5\% \\ \Delta f &\approx 0,5\% \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \Delta R_{af} &\approx 1,1\% \\ \Delta X_{cf} &\approx 1,0\% \end{aligned}$$

skąd na zasadzie równań (4) wyznaczyć można dokładność pomiaru. W przypadku, gdy  $X_L \gg R$ , wówczas na zasadzie równań (5):

$$\begin{aligned} R &\approx 3\% \\ L &\approx 1,5\% \end{aligned}$$

2. Pośrednie wyznaczanie  $C_f$ .

Z wykresów (rys. 3 i 4) wynika, że dla dowolnej przewodności pojemnościowej  $B_c$  i  $B'_c$ , dla których jest spełniony warunek:

$$B_c + B'_c = 2 \cdot B_{cf}$$

gdzie  $B_{cf}$  jest przewodnością, odpowiadającą pojemności rezonansowej  $C_f$ , uzyskuje się sprzężone wartości zarówno  $Y_a$  jak i  $Z_a$ . W obu tych przypadkach otrzymuje się ten sam moduł oporności pozornej  $UA$ , z czego wynika, że przy tem samym napięciu  $U_a$  na  $UA$  poierze on z obwołu prąd o tej samej wartości skutecznej. Jeśli zastosować układ opisany poprzednio, to w obu przypadkach woltomierze  $V_a$  i  $V_n$  nie zmienia swych wskazań.

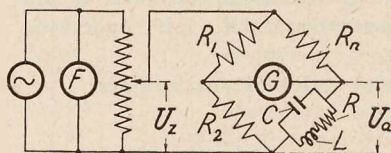
Opierając się na powyższym, można założyć  $B_c' = 0$ , a wówczas  $B_c = 2 \cdot B_{cf}$ . Jeśli zatem przeprowadzić modyfikację układu z rys. 9 w ten sposób, że w gałęzi C układu antyrezonansowego umieści się klucz i tak się dobierze wielkość C, aby po naciśnięciu tegoż klucza wskazania woltomierzy nie zmieniały się, wówczas będzie:

$$B_{cf} = 0,5 \cdot B_c, \text{ czyli } C_f = 0,5 \cdot C.$$

Ten pośredni sposób wyznaczania pojemności  $C_f$  ma wyższość nad wyznaczaniem bezpośrednim, ponieważ  $Y_a$  i  $Z_a U_a$  jest tem wrażliwsza na zmiany C, im dalej UA odbiega od stanu rezonansu (patrz rys. 3). Ze względu na to, wyznaczenie pojemności rezonansowej  $C_f$  jest dużo dokładniejsze, przez co powiększa się równocześnie dokładność całego pomiaru.

### 3. Układ mostkowy.

Schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 10. Galwanometr G musi być galwanometrem wibracyjnym, strojonym na częstotliwość pomiarową  $f$ . Przy pomiarze dobiera się w ten sposób oporności rzeczywiste  $R_1$  i  $R_2$  oraz pojemność C, aby uzyskać minimum wychylenia galwanometru. Ze stosunku  $R_1$  i  $R_2$  oraz napięcia żadanego  $U_a$  wyznacza się odpowiednie napięcie zasilające  $U_z$ . Układ odznacza się wiel-



Rys. 10.

ką czułością. Ważnym jest jaknajbardziej sinusoidalny kształt krzywej napięcia zasilającego.

W układzie powyższym otrzymamy:

$$R_{af} = R_n \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Dobrawszy odpowiednie  $C_f$  i znalazłszy z ostatniego równania  $R_{af}$ , wyznacza się bezpośrednio na zasadzie równań (3) oporność rzeczywistą R i samoindukcję L badanego elementu.

Zakres stosowalności powyższego układu mostkowego jest następujący:

$$\begin{aligned} f &= 15 \div 1000 \text{ herców,} \\ U_a &< 20 \text{ woltów,} \\ R_{af} &< 10 \text{ megomów,} \\ C_f &< 5 \text{ mikrofaradów.} \end{aligned}$$

Powyższy zakres wyznaczono ze względów praktycznych, podobnie jak w układzie z woltomierzami elektrostatycznymi.

Dokładność metody będzie:

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_1, \Delta R_2 \text{ i } \Delta R_n &\approx 0,1\% \\ \Delta C_f &\approx 0,2\% \\ \Delta f &\approx 0,5\% \end{aligned} \right\} \Delta X_{cf} \approx 0,7\%$$

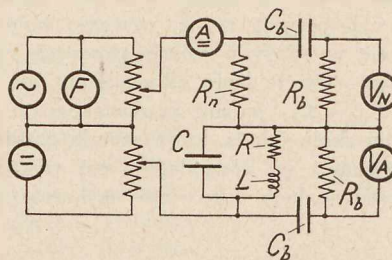
skąd na zasadzie równań (4) wyznaczyć można dokładność pomiaru. W przypadku, gdy  $X_L \ll R$ , wówczas na zasadzie równań (5):

$$\begin{aligned} R &\approx 1,7\% \\ L &\approx 1,2\% \end{aligned}$$

Powyżej osiągnięta dokładność rezultatów jest w danym przypadku znaczna.

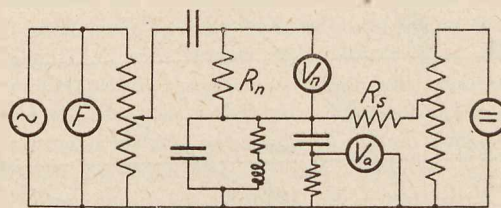
4. Układy pomiarowe z uwzględnieniem składowej stałej prądu, przepływającego przez element badany.

Jeżeli należy wyznaczyć oporność R i samoindukcję L elementu wówczas, gdy przez dany element indukcyjny przepływa pewien prąd stały, wtedy stosuje się układy pomiarowe przedstawione na rys. 11, 12 i 13.



Rys. 11.

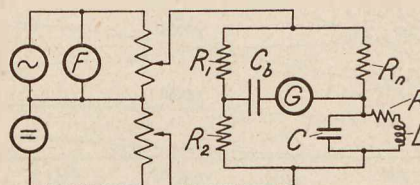
Dla prądu stałego tego rzędu, że może on przepływać przez opornik  $R_n$  bez obawy uszkodzenia go, stosuje się układ z woltomierzami elektrostatycznymi, przedstawiony na rys. 11. Gdy składowa stała prądu jest duża i poprzedni



Rys. 12

układ zastosować się nie daje, wówczas używa się układu, przedstawionego na rys. 12. W tym ostatnim przypadku oporność  $R_s$  musi być wyższego rzędu od oporności  $R_{af}$ .

W obu układach pomiarowych, podanych powyżej (rys. 11 i 12), woltomierze elektrostatyczne muszą być odbloko-



Rys. 13.

wane od składowej stałej. Odpowiednie dobranie pojemności blokujących  $C_b$  i oporności wpływowych  $R_b$  winno być każdorazowo starannie przeprowadzone dla określonej częstotliwości pomiarowej.

W układzie mostkowym (rys. 13) przepuszcza się zazwyczaj składową stałą przez cały mostek. Odblokowuje się wówczas jedynie galwanometr wibracyjny za pomocą kondensatorów o niewielkiej pojemności  $C_b$ .

### III. Ogólna charakterystyka metody.

Metoda powyższa pozwala na zmierzenie oporności rzeczywistej i indukcyjnej badanego elementu w normalnych warunkach jego pracy. Jest to bardzo ważna zaleta opisanej metody, gdyż, jak już zaznaczono, zarówno oporność rzeczywista R, jak i indukcyjność L zmieniają się w zależności od różnych nasyczeń rdzeni żelaznych oraz w zależności od częstotliwości prądu. Również występowanie składowej stałej prądu, przepływającego przez badaną indukcyjność, powoduje zmiany jej własności elektrycznych.

Zasada metody jest prosta, układ pomiarowy łatwy do wykonania, zaś technika pomiarowa nieskomplikowana.

Dokładność metody stawia ją w rzędzie metod pomiarowych średnio precyzyjnych. Otrzymane rezultaty posiadają jednak dokładność najzupełniej wystarczającą dla celów technicznych, w bardzo wielu wypadkach dostateczną również i przy pomiarach laboratoryjnych.

Metoda niniejsza, jak zresztą wszystkie metody rezonansowe, jest wrażliwa na zawartość harmonicznych w napięciu zasilającym. Poza to, jeśli to napięcie jest nawet czysto sinusoidalne, jednak jeśli ładany element posiada rdzeń żelazny, deformujący wskutek swego nasycenia prze-

biegi sinusoidalne w układzie, to napięcie, występujące na badanym elemencie  $U_a$ , może się okazać niesinusoidalnym. Powyższe zjawisko jest powodem pewnych uchybów, zauważają jednak przy starannym opracowaniu układu pomiarowych.

Przeliczenia, związane z zastosowaniem powyższej metody, są nieznaczne; w przypadku stosowania topogramów sprowadzone niemal do zera.

Pracę powyższą wykonano w Zakładzie Wysokich Napięć i Miernictwa Elektrycznego Politechniki Warszawskiej. Czerwiec 1934

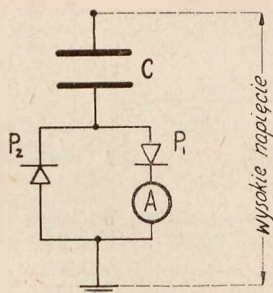
## METODA PROSTOWNIKOWA Z PROSTOWNIKAMI ŚWIETŁACEM I DO POMIARU WYSOKIEGO NAPIĘCIA

Inż. J. L. JAKUBOWSKI

**Streszczenie.** Ułożono i sprawdzono doświadczalnie teorię układu prostownikowego z prostownikami świetłacem i. Na jej podstawie opracowano układ praktyczny, cechujący się umieszczeniem prostowników w pustej wewnątrz okładzinie kondensatora wysokiego napięcia i przesunięciem początku skali mikroamperomierza.

### Cel badań.

**UZYSKANIE** pewności działania instalacji wysokiego napięcia zależy od jakości zastosowanych układów izolacyjnych i od wartości urządzeń ochronnych. Układy izolacyjne i ochronne muszą być zawsze badane przed zainstalowaniem; stąd wielka rola laboratoriów przemysłowych i stosowanych w nich metod pomiarowych. Metoda prostownikowa [12]<sup>1)</sup>, służąca do pomiaru wysokiego napięcia o częstotliwości technicznej (50 okr./sek), jest bardzo rozpowszechniona w takich laboratoriach (zasada — patrz rys. 1). Główną jej zaletą, dzięki



Rys. 1.

Układ połączeń metody prostownikowej.  $P_1, P_2$  — prostowniki o oporności  $\approx 0$  C — kondensator wysokiego napięcia. Wskazanie  $I_0$  mikroamperomierza (A), mierzącego średnią wartość prądu, jest proporcjonalne do wartości szczytowej  $U_m$  wysokiego napięcia, stosownie do wzoru:  $I_0 = 2f C U_m$  ( $f$  — częstotliwość).

które zyskała uznanie, jest, obok możliwości korzystania z uziemionego przyrządu odchyłowego, wielka prostota układu pomiarowego. Zaleta ta pozwala na posługiwanie się metodą prostownikową nawet personelowi niewykszolonemu w pomiarach precyzyjnych.

Metoda prostownikowa przechodziła przez kilka stadiów ewolucji układu prostującego. Stosowano kolejno: prostowniki mechaniczne ([1], [6], [10]<sup>1)</sup>), łukowe [2], wre-

szcie katodowe (kenotrony) ([3] ÷ [15]). Właściwy jej rozwój rozpoczął się dopiero z chwilą użycia prostowników łukowych; było to w dużej mierze umożliwiające wynalazkiem kondensatorów prof. dr. I. Mościckiego. Whitehead i Gorton [2] zastosowali mianowicie prostowniki łukowe, działające przy napięciu ok. 50 V; użycie kondensatora prof. dr. Mościckiego o dużej pojemności (2000  $\mu\text{F}$ ), o dużej wytrzymałości i czystości dielektrycznej pozwoliło uniknąć uchybów, wywołanych tem napięciem.

Dalsze ulepszenie metody prostownikowej, polegające na wprowadzeniu kenotronów, pozwoliło również na korzystanie w całej pełni z małych, tanich kondensatorów (2 ÷ 10  $\mu\text{F}$ ). Jedyną niedogodnością kenotronów jest konieczność stosowania źródła prądu żarzenia (np. ładowania i sprawdzania akumulatorów); możnaby ją ominąć, używając prostowników świetłacych. Prostowniki te przewyższają kenotrony jeszcze pod innym względem: nie powstaje przy stosowaniu ich prąd obiegowy, który sprawia duży kłopot konstruktorom układów kenotronowych ([4], [7], [11], [12]). Na pierwszy rzut oka wydaje się, że pomysł wprowadzenia ostatnio wzmiankowanych prostowników, działających przy napięciu dopiero rzędu 100 V, stanowi powrót do układu Whiteheada i Gortona [2]. Jednak dokładne porównanie wskazuje na wyższość prostowników świetłacych: prostowniki łukowe nie tylko charakteryzują się dużym napięciem działania, podobnie jak prostowniki świetłace, ale wymagają ponadto utrzymywania łuku pomocniczego (w pracy [2] zasilanym napięciem 240 V!<sup>2)</sup>). W każdym razie układ z prostownikami świetłacem i tylko wtedy może stanowić postęp w stosunku do najlepszego z dotychczasowych układów z kenotronami, gdy będzie działał prawidłowo przy stosowaniu kondensatorów C o małych pojemnościach.

O aktualności zastosowania prostowników świetłacych świadczą opisane niżej sporadyczne próby. Były one bądź natury tylko teoretycznej (Haefely [4], myśl włączenia w szereg z każdym z prostowników baterji), bądź tylko eksperymentalnej (Jakubowski [8], t. II, str. 126, układ z kenotroном i lampą świetłacem; Witka i Dmochowski [11], układ 2 prostowników bez baterji dodatkowych).

Wspomniany wyżej pomysł Haefely'ego nie stanowi postępu w stosunku do układu z kenotronami: zamiast 2 baterji żarzenia kenotronów po kilka V wymaga on 2 baterji o napięciu rzędu 100 V, włączonych w szereg z prostownika-

<sup>1)</sup> Cyfry w nawiasach [ ] odnoszą się do literatury, podanej na końcu artykułu autora p. t. „Modyfikacja metody prostownikowej K ö n i g a”.

<sup>2)</sup> Porównaj [2], [22], str. 66, 209.

mi. Wynikiem próby J. L. Jakubowskiego, polegającej na równoległym połączeniu zwykłej lampki świetlającej i kenotronu, było stwierdzenie dużego uchybu takiego układu. Podobnie próba Witki i Dmochowskiego nie rozwiązała zagadnienia. Wprawdzie autorzy ci stosowali 2 prostowniki bez baterij dodatkowych i uzyskali niewielkie uchyby, ale tylko dzięki temu, że użyta przez nich pojemność wysokiego napięcia (rzędu 100  $\mu\text{F}$ ) była dużo większa, niż stosowane obecnie w laboratorjach przemysłowych.

Z powyższego przeglądu prób zastosowania prostowników świetlających wynika, że dotychczas nie zbadano, zwłaszcza dla małych pojemności, warunków działania tych prostowników ani teoretycznie, ani eksperymentalnie. To zagadnienie będzie celem niniejszej pracy.

## A. CZĘŚĆ TEORETYCZNA.

### 1. Teoria układu UPS.

Wykaz skrótów:

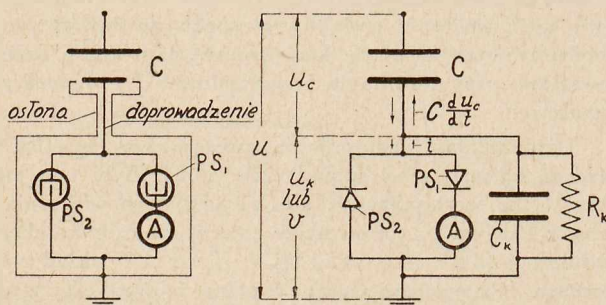
- PS — prostownik świetlający.
- PK — prostownik katodowy (kenotron).
- UP — układ prostownikowy.
- UPS — UP z PS.
- UPK — UP z PK.

Teorię układu przedstawiono w dwóch etapach. W pierwszym założono, że napięcie działania PS ( $v$ ) jest stałe, niezależne od prądu ( $v = V = \text{const.}$ , teoria uproszczona). Następnie przyjęto, że zmiana czasowa  $v$  przebiega w pewien bliżej nieznan sposób (przebieg  $v$  dowolny, teoria ogólna). Obie teorie mają za zadanie, oprócz matematycznego opisu działania układu, danie takich wzorów na uchyb, które nadawałyby się do doświadczalnego sprawdzenia i ustalenia wskazówek konstrukcyjnych. Eksperymentalny punkt widzenia będzie zaznaczał się często w wyborze postaci wyrażeń matematycznych.

#### a. Teoria uproszczona. $v = V = \text{const.}$

Jeśli długość zory dodatniej w prostowniku świetlającym jest b. mała, różnica między napięciem statycznego zapłonu i najmniejszym możliwym w warunkach statycznych napięciem świetlenia jest niewielka. Jakościowo to samo dotyczy prawdopodobnie napięć dynamicznych; dlatego teorię układu wyprowadzono najpierw dla fikcyjnych prostowników, działających przy stałym napięciu  $v = V = \text{const.}$

Układ elektryczny podstawowy, przedstawiony na rys. 2, różni się tylko rodzajem prostowników od znanych układów z kenotrami (por. [12]). Napięcie na PS oznaczono przez  $v$  (rys. 3) w czasie działania prostowników, przez  $u_k$  w czasie ich nieczynności. Warto zaznaczyć, że w powyższym



Rys. 2.

Układ podstawowy. Oznaczenia: C — kondensator wysokiego napięcia; PS<sub>1</sub>, PS<sub>2</sub> — prostowniki świetlające; A — mikroamperemierz magnetoelektryczny.

Rys. 3.

Układ podstawowy z uwidocznieniem pojemności i oporności między osłoną a doprowadzeniem ( $C_k$  i  $R_k$ ).

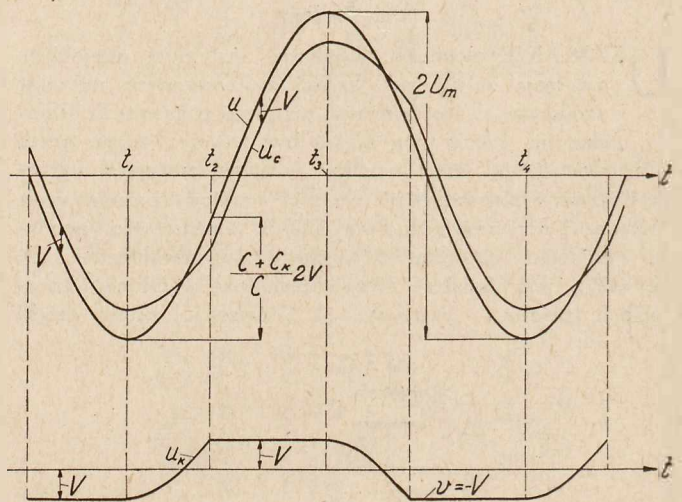
ujęciu  $v$  i  $u_k$  stanowią rzędne tej samej krzywej; będzie ona oznaczana często jako krzywa  $v, u_k = \varphi(t)$ .

Działanie układu podstawowego będzie rozpatrzone najpierw dla przypadku  $R_k = \infty$  i dla krzywej napięcia mierzonego  $u = \varphi(t)$  jednowierzchołkowej, t. zn. posiadającej w ciągu okresu tylko 2 ekstrema. W dalszym ciągu rozważania nad UPS zostaną ograniczone tylko do takich krzywych. Jest to tem wywołane, że do pomiaru wartości szczytowej ( $U_m$ ) krzywych wielowierzchołkowych nie nadaje się nawet układ z prostownikami idealnymi (o oporności 0) [12], a od UPS nie można wymagać więcej, niż od układu idealnego.

Przy powyższym założeniu przebiegi napięć  $u_c$  i  $u_k$  w stanie ustalonym odpowiadają przedstawionym na rys. 4. Przebiegi te dają się umotywić rozważaniami analogicznymi do podanych w pracy [13], wychodzącymi z zasadniczego równania różniczkowego dla UP:

$$i = C \frac{d u_c}{d t} - C_k \frac{d (v, u_k)}{d t} - \frac{(v, u_k)}{R_k}$$

Są one bardzo zbliżone do odpowiednich krzywych z teorii Kōniga ([6], [13], rys. 2). Ciekawe jest, że ta teoria, utworzona dla UPK i będąca dla tego układu dość dowolnym założeniem ([13], [15]), odpowiada formalnie, po niewielkich przeróbkach, omawianemu układowi uproszczonemu z PS ( $v = V = \text{const.}$ ).



rys. 4

Rys. 4. Przebiegi  $u, u_c, u_k, v = \varphi(t)$ , gdy  $v = V = \text{const.}$

Z rys. 4 wynika, że bez względu na rodzaj funkcji  $u = \varphi(t)$  (z zachowaniem warunku jednowierzchołkowości) wskazanie mikroamperomierza jest równe:

$$I = f C \left( 2 U_m - \frac{C + C_k}{C} 2 V \right)$$

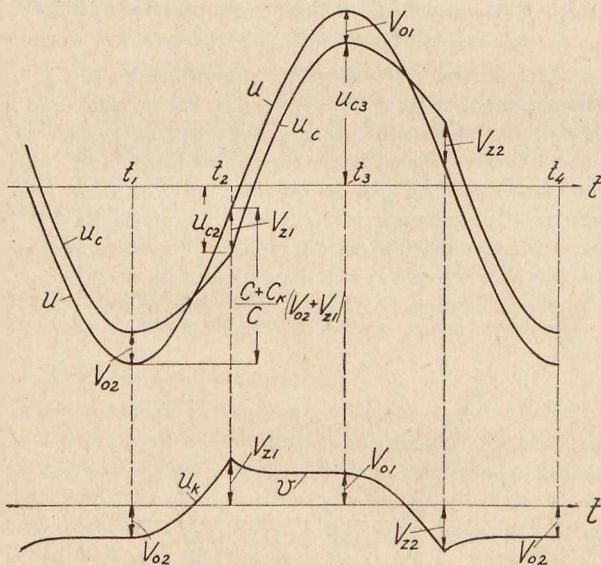
[ $I$  — prąd w amperach,  $f$  — częstotliwość w okr./sek,  $U_m, V$  — napięcia w woltach,  $C, C_k$  — pojemności w faradach]. Wyrażenie  $\Delta_t U_m = - \frac{C + C_k}{C} V$  stanowi uchyb pomiaru napięcia  $U_m$ , wyrażenie  $\Delta_t I_0 = - (C + C_k) f 2 V$  — uchyb pomiaru prądu  $I_0$  ( $I_0 = 2 f C U_m$ ).

Dla  $R_k = \infty$  wielkość  $\Delta_t U_m$  okazuje się niezależna od rodzaju przebiegu  $u = \varphi(t)$ . Łatwo udowodnić, że niezależność ta nie występuje w układzie z  $R_k \neq \infty$ . Układ taki nie nadaje się zatem do pomiarów w laboratorjach przemysłowych i nie będzie rozpatrywany w dalszym ciągu niniejszej pracy.

b. Teoria ogólna.  $v \neq \text{const.}$

Dla prostowników rzeczywistych nie można się naogół spodziewać stałości napięcia  $v$  (por. układ z oporem szeregowym [18], układ relaksacyjny [39], [40], układ Palma [16]). Ponieważ charakterystyki dynamiczne  $v = \varphi(i)$ , a więc  $i = \varphi(v)$  dla UPS nie są znane, rozumowania teorii ogólnej należy przeprowadzić dla krzywych  $v = \varphi(t)$ , mających przebieg bliżej nieokreślony. Ta dowolność jest ograniczona tylko jednym warunkiem: napięcie działania PS przepuszczającego prąd musi być stale mniejsze od napięcia zapłonu PS nieczynnego. Warunek ten oznacza niemożność równoczesnej czynności obu prostowników.

Schematyczne przebiegi napięć w stanie ustalonym w układzie z rzeczywistymi PS podaje rys. 5. Przebiegi te różnią się zasadniczo od przebiegów krzywych z teorii K ö n i g a tem, że prąd ładowania  $C_k$  przepływa częściowo przez prostowniki, jako prąd skrośny. Krzywa  $v = \varphi(t)$  na rys. 5 odpowiada w przybliżeniu krzywej, określonej w części eksperymentalnej pracy; w obliczeniach teoretycznych kształt tej krzywej nie będzie jednak uwzględniany, stosownie do podanych wyżej rozważań.



Rys. 5.

Przebiegi  $u, u_c, u_k, v = \varphi(t)$ , gdy  $v \neq \text{const.}$  Oznaczenia:  $\pm V_z$  — napięcie zapłonu PS,  $\pm V_0$  — napięcie zgaszenia PS.

Wskazanie  $I$  mikroamperomierza można obliczyć dwoma sposobami: a) całkując  $C \frac{du}{dt} - (C + C_k) \frac{d(v, u_k)}{dt}$  w granicach od zapłonu do zgaszenia<sup>3)</sup>, to jest od  $t_2$  do  $t_3$ ; b) całkując w granicach od  $t_1$  do  $t_3$ . Sposób drugi jest prostszy. Z obliczeń wynika, że:

$$I = fC \left[ 2 U_m - \frac{C + C_k}{C} (V_{01} + V_{02}) \right]$$

[ $V_{01}, V_{02}$  — bezwzględne wartości napięć zgaszenia PS<sub>1</sub> i PS<sub>2</sub>].

Jak widać, w przypadku ogólnym uchyb pomiaru napięcia  $U_m$  wynosi  $\Delta_t U_m = -\frac{C + C_k}{C} \frac{V_{01} + V_{02}}{2}$ , a uchyb pomiaru prądu  $I_0$   $\Delta_t I_0 = -f(C + C_k)(V_{01} + V_{02})$ . Wzory te są podstawowe zarówno dla sprawdzenia eksperymentalnego słuszności teorii ogólnej, jak i dla rozważań konstrukcyjnych, gdyż wielkość  $C, C_k, V_{01} + V_{02}$  można określić doświadczalnie.

<sup>3)</sup> Przez „zgaszenie” rozumiana jest chwila osiągnięcia wartości 0 przez prąd PS.

Interpretacja wzoru na prąd  $I$  prowadzi do dwóch ciekawych wniosków:

1. Uchyb pomiaru  $U_m$  nie zależy od tego, z którym prostownikiem jest połączony szeregowo mikroamperomierz (por. rys. 2).

2. Uchyb pomiaru nie zależy od wielkości napięć zapłonu prostowników:  $V_{z1}$  i  $V_{z2}$ .

Inne wnioski z teorii UPS, nadające się szczególnie dobrze do sprawdzenia doświadczalnego, będą omówione w części eksperymentalnej pracy.

2. Analiza i uzupełnienie teorii ogólnej.

a. Przedwczesne i spóźnione zgaszenie.

Z zasadniczego równania różniczkowego  $i = C \frac{du}{dt} - (C + C_k) \frac{d(v, u_k)}{dt}$  wynika, że warunkiem działania np. PS<sub>1</sub> jest nierówność  $\frac{dv}{dt} < \frac{C}{C + C_k} \frac{du}{dt}$ , a warunkiem zgaszenia PS<sub>1</sub>, lub PS<sub>2</sub> — równość  $\frac{dv}{dt} = \frac{C}{C + C_k} \frac{du}{dt}$ . Milczącym założeniem, uczynionym przy rozważaniach teorii ogólnej, było przyjęcie, że ostatni warunek jest spełniony akurat w chwili  $t_3$ , to zn. gdy  $u = U_m, \frac{du}{dt} = 0$ . Jest to możliwe tylko dla przypadku, gdy w chwili  $t_3$   $\frac{dv}{dt} = 0$ . W rzeczywistości  $\frac{dv}{dt}$  jest wyznaczone nie tylko przez stałe obwodu, ale też i przez własności prostownika, zatem nie musi przybierać akurat wartości 0 dla  $t_3$ . Jeśli warunek  $i = 0$  jest spełniony dla  $\frac{dv}{dt}$  o znaku takim, jak  $v$ , zachodzi zgaszenie przedwczesne. Jeśli natomiast w chwili zgaszenia  $\frac{dv}{dt}$  ma znak przeciwny, niż  $v$ , występuje zgaszenie spóźnione. Oba te przypadki będą w dalszym ciągu obejmowane wspólną nazwą zgaszeń nierównoczesnych.

Wskutek zgaszenia nierównoczesnego powstaje uchyb dodatkowy, nieprzewidziany przez wyprowadzoną wyżej teorię ogólną. Dla najbardziej ogólnego przypadku, t. zn. gdy zgaszenia są nierównoczesne i dla PS<sub>1</sub> i dla PS<sub>2</sub>, wynosi on, jak łatwo obliczyć,  $fC [U_{01} - U_m] + fC [U_{02} - U_m]$ . Prąd  $I$  równa się bowiem

$$I = fC \left[ [U_{01} + U_{02}] - \frac{C + C_k}{C} (V_{01} + V_{02}) \right]$$

[ $U_{01}, U_{02}$  — bezwzględne wartości  $u$  w chwili zgaszenia PS<sub>1</sub> i PS<sub>2</sub> (por. rys. 6)].

Ostatnie wzory pozwalają wyciągnąć następujące wnioski:

1. Uchyb dodatkowy pomiaru napięcia  $U_m$  nie zależy od tego, czy nierówności  $U_0 \neq U_m$  są wywołane zgaszeniami spóźnionymi, czy przedwczesnymi.

2. Dla danego przebiegu  $u = \varphi(t)$  uchyb dodatkowy jest tem większy, im większy jest odstęp czasowy między zgaszeniem i przejściem  $u$  przez maksimum.

Trzeci wniosek wynika z zastosowania warunku zgaszenia:  $\left(\frac{dv}{dt}\right)_0 = \frac{C}{C + C_k} \left(\frac{du}{dt}\right)_0$  do interpretacji wzoru na  $I$ . (Indeksy 0 oznaczają wartości, występujące w chwili zgaszenia).

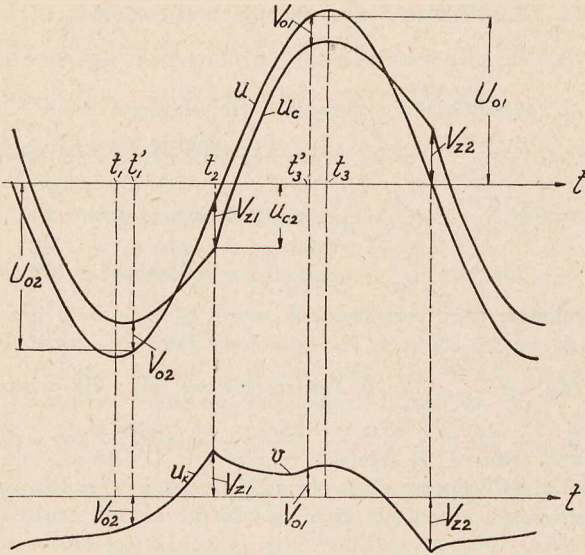
3. Dla danego  $\left(\frac{dv}{dt}\right)_0$  uchyb dodatkowy jest tem mniejszy, im mniejszy jest stosunek  $\frac{C + C_k}{C}$  oraz większa stała  $w$

wyróżnieniu  $u = \text{const. } \varphi(t)$ <sup>4)</sup>. Zatem dla UPS o małym  $C_k$ , mierzącego wysokie napięcie, należy się spodziewać małych uchybów dodatkowych.

Z wniosków 2 i 3 widać, że wielkość uchybu dodatkowego zależy od pochodnej  $\left(\frac{dV}{dt}\right)_0$ , może być więc wyznaczona tylko przy pomocy pomiarów. Wzór

$$\frac{1}{2} [(U_{01} - U_m) + (U_{02} - U_m)]$$

nie jest dogodny do sprawdzania eksperymentalnego, a więc należy go odpowiednio przekształcić.



Rys. 6. Przebiegi  $u, u_c, u_k, v = \varphi(t)$  w przypadku zgaszenia nierównoczesnych.

Punkt wyjścia dla dalszych rozważań stanowią przebiegi napięć  $u_c$  i  $u_k$  po zgaszeniu nierównoczesnym PS. Okazuje się, że począwszy od chwili zgaszenia, napięcia powyższe przebiegają jako krzywe rodzin odpowiednio  $u_c = \frac{C_k}{C + C_k} u + \text{const.}$ ,  $u_k = \frac{C}{C + C_k} u - \text{const.}$  Krzywa  $v = \varphi(t)$  przechodzi w tę krzywą  $u_k = \varphi(t)$ , do której jest styczna w chwili zgaszenia. Omawiane przebiegi ilustruje rys. 7.

W razie zgaszenia przedwczesnego (rys. 7) krzywa  $u_k = \varphi(t)$  przechodzi przez maksimum ( $u_k = \pm U_{km}, U_{km}$  – wartość bezwzględna) jednocześnie z krzywą  $u = \varphi(t)$ . Okazuje się, że wyrażając  $U_0$  przez  $U_{km}$  lub uważając formalnie chwilę wystąpienia  $\pm U_{km}$  za chwilę zgaszenia, można otrzymać zależność:

$$\Delta_t I_0 = -(C + C_k) f(U_{km1} + U_{km2})^5.$$

Otrzymany wzór stanowi poszukiwane przekształcenie wzoru teorii ogólnej. Posiada on wyższość nad wzorem, z którego powstał, ponieważ wielkość  $U_{km}$  można wyznaczyć stosunkowo dokładnie na drodze pomiarowej. Ze względu na to, że budowa wzoru teorii ogólnej UPS i otrzymanego ostatnio jest taka sama, w dalszym ciągu niniejszej pracy drugi wzór będzie uważany formalnie za szczególny przypadek pierwszego i wobec tego wielkość  $U_{km}$  za szczególną wartość wielkości  $V_0$ .

<sup>4)</sup> Mowa o najczęściej spotykanych przebiegach  $u$ , dla których  $\frac{d^2 u}{dt^2}$  w sąsiedztwie chwili zgaszenia i przejścia przez 0 nie zmienia znaku.

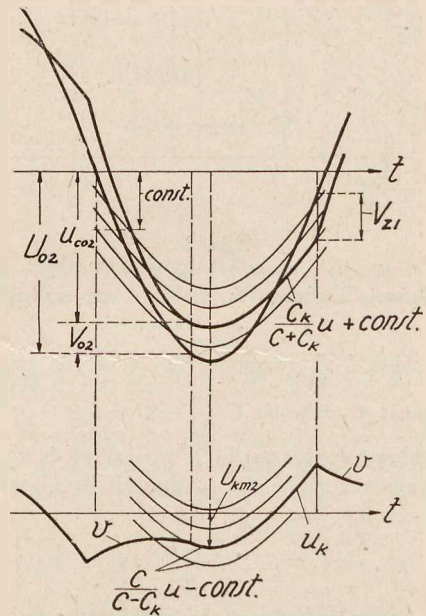
<sup>5)</sup> W razie, gdy zgaszenie jest przedwczesne tylko dla jednego PS, do wzoru wchodzi wielkość  $U_{km}$  i  $V_0$  np.  $\Delta_t I_0 = -(C + C_k) \cdot f(U_{km1} + V_{02})$ .

Sprawa zgaszenia przedwczesnego wymaga jeszcze dodatkowego omówienia. Przy wyprowadzaniu wzoru na  $\Delta_t I_0$  przyjęto mianowicie, że po zgaszeniu danego PS napięcie na nim nie osiąga wielkości, wystarczającej do zapłonu, wobec czego znak  $u_k$  zmienia się i następuje w końcu zapalenie się drugiego PS. Nie jest jednak naogół wykluczone, że zgaszenie może nastąpić dla  $\frac{d u}{d t}$  tak dużego, że po zgaszeniu nastąpi nowy zapłon tego samego PS a nawet seria zapłonów i zgaszeń. W takim przypadku sprawa uchybu wymaga szczególowej analizy, która zostanie przeprowadzona dopiero w części doświadczalnej niniejszej pracy, gdy własności omawianych zapłonów i zgaszeń będą lepiej znane.

Dla zgaszenia spóźnionego nie można ułożyć prostego wzoru na  $I$ , dającego się sprawdzić doświadczalnie z odpowiednią dokładnością. Z tego względu w części eksperymentalnej niniejszej pracy uchyb  $\Delta_t I_0$  w przypadkach zgaszeń spóźnionych będzie wyznaczony ze wzorów teorii ogólnej UPS, a uchyb dodatkowy traktowany, jako odchylenie od tej teorii.

### b. Pojemność własna prostowników (statyczna i dynamiczna).

Przez pojemność własną PS, stanowiącą część  $C_k$ , i mikroamperomierz, włączony w szereg z PS, płynie prąd pojemnościowy. Okoliczność ta nie może być oczywiście przyczyną błędnego wskazania mikroamperomierza, jeśli przyjąć, że pojemność własna jest niezmienna, gdyż wartość średnia prądu pojemnościowego jest równa 0 (napięcie na PS jest okresowo zmienne). Pojemność własna PS może natomiast odgrywać inną rolę. Mianowicie pojemność ta musi być większa w czasie czynności PS, niż w okresie pojemnościowego



Rys. 7. Przebiegi  $u, u_c, u_k, v = \varphi(t)$  po zgaszeniu nierównoczesnym (przedwczesnym).

rozkładu napięć (por. np. D ä l l e n b a c h [34], str. 102). Jest to związane z łatwością przenikania ładunków z elektrod do gazu w czasie wyładowania (ładunki przestrzenne) i tworzeniem się elektrycznych warstw podwójnych przy katodzie (R o t h e [38]). Pojemność tak zwiększona będzie nazywana dynamiczną. Gdy prąd PS staje się  $= 0$ , własna dynamiczna pojemność PS, według poglądu autora niniejszej pracy, staje

się równa statycznej<sup>6)</sup>. Ładunki nie mogą wtedy dostawać się już z okładzin do gazu, który stracił odpowiedni stopień jonizacji.

Zachodzi pytanie, czy istnienie różnych  $C_k$  w ciągu jednego okresu może wywołać nowy uchyb, nieuwzględniony przez teorię UPS. Okazuje się, że ta teoria, przy ujęciu pojemności dynamicznej, opisanem wyżej, zachowuje swą ważność. Wprawdzie zasadnicze równanie różniczkowe przybiera nieco odmienną postać:

$$i = C \frac{du}{dt} - C \frac{du_k}{dt} - \frac{d[C_k(v, u_k)]}{dt}$$

ale wzory na uchyb pozostają niezmienione, gdyż zależą one od ładunku na  $C_k$  w chwili zgaszenia, to jest w chwili, gdy  $C_k$  ma wartość statyczną. Tylko wtedy możnaby się spodziewać uchybów dodatkowych, gdyby prąd, związany z zmianą pojemności dynamicznej na statyczną, wywoływał zgaszenia spóźnione (patrz zg. spóźnione).

c. Zależność  $C_k$  od częstotliwości. Występowanie  $R_k$ .

Kondensatory z dielektrykiem stałym cechują się zależnością wielkości pojemności od częstotliwości przyłożonego napięcia i występowaniem oporności, równoległej do pojemności. Jest to wywołane zjawiskiem absorpcji dielektrycznej ([48], [49], [6], str. 399). Zależność  $C_k$  od częstotliwości powoduje niecisłość teorii UPS, gdyż napięcie  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  posiada harmoniczne wysokiego rzędu i o dużej amplitudzie. Niecisłość ta nie grała roli dla układów, omawianych w części eksperymentalnej i konstrukcyjnej niniejszej pracy, gdyż zawsze starano się, aby dielektrykiem kondensatora  $C_k$  było prawie wyłącznie powietrze. Również kondensatory, mające na celu zwiększenie naturalnej pojemności  $C_k$  w UPS, dobierano zawsze o dobrych własnościach dielektrycznych.

3. Cel badań doświadczalnych.

Celem doświadczalnego sprawdzenia teorii UPS będzie zbadane jakościowe i ilościowe zgodności przebiegów rzeczywistych z ujętymi przez wzory matematyczne. Ważne jest zwłaszcza określenie, jakie wielkości posiadają przewidziane odchylenia od teorii i czy nie występują inne, nieprzewidziane. Przyczyny przewidzianych odchylenia są następujące:

- a) Spóźnione zgaszenie.
- b) Zależność  $C_k$  od częstotliwości.
- c) Występowanie  $R_k \neq \infty$ .

Ponadto, w razie zastosowania nieodpowiednich PS:  
d) Jednoczesne działanie PS.

Jeden z rozdziałów części eksperymentalnej poświęcony będzie ponadto zbadaniu tych własności UPS, które nie zostały przewidziane przez teorię UPS.

B. CZĘŚĆ EKSPERYMENTALNA.

1. Metody pomiarowe.

Aby osiągnąć cel, wytknięty na końcu części A dla badań doświadczalnych, obrano dwie drogi. Sprawdzano, czy przebiegi czasowe napięć i prądów zgadzają się z przebiegami określonymi przez wzory (sprawdzenie jakościowe)

<sup>6)</sup> O pojemności dynamicznej można znaleźć wzmianki w pracach [25], [30] i [37]. Sprzeczne z wyrażonym wyżej poglądem wyniki pomiarów Würschmida [30] można prawdopodobnie wytłumaczyć przewodnością powierzchniową i stratnością szkła, tworzącego ścianki użytych przez niego elementów świetlanych. Tłumaczenie Vallego ([37], str. 474), jako niezgodne z nowszymi poglądami dotyczącymi czasu znikania ładunków przestrzennych (Rother [38]), nie wydaje się słuszne.

i czy uchyb otrzymany ze wzorów teoretycznych ( $\Delta_t I_0$ ,  $\Delta_t U_m$ ) odpowiada wyznaczonemu bezpośrednio doświadczalnie ( $\Delta_e I_0$ ,  $\Delta_e U_m$  — sprawdzenie ilościowe). Wielkości, które należało zmierzyć, były następujące:

α. Sprawdzenie jakościowe: krzywe  $u_k$ ,  $v$ ,  $i$ ,  $\frac{du}{dt} = \varphi(t)$ .

β. Sprawdzenie ilościowe:  $V_{01} + V_{02}$ ,  $C$ ,  $C_k$ ,  $f$  oraz uchyb rzeczywisty.

Do badań jakościowych można ponadto zaliczyć wykrycie, czy nie występują okresy równoczesnego działania prostowników w UPS oraz określenie, jaki jest przebieg charakterystyki statycznej PS.

a. Opis metod pomiarowych.

Metody uszeregowano w kolejności stosowania ich do wyznaczania  $\Delta_t I_0$  i  $\Delta_e I_0$ : na ostatnim miejscu omówiono te metody do badań jakościowych, które nie stanowią odmiannych metod do badań ilościowych.

Nowe skróty, oprócz podanych w cz. A, 1.

UPSP — UPS praktyczny, opisany w cz. C, 1, b, w którym PS znajdują się wewnątrz kuli o średnicy 25 cm.

DP — dzielnik pojemnościowy napięcia (np. DP 3/300 oznacza DP o pojemnościach 3 i 300  $\mu\mu F$ ).

AK — amplifikator z lampami katodowymi (np. AK A 141 — AK z lampą A 141).

LK — lampa katodowa (np. LK A 141).

OS — oscylogram.

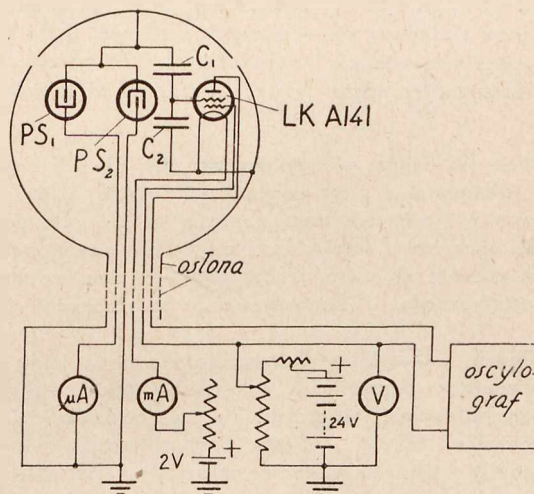
$(C + C_k)_n$  pojemności naturalne UPSP, t. zn. pojemności, gdy  $\Delta C_k = 0$ .

$\Delta C_k$  — pojemność skupiona, włączana do UPSP celem uzyskania dużego  $C_k$ .

$\Delta_t I_0$ ,  $\Delta_t U_m$  — uchyb określony ze wzoru teoretycznego.

$\Delta_e I_0$ ,  $\Delta_e U_m$  — uchyb określony na drodze eksperymentalnej w. n. — wysokie (-go) napięcie (-a).

1. Określenie  $V_{01} + V_{02}$  i przebiegu  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ . Wielkość  $V_{01} + V_{02}$  wyznaczano z OS krzywej  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ . Schematyczny układ połączeń układu pomiarowego przedstawia rys. 8. Większość elementów tego układu mieściła się w kuli (UPSP), będącej jednocześnie osłoną PS i osłoną

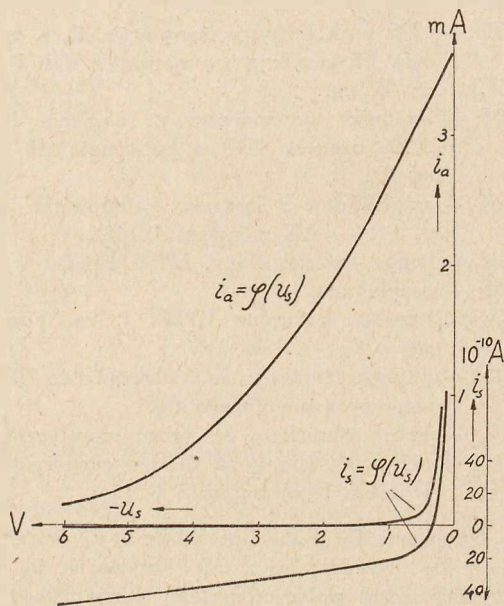


Rys. 8.

Układ połączeń do zdjęcia krzywej  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ . Linje przerywane oznaczają części przewodów ukryte w metalowym węź (osłona), długim kilka m. Elementy układu:  $C_1$  — kondensator powietrzny,  $C_2$  — kondensator rurkowy firmy A. Horkiewicz, LK A 141 — lampa katodowa dwusiatkowa firmy Philips.

jednej z okładzin kondensatora w. n. W kuli znajdowały się prostowniki PS<sub>1</sub> i PS<sub>2</sub>, na których panowało napięcie  $v$  lub  $u_k$ . Napięcie to było przyłożone do dzielnika pojemnościowego (DP): C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> (ok. 3 μF/300 μF), na pojemność niskonapięciową którego włączona była siatka lampy A 141 (Philips). Układ amplifikatora AK A 141 charakteryzował się niestosowaniem opornika siatki i niedawaniem stałego napięcia na siatkę. Wskutek tego powstawała detekcja siatkowa, nie pozwalająca na oddzielne wyznaczenie  $V_{01}$  i  $V_{02}$ . Stałej składowej prądu anodowego LK A 141 nie kompensowano, a cały prąd anodowy przepuszczano przez pętlę typu V oscylografu Siemens (charakterystyka pętlicy — patrz rys. 19).

Aby wyznaczyć skalę OS, otrzymanych przy pomocy układu z rys. 8, należało znać, oprócz charakterystyki LK (rys. 9), stosunek napięcia na C<sub>2</sub> do napięcia na całym DP (przekładnię DP). Dla wyznaczenia przekładni załączono na DP napięcie o takiej wartości szczytowej, aby PS były



Rys. 9.

Charakterystyka LK A 141 przy napięciu anodowym 20 V, prądzie żarzenia 0,08 A. Oznaczenia:  $i_a$  — prąd anodowy,  $i_s$  — prąd siatkowy,  $u_s$  — napięcie siatkowe. Dwie krzywe  $i_s = \varphi(u_s)$  odpowiadają największym i najmniejszym zaobserwowanym prądom siatki (wpływ wilgotności powietrza).

nieczynne (w danym przypadku ok. 100 V). OS tego napięcia zdejmowano przy pomocy DP i AK A 141, z OS określano wartość szczytową napięcia na C<sub>2</sub>. Do pomiaru wartości szczytowej napięcia na całym DP posługiwano się ogólnie znanym układem, złożonym z PK oraz woltomierza elektrostatycznego i kondensatora, połączonych równolegle.

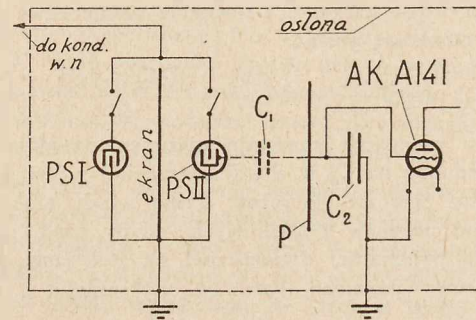
Chwilę wystąpienia  $V_0$  wyznaczano bądź jako chwilę odpowiadającą przejściu  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  przez maksimum bądź (orientacyjnie, w przypadku zgaszenia późniejszego) przy pomocy OS  $i = \varphi(t)$ . Przy obliczaniu  $V_{01} + V_{02}$  uwzględniano napięcie włączone w szereg z PS, o ile krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  była zdejmowana jednocześnie z krzywą  $i = \varphi(t)$  (por. rys. 18).

Sprawdzenie prawidłowości działania układów do pomiaru  $V_{01} + V_{02}$  przeprowadzono czterema sposobami.

a) Porównano przebieg  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , zdjęty przy pomocy DP 3/300, ze zdjętym przy pomocy DP, dla którego wpływ prądu siatki LK, przewodności kondensatorów DP<sup>7)</sup>

i wpływ absorpcji dielektrycznej nie mogły przejawiać się pod postacią niepomijalnych odkształceń przebiegu napięcia na C<sub>2</sub> w stosunku do napięcia na całym DP.

b) Porównano przebieg  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , zdjęty przy pomocy AK A 141, ze zdjętym przy pomocy AK pracującego napewno prawidłowo.



Rys. 10.

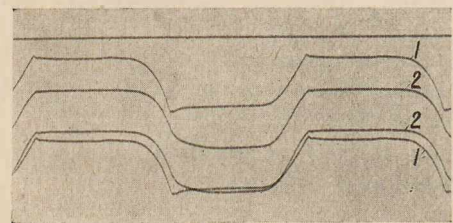
Układ do sprawdzenia czystości dielektrycznej kondensatora C<sub>1</sub>, utworzonego przez elektrodę PS II i okładzinę wewnętrzną (P). PS I i PS II włączone stałe, ale czynny jest zawsze tylko jeden PS. Oznaką czystości dielektrycznej kondensatora C<sub>1</sub> jest jednakowy przebieg napięcia na C<sub>2</sub> i na całym DP.

c) Stwierdzono przy pomocy częstych pomiarów przekładni DP, że emisja LK A 141 nie zmieniała się.

d) Porównano przebieg  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , zdjęty przy pomocy pętli typu V i pętli o innych własnościach mechanicznych ( $\alpha$  i  $f_0$  — por. rys. 19).

Sprawdzenie a) wykazało, że DP 3/300 działa prawidłowo, o ile na okładzinie kondensatora C<sub>1</sub> nie zamykają się linie pola elektrycznego, wychodzące z elektrody PS (rys. 10, 11) i o ile DP 3/300 jest szczelnie zaekranowany (rys. 12)\*).

Sprawdzenie b) pozwoliło ustalić, że warunkiem prawidłowego działania LK A 141, znajdującej się w pobliżu czynnego PS, jest ekranowanie tej LK. W przeciwnym razie osad na bańce LK gra rolę siatki zewnętrznej (por. rys. 13).



Rys. 11.

Napięcie na C<sub>2</sub> (por. rys. 10): 1. gdy PS II jest nieczynny, a PS I czynny dwustronnie; 2. gdy PS II jest czynny dwustronnie, a PS I nieczynny. Krzywa 2 oddaje niewiernie przebieg napięcia na całym DP, który jest taki sam, jak na krzywej 1. Gdy PS II jest czynny, C<sub>1</sub> nie jest więc czystą pojemnością.

Sprawdzenie d) wykazało, że oscylograf odtwarza na ogół wiernie rzeczywisty przebieg  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  w okolicy chwili wystąpienia napięcia  $V_0$ . Do tego samego wniosku prowadzi oszacowanie sposobem Zölich'a [51], lub oparcie się na rys. 36 w podręczniku Jaeger'a [54]. Ponadto, jak wynika ze specjalnych pomiarów, można pomi-

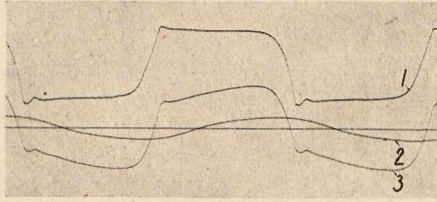
<sup>7)</sup> Wpływ tych czynników oszacowano również na drodze rachunkowej, przyczem określano składową napięcia na C<sub>2</sub>, wywołaną prądem siatki i przewodnością.

<sup>\*</sup>) Ekranowanie to jest szczególnie ważne dla AK, wzmiankowanego pod b).



nać odkształcenia papieru światłoczułego, stosowanego do OS, wywołane działaniem odczynników chemicznych.

2. *Pomiar  $f$ ,  $C$ ,  $C_k$ .* Metody pomiaru nie wymagają specjalnych omówień. Pojemność  $C$  określano przy pomocy jednoczesnego pomiaru wysokiego napięcia iskiernikiem ([12], [58]) i UPK. Częstotliwość  $f$  mierzono częstotlicmiem sprężynkowym.

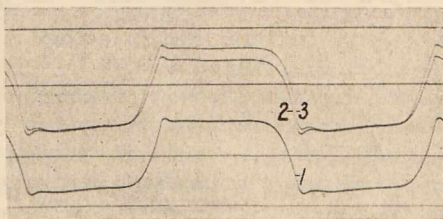


Rys. 12.

Wpływ osłon na prawidłowość działania DP. Krzywa 1: rzeczywisty przebieg napięcia  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ . Krzywa 2: napięcie  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  określone przy pomocy DP, cechującego się usunięciem części osłon, niepozwalających na występowanie pola wysokiego napięcia w pobliżu DP. Krzywa 3: krzywa zdjęta przy pomocy DP w tych samych warunkach, co krzywa 2, z tą różnicą, że napięcia  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  nie włączono na DP. Rzędne krzywej 2 są miarą wpływu pola wysokiego napięcia.

Pojemność  $C_k$  (lub  $C + C_k$ ) określano trzema metodami. Metody te, nadające się do pomiaru pojemności bez strat, można było zastosować do pomiaru  $C_k$ . Stwierdzono to, badając wierność odtwarzania napięć  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  przez DP, którego członem był raz kondensator  $C_k$  (w czasie działania PS), drugi raz kondensator bez strat o takiej samej pojemności.

Metoda dzielnikowa polegała na zastosowaniu dzielnika pojemnościowego, złożonego z kondensatorów  $C$  i  $C_k$ . Znając wielkość  $C$  oraz wartości szczytowe napięć na całym dzielniku i na  $C_k$ , można było z prostych wzorów określić  $C + C_k$ . Napięcie na  $C_k$  tak dobrano, aby PS nie działały. Napięcia wysokiego na cały DP dostarczał transformator miernikowy (6000 V/110 V); napięcie na  $C_k$



Rys. 13.

Wpływ ekranowania LK A 141. 1. Przebieg  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , zdjęty przy pomocy AK 2RE 154 działającego prawidłowo; 2, 3. Ten sam przebieg, zdjęty przy pomocy AK A 141, gdy LK była (krzywa 2) i nie była ekranowana (krzywa 3). Krzywe 1 i 2 mają taką samą wartość (po uwzględnieniu detekcji AK A 141).

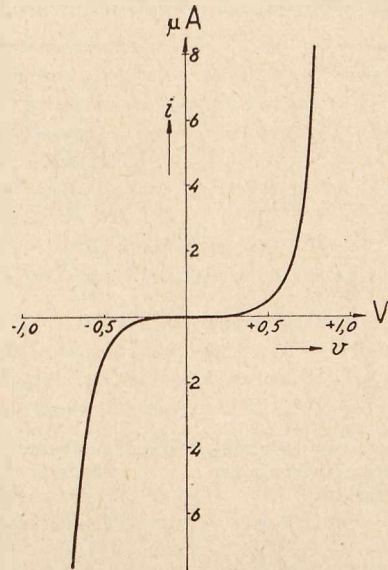
określano przy pomocy opisanych wyżej DP 3/300 i AK A 141.

Metoda mostkowa polegała na stosowaniu mostka Seibta w wykonaniu firmy tejże nazwy. Używano jej głównie do wyznaczania pojemności  $\Delta C_k$  kondensatorów, włączanych do UPS dla zwiększenia  $C_k$ .

Metoda prostownikowa pomiaru  $C_k$  opierała się na wzorze  $I = 2fC_k U_m$ , słusznym dla UPK, w którym rolę pojemności  $C$  gra  $C_k$ . Napięcie  $U_m$  obierano rzędu 100 V. Do prostowania użyto specjalnie dobranych PK (cha-

rakterystyki, patrz rys. 14), a jako przyrządu pomiarowego — galwanometru ( $1^\circ = \text{ca. } 2,88 \cdot 10^{-9} \text{ A}$ ).

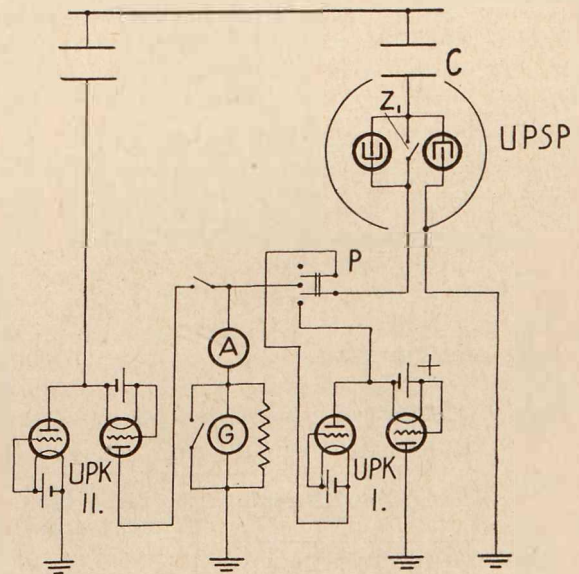
3. *Wyznaczenie  $\Delta_e I_0$ .* Znajomość wielkości  $V_{01} + V_{02}$ ,  $C$ ,  $C_k$ ,  $f$  wystarcza do określenia uchybu teoretycznego  $\Delta_t I_0$ . Aby wyznaczyć uchyb rzeczywisty  $\Delta_e I_0$ , porównywalno wielkość prądu wyprostowanego w UPS i w UPK (UPK I rys. 15<sup>\*)</sup>). Wykonywano w tym celu dwa pomiary,



Rys. 14.

Charakterystyki kenotronów zastosowanych w UPK (B 409 Philipsa; siatka zwarta z +, obwód anody połączony do — włókna).

przy których pojemność  $C$  była ta sama. W większości przypadków oprócz układu UPK I korzystano jeszcze z UPK II (rys. 15), którego prąd wyprostowany służył do kompensacji prądu, mierzonego przez UPS lub UPK I. W tych przypadkach galwanometr G lub mikroamperomierz A mierzył wprost  $\Delta_e I_0$ . Zastosowanie kompensacji prądem stałym było niemożliwe ze względu na wahania  $U_m$  w czasie pomiarów (rzędu 0,5%).

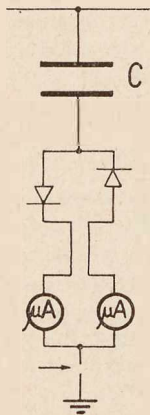


Rys. 15.

Układ do określania uchybu rzeczywistego. Przełącznik P i zwieracz  $Z_1$  służą do łączenia kondensatora  $C$  bądź z UPSP, bądź z UPK I. Inne objaśnienia w tekście.

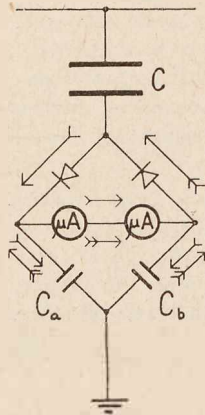
<sup>\*)</sup> Charakterystyki PK, patrz rys. 14.

W czasie badań układów pomiarowych zauważono możliwość łatwych do przeoczenia uchybów, wywołanych niedokładnością połączeń. W razie przerwy uziemienia, jak na rys. 16, zmiana wskazań mikroamperomierza może nie być zauważona, co się daje łatwo wytłumaczyć przy pomocy rys. 17.



Rys. 16.

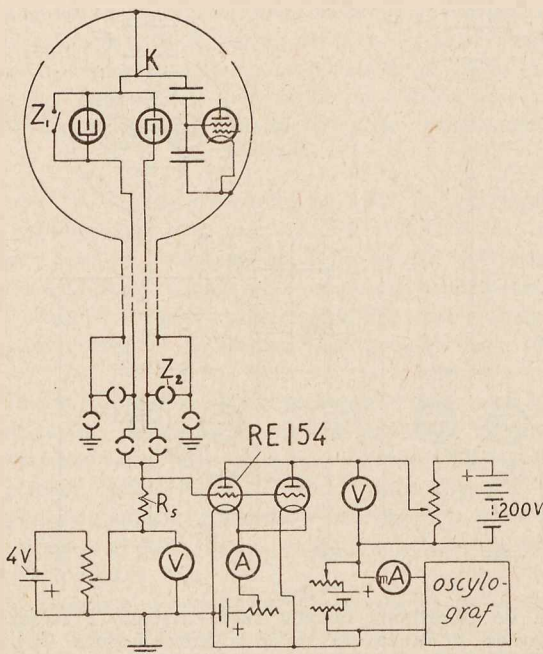
UP z przerwanem uziemieniem (w miejscu wskazanym strzałką).



Rys. 17.

Układ schematyczny, odpowiadający rys 16. ( $C_a \approx C_b \approx 800 \mu\mu F$ ;  $C = \text{kilka } \mu\mu F$ ).

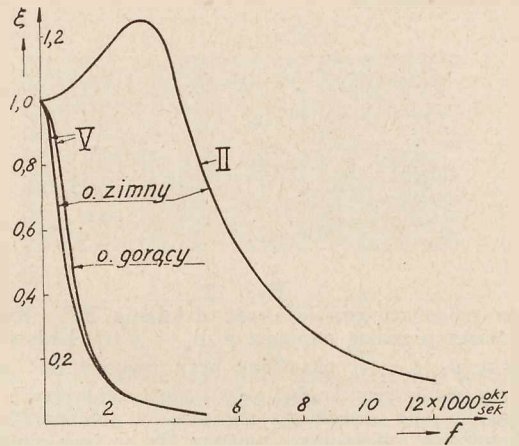
4. Określenie przebiegów prądowych. Przebiegi  $i$ ,  $C \frac{du}{dt}$ ,  $C \frac{du_c}{dt} = \varphi(t)$ , ważne dla rozważań jakościowych, określano przy pomocy oscylografu. Schemat zastosowanego układu pomiarowego daje rys. 18. Spadek napięcia na oporności  $R_s$  ( $3 \div 50 \text{ k}\Omega$ ) wywoływał zmiany prądu anodowego LK RE 154 (Telefunken), proporcjonalne a) do prądu  $i$  PS<sub>1</sub>, lub PS<sub>2</sub>, b) prądu sumarycznego obu PS, lub c) prądu  $C \frac{du}{dt}$  lub  $C \frac{du_c}{dt}$  (w zależności od połączeń zwieraczy  $Z_1$  i  $Z_2$ ). Stałą składową prądu anodowego AK 2RE 154 kompensowano, a do pętli oscylografu wpuszczano tylko składową zmienną.



Rys. 18.

Układ do oscylografowania przebiegów prądowych.

Układ amplifikatora z rys. 18 był przeznaczony do współpracy z pętlą typu V<sup>o)</sup> (prąd maks. 4 mA). Aby móc korzystać z pętli typu II (prąd maks. 100 mA), zestawiono inny amplifikator, dwustopniowy, w układzie czysto oporowym (t. zw. układzie Loftin-White [61]). Zastosowane LK: w pierwszym stopniu B 443 (Philips), drugim



Rys. 19.

Charakterystyki pętlic typu II i V.

Cznaczenia:

- o. zimny — olej tłumiący w temp. pokojowej;
- o. gorący — olej maksymalnie ogrzany przez uzwojenie magnesów oscylografu;
- $\xi$  — stosunek amplitudy wychylenia pętli przy prądzie zmiennym do wychylenia przy prądzie stałym, gdy amplituda prądu zmiennego = wielkości prądu stałego;
- $f$  — częstotliwość.

Częstotliwość drgań własnych przy myślowo odrzuconem tłumieniu ( $f_0$ ) i stopień tłumienia ( $\alpha$ ), obliczone ze wzorów Zöllicha [51], wynoszą:

- dla pętli II —  $f_0 = 4000 \text{ okr/sek}$ ,  $\alpha = 0.45$ ;
- dla pętli V (o. zimny) —  $f_0 = 735 \text{ okr/sek}$ ,  $\alpha = 0.99$ ;
- dla pętli V (o. gorący) —  $f = 735 \text{ okr/sek}$ ,  $\alpha = 0.76$ .

RE 604 (Telefunken), lub 6 lamp B 409 (Philips), połączonych równolegle.

Charakterystyki pętli typu II i V przedstawia rys. 19. Prąd o zmiennej częstotliwości, zastosowany do ich wzorcowania, czerpano z generatora maszynowego lub z dynatronowego Państw. Instytutu Radj.; wielkość prądu mierzono przyrządem termoelektrycznym.

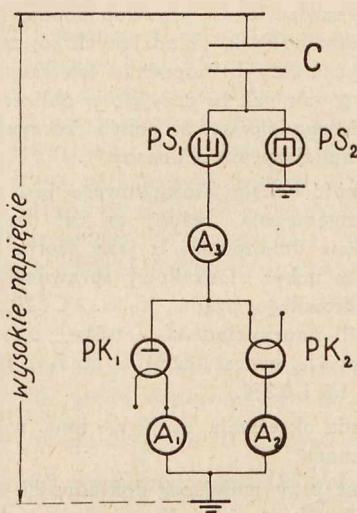
5. Sprawdzenie jednostronności działania PS. Układ do sprawdzenia, czy nie zachodzą okresy wspólnego działania PS, przedstawiony na rys. 20, nie wymaga objaśnień. Jego cecha istotna polega na rozdzieleniu prądów obu kierunków, gdyby takie prądy płynęły przez PS (PS<sub>1</sub> na rys. 20).

6. Określenie własności statycznych PS i własności podczas wyładowań relaksacyjnych. Układ do pomiaru napięć na PS składał się z baterji, kenetronu i przyrządu zerowego (układ kompensacyjny). Występowanie relaksacji określano przy pomocy telefonu. Układ ten został kilkakrotnie opisany w literaturze wyładowań relaksacyjnych (patrz np. [35], [38], [24]). Z tego względu omówiona będzie na tem miejscu tylko sprawa różnic między układem zastosowanym i zwykle używanym, opisanym przez Rothego ([38], str. 538) oraz sprawa dokładności zastosowanego układu.

Różnice polegały na umieszczeniu telefonu wprost w szereg z PS, zamiast w szereg z PS i  $C_k$  oraz na stosowaniu galwanometru, jako przyrządu zerowego. Z tych zmian korzystano zresztą nie przy wszystkich pomiarach. Pierwsza pozwalała na dokładniejsze określenie granic prądów zasilania ( $i_z$  — rys. 50a), w których występowały wyładowa-

<sup>o)</sup> Oscylograf firmy Siemens.

nia relaksacyjne; opierała się ona na stwierdzonej doświadczalnie niezależności tych granic od miejsca włączenia telefonu. Druga pozwalała na dużą dokładność wyznaczenia wznoszącej się gałęzi charakterystyki statycznej PS ( $\frac{dv}{di} > 0$ ). Gdy charakterystyka była silnie opadająca, użycie galwanometru nie było możliwe.



Rys. 20.

Układ do sprawdzenia jednostronności prądu PS. PS<sub>1</sub>, PS<sub>2</sub> — elementy badanego UPS, PK<sub>1</sub>, PK<sub>2</sub> — elementy układu pomiarowego.

Baterję kenotronu z gałęzi zerowej wybrano o b. małych wymiarach<sup>10)</sup> i umieszczono w dużej odległości od ziemi. Miało to na celu niezwiększanie C<sub>k</sub>. Częstotliwość wyładowań relaksacyjnych wyznaczano, oscylografując ich prąd przy pomocy amplifikatora, współpracującego z pętlą typu II.

b. Dokładność określenia uchybów prądowych Δ<sub>t</sub>I<sub>0</sub> i Δ<sub>e</sub>I<sub>0</sub>.

O wartości metody pomiarowej decyduje ostatecznie dokładność, z jaką pozwala ona wyznaczyć wielkości badane. Tem się tłumaczy duże znaczenie, jakie posiadają poniższe obliczenia.

Uchyb teoretyczny prądowy UPS (Δ<sub>t</sub>I<sub>0</sub>) otrzymywano z obliczenia, posługując się wzorem:

$$\Delta_t I_0 = -f(C + C_k)(V_{01} + V_{02}).$$

Wobec tego uchyb graniczny określenia Δ<sub>t</sub>I<sub>0</sub> był równy

$$\pm \frac{\delta(\Delta_t I_0)}{\Delta_t I_0} = \frac{\Delta(V_{01} + V_{02})}{V_{01} + V_{02}} + \frac{\Delta(C + C_k)}{C + C_k} + \frac{\Delta f}{f}.$$

Uchyb eksperymentalny prądowy UPS (Δ<sub>e</sub>I<sub>0</sub>) otrzymywano z odczytu wskazania galwanometru lub mikroamperomierza. Wobec stosowania UPK, jako układu określającego I<sub>0</sub> (= 2fCU<sub>m</sub>), uchyby graniczne dodatni i ujemny (± δ(Δ<sub>e</sub>I<sub>0</sub>)) różniły się wielkością. Pierwszy był równy +Δα (α — odczyt miernika), drugi (-Δα - ΔI<sub>0</sub>) gdzie ΔI<sub>0</sub> oznacza uchyb UPK, wywołany istnieniem C<sub>k</sub> i  $\frac{1}{R_k}$ . Niestąłość C i f, lub niedokładność ich pomiaru nie grały roli.

Każda z wielkości  $\frac{\delta(\Delta_t I_0)}{\Delta_t I_0}$  i  $\frac{\delta(\Delta_e I_0)}{\Delta_e I_0}$  jest utworzona przez uchyby składowe, które będą rozpatrzone kolejno.

<sup>10)</sup> Postępowanie dopuszczalne, gdyż zmiana prądu zarzenia kenotronu nawet o połowę wywoływała uchyb tylko 0,6 V przy określeniu charakterystyki statycznej PS.

1. Dokładność określenia V<sub>01</sub> + V<sub>02</sub>. Wyrażenie  $\frac{\Delta(V_{01} + V_{02})}{V_{01} + V_{02}}$  rozpada się najpierw na uchyb określenia sumy napięć  $\frac{V_{01} + V_{02}}{\text{konst}}$ , panujących na członie DP 3/300, i na uchyb określenia przekładni wspomnianego DP.

Pierwszy uchyb składa się z sześciu cząstkowych, oznaczonych niżej literami od a) do e). Są one wywołane:

a)÷e) niedokładnością:

- a) — woltomierza, mierzącego napięcie siatki u<sub>s</sub> podczas określania charakterystyki LK A 141;
- b) — miliamperomierza, mierzącego prąd anodowy i<sub>a</sub> LK;
- c) — odczytu napięć V<sub>01</sub> i V<sub>02</sub> z charakterystyki LK;
- d) — odczytu V<sub>01</sub> i V<sub>02</sub> z OS;
- e) — określenia skali prądowej OS;
- f) — wywołany niestąłością charakterystyki LK.

Uchyby a)÷f) określano bądź bezpośrednio w jednostkach napięcia siatki u<sub>s</sub> (a), c), e)), bądź w jednostkach prądu anodowego i<sub>a</sub> LK, przyczem przechodzą od prądu do napięcia przy pomocy charakterystyki LK (rys. 9). Obliczenia zostały przeprowadzone dla sumy  $\frac{V_{01} + V_{02}}{\text{const}} = 2,7$  woltów (u<sub>s</sub> = 3,2—0,5 woltów), która b. mało odbiegała od przeciętnej. Ważny dla przejścia od przyrostów prądu i<sub>a</sub> do przyrostów napięcia u<sub>s</sub>, współczynnik  $\frac{du_s}{di_a}$  wynosił okragło 1 i 2 wolt/miliamper, odpowiednio dla u<sub>s</sub> = 0,5 i 3,2 woltów. Przy obliczeniach uwzględniano oddzielnie uchyb  $\frac{V_{01}}{\text{const}}$  i  $\frac{V_{02}}{\text{const}}$ .

Całkowity uchyb graniczny określenia  $\frac{V_{01} + V_{02}}{\text{const}}$  wyniósł (kolejne liczby odpowiadają uchybom cząstkowym od a) do f):

$$0,33 + 0,78 + 0,74 + 2,11 + 0,74 + 1,11 = 5,8\%.$$

2. Dokładność określenia przekładni DP. Główną przyczyną niedokładności był uchyb określenia wartości szczytowej napięcia na członie DP, równy liczbowo wyznaczonemu wyżej (5,8%). Uwzględniając uchyb pomiaru wartości szczytowej napięcia na całym DP (0,85%), można było oszacować uchyb przekładni na 5,8 + 0,85 ≈ 6,7%, a całkowity uchyb określenia V<sub>01</sub> + V<sub>02</sub> na 5,8 + 6,7 = 12,5%.

3. Dokładność określenia C + C<sub>k</sub>. Dzięki stosowaniu trzech metod pomiarowych, wyznaczono stosunkowo wąskie granice dla C + C<sub>k</sub>. Np. gdy C + C<sub>k</sub> wynosiło (w μF):

- 75 ÷ 56,2 (metoda dzielnikowa),
- 69,4 ÷ 60,4 (metoda mostkowa),
- 67,1 ÷ 55,1 (metoda prostownikowa).

można było przyjąć, że C + C<sub>k</sub> = (63,7 ± 3,3) μF [granice 67,1 ÷ 60,4]. Powyższy sposób obliczania granic ma w tym przypadku duże znaczenie, ponieważ uchyby graniczne metody prostownikowej i mostkowej są asymetryczne (np. 57,0 + 10,1 - 1,9 μF).

Dokładność poszczególnych metod pomiaru C + C<sub>k</sub> omówimy pokolei.

Metoda dzielnikowa. Wielkości, określające dokładność są:

- a) Uchyb określenia napięcia na C<sub>k</sub>, równy liczbowo uchybowi określenia V<sub>01</sub> + V<sub>02</sub> (patrz wyżej), czyli 12,5%.
- b) Uchyb pomiaru C (t. j. pojemności wysokonapięciowej DP, złożonej z C i C<sub>k</sub>). Wobec stosowania meto-

dy prostownikowej do wyznaczenia  $C$  ( $I' = 2fCU_m'$ ), uchyb ten wynosił  $100 \left( \frac{\Delta I'}{I'} + \frac{\Delta f}{f} + \frac{\Delta U_m}{U_m} \right) = 0,3 + 0,5 + 1,0 = 1,8\%$ .

c) Uchyb pomiaru wartości szczytowej napięcia na całym DP (0,9%).

Całkowity uchyb graniczny metody dzielnikowej wynosił  $12,5 + 1,8 + 0,9 = 15,2\%$ .

Metoda mostkowa (mostek Seibta).

a) Uchyb wzorcowania i czułości przyjęto za równy  $\pm 1 \mu\mu F$  dla pojemności od 0 do  $70 \mu\mu F$ ,  $\pm 10 \mu\mu F$  — dla  $240 \mu\mu F$  oraz  $\pm 38 \mu\mu F$  — dla  $1100 \div 2500 \mu\mu F$ .

b) Uchyb określenia pojemności, utworzonej przez doprowadzenie do mostka od  $C_k$  i ziemię, okazał się zawarty w granicach  $0 \div -5 \mu\mu F$ .

W związku z powyższym, całkowity uchyb metody mostkowej w przypadkach, w których znalazła zastosowanie (pomiar  $62,4$  oraz  $1180 \mu\mu F$ ), wynosił  $\mp \frac{7}{2}$  i  $\mp \frac{43}{36} \mu\mu F$ .

Metoda prostownikowa. Dla przykładu podaję obliczenie uchybu granicznego ([13], [15]) dla przypadku, gdy  $C_k$  wynosiło  $57,0 \mu\mu F$ .

$$+100 \frac{\Delta C_k}{C_k} = 100 \cdot \left( \frac{\Delta f}{f} + \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta U_m}{U_m} \right) = 0,5 + 2 + 0,85 \cong 3,4\%$$

$$-100 \frac{\Delta C_k}{C_k} = 100 \cdot \left( \frac{\Delta f}{f} + \frac{\Delta I}{I} + \frac{2(C+C_k)u_{km}f}{I} + \frac{u_{km}}{2R_k I} + \frac{\Delta U_m}{U_m} \right) =$$

$$= 0,5 + 2,0 + 100 \frac{2(57+440) \cdot 10^{-12} \cdot 0,67 \cdot 50}{0,656 \cdot 10^{-6}} +$$

$$+ 100 \frac{0,67}{2 \cdot 114 \cdot 10^6 \cdot 0,656 \cdot 10^{-6}} + 0,85 =$$

$$= 0,5 + 2,0 + 5,1 + 0,45 + 0,85 = 8,9\%$$

Graniczny uchyb ujemny należy ponadto zwiększyć o  $5 \mu\mu F$  (porównaj metoda mostkowa b)), wobec tego wynik pomiaru  $C_k$  może być napisany pod postacią  $57 \pm 10,1$  —  $1,9 \mu\mu F$ .

Wyniki wszystkich pomiarów  $C + C_k$  umieszczono w tablicach I-V (cz. B, 2, d). Po uwzględnieniu innych składowych ( $100 \frac{\Delta f}{f} = 0,5\%$ ) uchybu granicznego określenia  $\Delta_t I_0$ , górna granica  $100 \frac{\delta(\Delta_t I_0)}{\Delta_t I_0}$  wyniesie  $\pm 18,5\%$  (tabl. I), dolna  $\pm 13,5\%$  (tabl. V).

4. Dokładność określenia  $\Delta_e I_0$ . Na uchyb  $\frac{\delta(\Delta_e I_0)}{\Delta_e I_0}$  składają się dwa cząstkowe:

a) Uchyb odczytu  $\Delta_e I_0$ , wahający się od 2 do 0,5% od  $\Delta_e I_0$ .

b) Uchyb  $\Delta I_0$ , wywołany istnieniem  $C_k$  i  $R_k$  UPK. Tę wielkość otrzymuje się ze wzorów [13] wyrażoną w % od  $I_0$ . Ponieważ uchyb  $\delta(\Delta_e I_0)$  podaje się w odniesieniu do  $\Delta_e I_0$ , wielkości procentowe wypadną większe. Gdy np.  $I_0 = 1 \mu A$  a  $\Delta_e I_0 = 0,84 \mu A$ , to

$$-100 \frac{\Delta I_0}{I_0} = -100 \left[ \frac{2(C+C_k)u_{km}f}{I} + \frac{u_{km}}{2R_k I} \right]^{11)} = -$$

$$= - \left[ 100 \frac{2 \cdot 700 \cdot 10^{-12} \cdot 0,7 \cdot 50}{10^{-6}} + 100 \frac{0,7}{2 \cdot 114 \cdot 10^6 \cdot 10^{-6}} \right] = -5,2\%$$

$$a \quad 100 \frac{\Delta I_0}{\Delta_e I_0} = 100 \frac{0,052}{0,84} = 6,2\%$$

W przeliczonym wypadku  $\Delta_e I_0 = 0,84 \pm 0,07$  —  $0,02 \mu A$  (lub  $0,86 \pm 0,04 \mu A$ ).

<sup>11)</sup> Przy obliczeniach posługiwano się metodą K. Drewnowskiego i J. L. Jakubowskiego [13] uproszczoną. Uproszczenie polegało na braniu  $u_{km}$  [13] nie z pomiaru, a z charakterystyki kenotronu, w założeniu sinusoidalnego przebiegu prądu.

Jak wynika z tablic I + V, największy uchyb graniczny  $100 \frac{\delta(\Delta_e I_0)}{\Delta_e I_0}$  wynosił  $\pm 6,9\%$ , a najmniejszy  $\pm 0,5\%$ .

Z podanych wyżej obliczeń jest widoczne, że dokładność określenia  $\Delta_e I_0$ , a zwłaszcza  $\Delta_t I_0$  nie jest duża. Przy ocenie wartości metod pomiarowych należy jednak uwzględnić następujące okoliczności:

1. Jest bardzo mało prawdopodobne, żeby wszystkie 16 uchybów cząstkowych, składających się na uchyb określenia  $\Delta_t I_0$ , posiadały jednocześnie ten sam znak i maksymalną wielkość tak, jak to przyjęto w obliczeniach. Przeciwnie, należy się spodziewać, że uchyb rzeczywiście zachodzący jest dużo mniejszy niż obliczony.

2. Wielkość uchybu stosunkowego jest związana z postawieniem zagadnienia. Jeśliby za cel badań ilościowych wziąć określenie dokładności, z jaką teoria UPS wyznacza wielkość  $I_0$ , to uchyb stosunkowy sprawdzenia, jako odniesiony do całkowitego prądu  $I_0 (= 2CIU_m)$ , byłby dużo mniejszy. Jeśli naprzykład  $\Delta I_0 = 0,81 \pm 0,15 \mu A$ , to uchyb odniesiony do  $\Delta I_0$  wynosi 18,5%, a do  $I_0 = 10$  lub  $50 \mu A$  — odpowiednio 1,5 i 0,3%.

3. Metoda określenia  $V_{01} + V_{02}$  inna, niż oscylograficzna, nie jest znana.

4. Nawet przy mniejszej dokładności metody oscylograficznego określenia  $V_{01} + V_{02}$ , stosowanie jej byłoby wartościowe, gdyż pozwala ona wyznaczyć szereg jakościowych własności UPS.

## 2. Wyniki sprawdzania teorii ogólnej UPS.

### Nowe skróty:

- Ph 1091 — PS firmy Philips.
- RGN 1500 — PS firmy Telefunken.
- ES — element świetlący.
- WR — wyładowania relaksacyjne.
- WC — wyładowania ciągłe, nie mające charakteru relaksacyjnego; w warunkach statycznych połączone z przepływem prądu stałego.
- WRO — WR o zasilaniu oporowym.
- WRP — WR o zasilaniu pojemnościowym.
- CHS — charakterystyka statyczna.
- Inne skróty, patrz cz. A, 1 i B, 1, a.

a. Prostowniki, użyte do sprawdzenia.

Działanie prostownicze PS uzyskuje się głównie przez użycie na katodę materiału o niskim normalnym spadku katodowym, a na anodę — o wysokim i przez zmniejszenie odstępów elektrod do tego stopnia, aby spadek napięcia na PS był prawie równy spadkowi katodowemu. W tych warunkach statyczne i dynamiczne napięcie zapłonu jest zbliżone do normalnego spadku katodowego. Do prostowania przyczynia się ponadto nierówność powierzchni (krzywizn) elektrod ([16], str. 240, [23], str. 347—348, 74).

Względny powyższe skłoniły do zastosowania w niniejszej pracy PS o dużo różniących się wielkościach i różnych spadkach katodowych obu elektrod, firm: Philips (Ph 1091) i Telefunken (RGN 1500). Wprawdzie udało się zmusić do współdziałania i zwykłe lampy świetlące, o jednakowym materiale elektrod i prawie jednakowej ich wielkości (np. Zwerglampen firmy Osram), ale doprowadzenie do tego było trudne i nie zawsze udawało się (konieczność stosowania na bańce lampy elektrody dodatkowej, połączonej z jedną z elektrod właściwych).

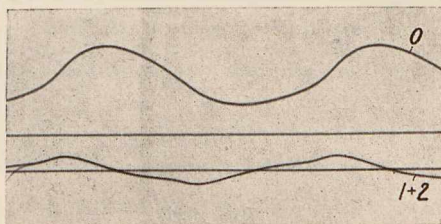
Z zastosowanych w niniejszej pracy PS najlepsze okazały się Ph 1091. Z 4 egzemplarzy, dostarczonych przez firmę, współdziałanie dwóch (Nr. 2 i 4) w stosowanym zakresie napięć okazało się bez zarzutu. Tylko jeden PS (Nr. 1)

nie nadawał się do współpracy z żadnym innym. Ponadto czasami można było obserwować zjawianie się normalnej współpracy PS Nr. 2 i 4 dopiero po 1 ÷ 2 sek od chwili włączenia w. n., co oczywiście nie miało znaczenia praktycznego (wpływ opóźnienia zapłonu?).

Współdziałanie RGN 1500 z sobą nie było tak idealne, jak Ph 1091. Udało się uzyskać je tylko dla dwóch egzemplarzy tego PS (Nr. 5 i 8) z 4 posiadanych, przy połączeniu jednej z anod<sup>12)</sup> z katodą. Wszelkie inne sposoby połączeń i kombinacji egzemplarzy tych PS okazały się bezskuteczne. Układ PS Nr. 5 i 8 działał prawidłowo tylko dla prądów mniejszych, niż 21  $\mu\text{A}$  (wartość średnia). Uruchomienie go nie było łatwe; uzyskiwano je, wyłączając i włączając aż do skutku ten PS, który przepuszczał prąd w obu kierunkach. Widać więc, że właściwie RGN 1500 nie nadawały się do UPS; stosowano je jednak, gdyż nie miano do dyspozycji PS innego typu, a chciano teorię UPS sprawdzić nietylko dla Ph 1091.

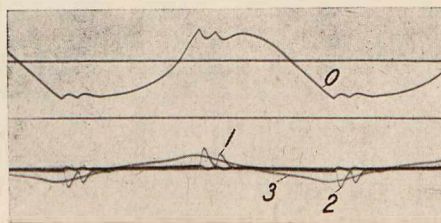
b. Wyniki jakościowe.

Rys. od 21 do 35 przedstawiają OS napięcia  $v, u_k = \varphi(t)$  (krzywa 0), prądu dopływającego do PS<sub>1</sub> lub PS<sub>2</sub> (krzywe 1 i 2) i prądu  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  (krzywa 3), czyli nieprostowanego prądu pojemnościowego. OS oznaczone cyfra-



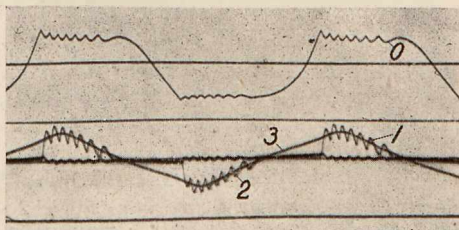
Rys. 21.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$ ,  $U_m < 3 \text{ kV}$ . Pętla V. (0 — krzywa  $v, u_k = \varphi(t)$ , 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających z obu PS).



Rys. 22.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 3,62 \text{ kV}$ . Pętla V. (0 — krzywa  $v, u_k = \varphi(t)$ , 1, 2 — krzywe prądów dopływających do PS<sub>1</sub> i PS<sub>2</sub>, 3 — krzywa  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ).



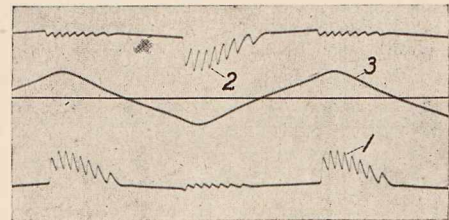
Rys. 23.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 9,06 \text{ kV}$ . Pętla V.

<sup>12)</sup> RGN 1500 posiada 2 anody i 1 katodę.

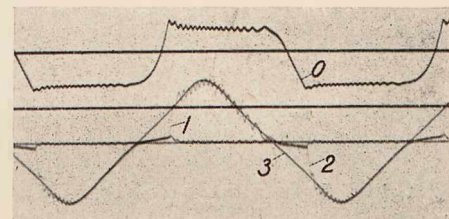
mi 1 + 2 przedstawiają prąd, jaki dopływa do obu PS (sumę rzędnych OS 1 i 2). Krzywe prądów 1, 2, 3 na OS nakładają się na siebie; aby uwidocznnić, jakie części OS należą do tych samych krzywych, przesunięto je względem siebie na oddzielnym OS (rys. 24, odpowiadający rys. 23).

Dwie proste: jedna poza krzywą  $v, u_k = \varphi(t)$ , druga przekreślająca ją, są odpowiednio osią (prąd anodowy AK A 141 równy 0) i prostą skalowania (prąd AK A 141 rów-



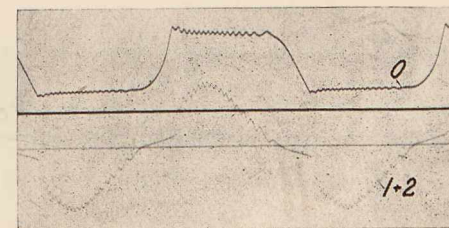
Rys. 24.

Jak rys. 23 (różnica: krzywe 1, 2 i 3 rozsunięte).



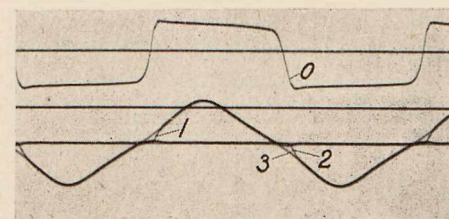
Rys. 25.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 23,5 \text{ kV}$ . Pętla V.



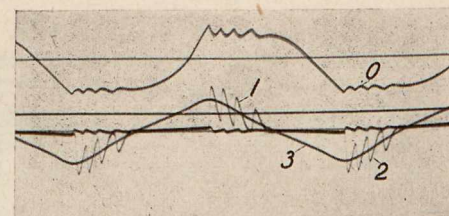
Rys. 26.

Jak rys. 25 (różnica: zamiast krzywych 1 i 2, ich suma 1+2).



Rys. 27.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 94,2 \text{ kV}$ . Pętla V.

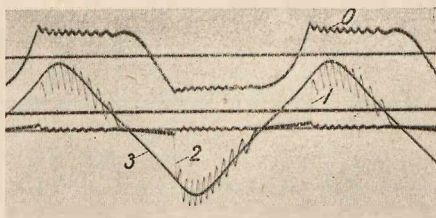


Rys. 28.

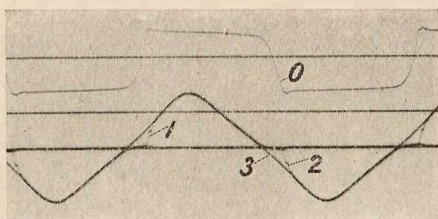
Ph 1091,  $C + C_k = 115,1 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 9,06 \text{ kV}$ . Pętla V.

ny 2,1 mA). Na większości OS również na krzywych prądu zaznaczona jest oś (prąd = 0).

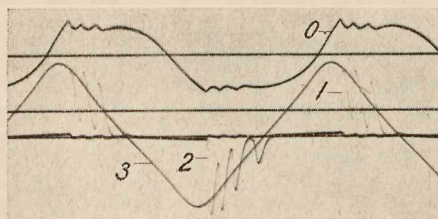
Głównego materiału do rozważań jakościowych dostarczyły prostowniki Ph 1091. Rozważania te są oparte na rys. od 21 do 35, uszeregowanych według wielkości  $C + C_k$  (63,7, 115,1, 302, 1200, 2505  $\mu\mu\text{F}$ ). Dla każdej pojemności  $C_k$  podane są OS dla różnych wielkości  $U_m$  (3,62, 9,06, 23,5, 94,2 kV). OS wykonywano również dla  $U_m = 47,1$  i 188 kV;



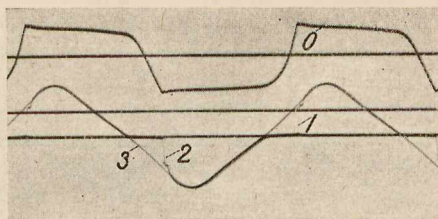
Rys. 29.  
Ph 1091,  $C + C_k = 115,1 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 23,5 \text{ kV}$ . Pętla V.



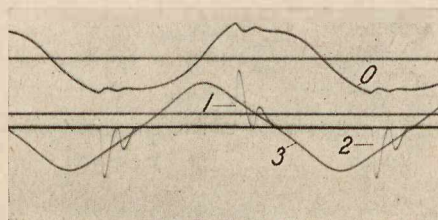
Rys. 30.  
Ph 1091,  $C + C_k = 115,1 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 94,2 \text{ kV}$ . Pętla V.



Rys. 31.  
Ph 1091,  $C + C_k = 302 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 23,5 \text{ kV}$ . Pętla V.



Rys. 32.  
Ph 1091,  $C + C_k = 302 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 94,2 \text{ kV}$ . Pętla V.

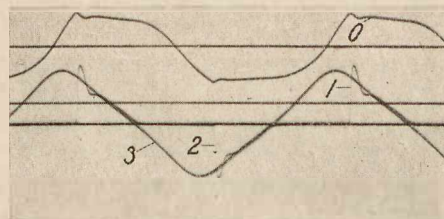


Rys. 33.  
Ph 1091,  $C + C_k = 1200 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 79,6 \text{ kV}$ . Pętla V.

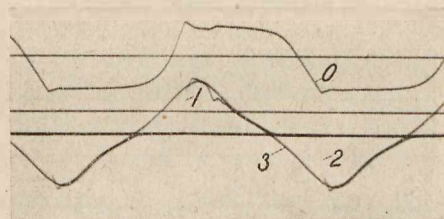
przyczyną niereprodukowania ich jest nieznaczna różnica między nimi, a OS dla  $U_m = 94,2 \text{ kV}$ , przejawiająca się tylko w przesunięciu chwili zapłonu. Oprócz tego nie zamieszczono OS dla tych wartości  $U_m$  dla których PS nie były czynne (uchyb  $\Delta_e U_m$  większy od  $U_m$ ). Dla tych przypadków przebieg napięcia  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  jest analogiczny do przedstawionego na rys. 21<sup>13)</sup>.

OS pozwalają sprawdzić następujące wnioski natury jakościowej, które można wyciągnąć z teorii ogólnej UPS.

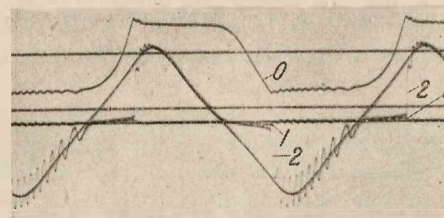
1. Zgodnie z założeniem, umożliwiającym stosowanie teorii UPS, prostowniki działają tylko w kierunku właściwym: okresy jednoczesnego działania nie występują. Wnioskowi powyższemu pozornie przeczą przebieg krzywych 1 i 2 na OS w czasie, w którym powinien występować pojemnościowy rozkład napięć. Sprzeczność zanika, gdy się uwzględni, że, zgodnie z teorią UPS, OS przedstawia właściwie nie sam prąd skrośny PS ( $i$ ), ale prąd skrośny plus prąd ładowania pojemności własnej PS. Ta przyczyna tłumaczy również, dlaczego krzywa prądu w omawianym zakresie czasu jest bardziej stroma, gdy oscylografuje się prąd wspólny obu PS, niż wtedy, gdy zdejmuje się prąd jednego PS (por. rys. 25 i 26). Szczególnie ładne potwierdzenie powyższych rozważań stanowi OS z rys. 36, przedstawiający prąd w



Rys. 34.  
Ph 1091,  $C + C_k = 1200 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 94,2 \text{ kV}$ . Pętla V  
(rys. prawie taki sam, jak dla  $C + C_k = 2505 \mu\mu\text{F}$ ,  
 $U_m = 188 \text{ kV}$ ).



Rys. 35.  
Ph 1091,  $C + C_k = 1200 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 188 \text{ kV}$ . Pętla V.



Rys. 36.  
Ph 1091,  $C + C_k = 115,1 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 23,5 \text{ kV}$ , PS<sub>2</sub> czynny w obie strony (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1, 2 — krzywe prądów dopływających do PS<sub>1</sub> i PS<sub>2</sub>). Pętla V.

<sup>13)</sup> Nierówne 90° przesunięcie między krzywami 0 i 1 + 2 na rys. 21 jest tylko pozorne. Zostało ono wywołane włączeniem dużego  $R_s$  ( $R_s = 500 \text{ k}\Omega$ , AK 2RE 154, rys. 18).

przypadku, gdy jeden z PS nie kontaktuje (mała pojemność własna). Do tych samych wyników, co rozpatrywanie OS, prowadzą pomiary przy pomocy układu z rys. 20.

2. W chwilach zapłonu następuje skok prądu, oddany zresztą niezupełnie wiernie przez oscylograf. Zgodnie z teorią UPS skok jest tem późniejszy, im większe  $C_k$  (dla danego przebiegu  $u = \varphi(t)$ ) i im mniejsza stała we wzorze  $u = \text{konst.} \xi(t)$  (dla danego  $C_k$ ).

3. Prąd wyprostowany ( $i$ ) przechodzi przez 0 prawie równocześnie z  $C \frac{du}{dt}$ . Potwierdza to słuszność założenia, uczynionego przy układaniu teorii UPS (sprawa drugorzędnej roli zgaseń nierównoczesnych).

4. Krzywa prądu  $i = \varphi(t)$ , płynącego przez PS, jest prawie taka sama, jak  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ , o ile od rzędnych tej krzywej odjąć oscylacje  $i_{sz} = \varphi(t)$  o dużej częstotliwości, występujące w szeregu przypadków (rys. 22, 23, 25, 28, 29, 31, 33). Wniosek ten wynika wprost z równania zasadniczego teorii UPS, które można napisać pod postacią:

$$(i - i_{sz}) + i_{sz} = C \frac{du}{dt} - (C + C_k) \frac{d(v - v_{sz})}{dt} - (C + C_k) \frac{dv_{sz}}{dt}$$

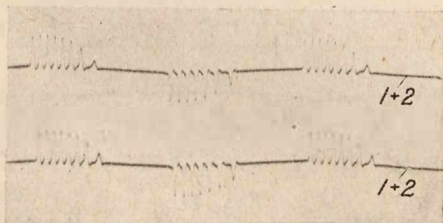
( $v_{sz}$  — składowa szybkozmienna  $v$ ).

Założenie konieczne:  $v - v_{sz} \approx \text{const.}$  jest w danym przypadku spełnione, co widać z OS. Przy wyciąganiu wniosku założono ponadto, że  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  nie zmienia się wskutek włączenia UPS.

5. Przebieg prądu  $i = \varphi(t)$  nie zależy ani od  $U_m$ , ani od  $C$ , o ile  $C$  jest b. małe w stosunku do  $C_k$  i przebieg  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  pozostaje bez zmiany. Piękną ilustrację tego wniosku stanowi daleko posunięta identyczność krzywych z rys. 37. Krzywymi tym odpowiadają: górnej  $C = 2,76 \mu\mu\text{F}$ , dolnej  $C = 4,56 \mu\mu\text{F}$ , a obu jednakowy przebieg  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  [dla obu krzywych  $I_0 = 2CfU_m = 2,75 \mu\text{A}$  oraz przebieg  $u = \varphi(t)$  jest praktycznie sinusoidalny]. Słuszność sformułowanego wyżej wniosku ma duże znaczenie praktyczne, pozwala bowiem na przeprowadzenie sprawdzenia ilościowego teorii UPS tylko dla jednej wartości  $C$ .

Wnioski 1 ÷ 5 wyciągnięto z OS dla Ph 1091. Oscylogramy dla prostowników RGN 1500 do tych wniosków nie dodają nic nowego. Z OS tych reprodukowano tylko jeden (rys. 38).

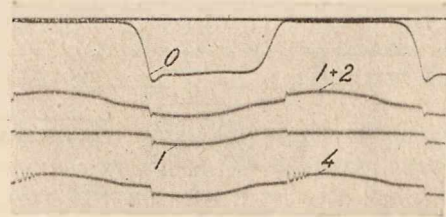
OS dotychczas omówione odnosiły się do przebiegów wysokiego napięcia ( $u = \varphi(t)$ ) niedużo odbiegających od sinusoidy (o charakterze tych przebiegów świadczą uwidocznione na zdjęciach krzywe  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ). Dla sprawdzenia



Rys. 37.

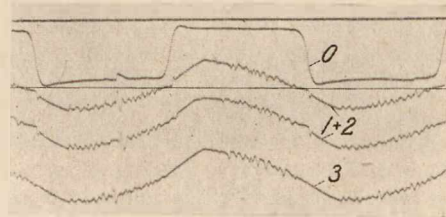
Ph 1091, krzywa górna  $C = 2,76 \mu\mu\text{F}$ , krzywa dolna  $C = 4,56 \mu\mu\text{F}$ . Dla obu krzywych  $C_k \approx 64 \mu\mu\text{F}$  oraz przebieg  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  jest jednakowy (1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do  $PS_1$  i  $PS_2$ ). Zdjęcie wykonane przy pomocy pętli typu II.

sposobu działania UPS zdjęto również dwa OS dla krzywych w. n. (rys. 39 i 40), do pomiarów których UP nie nadaje się [14]. W obu rozpatrzonych przypadkach krzywe  $u = \varphi(t)$  mają więcej niż 2 ekstrema (krzywe wielowierzchołkowe), a krzywe  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  więcej, niż 2 przejścia przez 0 w ciągu okresu<sup>14)</sup>.



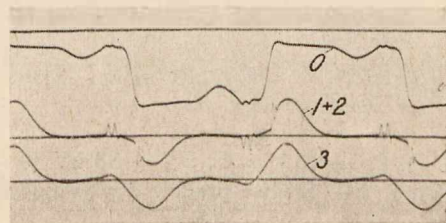
Rys. 38.

RGN 1500,  $C + C_k = 59,3 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 34,0 \text{ kV}$  (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1 — krzywa prądu dopływającego do  $PS_1$ , 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do  $PS_1$  i  $PS_2$ , 4 — krzywa prądu, gdy działa tylko  $PS_1$  (nie prostując). Krzywe 1 + 2, 1, 4 zdjęto przy pomocy pętli typu II.



Rys. 39.

Ph 1091,  $C + C_k = 65,5 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 105 \text{ kV}$ , wyładowania na izolatorze przepustowym, krzywa  $u = \varphi(t)$  wielowierzchołkowa (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do  $PS_1$  i  $PS_2$ , 3 — krzywa  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ). Krzywe 1 + 2, 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II.



Rys. 40.

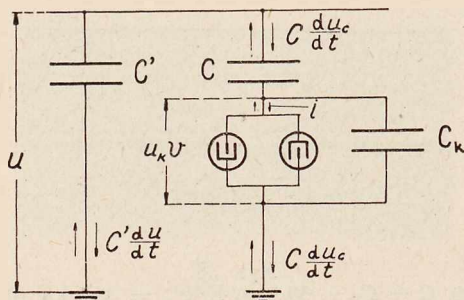
Ph 1091,  $C + C_k = 65,5 \mu\mu\text{F}$ ,  $U_m = 23 \text{ kV}$ , krzywa  $u = \varphi(t)$  wielowierzchołkowa (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do  $PS_1$  i  $PS_2$ , 3 — krzywa  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ). Krzywe 1 + 2, 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II.

Przebiegi na rys. 39 i 40 są w całkowitej zgodzie z teorią UPS. Teorię tę można uważać za jakościowo sprawdzoną. Wyjaśnienia wymagają tylko oscylacje szybkozmiennne, o których była mowa we wniosku 4; będzie im poświęcony cały następny rozdział.

<sup>14)</sup> Odształcenia omawiane są oddane wiernie przez krzywe 3 na OS z rys. 39 i 40 (stosowanie pętli typu II). Literatura, dotycząca odształceń: wzmianki [14], str. 385, [16], str. 269, [25b] str. 923.

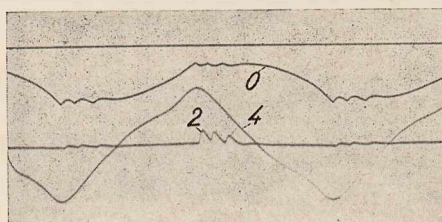
c. Analiza wyników jakościowych.

Szereg OS  $i = \varphi(t)$  z rys. 21—35 charakteryzuje się nałożeniem szybkozmiennych oscylacji (zabków) na wielkość b. zbliżoną do prądu  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ . Aby stwierdzić, gdzie leży źródło tych oscylacji, zbadano przebiegi krzywej w. n. (właściwie krzywej  $C' \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ , por. rys. 41), w czasie



Rys. 41.

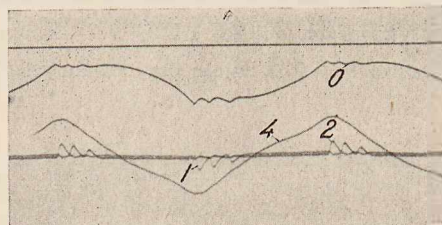
pokazujący wielkości zdjęte na OS z rys. 42 i 43.



Rys. 42.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\mu F$ ,  $U_m = 5,8 \text{ kV}$  (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 2 — krzywa prądu dopływającego do  $PS_2$ , 4 — krzywa  $C' \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ , zdjęta w czasie czynności UPS).

Pętla V.



Rys. 43.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\mu F$ ,  $U_m = 5,8 \text{ kV}$  (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1, 2 — krzywe prądów dopływających do  $PS_1$  i  $PS_2$ , 4 — krzywa  $C \frac{du_c}{dt} = \varphi(t)$ ). Pętla V.

działania UPS (OS na rys. 42), oraz przebieg prądu wyprostowanego przez PS ( $C \frac{du_c}{dt}$  na rys. 41) po jego przejściu przez układ PS —  $C_k$  (OS na rys. 43).

Z OS na rys. 42 widać, że oscylacje dużej częstotliwości nie są nałożone na przebieg  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  (krzywa 4), a z OS na rys. 43<sup>15)</sup> — że w prądzie  $C \frac{du_c}{dt} = \varphi(t)$  (krzywa 4) omawiane oscylacje zaznaczają się w sposób minimalny. Te dwie zależności są związane z sobą: dlatego w napięciu  $u$  nie występują oscylacje, że prąd dużej częstotliwości, płynący przez  $C$ , jest mały i że stosunek oporności pozornej  $C$  do oporności transformatora i równoległe do niego połączonych pojemności jest duży (np. 1000:3).

<sup>15)</sup> Na rys. 42 i 43 krzywe 0 i 4 są zdjęte jednocześnie.

Wobec powyższego równanie zasadnicze UPS dla oscylacji można napisać pod postacią:

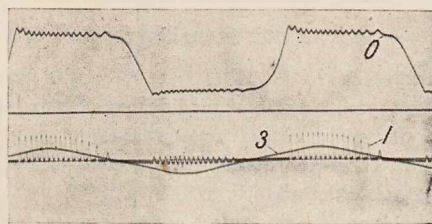
$$i_{sz} = - (C + C_k) \frac{dv_{sz}}{dt}$$

( $v_{sz}$ ,  $i_{sz}$  — szybkozmiennie napięcie na PS i prąd PS).

Równanie to można interpretować, przypisując PS własności indukcyjności, wywołanej zjawiskiem histerezy (podobnie jak Herweg [32], [35], [40], [23], str. 323). Wielkość takiej indukcyjności, obliczona ze wzoru Thomsona, okazuje się b. duża (dziesiątki — tysiące henrów) i zmienna. Powyższa interpretacja nie jest dopuszczalna, jeśli się zważy, że OS prądu na rys. 21—35, 36, 42, 43, zdjęte przy pomocy pętlicy V, nie są wiernym odtworzeniem przebiegów rzeczywistych (por. rys. 19). Pętlę tę stosowano ze względu na prostotę wymaganego przez nią amplifikatora. Dopiero skorzystanie z pętli typu II (w połączeniu z innym amplifikatorem) wyjaśniło sprawę i wskazało, jakie są rzeczywiste przebiegi  $v$  i  $i$ .

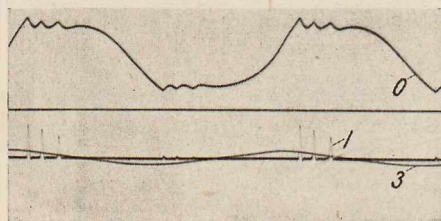
Np. OS prądów  $i$  i  $C \frac{du}{dt}$  z rys. 44, zdjęte pętlą II, odpowiadają OS z rys. 25, zdjętą pętlą V; podobnie rys. 45 odpowiada rys. 31. O rzeczywistym przebiegu krzywych  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$  dają pojęcie rys. 46 i 47, odpowiadające rys. 44 i 45. Z rys. 44 i 45 widać, że chwilowe wartości  $i$  są dużo większe, niż wartości  $C \frac{du}{dt}$  i że wobec tego  $i_{sz}$  bardzo odbiega od sinusoidy<sup>16)</sup>.

Dokładna analiza OS prądu, wykonanych przy pomocy pętlicy II, wykazuje, że przebieg „oscylacji” można opisać, jako szereg kolejnych zapłonów i zgaśnień PS. W czasie nieczynności PS zachodzi pojemnościowy rozkład napięć. Gdy  $u_k$  podnosi się do wartości napięcia zapłonu prostownika ( $V_z$ ), następuje znów okres działania PS. Oczywiście w tych warunkach nie może być mowy o stosowaniu wzoru Thomsona. Zjawisko omawiane jest identyczne z prze-



Rys. 44.

odpowiada rys. 25 z tą różnicą, że krzywe 1 i 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II. Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\mu F$ ,  $U_m = 23,5 \text{ kV}$ . (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1 — krzywa prądu dopływającego do  $PS_1$ , 3 — krzywa  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ).



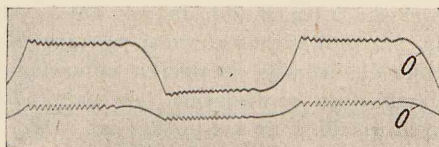
Rys. 45.

odpowiada rys. 31 z tą różnicą, że krzywe 1 i 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II. Ph 1091,  $C + C_k = 302 \mu\mu F$ ,  $U_m = 23,5 \text{ kV}$  (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1 — krzywa prądu dopływającego do  $PS_1$ , 3 — krzywa  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ).

<sup>16)</sup> Detekcja widoczna na OS prądu z rys. 29 i 31 staje się wobec tego zrozumiała (detekcja AK 2RE 154, wywołana powstaniem prądu siatk).



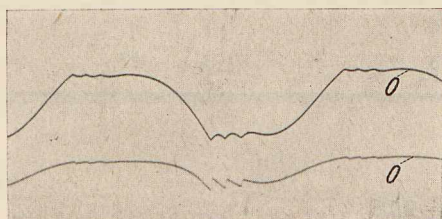
powiedzianem w rozważaniach teoretycznych (cz. A, 2, a), zachodzącym, gdy zgaszenie następuje dla b. dużych wartości  $C \frac{du}{dt}$ . Z drugiej strony przebieg  $v, i$  odpowiada wyładowaniom relaksacyjnym, występującym w układach, jak na rys. 48 i polegającym na perjodycznym ładowaniu kondensatora  $C_k$  przez opór (prądem zasilającym  $i_z$ ) i wyładowywaniu go przez element świetlący ES. Główna różnica



Rys. 46.

odpowiada rys. 25 i 44. Krzywa górna zdjęta przy pomocy pętli typu V, dolna — przy pomocy pętli typu II (0 — krzywa  $v, u_k = \varphi(t)$ ).

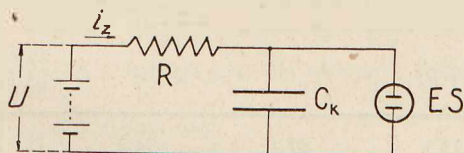
między przypadkiem zachodzącym w UPS, a przypadkiem z rys. 48 polega na tym, że rolę  $U$  gra w UPS  $u$ , rolę  $R - C$ , rolę ES —  $PS_1$  i  $PS_2$  na zmianę. Zachodzi tu nowe, nieopisane dotychczas zjawisko, które nazwiemy wyładowaniami relaksacyjnymi przy zasilaniu pojemnościowym (WRP), w odróżnieniu od zwykłych wyładowań rela-



Rys. 47

odpowiada rys. 31 i 45. Krzywa górna zdjęta przy pomocy pętli typu V, dolna — przy pomocy pętli typu II (0 — krzywa  $v, u_k = \varphi(t)$ ).

ksacyjnych, to znaczy wyładowań przy zasilaniu oporowym (WRO). W dalszym ciągu przez WRO będą rozumiane tylko WRO zasilane prądem stałym, gdyż tylko ten typ wyładowań został dobrze zbadany<sup>17)</sup>; o WRO zasilanych prądem zmiennym udało mi się znaleźć tylko 3 wzmianki [[30a], [31], [36], str. 275] w bogatej zresztą literaturze wyładowań relaksacyjnych.



Rys. 48.

Układ wyładowań relaksacyjnych.

Zachodzi pytanie: w jakim stosunku stoi występowanie WRP do teorii UPS? Odpowiedzieć na nie można dwoma sposobami.

a) *Sposób formalny.* Przy wprowadzeniu teorii ogólnej UPS założono dowolny przebieg  $v = \varphi(t)$  w okresie między zapłonem a zgaszeniem (początkiem i końcem działania

<sup>17)</sup> Przyczyny występowania WRP, niewątpliwie takie same, jak przyczyny występowania WRO, nie będą rozpatrywane w niniejszej pracy. Odnośna literatura, patrz praca [40].

PS w danym półokresie<sup>18)</sup>). Podczas tego przebiegu PS mogą być więc w pewnych odcinkach czasu czynne, lub nie, bez wpływu na wielkość uchybu; uchyb zależy tylko od ładunku na  $C_k$  w chwili ostatniego zgaszenia w danym półokresie. Teoria UPS obejmuje zatem i przypadki z WRP<sup>19)</sup>.

b) *Sposób analityczny.* Wprawdzie sposób a) wystarczy, jednak tłumaczenie, przedstawione niżej, jest bardziej przekonujące, gdyż uwzględnia przebiegi podczas poszczególnych wyładowań relaksacyjnych.

Niech  $V_{zp}$  i  $V_{op}$  oznaczają napięcie zapłonu i zgaszenia  $p$ -tego w ciągu danego półokresu wyładowania relaksacyjnego (rys. 49), a  $u_{zp}$  i  $u_{op}$  — napięcia  $u$  odpowiadające  $V_{zp}$  i  $V_{op}$ .

Ładunek, jaki przepłynie przez mikroamperomierz w UPS od pierwszego zapłonu do ostatniego zgaszenia w danym  $\frac{1}{2}$  okresie<sup>18)</sup>, wyniesie

$$Q = \sum_{p=1}^{p=n} [C(u_{op} - u_{zp}) - (C + C_k)(V_{op} - V_{zp})],$$

przyczem występujący często przed ostatnim  $V_0$  ( $V_{on}$ ) okres działania PS bez WR przyjmujemy za jedno WR. Po przekształceniach<sup>20)</sup> powyższy ładunek wyniesie:

$$Q = 2 C U_m - (C + C_k) \cdot 2 V_0^{21)}$$

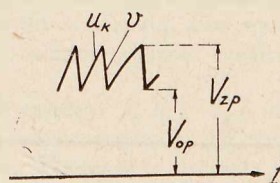
Do ostatniego wzoru doprowadza również sposób a); wskazuje to na równouprawnienie obu sposobów.

Pozostaje do rozstrzygnięcia, dlaczego w czasie wyładowań relaksacyjnych zachodzi słuszność wzoru  $i - i_{sz} = C \frac{du}{dt}$ , umożliwiającą wyciągnięcie wniosku 4 (cz. B, 2b). Aby odpowiedzieć na to pytanie, wystarczy obliczyć średnią wartość prądu  $i$  za jeden okres wyładowań relaksacyjnych (t. zn. czas między dwoma kolejnymi zapłonami) oraz średnią wartość  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$  za ten sam okres czasu.

Druga wielkość równa się  $f' C (u_{z(p+1)} - u_{zp})$ ; pierwsza  $f' C (u_{op} - u_{zp}) - f' (C + C_k) (V_{op} - V_{zp})$ . Różnica ich po przekształceniu wynosi:

$$\zeta = f' (C + C_k) (V_{z(p+1)} - V_{zp}).$$

Ponieważ  $V_{z(p+1)}$  i  $V_{zp}$  odpowiadają wyładowaniom relaksacyjnym o zbliżonej częstotliwości, więc  $\zeta = 0$ , co świadczy, że średnia wartość krzywej  $i = \varphi(t)$ , wzięta względem krzywej  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ , jako osi, musi równać się 0. Stanowi to odpowiedź na pytanie, które było punktem wyjścia rozumowania.



Rys. 49.

Przebiegi  $u_k, u = \varphi(t)$  podczas WRP.

<sup>18)</sup> W następujących rozważaniach granicę półokresu są tak wybrane, że w ciągu półokresu płynie tylko prąd danego PS.

<sup>19)</sup> O niesłuszności równań teorii, wywołanej dużą częstotliwością WRP, nie może być oczywiście mowy, gdyż częstotliwość ta nie leży w zakresie, w którym należy stosować pełne równania Maxwella dla pola elektromagnetycznego.

<sup>20)</sup> Podstawienie:

$$C(u_{z(p+1)} - u_{op}) = (C + C_k) (V_{z(p+1)} - V_{op}).$$

<sup>21)</sup> Dla prostoty uwzględniono przypadek zgaszenia równoczesnego.

Analiza, przeprowadzona w niniejszym rozdziale, wyjaśniła naturę ząbków na OS i potwierdziła ważność wniosku 4 (cz. B, 2b), wyciągniętego z OS, zdjętych pętlą typu V. Wzmiankowane OS nadają się lepiej do wyciągnięcia wniosku 4<sup>22)</sup>, niż OS zdjęte pętlą typu II, oddającą prawidłowo prądy o dużych częstotliwościach. Inne wnioski (1, 2, 3, cz. B, 2b) można równie łatwo otrzymać z OS zdjętych pętlą jedną lub drugą. Wobec tego nie uznano za celowe powtórzenia OS z rys. 21 — 35, 36, 42 i 43 przy pomocy pętli II.

Rozważania ostatnich dwóch rozdziałów wyczerpują jakościowe sprawdzenie teorii UPS. Wynikiem tego sprawdzenia jest stwierdzenie, że żaden fakt doświadczalny nie przeczy teorii ogólnej UPS, a szereg faktów potwierdza tę teorię.

## d. Wyniki ilościowe.

Wyniki sprawdzenia ilościowego teorii UPS zostały zestawione w tablicach I — VI. Pomiary, których rezultatem są te tablice, wykonano przy stałej częstotliwości  $f = 50$  okr/sek i stałej pojemności  $C$  ( $C = 2,76 \mu\mu F$ ). Ograniczenie się do jednej częstotliwości jest zrozumiałe: większość instalacji probierczych wysokiego napięcia jest zasilana prądem 50-io okresowym. Zrezygnowanie z badań przy różnych  $C$  wynikało z wniosku 5 (cz. B, 2b). Jednak, aby uzyskać zupełną pewność, przeprowadzono również pomiary dla  $C = 4,56 \mu\mu F$ , ale tylko dla jednego przypadku, odpowiadającego tablicy I. Wyniki tego sprawdzenia tak mało odbiegały od umieszczonych w tabl. I, że nie podano ich niżej.

Tablica I.

Ph 1091,  $C + C_k = 63,7 \mu\mu F$ ,  $C = 2,76 \mu\mu F$  (UPSP)

$U_m$ . . . . .	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	94,2	188
$I_0^{23)}$ . . . . .	$\mu A$	1,0	2,5	6,5	13	26	52
$V_{01} + V_{02}$ . . . . .	V	296	264	254	272	263	260
$\Delta_t U_m$ . . . . .	kV	3,40	3,04	2,93	3,15	3,04	3,00
$\Delta_e U_m$ . . . . .	kV	3,04	3,15	3,22	3,29	3,47	3,47
$\Delta_t I_0$ . . . . .	$\mu A$	$0,94 \pm 0,17$	$0,84 \pm 0,15$	$0,81 \pm 0,15$	$0,87 \pm 0,16$	$0,84 \pm 0,15$	$0,83 \pm 0,15$
$\Delta_e I_0$ . . . . .	$\mu A$	$0,84 + 0,07$ $- 0,02$	$0,87 + 0,08$ $- 0,02$	$0,89 + 0,09$ $- 0,02$	$0,91 + 0,10$ $- 0,02$	$0,96 + 0,11$ $- 0,02$	$0,96 + 0,12$ $- 0,02$
Uchyb dodatkowy . . . . .				?		?	?
OS na rys. . . . .		22	23	25	—	27	—

Tablica II.

Ph 1091,  $C + C_k = 115,1 \mu\mu F$ ,  $C = 2,76 \mu\mu F$ .

$U_m$ . . . . .	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	94,2	188
$I_0$ . . . . .	$\mu A$		2,5	6,5	13	26	52
$V_{01} + V_{02}$ . . . . .	V		269	291	273	266	245
$\Delta_t U_m$ . . . . .	kV		5,61	6,05	5,68	5,54	5,11
$\Delta_e U_m$ . . . . .	kV		6,05	6,01	6,01	5,97	6,05
$\Delta_t I_0$ . . . . .	$\mu A$		$1,55 \pm 0,24$	$1,67 \pm 0,26$	$1,57 \pm 0,25$	$1,53 \pm 0,24$	$1,41 \pm 0,22$
$\Delta_e I_0$ . . . . .	$\mu A$		$1,67 + 0,09$ $- 0,03$	$1,66 + 0,10$ $- 0,03$	$1,66 + 0,11$ $- 0,03$	$1,65 + 0,12$ $- 0,03$	$1,67 + 0,13$ $- 0,03$
Uchyb dodatkowy . . . . .							?
OS na rys. . . . .			28	29	—	30	—

Tablica III.

Ph 1091,  $C + C_k = 302 \mu\mu F$ .

$U_m$ . . . . .	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	94,2	188
$I_0$ . . . . .	$\mu A$			6,5	13	26	52
$V_{01} + V_{02}$ . . . . .	V			270	278	266	246
$\Delta_t U_m$ . . . . .	kV		UPS	14,7	15,2	14,5	13,7
$\Delta_e U_m$ . . . . .	kV		nieczynny	15,5	15,1	14,3	13,3
$\Delta_t I_0$ . . . . .	$\mu A$			$4,07 \pm 0,70$	$4,19 \pm 0,72$	$4,01 \pm 0,69$	$3,78 \pm 0,65$
$\Delta_e I_0$ . . . . .	$\mu A$			$4,27 + 0,16$ $- 0,09$	$4,16 + 0,16$ $- 0,08$	$3,95 + 0,16$ $- 0,08$	$3,68 + 0,17$ $- 0,07$
Uchyb dodatkowy . . . . .						?	?
OS na rys. . . . .				31	—	32	—

<sup>22)</sup> Wymagane przez rozumowanie usunięcie drgań dużej częstotliwości jest w tym przypadku częściowo wykonane przez sam oscylograf.

<sup>23)</sup> Wartości  $I_0$  zaokrąglone.

Tablica IV.  
Ph 1091,  $C + C_k = 1200 \mu\mu F.$

$U_m$	kV	3,62	9,06	23,5	79,6	94,2	188
$I_0$	$\mu A$	1	2,5	6,5	22	26	52
$V_{01} + V_{02}$	V				276	264	256
$\Delta_t U_m$	kV				60,1	57,1	55,7
$\Delta_e U_m$	kV				64,4	62,6	60,4
$\Delta_t I_0$	$\mu A$				16,6 ± 2,3	15,8 ± 2,2	15,4 ± 2,2
$\Delta_e I_0$	$\mu A$				17,8 + 0,3 - 0,2	17,3 + 0,3 - 0,2	16,7 + 0,3 - 0,2
Uchyb dodatkowy						?	?
OS na rys.					33	34	35

Tablica V.  
Ph 1091,  $C + C_k = 2505 \mu\mu F.$

$U_m$	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	152	188
$I_0$	$\mu A$	1,0	2,5	6,5	13	42	52
$V_{01} + V_{02}$	V					275	266
$\Delta_t U_m$	kV					124	121
$\Delta_e U_m$	kV					124	124
$\Delta_t I_0$	$\mu A$					34,4 ± 4,7	33,3 ± 4,5
$\Delta_e I_0$	$\mu A$					34,4 + 1,8 - 1,7	34,3 + 1,8 - 1,7
Uchyb dodatkowy						?	?
OS na rys.						—	—

por. rys. 34.

Tablica VI.  
RGN 1500,  $C + C_k = 59,3 \mu\mu F.$

$U_m$	kV	4,71	13,0	34,0	40,9	62,6
$I_0$	$\mu A$	1,3	3,6	9,4	11,3	17,3
$V_{01} + V_{02}$	V	345	355	—	336	347
$\Delta_t U_m$	kV	3,69	3,80	—	3,62	3,73
$\Delta_e U_m$	kV	4,24	4,64	—	4,92	4,92
$\Delta_t I_0$	$\mu A$	1,02 ± 0,17	1,05 ± 0,17	—	1,00 ± 0,16	1,03 ± 0,17
$\Delta_e I_0$	$\mu A$	1,17 + 0,07 - 0,02	1,28 + 0,09 - 0,03	—	1,36 + 0,11 - 0,03	1,36 + 0,11 - 0,03
OS na rys.				38		

Objaśnienia do tablic.  $\Delta_t I_0$ ,  $\Delta_t U_m$  oraz  $\Delta_e I_0$ ,  $\Delta_e U_m$  oznaczają uchyby: teoretyczny ( $\Delta_t$ ) i eksperymentalny ( $\Delta_e$ ). Uchyby  $\Delta_t I_0$  nie zawierają składników, wywołanych istnieniem przewodności powierzchni i skrócej ( $\frac{1}{R_k}$ ) izolacji, jako części  $\frac{1}{R_k}$ . Składniki te nie zostały uwzględnione, jako pomijalne. (Dla układu z Ph 1091 odpowiedni składnik uchybu prądowego jest mniejszy od  $\frac{V_n}{2R_k} = \frac{135}{2 \cdot 10^{12}} A = 0,00007 \mu A$ ; dla układu z RGN 1500 — od  $\frac{170}{2 \cdot 20 \cdot 10^9} A = 0,004 \mu A$ ).

W rubryce zatytułowanej „uchyb dodatkowy” wyróżniono znakiem zapytania (?) te przypadki, w których określenie  $\Delta_t I_0$  mogło być obciążone niepomiąlnym uchybem dodatkowym (zgaszenie spóźnione).

Dane w tablicach I — V odnoszą się do prostowników Ph 1091, dane w tablicy VI — do prostowników RGN 1500. W tablicy VI wielkość poprawek granicznych określenia  $\Delta_t I_0$  ma znaczenie wyłącznie orientacyjne; poprawki rzeczywiste są prawdopodobnie większe, co jest wywołane nieodpowiednim punktem pracy amplifikatora (AK A 141).

Analiza danych liczbowych, zawartych w tablicach prowadzi do następujących wniosków:

1. Uchyby  $\Delta_e I_0$  i  $\Delta_t I_0$  są sobie równe w granicach stosunkowo niewielkiej dokładności ich określenia. Prądy  $I (I = I_0 + \Delta I_0)$ , określone ze wzoru teoretycznego i doświadczalnie, są sobie równe z dokładnością dochodzącą do 0,6% od  $I_0$ .

2. Przewidziane odchylenia od teorii UPS (por. cz. A, 3) albo wogóle nie występują, albo wywołują uchyby dodatkowe mniejsze, niż największa możliwa różnica  $\Delta_t I_0$  i  $\Delta_e I_0$ .

3. Zgodność między  $\Delta_e I_0$  i  $\Delta_t I_0$  nie jest większa w przypadku zgaszeń równoczesnych, niż wtedy, gdy zgaszenia są nierównoczesne. Wskazuje to na małą rolę, jaką gra zjawisko zgaszenia nierównoczesnego.

4. Odchylenia  $V_0$  od wartości stałej są nieznaczne<sup>24)</sup>. Dwa pierwsze wnioski łącznie z wnioskami, wynikającymi z rozważań jakościowych, potwierdzają słuszność ogólnej teorii UPS. Ponieważ ta teoria nie wymaga od prostowników żadnych innych własności, poza niemożnością jednoczesnego działania, należy się spodziewać, że jest ona słuszna również i dla typów prostowników silnie odbiegających od stosowanych w niniejszej pracy.

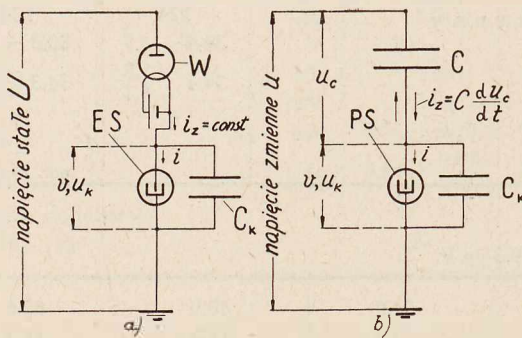
Wnioski 1 — 4 pozwalają na stosowanie wzoru teorii ogólnej UPS:  $I = 2fCU_m - (V_{01} + V_{02})f(C + C_k)$  ze stałymi  $V_{01}$  i  $V_{02}$ , jako podstawy do rozważań konstrukcyjnych. Przybliżona stałość  $V_{01} + V_{02}$  wymaga jednak omówienia, któremu będzie poświęcona część następnego rozdziału.

### 3. Uzupełnienie badań doświadczalnych.

Stwierdzenie doświadczalne słuszności teorii UPS nie rozwiązuje jeszcze wszystkich zagadnień, dotyczących UPS. Teoria nie stawiała prawie żadnych wymagań w stosunku do PS (por. cz. A, 1b), jednak wielkość przewidzianego przez nią uchybu zależy w sposób istotny od własności PS. Powstaje konieczność zanalizowania tych własności. Ważniejsze pytania, na które należy odpowiedzieć, są następujące:

- Jakie są przyczyny przybliżonej stałości  $V_0$ ?
- Jak duży uchyb dodatkowy występuje w przypadkach zgaszeń nierównoczesnych?
- Czy WRP stanowią typową cechę UPS?
- Jakie cechy PS umożliwiają prawidłowe współdziałanie PS w UPS?

Przy daniu odpowiedzi na powyższe pytania będzie b. pomocna znajomość własności PS w układzie relaksacyjnym (UWRO) z lampą nasyconą (t. zw. układzie Geffckena [33]<sup>25)</sup>). Jest to tem wywołane, że UPS stanowi właściwie układ Geffckena, cechujący się zmiennym prądem zasilania  $i_z$  (rys. 50). Mianowicie cechą



Rys. 50.

a) Układ UWRO Geffckena, b) Układ UPS. Nowe oznaczenia: W — lampa katodowa nasycona,  $i_z$  — prąd zasilania.

istotną obu układów (rys. 50 a i b) jest niezależność prądu zasilającego ( $i_z$ ) od napięć  $v$ ,  $u_k$ , czyli granie roli oporności nieskończenie wielkiej przez W oraz C. Jest jasne, że zjawiska w UWRO Geffckena występują w prostszej postaci, odpada tutaj bowiem czynnik dynamiczności, zachodzący w UPS.

Możnaby przypuścić, że dla odpowiedzi na pytania, postawione na początku niniejszego rozdziału, wystarczy uwzględnić dane, znajdujące się w obszernej literaturze wyładowań relaksacyjnych. W pracy niniejszej obrano inną drogę, mianowicie przeprowadzono specjalne pomiary w UWRO<sup>26)</sup>. Było to umotywowane dwoma względami: a) należało mieć materiał porównawczy dla zastosowanych w UPS prostowników Ph 1091 i RGN 1500; b) WRO dla prądów  $i_z$  rzędu  $0,5 \div 50 \mu\text{A}$  i pojemności  $C_k$  rzędu kilkunastu  $\div$  kilkuset  $\mu\text{F}$  były dotychczas b. mało badane (tylko prace [19] i [35]).

#### a. Przyczyny przybliżonej stałości $V_0$ .

Przybliżona stałość  $V_0$  (granice zmienności dla Ph 1091<sup>27)</sup> ok. 21 V) jest ważnym czynnikiem, uwzględnionym przy konstrukcji UPSP (przesunięcie skali mikroampero-

<sup>24)</sup> Okoliczność ta umożliwiła sprawdzenie wniosku 2 (cz. B, 2b).

<sup>25)</sup> Czytelnika niezaznajomionego z własnościami WRO odsyłam do mojej pracy [40], która może stanowić wstęp do niniejszego rozdziału.

<sup>26)</sup> Od tego miejsca pod nazwą UWRO będzie rozumiany UWRO Geffckena.

<sup>27)</sup> W rozumowaniach poniższych prostowniki RGN 1500 naogół nie będą uwzględniane, jako mało zbadane podczas niniejszej pracy.

mierza (cz. C, 1, b). Z tego względu warto zanalizować od czego ta stałość zależy. Przy analizie należy rozróżnić zależność  $V_0$  od  $U_m$ ,  $C_k$  i zależność  $V_0$  od czasu.

Przed przystąpieniem do wytlumaczenia przybliżonej stałości  $V_0$  należy umówić się, co będzie rozumiane pod oznaczeniem  $V_0$ . Przy wyprowadzaniu wzorów teorii ogólnej UPS przez  $V_0$  rozumiano tylko napięcie zgaszenia PS, bez względu na to, czy zgaszenie było równoczesne, czy nie. Następnie, aby nie komplikować wzorów, przyjęto formalnie (cz. A, 2, a), że szczególnym przypadkiem  $V_0$  jest  $U_{km}$ ; w tem znaczeniu należy rozumieć  $V_0$  w tablicach I — VI. Przy następujących rozważaniach przyjęta będzie na nowo pierwotna definicja  $V_0$  i będą rozróżniane wielkości  $V_0$  i  $U_{km}$ . Najpierw będzie omawiana przybliżona stałość  $V_0$ . W rozważaniach należy rozróżnić dwa przypadki:  $\alpha$ . gdy zgaszenie jest poprzedzone wyładowaniami relaksacyjnymi;  $\beta$ . gdy zgaszenie jest poprzedzone wyładowaniem ciągłym, bez WR.

Warunki występowania przypadków  $\alpha$  i  $\beta$  łatwo zrozumieć, rozpatrując charakterystykę statyczną (CHS) prostownika Ph 1091 z rys. 51 (krzywa dolna). Część c tej CHS można otrzymać, o ile prąd  $i_z$  zmniejszać w sposób quasistatyczny od stanu bez WR. Przy wzroście  $i_z$  od stanu z WR część c nie występuje. Podobnie w UPS, przy wzroście  $C \frac{du_c}{dt}$  od wartości odpowiadającej zapłonowi, WRP występują aż do pewnej wartości granicznej prądu dopływającego z C. O ile  $C \frac{du_c}{dt}$  przekroczy przy wzroście wartość graniczną, przebieg odpowiada najpierw części b CHS, a przy maleniu  $C \frac{du_c}{dt}$  — części c. Otóż okazuje się z OS,

że część c sięga w warunkach dynamicznych aż do części a, co się w tem przejawia, że WRP po zniknięciu nie występują aż do zgaszenia PS. Zachodzi wtedy przypadek  $\beta$ .

Rys. 51 pozwala również uczynić pewne przypuszczenia, tłumaczące stałość  $V_0$ . Najpierw będzie rozpatrzony przypadek  $\beta$ . Oparcie się na rys. 51 dla tego przypadku jest tem uzasadnione, że zmiany prądu w PS (prądu  $i$ ) przy częstotliwości 50 okr./sek są stosunkowo wolne, a więc napięcie na PS prawdopodobnie niewiele odbiega od wynikającego z CHS<sup>28)</sup>. Jeśli przypuszczenie to jest słuszne, to wielkość  $V_0$  powinna być stała we wszystkich przypadkach  $\beta$ , gdyż odpowiada ona stałej wielkości statycznego napięcia zapłonu.

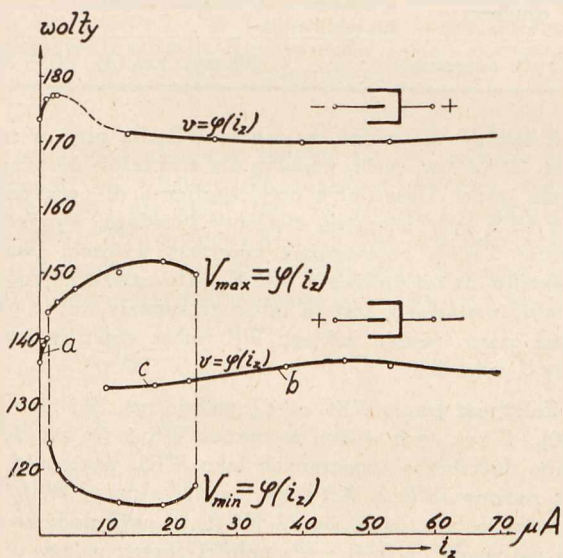
W przypadku  $\alpha$  należy zwrócić uwagę na to, że najmniejsza wartość napięcia  $v$  podczas WRP (oznaczenie  $V_{min}$ ) jest zbliżona do  $V_0$  (stosownie do teorii WRO), a  $V_{min}$  zmienia się niewiele, jak to widać np. z rys. 46. O zakresie zmienności  $V_{min}$ , a więc i  $V_0$  można sądzić również z badań dla UWRO, gdyż nie zachodzi żadna istotna przyczyna, dla której wielkość tego zakresu miałyby się wiele różnić dla UWRO i UPS. Rzeczywiście z rys. 51 i 8 w pracy [40] widać, że granice zmienności  $V_{min}$  dla Ph 1091 w UWRO są b. wąskie (9 V). Połączenie wyników rozumowań dla przypadków  $\alpha$  i  $\beta$  prowadzi do wniosku, że wahania  $V_0$  w UPS nie powinny być naogół większego rzędu, niż różnica między napięciem zapłonu statycznego i najmniejszą wartością  $V_{min}$  dla WRO.

Jest rzeczą ciekawą, czy przybliżona stałość  $V_0$  za-

<sup>28)</sup> Inaczej przedstawia się sprawa, gdy zmiany prądu PS są b. szybkie, odpowiadające WRO o dużej częstotliwości. Z takimi zmianami są napewno związane (por. [39]) duże różnice między charakterystyką dynamiczną i statyczną, co zresztą przejawia się i na rys. 51 w występowaniu w warunkach dynamicznych napięć  $V_{min}$  i  $V_{max}$  ( $v$  najmniejszego i największego) nie odpowiadających CHS.

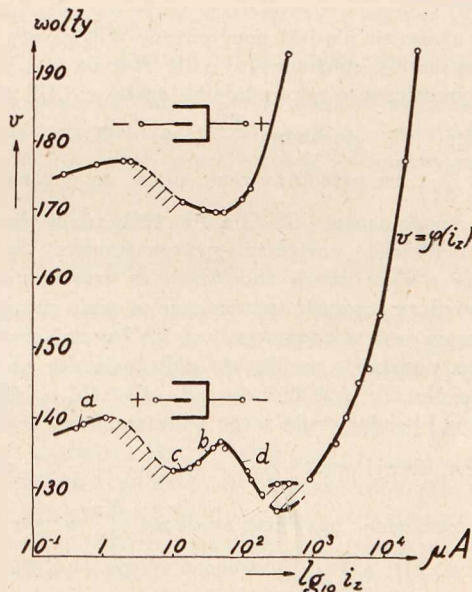
chodzi również dla typów PS innych, niż Ph 1091. Przeczącą odpowiedź na powyższe pytanie dają badania w UWRO dla RGN 1500. Krzywa  $V_{min} = \varphi(i_z)$  dla tych PS (rys. 15 w pracy [40]) wskazuje, że zakres zmienności  $V_0$  w UPS powinien być rzędu 65 V. Niestety, wielkość tego zakresu w UPS nie dała się sprawdzić doświadczalnie, gdyż prostowniki RGN 1500 działały w UPS bez WRP (duża elektroda — katoda)<sup>29)</sup>.

Zależność  $V_0$  od czasu może być dwojaka: albo  $V_0$  zmienia się od okresu do okresu wskutek niestałości własności PS, albo zmienia się wolno, w sposób ciągły w czasie. Badane PS (Ph 1091 i RGN 1500) były wolne od niestałości pierwszego rodzaju. Najlepszym tego dowodem jest ostrość krzywych na oscylogramach, reprodukowanych w niniejszej pracy. Aby uzyskać odpowiednią grubość linii<sup>30)</sup>, każdą krzywą zdejmowano 3 razy, przyczem zdjęcia wykonywano bądź w odstępach kilkusekundowych (kilkuset-okresowych), bądź dla okresów sąsiadujących z sobą. W tych warunkach każda niestałość przebiegu  $v = \varphi(t)$  zaznaczyłaby się na OS.



Rys. 51a.

Rys. 51 a i b. Charakterystyka statyczna ( $v = \varphi(i_z)$ ) oraz krzywe  $V_{max}$ ,  $V_{min} = \varphi(i_z)$  dla WRO. Element świetlący: Ph 1091, Nr. 4. Rysunki schematyczne nad krzywami symbolizują układ elektrod PS, znaki + i — wskazują sposób włączenia tych elektrod do obwodu.



Rys. 51b.

Mały zakres zmienności  $V_0$  dla Ph 1091, otrzymany z tablic I — V, świadczy również o przybliżonej stałości  $V_0$  w czasie, ponieważ pomiary, będące podstawą tych tablic, były wykonywane w odstępach kilkunastodniowych. Małych zmian  $V_0$  dla Ph 1091 w ciągu takich odstępów czasowych można się spodziewać również na podstawie pomiarów w UWRO. Badania krzywych  $v = \varphi(i_z)$  (czyli CHS),  $V_{max}$ ,  $V_{min} = \varphi(i_z)$  w UWRO powtarzano kilkakrotnie i otrzymywano wielkości napięć mierzonych wahające się w granicach kilku V<sup>31)</sup>. W czasie między pomiarami mi-

jało kilkanaście dni, w ciągu których PS działały szereg godzin.

Przybliżona niezmiennosc  $V_0$  nie musi jednak zawsze zachodzić. Świadczy o tem np. spostrzeżenie Witki i Dmochowskiego [11], którzy stwierdzili „starzenie się” PS, polegające na wzroście statycznego napięcia zapłonu (a więc prawdopodobnie i  $V_0$ ) po długich okresach działania PS. Prawdopodobnie PS badane przez wzmiankowanych autorów nie były prawidłowo wykonane; świadczy o tem występowanie na katodzie tych PS plam świetlnych wędrujących ([11], [23], str. 345). Mimo to z możliwością zjawiska starzenia się należy się liczyć przy wyborze typów PS innych, niż Ph 1091 i poddać te PS odpowiednim próbom.

b. Przyczyny małej wielkości uchybów dodatkowych.

Dotychczas omówiono zakres zmienności napięć  $V_0$ . Rozważania te nie rozwiązują całkowicie zagadnienia przybliżonej stałości uchybu pomiaru  $U_m$  przy pomocy UPS, gdyż w razie zgaszeń nierównoczesnych powstaje uchyb dodatkowy. Sprawa takich zgaszeń będzie omówiona niżej,

przyczem znowu oddzielnie będą rozpatrzone przypadki  $\alpha$  i  $\beta$ , w których zgaszenie jest, lub nie jest poprzedzone przez WR. W pierwszym przypadku, jak wiadomo z teorii wyładowań relaksacyjnych ([35], [40]) i jak widać z OS na rys. 44, zgaszenie<sup>32)</sup> jest poprzedzone skokiem prądu w PS. W drugim przypadku skok nie występuje (por. np. rys. 52<sup>33)</sup>), a wyładowanie przed zgaszeniem (odpowiadające części a CHS) jest prawdopodobnie wyładowaniem bez ładunków przestrzennych, typowych dla wyładowania świetlącego (t. zw. wyładowaniem Townsenda [19], [35]).

Gdy zgaszenie jest poprzedzone przez WRP, może być ono zarówno równoczesne, jak spóźnione, lub przedwcześnie, w zależności od chwili wystąpienia ostatniego WR. Wiel-

<sup>29)</sup> Wobec tego przewidywany duży zakres zmienności  $V_0$  nie stosuje się do danych w tablicy VI.

<sup>30)</sup> Oscylogramów z grubymi liniami używano prawie wyłącznie do reprodukcji; do określenia  $V_{01} + V_{02}$  wykonywano specjalne OS z cienkimi liniami.

<sup>31)</sup> Warto zaznaczyć, że omawiane PS były czułe na silne przegrzanie. Po przepuszczeniu przez Ph 1091 Nr. 4 prądu 40 mA (wartość dopuszczalna), granice prądów  $i_z$ , w których występują WR, przesunęły się z  $1 \div 17,5 \mu A$  na  $1 \div 24,5 \mu A$ . Zmieniły się również wartości  $V_{max}$  i  $V_{min}$ , co można zaobserwować na rys. 51a i 8 w pracy [40].

<sup>32)</sup> W niniejszej pracy pod nazwą „zgaszenie” rozumiane jest przejście prądu PS przez 0 („zgaszenie PS”). W literaturze wyładowań relaksacyjnych nazwa ta oznacza chwilę zniknięcia warunków umożliwiających wyładowanie świetlące („zgaszenie wyładowania świetlącego”).

<sup>33)</sup> OS prądu oddaje przebieg jego prawidłowo, jako zdjęty przy pomocy pętli typu II.

kość uchybu dodatkowego, gdy zgaszenie nie jest równoczesne, zależy w dużej mierze od częstotliwości WR. Gdy częstotliwość jest duża w stosunku do 50 okr./sek, jak to ma miejsce w UPS dla małych  $C_k$ , uchyb nie może być duży, gdyż czas, jaki dzieli zgaszenie od przejścia  $u$  przez maksimum jest niewielki (por. wn. 2, cz. A, 2, a), jako mniejszy od okresu WR. Dla zgaszeń przedwczesnych wielkość uchybu dodatkowego można określić orientacyjnie z rys. 51. Przy takim zgaszeniu wielkość  $U_{km}$ , wchodząca zamiast  $V_0$  do wzoru na uchyb  $\Delta_t I_0$ , nie może oczywiście być większa od napięcia zapłonu dla WR o częstotliwości występującej w chwili zgaszenia, czyli od prawie równej temu napięciu wielkości  $V_{max}$  z rys. 51. Wskutek tego możliwy zakres zmienności  $V_0$  w tablicach I — V staje się równy różnicy między największym  $V_{max}$  i najmniejszym  $V_{min}$ . To, że rzeczywisty zakres wzięty z tablic I ÷ V jest mniejszy, należy przypisać faktowi, że określająca go liczba 21 V odpowiada właściwie nie  $V_0$ , ale  $\frac{V_{01} + V_{02}}{2}$  i że przypadek jednoczesnej równości  $U_{km} = V_{max}$  dla obu PS jest mało prawdopodobny.

Gdy zgaszenie nie jest poprzedzone WR, należy się spodziewać zgaszenia spóźnionego, o ile słuszne jest przyjęcie w UPS dynamicznego odpowiednika części a CHS (rys. 51),

cechującego się pochodną  $\frac{dv}{dt} > 0$ . Wtedy pochodna  $\frac{dv}{dt} \left( = \frac{dv}{dt} \frac{di}{dt} \right)$  ma przeciwny znak, niż  $v$ , co jest warunkiem zgaszenia spóźnionego. OS dla Ph 1091 zdają się rzeczywiście potwierdzać powyższe przypuszczenia. Spóźnienie i związany z nim uchyb dodatkowy są zresztą niewielkie, o czym świadczy trudność rozróżnienia w wielu przypadkach, czy zgaszenie jest równoczesne, czy spóźnione. Jest to zrozumiałe na podstawie poniższego obliczenia dla szczególnego przypadku ( $u = 94200 \sin \omega t$ ,  $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$ ,  $C = 2,76 \mu\text{F}$ ), odpowiadającego umieszczonemu w tablicy I.

Do obliczeń służył wzór  $\left( \frac{dv}{dt} \right)_0 = \frac{C}{C + C_k} \left( \frac{du}{dt} \right)_0$ , spełniony w chwili zgaszenia, przyczem wielkość  $\frac{dv}{dt}$  wzięto z części a CHS (rys. 51), a  $\left( \frac{di}{dt} \right)_0$  założono równe  $-C U_m \omega^2$ . Przy uwzględnieniu tych danych otrzymuje się uchyb dodatkowy<sup>34)</sup> pomiaru  $U_m$  równy  $-470$  V. (Uchyb zasadniczy  $= -3040$  V, uchyb dodatkowy znaleziony pomiarowo  $= -430$  V). Warto zaznaczyć, że wielkość  $\left( \frac{dv}{dt} \right)_0$  przyjęta do powyższych obliczeń  $\left( = -128000 \frac{\text{V}}{\text{sek}} \right)$ , jest tego samego rzędu (ale mniejsza), co określona z OS z rys. 27, odpowiadającego omawianemu przypadkowi. Spóźnienie wynosi według obliczeń  $\frac{1}{63}$  część okresu

### c. Zakresy WRP.

Jak wynika z poprzednich rozważań, nie jest obojętne, czy WRP występują, czy nie, ponieważ od wyładowań tych zależy rodzaj zgaszenia. Wobec tego ważną sprawą będzie stwierdzenie, o ile zjawisko występowania WRP jest powszechne. Materiał doświadczalny podany dotychczas nie pozwala nawet na przybliżoną orientację; wszak WRP występują dla Ph 1091, a nie zjawiają się dla RGN 1500. Ponieważ nie miano do dyspozycji innych prostowników, do

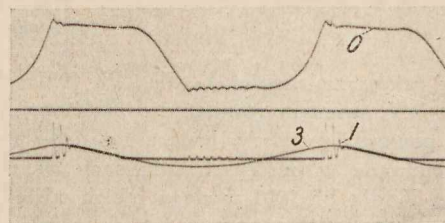
pomiarów w UWRO użyto zwykłych lamp świetlanych różnych typów (Tablica VII).

Tablica VII.

Kształt elektrod	Firma	Oznaczenie	Granice WR w $\mu\text{A}$
Płaski, litera 0	Osram	2—3 W, 111—124 V nap. zm. (I)	0 ÷ 14,4
Płaski, cyfra 1, przedzielone mika	"	3—5 W, 210—240 V (I)	0 ÷ 41,4
Spirale jednakowej długości	"	111—124 V, 2—3 nap. zm. 128	0 ÷ 18,1
Płytko kołowa — płytko pierścieniowa	"	100—115 V, $\Delta$ (Signal-Glimm-Lampe)	0 ÷ 24,8
Płytko kołowa — walec	"	Zwerglampe 11 $\Delta$	0 ÷ 23,2
Spiralki jednakowej długości	Philips	120 nap. zm. (XI)	0 ÷ 21,0
2 krzyże ażurowe	"	200 nap. zm. (4)	0 ÷ 23,0

Z tablicy VII widać, że zakres WR dla prądów rzędu 0 ÷ ca. 20  $\mu\text{A}$  jest cechą wspólną dla elementów świetlanych różnych typów. Obserwacje oscylograficzne dla przypadku, gdy w UPS były włączone elementy świetlące, wymienione w tablicy VII<sup>35)</sup>, potwierdziły powyższy wniosek. Okazało się ponadto, że częstotliwość WR b. mało zależy od rodzaju elementu świetlającego; jest to łatwo zrozumiałe wobec pomijalności czasu trwania jednego WR wobec czasu ładowania między dwoma WR.

Zależność granic WRO od  $C_k$  podają rys. 12 i 13 w pracy [40]. Z rys. tych widać, że oprócz WR 1 (to zn. WR 1. rodzaju, dotychczas oznaczanych jako WR), występują WR 2. i 3. rodzaju (WR 2, WR 3 na rys. 12, w pracy [40]). Wyładowania te różnią się od WR 1, że prąd podczas nich nigdy nie spada do 0<sup>36)</sup>. Dla całości obrazu należy podać, że WR 2 i WR 3 można zaobserwować i w UPS (rys. 52 i rys. 53)<sup>37)</sup>. Uwagi specjalnie na te formy WRP nie zwró-



Rys. 52.

Ph 1091,  $C + C_k = 302 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 362$  kV. (0 — krzywa  $v$ ,  $u_k = \varphi(t)$ , 1 — krzywa prądu dopływającego do PS<sub>1</sub>, 3 — krzywa  $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ ). Na krzywej 1, zdjętej przy pomocy pętli typu II, widać ząbki (koło cyfry 1), odpowiadające wyładowaniom relaksacyjnym 2 rodzaju.

<sup>35)</sup> Elementy te oczywiście nie prostowały.

<sup>36)</sup> Przyczyny występowania WR 3 — patrz praca [40], str. 314.

<sup>37)</sup> OS są zdjęte pętlą typu II, wobec czego istnieje pewność, że ząbki na krzywych prądu odpowiadają WR 2, lub WR 3, a nie źle odtworzonym WR 1 (por. wielkość  $\xi$  z rys. 19 dla częstotliwości WR 2 i WR 3).

<sup>34)</sup> Uchyb dodatkowy określa się wzorem

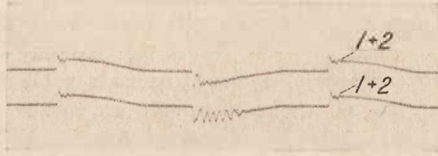
$$-U_m \left[ 1 - \sin \left\{ \arccos \left( \left( \frac{dv}{dt} \right)_0 \frac{1}{\omega U_m} \frac{C + C_k}{C} \right) \right\} \right],$$

o ile  $U_{01} = U_{02}$ .

cono, gdyż występowanie ich nie może mieć wpływu na uchyb pomiaru  $U_m$ .

d. Prawidłowe współdziałanie PS.

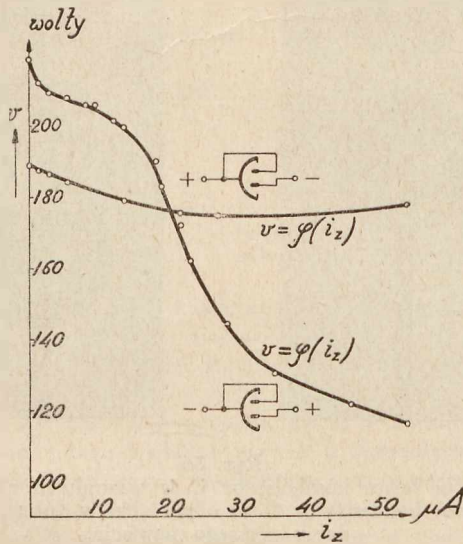
Ostatniem zagadnieniem, do wytłumaczenia którego mogą pomóc pomiary w UWRO, jest sprawa prawidłowego współdziałania PS w UPS. Już w założeniach leżących u podstawy teorii ogólnej UPS (cz. A, 1, b) uwzględniono, że takie współdziałanie jest możliwe tylko wtedy, gdy na-



Rys. 53.

Krzywa górna odpowiada rys. 35 z tą różnicą, że własności PS zmieniły się nieco wskutek przepuszczenia przez nie prądu 40 mA. Ph 1091,  $C + C_k = 1200 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 188 \text{ kV}$  (1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do PS<sub>1</sub> i PS<sub>2</sub>). Na krzywej górnej, zdjętej przy pomocy pętli typu II, widać ząbki (koło cyfr 1 + 2) odpowiadające wyładowaniom relaksacyjnym 3 rodzaju. Krzywa dolna — jak krzywa górna, ale dla innych egzemplarzy Ph 1091.

pięcie  $v$  podczas działania jednego PS jest mniejsze od napięcia zapłonu drugiego PS. Zależność ta była spełniona dla Ph 1091 i dla RGN 1500 (w zakresie współdziałania RGN 1500.) Dla prostowników Ph 1091 wyjaśnienia dodatkowe są zbędne. Dane dla UWRO mogą natomiast wytłumaczyć kilka ciekawych własności RGN 1500 (rys. 54). Z rys.



Rys. 54.

Charakterystyki statyczne prostownika RGN 1500 przy działaniu wprost i odwrotnie. Rysunki schematyczne obok krzywych symbolizują elektrody PS; znaki + i - wskazują sposób połączenia.

54 wynika przedewszystkiem, że statyczne (a więc i dynamiczne) napięcia zapłonu RGN 1500 w obu kierunkach są bardzo zbliżone. Odpowiada to, o ile założyć dodatkowo pewną niestałość napięć zapłonu, trudności uzyskania prawidłowego współdziałania takich PS w UPS. Następnie wyższa wartość statycznego napięcia zapłonu, gdy RGN 1500 działa wprost (t. zn. gdy duża elektroda jest katodą), niż gdy działa naodwrot, tłumaczy, dlaczego duża elektroda tych

PS, gdy prostowały w UPS, była zawsze anodą<sup>38)</sup>. Dla Ph 1091, w przeciwieństwie do RGN 1500, charakterystyki statyczne (rys. 51) przy działaniu wprost i odwrotnie są b. oddalone, przyczem pierwsza leży niżej od drugiej. Tem się tłumaczy doskonale współdziałanie Ph 1091 w UPS i prostowanie przy granii roli katody przez dużą elektrodę.

Rozważania niniejszego rozdziału prowadzą do 2 ważnych wniosków. 1. Własności PS statyczne i własności podczas WRO są cechami, według których można wybierać typy PS, nadające się do UPS. 2. Prostowniki Ph 1091 można uważać za typowe PS, nadające się do UPS.

C. CZĘŚĆ KONSTRUKCYJNA.

1. Wybór stosunku  $\frac{C_k}{C}$

Z teorii UPS, sprawdzonej w poprzednich rozdziałach, wynika, że uchyb pomiaru  $U_m$  jest tem mniejszy, im mniejsze jest wyrażenie  $(1 + \frac{C_k}{C})(V_{01} + V_{02})$ . Uzyskanie małego uchybu, będące celem części konstrukcyjnej niniejszej pracy, można osiągnąć przez zmniejszenie wielkości  $(V_{01} + V_{02})$ , lub stosunku  $\frac{C_k}{C}$ . Pierwsze zależy tylko częściowo od konstruktora, gdyż  $V_0$  jest w przybliżeniu wyznaczone (wobec małego odstępów elektrod) przez wielkość normalnego spadku katodowego, który w najlepszych warunkach jest równy ok. 60 V ([23], str. 351).

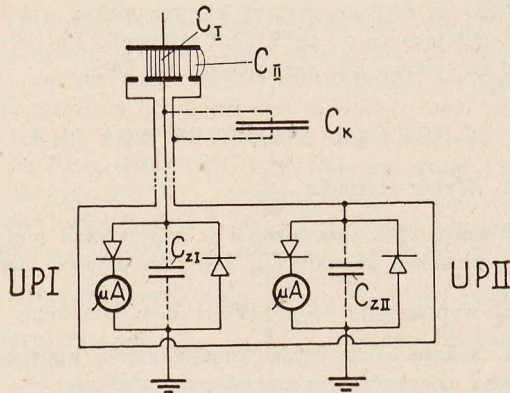
Wielkością, którą konstruktor dysponuje w dużym stopniu, jest natomiast stosunek  $\frac{C_k}{C}$ . Pierwszą drogą uzyskania małego uchybu  $\Delta_e U_m$  jest danie dużego C. Zastępując np. PK przez PS w zwykłym UPK (odległość PK od C kilka m, doprowadzenie w osłonie,  $C_k$  rzędu 1000  $\mu\text{F}$ ) otrzymalibyśmy b. duży uchyb. Np. jeśli  $C = 3 \mu\text{F}$ ,  $U_m = 100 \text{ kV}$ ,  $C_k = 1000 \mu\text{F}$ ,  $V_{01} + V_{02} = 270 \text{ V}$ , to uchyb pomiaru  $U_m$  wyniósłby 45 kV, czyli 45%. Stosując w tym samym przypadku  $C = 200 \mu\text{F}$ , uzyskalibyśmy uchyb 0,8 kV. Ponieważ jednak koszt kondensatorów bez strat dielektrycznych, o pojemnościach rzędu 200  $\mu\text{F}$ , mogących pracować przy wysokim napięciu, jest b. duży, konstruktor musi dążyć do zmniejszenia uchybu UPS przez uzyskanie małych  $C_k$ . Stosowanie takich  $C_k$  daje dwie korzyści: zmniejsza i uchyb zasadniczy  $(1 + \frac{C_k}{C})(V_{01} + V_{02})$  i uchyb dodatkowy, który może być wywołany zgaszaniem nierównoczesnym (por. wniosek 3 w cz. A, 2, a oraz rozważania w cz. B, 3, b). Zmniejszyć  $C_k$  można w sposób dwojaki: stosując kompensację  $C_k$  lub stosując odpowiednią konstrukcję osłon UPS.

a. Zmniejszenie  $C_k$  przez kompensację.

Kompensacja  $C_k$ , pomysłu autora, została zastosowana najpierw do UPK, przyczem celem jej było uzyskanie b.

<sup>38)</sup> Prostowniki RGN 1500 odznaczały się jeszcze dwiema osobliwościami, ciekawymi z punktu widzenia teorii WRO. Jedna z nich polegała na niewystępowaniu WRO i WRP przy połączeniu wprost, druga na współistnieniu krzywych  $V_{max}$ ,  $V_{min} = \varphi(i_z)$  i  $v = \varphi(i_z)$  (t. zn. CHS) przy połączeniu odwrotnym. W zakresie wspólnego występowania WR i WC (wyładowań ciągłych) już mały impuls, nałożony na prąd  $i_z$  (np. powstały skutkiem stuknięcia w opornik obwodu żarzenia wentyla W na rys. 50), przyczyniał się do przejścia WC w WR. Omówione efekty nie były wywołane przenoszeniem się wyładowania z dużej elektrody prostownika RGN 1500 na połączoną z nią równolegle małą, co stwierdzono doświadczalnie. Znaczenie teoretyczne tych osobliwości omówiono w artykule autora [40].

dużej dokładności UPK. Podstawa kompensacji polega na tem, że 2 identyczne UP (rys. 55, UPI i UPII), cechujące się takimi samymi przebiegami napięć  $v, u_k = \varphi(t)$ , można sprzęgnąć dowolną pojemnością  $C_k$  bez zmiany wskazan ich mikroamperomierzy. Jeśli uczynić  $C_{zI} = C_{zII}$ , UPI zachowuje się jak zwykły UP, z pojemnością  $C_k = C_{zII}$ ; w praktyce można więc skompensować tylko część  $C_k$  równą  $C_k - C_{zII}$ .



Rys. 55.  
UP z kompensacją  $C_k$ .

Sprawdzenie słuszności metody kompensacji  $C_k$  dało b. dobre wyniki w stosunku do PK [8]. Z dużej ilości egzemplarzy PK wybrano 4 o charakterystykach parami prawie jednakowych (z dokł. do 0,04 V w zakresie prądów od 0 do 430  $\mu$ A). Kompensacja usuwała całkowicie uchyb UPK nawet dla  $C_k = 50\,000 \mu\text{F}$  (uchyb 5,5  $\mu$ A), a więc jej działanie sięgało daleko poza spotykane w praktyce  $C_k$ .

Dla PS działanie kompensacji sprawdzono tylko jakościowo, gdyż opisany dalej sposób zmniejszenia  $C_k$  na drodze konstrukcyjnej przewyższa sposób kompensacyjny. Wynika to z tego, że:

1. trudno jest uzyskać niezmienną i czystą dielektrycznie pojemność  $C_{II}$ . Zbliżenie np. obiektów badanych w laboratorium do doprowadzenia UPII może wywołać zmianę zarówno  $C_{II}$ , jak  $C_{zII}$ . Również na doprowadzeniu II mogą się zamykać prądy ulotu;

2. trudno jest uzyskać równość  $C_I$  i  $C_{II}$ ; dla zwykle stosowanych konstrukcji  $C_{II} > C_I$ ;

3. drogą konstrukcyjną można bardziej zmniejszyć  $C_k$ , niż przez kompensację.

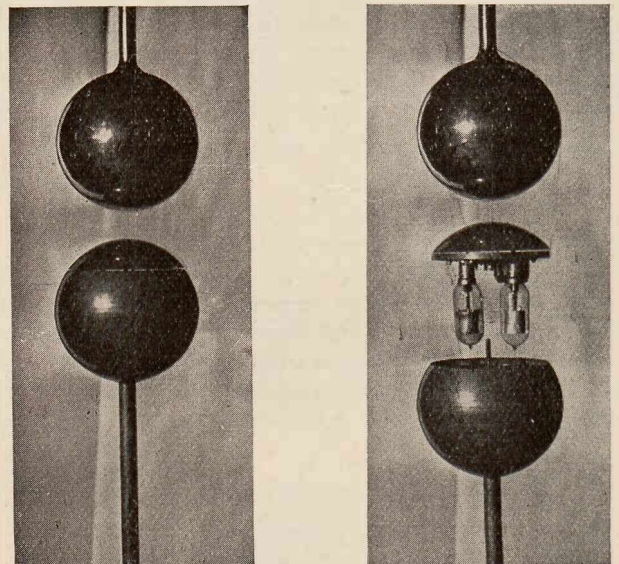
b. Zmniejszenie  $C_k$  drogą konstrukcyjną.

Aby uzyskać małe  $C_k$ , musiano zrezygnować z dotychczas stosowanego w UPK łączenia C z PK długim osłonięciem doprowadzeniem. Układ z długim doprowadzeniem, a więc dużym  $C_k$  przedstawia pewne korzyści dla UPK, a nie jest konieczny dla PS. Najprostszym sposobem uzyskania małego  $C_k$  byłoby niedawanie wogóle osłon. Jest to jednak niemożliwe, gdyż: a) wielkość  $C_k$  byłaby zależna od przygodnych sprzężeń pojemnościowych (np. od zbliżenia ręki); b) nieosłonięcie PS wywołałoby zwiększenie C i powstanie strat dielektrycznych w tym kondensatorze; c) PS mogłyby działać nieprawidłowo. O możliwości względnie c) świadczy palenie się PS z niczem niepołączonych, znajdujących się w silnym polu elektrycznym w pobliżu uziemionej okładziny C.

Należy więc zastosować osłonę zarówno C, jak i osłonę PS, ale należy je odpowiednio zmodyfikować. Najlepiej użyć, jako pomieszczenia PS, wnętrza dzielonej elektrody kondensatora C, wykonanej zwykle z blachy i pustej w środku. W ten sposób otrzymuje się możliwość zmniejszenia  $C_k$  bez straty jakichkolwiek zalet osłon. Jest to pomysł, który

wogóle umożliwił praktyczne zastąpienie PK przez PS<sup>39)</sup>. Ponieważ wielkość elektrod kondensatora C jest uwarunkowana przez wielkość pojemności C i wytrzymałości dielektrycznej kondensatora, rola konstruktora ogranicza się do takiego rozmieszczenia wewnątrz tej elektrody PS i przewodów doprowadzających, aby pojemność  $C_k$  wypadła jak najmniejsza.

Wynikiem projektu autora był UPS z PS, ukrytymi w kulowej elektrodzie o średnicy 250 mm (rys. 56, UPSP = = UPS praktyczny, stosowany w części eksperymentalnej).  $C_k$  uzyskano równe ok. 64  $\mu\text{F}$ . Dla tego układu uchyb pomiaru  $U_m$  przy stosowaniu Ph 1091 ( $V_{01} + V_{02} \cong 270$  V) wynosił  $\Delta_e U_m = \text{ca. } 3,25$  kV. Wobec tego, że przy konstrukcji UPSP zwrócono specjalną uwagę na małą wielkość  $C_k$ , można uważać, że tej wielkości wogóle nie można zmniejszyć poniżej ca. 50 ÷ 60  $\mu\text{F}$ . Wynika z tego, że UPSP pozwala na stosunkową niewielką dokładność pomiaru  $U_m$  (3,25 kV). Dokładność tę można jednak zwiększyć w b. dużym stopniu, opierając się na fakcie przybliżonej stałości  $\Delta_e U_m$  (por. tabl. I ÷ VI i rozumowania w cz. B, 3, a). Dla badanego przypadku (UPSP,  $\Delta C_k = 0$ ), wielkość  $\Delta_e U_m$  jest stała z dokładnością do 0,22 kV ( $\Delta_e U_m = 3,25 \pm 0,22$  kV). Przesuwając więc położenie zerowe wskazówki mikroamperomierza UPSP o 3,25 kV, można uchyb wyeliminować, a dokładność pomiaru  $U_m$  (pomijając oczywiście uchyby określenia  $f$  i C) zwiększyć do  $\pm 0,22$  kV<sup>39)</sup>.



Rys. 56.

UPSP. Na lewo: kondensator C w warunkach normalnych. Na prawo: kondensator C po odsunięciu w dół osłony okładziny niskiego napięcia.

Drugi sposób zwiększenia dokładności UPSP polega na zastosowaniu nieco większego C (np. 10  $\mu\text{F}$ ; odpowiedni kondensator jest stosunkowo niedrogi, a więc nadający się do laboratoriów przemysłowych). Uchyb  $\Delta_e U_m$  dla UPSP, posiadającego  $C = 10 \mu\text{F}$ , a  $C_k = 64 \mu\text{F}$ , wyniesie tylko 0,90 kV.

## 2. Uzyskanie dużego $R_k$ .

B. ważnym czynnikiem, który musiał być uwzględniony przy konstrukcji UPSP, jest wielkość oporu  $R_k$ . Gdyby okazało się, że jest niemożliwe uzyskanie  $R_k$  odpowiednio

<sup>39)</sup> Zgłoszono zastrzeżenie w Urzędzie Patentowym R. P. (Nr. 43.677).

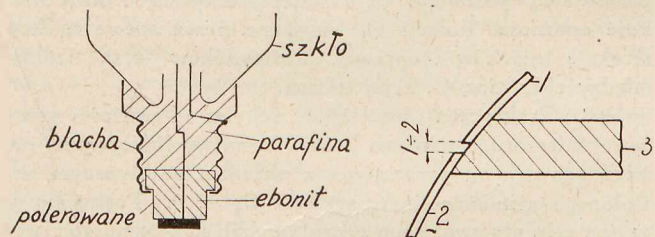


dużych w różnych warunkach wilgotności powietrza, UPS straciłby całą wartość praktyczną. Okoliczność ta jednak nie zachodzi, gdyż technika izolowania jest obecnie b. wysoko rozwinięta [47].

Oporność własna PS zależy w głównej mierze od konstrukcji PS i użytych materiałów izolacyjnych. Oporność tę badano kilkakrotnie dla zastosowanych w UPSP prostowników Ph 1091 Nr. 2 i 4, połączonych równolegle. Wynosiła ona

styczeń 1933	— 50 000 MΩ (izolacja sucha), 10 000 MΩ (izolacja zawilgocona, np. wydychanem powietrzem).
marzec 1933	— 79 000 MΩ (izolacja sucha, PS przebywały od stycznia w b. suchym pomieszczeniu).
lipiec 1933	— Pomiary po przebywaniu PS od marca w pomieszczeniu b. wilgotnym (ok. 80% wilgotności):
PS Nr. 1.	500 MΩ,
2.	10 000 MΩ,
3.	310 MΩ,
4.	6 300 MΩ.

Ostatnie zmalenie omawianej oporności można wytłumaczyć tylko tem, że izolacja trzonków Ph 1091 (izolacja tego typu, co zwykłych żarówek) nasiąkała wilgocią. Wobec tego przerobiono te trzonki, jak wskazuje rys. 57.



Rys. 57. Ostateczna konstrukcja trzonków PS.

Rys. 58. Zwykła konstrukcja izolacji (3) między okładziną (1) i osłoną okładziny (2) kondensatora C.

Powierznię szkła, która na rys. 57 styka się z parafiną, oczyszczono przed zalaniem, następnie wymyło alkoholem i PS suszono w ciągu 2 godzin w temperaturze 80° C. Po tej przeróbce łączna oporność Ph 1091 Nr. 2 i 4 była większa od 10<sup>6</sup> MΩ i nie zmieniała się, co wykazały pomiary kontrolne, przeprowadzone raz po 6 tygodniach, drugi raz po 6 miesiącach przebywania PS w pomieszczeniu wilgotnym (wilgotność do 80%). Wartość oporności PS można więc uzyskać w granicach, wymaganych przez teorię UPS.

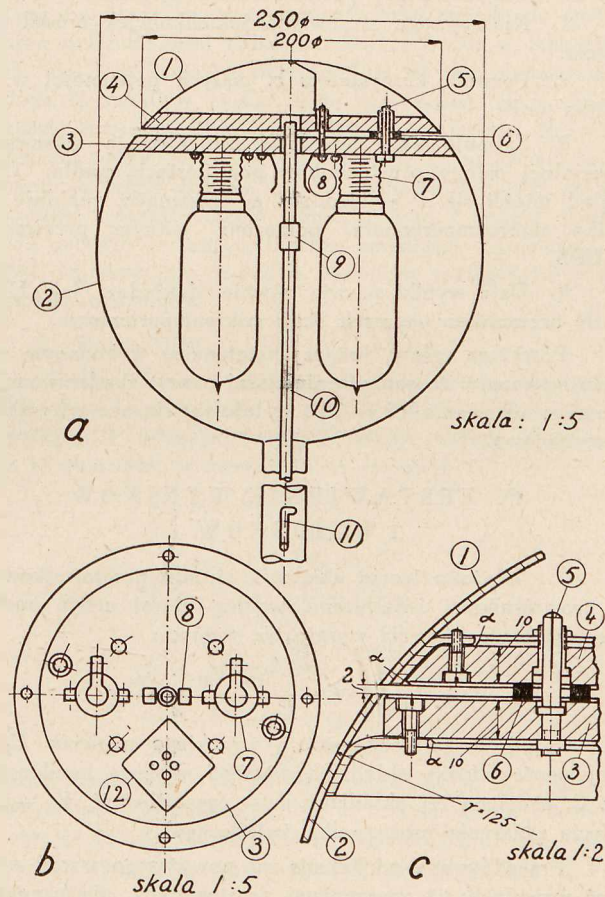
Oprawki do PS zmontowano na płycie z polerowanego ([43], str. 298) ebonitu; materiał ten wybrano ze względu na łatwość obróbki. Główną wadą jego jest występowanie nalotu na powierzchni pod wpływem światła, lub ozonu ([43], str. 298; [44], rys. 24, 26, 27, 151). Nalot ten w razie dużej wilgotności powietrza może posiadać stosunkowo niewielką oporność, wskutek czego własności izolacyjne ebonitu pogarszają się. W UPSP wpływ światła nie mógł zachodzić, gdyż PS w układzie tym pracowały w ciemności<sup>40)</sup>, natomiast można było się spodziewać wpływu ozonu, pochodzącego z wyładowań, częstych w laboratorium w. n. Po półrocznym przebywaniu UPSP w laboratorium w. n. nie stwier-

<sup>40)</sup> Ponadto ciemność nie dopuszczała do znacznie większych prądów fotoelektrycznych w PS ([28], str. 206).

dzono jednak zmniejszenia  $R_k (> 10^{12} \Omega)$ . Mimo to przewidziano możliwość pokrycia powierzchni ebonitu warstwą parafiny (patrz rys. 59, szczegół c, pierścieni utrzymujący a) posiadającej ([44] rys. 153 i 154), jako materiał tłusty, niezwykle dużą wartość izolacyjną.

Jeszcze lepiej niż ebonit do izolacji w UPS nadają się niektóre przetwory bakelitowe, posiadające doskonałe własności ([43], str. 197, 202) zarówno ze względu na oporność powierzchniową i skrośną, jak ze względu na straty dielektryczne.

Specjalną troską konstruktora była otoczona izolacja między okładziną niskiego napięcia kondensatora C i uziemioną osłoną tej okładziny. Zrezygnowano przytem ze zwykłej konstrukcji tego układu izolacyjnego (rys. 58), stoso-



Rys. 59.

a) Przekrój ogólny przez elektrodę kondensatora C układu UPSP, zaprojektowanego przez autora. b) Widok części 3 od dołu (PS wykręczone). c) Szczegół, pokazujący rodzaj izolacji między częściami 1 i 2 (przekrój).

1. okładzina C.
2. osłona okładziny C.
3. płyta ebonitowa, służąca do przymocowania oprawek, połączona przy pomocy wkrętek z pierścieniem zlutowanym z częścią 2. Po wykręceniu wkrętek można wyjąć płytę 3 razem z PS.
4. płyta ebonitowa, służąca do połączenia części 1 i 2, przymocowana do części 1.
- a. pierścienki do utrzymywania parafiny.
5. wtyczka sprężynująca, służąca do utrzymywania części 1.
6. wkładka utrzymująca stały odstęp między płytami 3 i 4.
7. oprawka do PS.
8. kontakty zwieracza ( $Z_1$  na rys. 15).
9. walec metalowy, mogący zwierać kontakty 8.
10. drążek ebonitowy, na którym osadzony jest walec 9.
11. otwór w uchwycie części 2, pozwalający przesuwac drążek 10.
12. oprawka do lampy katodowej (A 141 na rys. 8).

Części 8 ÷ 12 były używane tylko w czasie badania UPS, podczas stosowania UPS do pomiaru  $U_m$  części te są zbędne.

wanej przez firmę Haefely i uprzednio przez autora niniejszej pracy. Pomiar wykazały, że kurz nagromadzający się szcześnie w szczelinie o szerokości  $1 \div 2$  mm (rys. 58), może spowodować zmniejszenie  $R_k$ . W jednym z b. niekorzystnych przypadków (duża wilgotność powietrza, silne zanieczyszczenia) oporność ta spadła nawet do 16 M $\Omega$ . Nowa konstrukcja<sup>80)</sup> zastosowana w UPSP, polegała na uczynieniu izolacji prawie wyłącznie powietrzną, a więc na uczynieniu drogi upływu b. dużą. Widać to z rys. 59 c: droga upływu przebiega od krawędzi okładziny 1 do wkładki 6 i od wkładki do krawędzi osłony 2.

### 3. Zalety UPSP.

Praktyczny układ prostownikowy (UPSP), będący wynikiem niniejszej pracy posiada następujące zalety:

1. Nie wymaga stosowania jakichkolwiek źródeł napięcia.

2. Pozwala korzystać z b. małych pojemności w. n. (kilka  $\mu\text{F}$ ).

3. Zajmuje mało miejsca i nie wymaga stosowania specjalnej osłony prostowników pod postacią pudła. Cały układ mieści się w elektrodzie, a nazewnątrz znajduje się tylko mikroamperomierz, połączony jednym przewodem z UPS.

4. Daje wyniki prawie równie dokładne, jak UPK, o ile przesunięto początek skali mikroamperomierza.

Powyższe zalety, urzeczywistnione w wykonanym modelu, wskazują, że zadanie niniejszej pracy: zbadanie możliwości zastosowania PS do UP, zostało rozwiązane z wynikiem pozytywnym.

## D. ZESTAWIENIE WYNIKÓW I WNIOSKÓW.

1. Ułożono teorię działania układu prostownikowego z prostownikami świetłacem, według której uchyb pomiaru wysokiego napięcia wyraża się wzorem:

$$\Delta U_m = -f \frac{C + C_k}{C} \frac{V_{01} + V_{02}}{2}$$

( $C$  — pojemność kondensatora wysokiego napięcia,  $C_k$  — pojemność między okładziną niskiego napięcia kondensatora  $C$ , a osłoną tej okładziny,  $f$  — częstotliwość,  $V_0$  — napięcie zgaszenia prostownika świetłacego).

Przewidywane odchylenia od powyższego wzoru mogą być wywołane:  $\alpha$ ) zgaszeniami prostowników nierównocześnie z przejściem wysokiego napięcia przez maksimum,  $\beta$ ) niedostatecznie dużą wielkością oporności izolacji dielektryka  $C_k$  dla prądu stałego, lub zmiennego. Występowanie pojemności dynamicznej  $C_k$  nie powinno wpływać na wielkość uchybu.

2. Opracowano metody pomiaru wielkości, wchodzących do wzoru na uchyb teoretyczny, oraz metodę określenia uchybu rzeczywistego. Szczególnie trudności sprawiał pomiar  $V_{01} + V_{02}$  oraz pomiar małych  $C_k$ . Zastosowane układy pomiarowe stanowią rozwiązanie różne od zwykle stosowanych (dzielnik napięcia z małych pojemności, współ-

pracujący z amplifikatorem, mającym lampę katodową z wolną siatką, i oscylografem pętlicowym). Zasługuje również na uwagę rozwiązanie zagadnienia kompensacji wychyleń mikroamperomierza przy wyznaczaniu uchybu rzeczywistego (kompensacja prądem tętniącym).

3. Doświadczalne sprawdzenie jakościowej teorii ustaliło, że przebiegi napięcia na prostownikach i prądu prostowników odpowiadają przebiegom teoretycznym.

4. Okazało się, że w układzie z prostownikami świetłacem występują często wyładowania, które można nazwać relaksacyjnymi o zasilaniu pojemnościowym. Wyładowania takie nie mogą mieć wpływu na wielkość uchybu metody prostownikowej.

5. Doświadczalne sprawdzenie ilościowej teorii stwierdziło zgodność uchybu obliczonego teoretycznie ze znalezionym eksperymentalnie. Przewidywane odchylenia nie wystąpiły w takiej mierze, aby uczynić wzór na uchyb nie nadającym się do celów praktycznych.

6. Stwierdzono, że napięcia zgaszenia  $V_0$  są prawie stałe dla danych prostowników. Tę stałość wytłumaczono na podstawie własności statycznych prostowników i własności ich w układzie relaksacyjnym *Geffckena*. Okazało się przytem, że użyte prostowniki 1091 firmy Philips nadają się b. dobrze do układu prostownikowego.

7. Wzór na uchyb posłużył do ustalenia własności elementów praktycznego układu prostownikowego z prostownikami świetłacem. Małe  $C_k$ , konieczne dla osiągnięcia dużej dokładności, uzyskano przez umieszczenie prostowników w pustej wewnątrz elektrodzie kondensatora  $C$ . Drogą kompensacji  $C_k$  pominięto, jako mniej praktyczną. Dużą wielkość oporności izolacji  $C_k$  uzyskano przez specjalną konstrukcję trzonków i opravek prostowników oraz izolacji między okładziną  $C$ , a jej osłoną.

8. Praktyczna niezależność uchybu od wartości szczytowej mierzonego napięcia pozwoliła na wyeliminowanie niewielkiego uchybu pozostałego w układzie praktycznym, wywołanego niemożnością osiągnięcia  $C_k = 0$ . Posłużono się w tym celu przesunięciem początku skali mikroamperomierza.

Dzięki powyższemu układ praktyczny z prostownikami świetłacem pod względem dokładności prawie nie ustępuje układowi z kenotronami, a przewyższa go tem, że:

$\alpha$ ) nie wymaga stosowania i sprawdzania źródeł prądu żarzenia,

$\beta$ ) nie wymaga stosowania specjalnej osłony prostowników pod postacią pudła.

Jak widać z zestawienia wyników pracy, autorowi jej udało się rozwiązać zagadnienie wzięte za cel badań, a ponadto doprowadzić układ prostownikowy z prostownikami świetłacem do postaci praktycznej, mogącej znaleźć zastosowanie w laboratorjach technicznych.

Praca niniejsza została wykonana w Zakładzie Miernictwa Elektrycznego i Wysokich Napięć Politechniki Warszawskiej w 1933/34 r. Za wysoce życzliwe zainteresowanie się pracą, a zwłaszcza za cenne rady i wskazówki, składam na tem miejscu gorące podziękowanie p. Prof. K. Drownowskiemu, Kierownikowi wyżej wzmiankowanego Zakładu.

# MODYFIKACJA METODY PROSTOWNIKOWEJ KÖNIGA DO POMIARU WYSOKIEGO NAPIĘCIA

Inż. J. L. JAKUBOWSKI

**Streszczenie.** Opracowano pod względem teoretycznym i doświadczalnym układ do wyznaczania wartości szczytowej krzywej wysokiego napięcia, mającej więcej, niż jedno ekstremum w ciągu półokresu. Układ ten uzyskano przez włączenie kondensatora w szereg z jednym z prostowników układu prostownikowego, co daje efekt równoważny z włączeniem baterji o samoczynnie rosnącym napięciu.

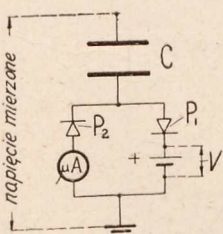
## 1. Omówienie zagadnienia.

Wykaz skrótów:

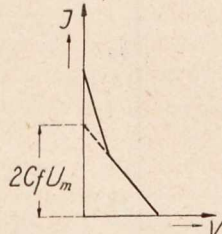
- P — prostownik,  
UP — układ prostownikowy,  
UPA — układ prostownikowy z automatycznie zmiennym napięciem.  
w. n. — wysokie (-go) napięcie (-a).

**M**ETODA prostownikowa tylko wtedy mierzy prawidłowo wartość szczytową  $U_m$ , gdy krzywa w. n. posiada w ciągu połowy okresu jedno ekstremum (krzywa jednowierzchołkowa [3], [12]). Główną zaletą metody prostownikowej jest prostota układu i postępowania pomiarowego. Otóż prawdopodobnie wogóle nie można tak zmodyfikować metody, aby utrzymać jej prostotę i jednocześnie rozszerzyć zakres mierzonych napięć na krzywe wielowierzchołkowe. Metoda zmodyfikowana, mniej prosta, niż zwykła, traci rację bytu, jako metoda do pomiarów bieżących w laboratorjach przemysłowych, wobec istnienia dużej liczby metod konkurencyjnych. Np. liczba metod pomiaru wysokiego napięcia i ich odmian, znanych autorowi, przewyższa 15. Przeciwnie, układy skomplikowane mogą być z powodzeniem stosowane w dziedzinach pomiarowych mniej rozwiniętych, np. przy badaniu rozkładów napięć. Z powyższego wynika, że przeszkody w rozszerzeniu zakresu stosowania metody prostownikowej są natury nie teoretycznej, ale praktycznej. Podanie zasady teoretycznej jest nawet zupełnie łatwe (np. przepuszczenie przez układ prostowników prądu zmiennego dodatkowego).

Jedyną próbą rozszerzenia zakresu stosowania metody prostownikowej jest próba Königa ([6], [13]). Aby wyznaczyć wartość szczytową w. n., gdy krzywa jest wielowierzchołkowa, a przebiegi napięcia w następujących po sobie okresach są ściśle powtarzalne (odkształcenia magne-



Rys. 1.  
Układ Königa.



Rys. 2.  
Krzywa  $I = \varphi(V)$  dla najczęściej spotykanych wielowierzchołkowych krzywych  $u = \varphi(t)$  (dwuwierzchołkowych).

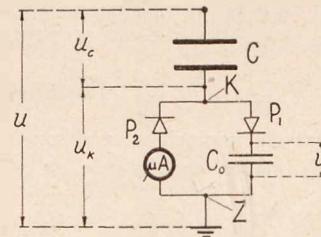
tyczne [14]), König włącza w szereg z jednym z prostowników źródło stałego napięcia  $V$  (rys. 1). Krzywa, wyznaczająca zależność wskazań mikroamperomierza  $I$  od wielkości  $V$ , składa się według badań Königa z tylu odcinków prostej, ile wierzchołków ma krzywa mierzonego napięcia w ciągu  $\frac{1}{2}$

okresu (rys. 2). Przedłużenie odcinka, przecinającego oś  $V$ , odcina na osi  $I$  wielkość  $2fCU_m$ , z której można obliczyć wprost  $U_m$ .

Aby zmierzyć  $U_m$ , trzeba zatem wyznaczyć krzywą  $I = \varphi(V)$ ; jest jasne, że technika pomiarowa zostaje wskutek tego b. skomplikowana [13]. To też metody Königa nie należy traktować, jako metody, przeznaczonej do pomiarów bieżących, ale jako metodę do sprawdzania prawidłowości działania zwykłych UP w laboratorjach, nie posiadających oscylografu. W tem zastosowaniu metoda ta mogłaby zyskać duże rozpowszechnienie, gdyby uprościć związane z nią postępowanie pomiarowe. Autorowi niniejszej pracy udało się znaleźć takie uproszczenie; polega ono na takiej zmianie UP, że napięcie  $V$  zjawia się samorzutnie i automatycznie rośnie, a prąd  $I$  maleje. (Układ prostownikowy z automatycznie zmiennym napięciem — UPA). Uproszczenie to będzie omówione szczegółowo w następnych rozdziałach.

## 2. Teorja UPA.

Idealny układ z automatycznie zmiennym napięciem (UPA) jest przedstawiony na rys. 3. Układ ten różni się od zwykłego UP włączeniem  $C_0$ . Idealność układu polega na tem, że oporności prostowników są równe 0.



Rys. 3.

UPA. Oznaczenia:  $P_1, P_2$  — prostowniki;  $C, C_0, C_k$  — kondensatory. Kondensator  $C_k$ , utworzony przez doprowadzenie do prostowników i osłonę tego doprowadzenia, należy sobie wyobrazić, jako włączony między punkty K i Z.

Dla zbadania sposobu działania UPA najlepiej przyjąć najpierw, że krzywa mierzonego napięcia jest jednowierzchołkowa (rys. 4) i że to napięcie włączono w chwili  $t_0$ . Do chwili  $t_1$  UPA działa, jak zwykły UP; w tej chwili prostownik  $P_1$  zaczyna być czynny, a jego prąd ładuje  $C_0$ . Jednocześnie ładuje się i pojemność  $C_k$ , gdyż spadek napięcia na  $P_1$  jest równy 0, a więc napięcie  $u_k$  na  $C_k$  jest równe napięciu  $v$  na  $C_0$ . Ładowanie zachodzi według wzoru

$$C \, d u_c = C_k \, d u_k + C_0 \, d v,$$

czyli

$$u_k = v = \frac{C}{C + C_k + C_0} (u + U_m).$$

W chwili  $t_2$ , t. j. gdy  $u = U_m$ ,  $u_k = \frac{C}{C + C_k + C_0} 2 U_m$ ;

dla skrótu ta wielkość będzie oznaczona przez  $V'$ .

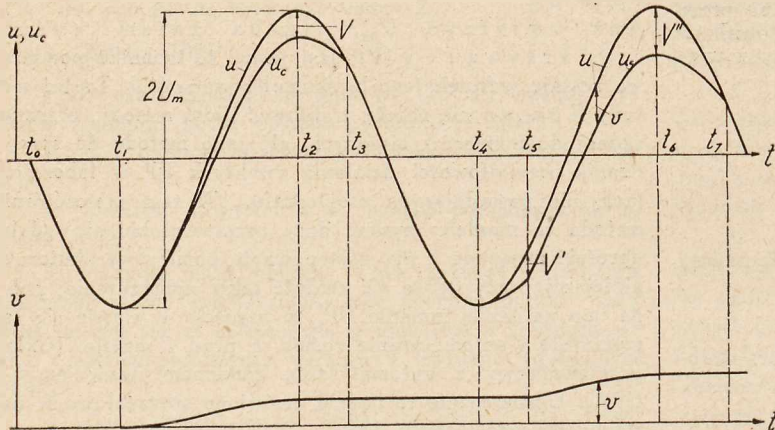
Od  $t_2$  do  $t_3$  przebiegi napięć i prądów są takie same, jak według teorji Königa ([6], [13]), o ile założyć w niej  $V = V'$ . Przez cały ten czas ładunek na  $C_0$  jest odcyły, gdyż  $P_1$  nie może działać. W chwili  $t_3$  napięcie na  $P_1$  staje się równe 0,  $P_1$  zaczyna więc przepuszczać prąd. Okres czynno-

ści  $P_1$  trwa do chwili  $t_0$ . W okresie  $t_0 \div t_1$  napięcie na  $C_0$  rośnie z tych samych przyczyn, co w okresie  $t_1 \div t_2$ . Napięciami rządzi równania:

$$C \left[ u_c - \left( \frac{C + C_k}{C} V' - U_m \right) + V' \right] = (C_0 + C_k)(u_k - V')$$

oraz  $u_k = v$ . W chwili  $t_0$  ( $u = U_m$ )

$$u_k = v = \frac{2 C U_m}{C + C_k + C_0} + \frac{C_0}{C + C_k + C_0} V' \equiv V''.$$



Rys. 4.  
Przebiegi  $u, u_c, v = \varphi(t)$  w UPA.

Z ostatniego wzoru widać, że napięcie  $v$  — stałe w okresach działania  $P_2$  i w okresach nieczynności obu  $P$  — rośnie w ciągu każdego okresu działania  $P_1$  i na jego końcu osiąga wartość  $\frac{2 C U_m}{C + C_k + C_0} + v$  w poprzednim okresie nieczynności  $P_1$ )  $\times \frac{C_0}{C + C_k + C_0}$ . Ilustruje to rys. 4. Stosownie do powyższego, napięcie  $v$  w okresach, gdy jest stałe (oznaczenie  $V$ ), można przedstawić za pomocą szeregu:

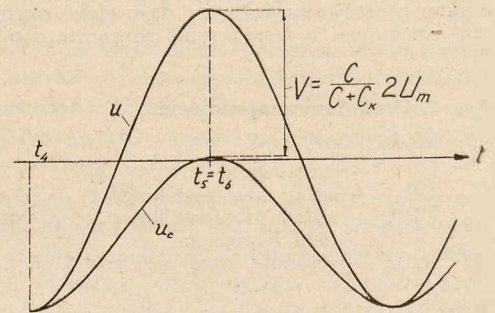
$$V = \frac{2 C U_m}{C + C_k + C_0} \left[ 1 + \frac{C_0}{C + C_k + C_0} + \left( \frac{C_0}{C + C_k + C_0} \right)^2 + \dots + \left( \frac{C_0}{C + C_k + C_0} \right)^n \right].$$

Szereg ten pozwala określić  $V$  dla  $n$ -tego okresu od chwili włączenia UPA, czyli dla czasu  $t = \frac{n}{f}$  ( $f$  — częstotliwość).

Z równania na  $V$  wynika, że gdy  $n$  rośnie, to i  $V$  rośnie. Oczywiście wzrost ten nie zachodzi nieograniczenie (choć nieskończenie długo), ustaje on z chwilą osiągnięcia prądu prostowników równego 0. Wtedy, jak łatwo udowodnić,  $V$  staje się równe  $\frac{2 C U_m}{C + C_k}$ . Przypadkowi temu odpowiada rys. 5.

Przechodząc do omówienia przebiegów prądowych, należy zauważyć, że w ciągu każdego okresu przebieg prądu w mikroamperomierzu (rys. 3) jest taki sam, jak w układzie K ö n i g a, a różnica polega tylko na tem, że  $V$  zmienia się skokami od jednego do drugiego okresu działania prostownika  $P_2$ . Zatem i zależność średniej wartości tego prądu ( $I$ ) od  $V$  musi być taka sama, jak u K ö n i g a; dotyczy to oczywiście przypadków krzywych jednowierzchołkowych i wielowierzchołkowych. Wynika stąd, że, mierząc w ostatnim przypadku odpowiadające sobie wartości  $V$  i  $I$ , można otrzymać cały przebieg  $I = \varphi(V)$ , konieczny dla określenia  $U_m$ . Oczywiście wielkości  $V$  i  $I$  zmieniają się podczas

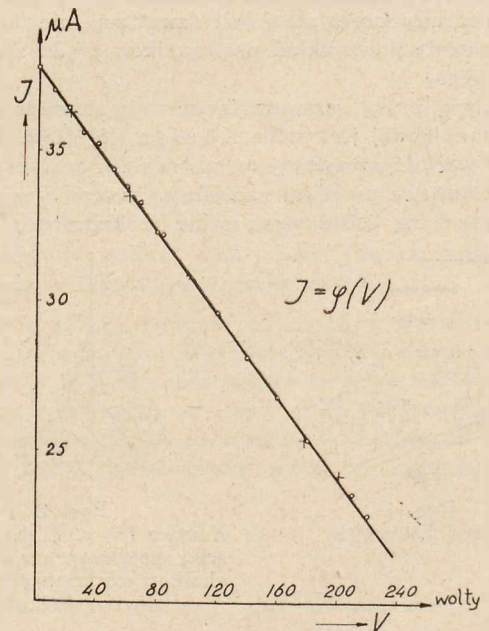
miaru samoczynnie; rola eksperymentatora ogranicza się tylko do wykonywania odpowiednich odczytów. Stąd przymiotnik „automatyczna” w nazwie metody. Brakiem tej metody nie jest zmiana  $V$  skokami, a więc możliwość otrzymywania tylko niektórych punktów krzywej  $I = \varphi(V)$ . W praktyce — ze względu na powolne ustawianie się woltomierza elektrostatycznego mierzącego  $V$  — skok  $V$  wybiera się tak mały (odpowiednie  $C_0$ ), że krzywą  $I = \varphi(V)$  można uważać za ciągłą.



Rys. 5.  
Przebieg  $u_c$  dla  $V = \frac{2 C U_m}{C + C_k}$ .

### 3. Sprawdzenie doświadczalne teorii UPA.

Sprawdzenie wykonano dla kenotronów, gdyż zjawiska występują tutaj w czystszej formie (przy stosowaniu prostowników światłoczących wchodzi w grę uchyb wskutek napięć na tych prostownikach). Sprawdzenie przeprowadzono na dwóch drogach. Najprostszą drogą było bezpośrednie porównanie krzywych  $I = \varphi(V)$ , otrzymanych przy pomocy UPA i układu K ö n i g a. Wynik takiego sprawdzenia dla krzywej  $u = \varphi(t)$  jednowierzchołkowej przedstawia rys. 6. Zastosowano tu duże  $C_0$  (187,5  $\mu$ F), co miało na celu uzyskanie



Rys. 6.  
Krzywa  $I = \varphi(V)$ . Stałe:  $I_0 = 2 f C U_m = 37,8 \mu$ A,  $U_m = 60$  kV,  $C + C_k = 1370 \mu$ F,  $f = 50$  okr./sek (krzyżki — punkty, określone układem K ö n i g a, kółka — punkty, określone UPA).

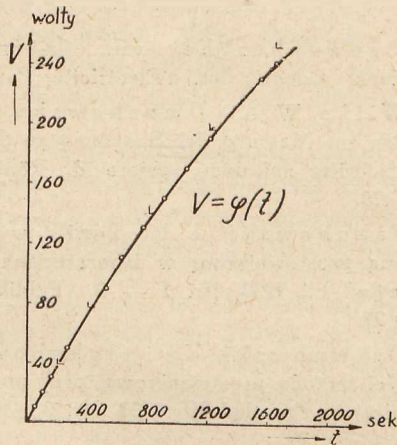
b. wolnego wzrostu  $V$ <sup>1)</sup> i umożliwienie przez to bezbłędnych odczytów woltomierza elektrostatycznego mierzącego  $V$ . Odczyt równoczesny  $V$  i  $I$  można było bez uchybu zastąpić w tych warunkach odczytami kolejnymi. Wracając do rys. 6, można stwierdzić, że zgodność przebiegów  $I = \varphi(V)$ , otrzymanych przy pomocy dwóch układów jest zupełna. Pomiar, których wynikiem jest rys. 6, oraz szereg innych pomiarów tego samego rodzaju, nie omówionych w niniejszej pracy, stanowią najlepsze sprawdzenie teorii UPA.

Druga droga sprawdzenia, niezależna od pierwszej, polegała na wyznaczeniu doświadczalnym i ze wzoru teoretycznego zależności  $V$  od czasu  $t$ . Jest to sposób mniej odpowiadający warunkom działania UPA, gdyż wykrywa niedokładności czasowe, związane z absorpcją i przewodnością dielektryka  $C_0$ , które nie wpływają na jedynie miarodajny przebieg  $I = \varphi(V)$  (przebieg ten zależy tylko od wielkości każdorazowego napięcia  $V$ ).

Do obliczenia przebiegu  $V = \varphi(t)$  nie nadaje się wprowadzony uprzednio szereg, wyznaczający  $V$ , gdyż dla  $C_0$ , mających znaczenie praktyczne, stosunek  $\frac{C_0}{C + C_k + C_0}$  jest praktycznie równy 1 (np.  $\frac{187,5 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-12} + 10^{-9} + 187,5 \cdot 10^{-6}}$ )

Do wzorów dogodnych do obliczeń można dojść, określając sumę omawianego szeregu jako postępu geometrycznego, rozbijając ją na szereg Taylora, a następnie, po uwzględnieniu praktycznej pomijalności liczb 1, 2, 3, ... wobec  $ft (= n)$ , określając sumę owego szeregu Taylora:

$$V = \frac{2 C U_m}{C + C_k} \left[ 1 - \left( 1 + \frac{C + C_k}{C_0} \right)^{-ft} \right] = \frac{2 C U_m}{C + C_k} \left[ ft - \frac{C + C_k}{C_0} ft^2 + \frac{(C + C_k)^2}{1 \cdot 2 \cdot C_0^2} ft^3 - \frac{(C + C_k)^3}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot C_0^3} ft^4 + \dots \right] \approx \frac{2 C U_m}{C + C_k} \left[ ft - \frac{(C + C_k)^2}{2! C_0^2} ft^2 + \frac{(C + C_k)^3}{3! C_0^3} ft^3 - \dots \right] = \frac{2 C U_m}{C + C_k} \left[ 1 - e^{-\frac{C + C_k}{C_0} ft} \right]$$

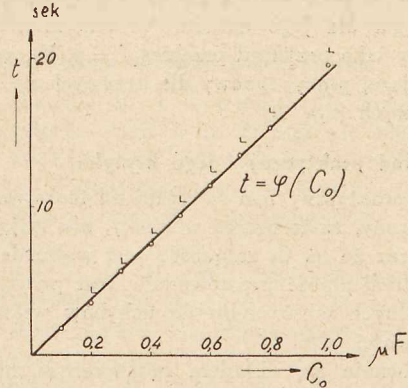


Rys. 7.

Krzywa  $V = \varphi(t)$ . Stałe:  $I_0 = 2 f C U_m = 37,8 \mu A$  ( $U_m \approx 60$  kV),  $C + C_k = 1370 \mu F$ ,  $C_0 = 187,5 \mu F$ ,  $f = 50$  okr./sek. (L — punkty obliczone, O — punkty znalezione doświadczalnie).

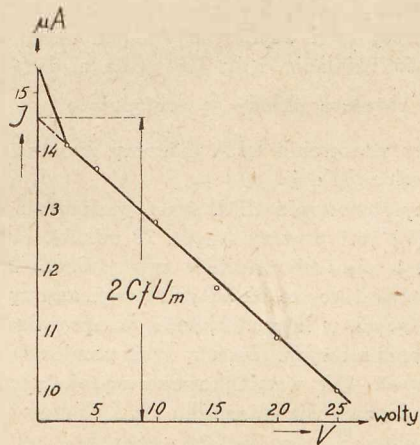
<sup>1)</sup> „Skok” napięcia  $V$  w ciągu okresu jest mniejszy od  $\frac{2 C f U_m}{C_0} = \frac{2 C f U_m}{f C_0} = \frac{37,8 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 187,5 \cdot 10^{-6}} = 0,004$  V, praktycznie więc  $V$  zmienia się w danym przypadku w sposób ciągły.

Przy pomocy ostatniego wzoru obliczono punkty zaznaczone na rys. 7 i 8. Rys. 7 został otrzymany doświadczalnie w tych samych warunkach, co rys. 6, rys. 8 w warunkach nieco innych (małe  $C_0$ )<sup>2)</sup>. Wykresy analityczne do przedstawionego na rys. 8 otrzymano również dla  $U_m = 170$  V. W obu przypadkach punkty, znalezione doświadczalnie i ze wzorów, leżą prawie na jednej krzywej (na rys. 8 na prostej, gdyż dla  $C_0$ ,  $U_m$ ,  $f$ ,  $V$  stałych  $\frac{t}{C_0}$  musi być stałe). Niewielkie różnice



Rys. 8.

Krzywa  $t = \varphi(C_0)$ . Stałe:  $2 C f U_m = 7,1 \mu A$  ( $U_m = 11,4$  kV),  $C + C_k = 1190 \mu F$ ,  $V = 83,8$  wolta,  $f = 50$  okr./sek. (L — punkty obliczone, O — punkty, znalezione doświadczalnie).



Rys. 9.

Krzywa  $I = \varphi(V)$  dla przebiegu  $u = \varphi(t)$  dwuwierzchołkowego.  $U_m = 23,3$  kV, uchyb wskutek wielowierzchołkowości 1,5 kV. Punkt dla  $V = 2,5$  wolta otrzymano przy pomocy pomiaru rzędnej  $I$ , odpowiadającej chwili zmniejszenia się szybkości malenia  $I$ <sup>3)</sup> (pomiar  $V$  bezpośredni nie był możliwy przy pomocy stosowanego woltomierza). Z rysunku widać wyraźnie, że  $\frac{dI}{dV}$  dla odcinka górnego krzywej jest 3 razy większe, niż dla dolnego.

<sup>2)</sup> Ciekawa jest technika pomiarów, prowadzących do krzywej z rys. 8. Ponieważ napięcie  $V$  rośnie b. szybko, nie można było użyć woltomierza elektrostatycznego. Wskaźnikiem osiągnięcia danego napięcia  $V$  było zapalenie się lampki świetlonej (silnie oświetlonej dla usunięcia opóźnienia). Czas mierzono sekundomierzem. Wartość zaznaczenia, że w razie załączenia lampki świetlonej wprost na  $C_0$ , po zapłonie jej powstawały wyładowania relaksacyjne; gdy lampkę włączono między punkty K i Z (rys. 3), wyładowania te nie występowały.

<sup>3)</sup> Dla górnego odcinka krzywej  $I = \varphi(V)$  szybkość  $\frac{dV}{dt}$  jest prawie taka sama, jak dla odcinka dolnego. Ponieważ jednak  $\frac{dI}{dV}$  dla pierwszego odcinka jest 3 razy większe, niż dla drugiego, więc również  $\frac{dI}{dt}$  (jako równe  $\frac{dI}{dV} \frac{dV}{dt}$ ) musi być około 3 razy większe.

można zaliczyć na karb: częściowo niedokładności określenia wielkości wchodzących do wzorów teoretycznych, częściowo nieidealnej izolacji  $C_0$  (względ ostatni nie ma wpływu na przebieg  $I = \varphi(V)$ ).

Wyniki sprawdzenia teorii UPA, przedstawione na rys. 6 ÷ 8 można uważać za wystarczające. Odnoszą się one do krzywych jednowierzchołkowych  $u = \varphi(t)$ . Wobec zgodności krzywych  $I = \varphi(V)$  dla UPA i układu Königa, badania specjalne dla krzywych  $u = \varphi(t)$  wielowierzchołkowych są zbędne. Wystarcza oparcie się na wyczerpujących pomiarach Königa dla jego układu. Na tem miejscu zostanie tylko podany jako przykład przebieg  $I = \varphi(V)$ , zdjęty przez autora niniejszej pracy, typowy dla krzywych  $u = \varphi(t)$  dwuwierzchołkowych (rys. 9).

#### 4. Układ praktyczny i jego krytyka.

Układ praktyczny tem się różni od teoretycznego (rys. 3), że kenotrony, zastosowane w nim<sup>4)</sup>, nie mają idealnych własności, oraz że na  $C_0$  załączony jest woltomierz elektrostacyjny. Nieidealność prostowników jest przyczyną uchybów minimalnych w stosunku do uchybów wskutek wielowierzchołkowości w. n.

Posługiwanie się układem praktycznym nie wymaga wyjaśnień. W razie, gdyby czas czekania na dostateczne podwyższenie się  $V$  był zbyt długi, można dać na  $C_0$  napięcie początkowe (przez naładowanie  $C_0$  np. z baterji akumulatorów) — układ sam już się postara o dalszy wzrost  $V$ .

Pomimo, że teorie układu Königa i UPA różnią się w sposób istotny, wzory końcowe są jednakowe. Stąd pochodzi cały szereg cech wspólnych dla obu układów, np. nieprawidłowość działania, gdy UP posiada dużą upływność

$\frac{1}{R_k}$ . Cechy różniące układy są następujące:

1. Przy stosowaniu UPA unikamy dodatkowych źródeł napięcia i ich regulacji.
2. Przy stosowaniu UPA czas wyznaczania całej krzywej  $I = \varphi(V)$  jest dłuższy (rzędu 20 minut).

Cecha 1. jest niewątpliwie zaletą. Cecha 2. nie stanowi wady wobec tego, że układ jest przeznaczony nie do pomiarów bieżących w laboratorium, a do sprawdzania nowych instalacji pomiarowych. Zresztą czas pomiarów można dowolnie skracać, jak wzmiankowano wyżej, a całą krzywą  $I = \varphi(V)$  zdejmuje się b. rzadko.

#### Zestawienie wyników i wniosków.

1. Wyprowadzono teorię, z której wynika, że przez włączenie kondensatora  $C_0$  w szereg z jednym z kenotronów układu prostownikowego można osiągnąć taki sam przebieg prądu, jak w układzie Königa. Różnica w działaniu obu układów polega na tem, że napięcie baterji  $V$  w układzie Königa jest stałe, a napięcie  $V$  na  $C_0$  rośnie w czasie według wzoru:

$$V = \frac{2 C U_m}{C + C_k} \left[ 1 - e^{-\frac{C + C_k}{C_0} t} \right].$$

Słuszność powyższego wzoru sprawdzono doświadczalnie.

2. Stwierdzono, że układ z  $C_0$  (t. zw. układ prostownikowy z automatycznie zmiennem napięciem) pozwala wyznaczyć w praktyce  $U_m$  krzywych wielowierzchołkowych, o ile wielkość  $C_0$  jest rzędu 100 — 200  $\mu$ F. Układ taki jest praktyczniejszy, niż oryginalny układ Königa, gdyż nie

<sup>4)</sup> Sposobu działania UPA z prostownikami świetlącymi narazie nie badano, jakkolwiek niewątpliwie można wyeliminować w tym przypadku nietylko uchyb wskutek wielowierzchołkowości krzywej  $u = \varphi(t)$ , ale i uchyb wskutek dużego (prawie stałego!) napięcia działania prostowników świetlących.

wymaga źródła napięcia  $V$  i urządzeń regulujących to napięcie.

Praca niniejsza została wykonana w Zakładzie Miernictwa Elektrycznego i Wysokich Napięć w 1934 r.

#### LITERATURA.

do artykułów: „Metoda prostownikowa z prostownikami świetlącymi” i „Modyfikacja metody Königa”.

W wykazie zamieszczono tylko prace, z których korzystał autor. Trzy prace, oznaczone \*, są znane autorowi tylko ze streszczenia.

#### 1. Metoda prostownikowa.

[1]\* Chubb, L. W. i Fortescue. Transactions A. I. E. E. 32, I/1913, str. 739.

[2] Whitehead, J. B. i Gorton, W. S. The electric strength of air — V. Trans. A. I. E. E. 1914, str. 951.

[3] Chubb, L. W. The crest voltmeter. Proc. A. I. E. E. 35/1916, str. 121.

[4] Haefely, E. Einrichtung zum Messen von Maximalwerten mittelst Messkondensators in Wechselstrom-Hochspannungskreisen. Patent szwajcarski Nr. 110309 r. 1924.

[5] König, H. Helvetica Physica Acta II/1929, str. 152.

[6] König, H. Ueber die Fehler der Scheitelspannungs - Messung vermitteltst röhrgleichgerichtetem Kondensatorstrom. Helv. Phys. Acta II/1929, str. 357.

[7] Cauwenberghe, van, M. R. Quelques remarques sur la mesure des hautes tensions au moyen d'un courant de capacité redressé. Bull. des Ing. Bruxelles. 1929, Nr. 4.

[8] Jakubowski, J. L. Metody pomiaru wartości maksymalnej wysokiego napięcia ze szczególnem uwzględnieniem metod prostownikowych. Rękopis w Z. M. E. i W. N., 1930/31, str. 1 — 181, 1—235.

[9] Davis, R., Bowdler, G. W., Standring, W. G. The measurement of high voltages with special reference to the measurement of peak voltages. Journ. I.E.E. 68/1930.

[10] Cauwenberghe, van. La mesure des hautes tensions. Congrès Int. d'Electricité, Paris 1932.

[11] Witka, W. A. i Dmochowsky, W. W. Eine neue Methode zur Messung der Spannung an der Röntgenröhre. Fortschritte auf dem Gebiete d. Röntgenstrahlen. 45/1932, str. 78.

[12] Jakubowski, J. L. Pomiar wysokiego napięcia metodą prostownikową w laboratorjach przemysłowych. Przegląd El. 1933, Nr. 1 — 2. Publikacja Z.M.E. i W. N. Nr. 28.

[13] Drewnowski, K. i Jakubowski, J. L. O dokładności metody prostownikowej przy pomiarach wysokiego napięcia. Przegląd El. 1933, Nr. 3. Publikacja Z. M. E. i W. N. Nr. 29.

[14] Drewnowski, K. i Jakubowski, J. L. O prawidłowości działania metody prostownikowej pomiaru wysokiego napięcia. Przegląd El. 1933, Nr. 10. Publikacja Z.M.E. i W. N. Nr. 35.

[15] Drewnowski, K. i Jakubowski, J. L. Einige Betrachtungen über die kapazitive Hochspannungsmessung und deren Fehler. Archiv für El. XXVIII/1934, str. 8 — 15.

## 2. Własności elementów świetlanych.

a) Układy inne, niż relaksacyjny.

[16] Palm, A. Die Glimmröhre als Spannungsnormale zur Messung von Spannungsspitzenwerten. Zeitschr. f. techn. Phys. 4/1923, str. 233 i 258.

[17] Kneser, H. Untersuchungen an einem Glimmlicht-Gleichrichter für Wechselstrom. Ann. d. Physik 72/1923, str. 519.

[18] Brockbank, R. A. i Ryall, L. E. Die Neon-Glimmlampe bei Wechselstrom. E. T. Z. 1924, str. 165.

[19] Seeliger, R. i Schmekel, J. Bemerkung über Gasentladungen bei sehr kleinen Stromstärken. Phys. Zeitschr. 26/1925, str. 471.

[20] Bär, R. Die Glimmentladung. Handb. d. Phys. Geiger - Scheel. 1927, XIV.

[21] Seibt, G. Das Glimmlichtrohr als Gleichrichter von Wechselströmen. E.T.Z. 1928, str. 1077.

[22] Güntherschulze, A. Elektrische Gleichrichter und Ventile. 1929, Berlin.

[23] a) Mierdel, G. Die Glimmentladung.

b) Seeliger, R. Allgemeine Eigenschaften der Entladungen. Handb. d. Exp. Ph. XIII, 3, 1929.

[24] Franck, S. Messentladungsstrecken (Ionenstrecken). Berlin, 1931.

[25] a) Ryall, L. E. The construction and operation of a simple neon-tube high-tension crest voltmeter. Journ. I. E. E. 1931, str. 898.

b) Discussion. Journ. I. E. E. 1931, str. 922.

[26] Summers, Claude, M. A theory of neon tube operation. Electr. Engineering. 1932, str. 772.

[27] Lohman, R. W. Neon tube characteristics. Electr. Engineering. 1933, str. 304.

[28] Leblanc (Discussion du rapport de). Les applications des tubes à effluves. Bull. S. F. des Electriciens. 1933, str. 204.

[29] Jakubowski, J. L. Zjawiska w rurach świetlanych z zimną katodą. Przegląd El. 1933, Nr. 9 i 11.

b. Układy relaksacyjne.

[30] a) Würschmidt, J. Ueber diskontinuierlichen Entladungen in Entladungsröhren.

b) Ueber die sogenannte Kapazität von Entladungsröhren. Verh. Deutschen Phys. Ges. 11/1909, str. 300, 360.

[31] \*) Wertheimer. Inaug. Dissert. Göttingen, 1911.

[32] Herweg, J. Schwingungen und Hysteresis bei Glimmentladung. Phys. Zeitschr. XIII/1912, str. 633.

[33] Geffcken, H. Zündspannung und Stabilität der intermittierenden Glimmentladung. Phys. Zeitschr. XXVII-1925, str. 21.

[34] Dällenbach, W. Zur Frage der Stabilität von Gasentladungen. Phys. Zeitschr. 27/1926, str. 101.

[35] Penning, F. M. Ueber die intermittierende Glimmentladung in Neon. Phys. Zeitschr. 27/1926, str. 187.

[36] Friedländer, E. Ueber Kippschwingungen, insbesondere bei Elektronenröhren, Arch. für El. 1926, str. 273.

[37] Valle, G. Die diskontinuierlichen Entladungen. Phys. Zeitschr. XXVII/1926, str. 473.

[38] Rothe, A. J. Zur Frage der Restionen in der intermittierenden Glimmentladung. Phys. Zeitschr. 31/1930, str. 520.

[39] Leyshon, W. A. Characteristics of discharge tubes under „flashing“ conditions as determined by means of the cathode ray oscillograph. Proc. Phys. Soc. London, 1930, str. 157.

[40] Jakubowski, J. L. Wyładowania relaksacyjne w układach z elementami świetląciami. Przegl. El. 1934, Nr. 9.

## 3. Konstrukcja układów praktycznych.

[41] Giebe, E. i Zickner, G. Verlustmessungen an Kondensatoren. Arch. f. El. XI/1922, str. 109.

[42] Haefely, E. Messkondensator für Hochspannungszwecke. Patent niemiecki Nr. 394014, r. 1924.

[43] Schering, H. Die Isolierstoffe der Elektrotechnik. 1924.

[44] Retzow, U. Die Eigenschaften elektrotechnischer Isoliermaterialien in graphischen Darstellungen. 1927.

[45] Hoffmann, G. Elektrostatik. Handb. d. Exp. Phys. X. 1930.

[46] Hague, B. Alternating Current Bridge Methods. 1930, str. 134 i n.

[47] Keinath, G. Isolierung von el. Messgeräten. Arch. Techn. Mess. Lief. 6, 1931, I—027—1.

[48] Wagner, W. Les propriétés des matières isolantes électrotechniques et leur mesure. Congres Int. d'El. Paris, 1932.

[49] Drewnowski, K. Podstawy techniki wysokich napięć. 1933, zes. 1.

## 4. Metody pomiarowe.

[50] Busch, H. Eine einfache Ableitung der vollständigen Theorie des Oszillographen. Phys. Zeitschr. XIII/1912, str. 615.

[51] Zölllich, H. Prüfung von Messgeräten zur Aufzeichnung sich rasch verändernder Größen. Wiss. Veröffentlich. Siemens Konz. 1920—22, zes. 1.

[52] Schering, H. Schwingungsinstrumente. Handb. d. Phys. Geiger-Scheel, XVI, 1927, str. 304.

[53] Blondel, A. A propos de la theorie des oscillographes et appareils indicateurs. Comptes Rendus, 187/1928, str. 921.

[54] Jaeger, W. Elektrische Messtechnik, 1922, Lipsk, str. 26.

[55] Metcalf, G. F. i Thompson, B. J. A low grid-current vacuum tube. Phys. Rev. 36/1930, str. 1489.

[56] Barlow, H. M. A new method of measuring the capacity of small condensers. Phil. Mag. (7), 11/1931, str. 184.

[57] Jakubowski, J. L. Nowe poglądy w dziedzinie pomiaru wysokiego napięcia iskiernikiem kulowym. Przegl. El. 1932, Nr. 10 i 11.

[58] PNE—35 (projekt). Pomiar wysokiego napięcia iskiernikiem kulowym. Przegl. El. 1932, Nr. 17.

[59]\* Waldorf. Amplifiers for precise oscillographic measurements. Journ. Franklin Inst. 213/1932, str. 605.

[60] Sewig, R. Gleichstrom — Verstärkung unter Verwendung von Elektronenröhren. Arch. f. techn. Messen. 1933, Z 634—1.

[61] Starnecki, B. Kilka słów o odbiornikach typu Loftin-White. Radioamator, 1933, str. 60.

\*) Praca znana autorowi tylko ze wzmianki Gehrcke-gó w Handb. d. Radiologie, Marxa. 1916, str. 198.

# SZKŁO, JAKO MATERJAŁ IZOLACYJNY W TECHNICIE WYSOKICH NAPIĘĆ

Inż. JERZY I. SKOWROŃSKI

**Streszczenie.** Podane są wyniki badań własności elektrycznych kilkunastu mas szklanych, ze szczególnym zwróceniem uwagi na zastosowanie szkła do wyrobu izolatorów linowych wysokiego napięcia. Stwierdzono istnienie związku pomiędzy opornością skrośną, a innymi własnościami szkła, mającymi znaczenie w izolatorach, co może być miernikiem jakości masy szklanej. Ponadto, z rozważenia własności mechanicznych i cieplnych badanych szkieł, wyciągnięto wnioski co do budowy izolatorów szklanych wysokiego napięcia.

## I. WSTĘP.

SZKŁO, jako materiał izolacyjny, stosowane było od samego zarania elektrotechniki; zastosowanie jednak ograniczało się raczej do przyrządów fizycznych, nie do urządzeń elektrycznych w ścisłym rozumieniu. Przyczyną tego były obawy co do niewystarczającej odporności szkła na zmiany temperatury i małej wytrzymałości mechanicznej, zwłaszcza na uderzenie. Nie bez znaczenia była tu również higroskopijność powierzchni szkła, t. j. skłonność do skraplania wilgoci z otaczającego powietrza oraz skłonność do wietrzenia jego powierzchni pod wpływem czynników atmosferycznych. Z punktu widzenia techniki wysokich napięć ogromną wadą szkła była dawno zaobserwowana właściwość, że wytrzymałość dielektryczna szkła, badanego np. w postaci płytek maleje szybko z grubością badanej płytki. Zjawisko to znalazło dopiero wytłomaczenie w źródłowych badaniach I. Mościckiego, który wyjaśnił wpływ na zjawisko przebicia naprężeń i wyładowań krawędziowych i pracą tą położył podwaliny pod współczesne poglądy na wytrzymałość elektryczną dielektryków stałych<sup>1)</sup>. Wyniki swych badań uwieńczył zastosowaniem praktycznym, budując kondensatory szklane wysokiego napięcia, które pod nazwą kondensatorów Mościckiego znalazły szybko zastosowanie w technice<sup>2)</sup>.

Do urządzeń napowietrznych, zwłaszcza wysokiego napięcia, szkło przenikało z trudem, aczkolwiek tam, gdzie było stosowane, dało dobre wyniki pracy<sup>3)</sup>. Pomimo to dotychczas jeszcze istnieje opór — zwłaszcza w Niemczech — przeciwko stosowaniu izolatorów szklanych w urządzeniach wysokiego napięcia<sup>4)</sup>. W Ameryce i Francji oraz częściowo we Włoszech, a nawet w Norwegii zastosowanie izolatorów napowietrznych szklanych daje wyniki bardzo dobre i, zwłaszcza po wojnie, izolatory szklane używane są do linii bardzo wysokiego napięcia, pracujących w warunkach wyjątkowo ciężkich, jak okolicach górskich nadmorskich, w klimacie gorącym (np. linja 100 kV Tafjord Kraftselskap w Norwegii, 60 kV w Maroku i w. in.).

### Cel i zakres pracy.

W Polsce izolatory szklane wyrabiane i stosowane były dotychczas prawie wyłącznie do linii teletechnicznych, a samo szkło prócz tego ustępowało co do jakości lepszym wyrobom zagranicznym; jednakże nic nie stoi na przeszkodzie, aby izolatory szklane u nas również znalazły się na linjach

najwyższych napięć. Pożądane jest to przede wszystkim ze względu na gospodarczą samowystarczalność państwa, gdyż izolatory szklane w całości mogą być i są wykonywane z surowców krajowych, podczas gdy naprzykład o porcelanowych tego, niestety, powiedzieć nie można. Z drugiej strony dobrze wykonane izolatory szklane nie ustępują porcelanowym, a pod niektórymi względami bezwzględnie je przewyższają, a więc stosowanie ich nie tylko nie obniża, ale podnosi bezpieczeństwo ruchu. Oczywiście, warunkiem koniecznym jest podkreślone wyżej dobre wykonanie izolatorów, — to jest zarówno odpowiedni kształt, jak i dobra masa szklana, staranna fabrykacja i wreszcie — troskliwa selekcja po wykonaniu.

Praca niniejsza stanowi właśnie próbę znalezienia odpowiedniego kryterjum do oceny masy szklanej do izolatorów wysokiego napięcia i wyciągnięcia pewnych wniosków praktycznych co do budowy izolatorów szklanych. Ze względów zasadniczych punktem wyjścia były wymagania co do gotowego materiału, a więc zupełne pominięcie procesów fabrykacyjnych. Z tego punktu widzenia, zdaniem naszym, powinny być również ujmowane wszelkie przepisy odbiorcze. Ponadto celem pracy niniejszej było stwierdzenie, czy u nas można wykonać dobrą masę szklaną do wyrobu izolatorów wysokiego napięcia. Szkło do innych celów elektrotechnicznych, np. kondensatorów, z zakresu naszych zainteresowań w niniejszej pracy wyłączamy.

Właściwości fizyczne i dielektryczne szkła badane były przez bardzo wielu badaczy i od bardzo dawna. Literatura, dotycząca tego tematu, jest bardzo obfita. A jednak mało można znaleźć prac które traktowałyby ten materiał z punktu widzenia budowy izolatorów linowych (napowietrznych). Prace te są to bądź badania o charakterze fizyko-chemicznym, bądź — bardziej techniczne — dotyczą szkła jako dielektryku do kondensatorów, jako materiału konstrukcyjnego do lamp żarowych lub elektronowych i t. d. Chociaż z prac tych można wyciągnąć wiele wniosków praktycznych, jednak w naszym przypadku trzeba mieć na widoku całokształt pracy izolatora, uwzględnienie jednocześnie możliwie wszystkich czynników, jakim izolator podlega — i taki właśnie był kierunek niniejszych badań.

Zespół wymagań, jakie należy postawić materiałowi izolatorów napowietrznych, aby izolatory te zapewniały dobrą pracę, można podzielić na grupy następujące:

- 1) własności elektryczne,
- 2) własności mechaniczne,
- 3) odporność cieplną,
- 4) odporność na starzenie.

Dążeniem naszym było stwierdzenie czy istnieje łączność pomiędzy niektórymi przynajmniej z tych grup i czy zależność ta, jeżeli istnieje, jest prosta czy odwrotna, a wreszcie, czy ocena tych własności może się ograniczyć do prób, bez konieczności przepisywania pewnego składu szkła.

Główną uwagę zwrócono na *własności elektryczne i starzenie*; dwie inne własności szkła zależą w znacznie większym stopniu od obróbki cieplnej i od kształtu, niż od masy szklanej, i dlatego trudne były do dokładniejszej oceny w naszych warunkach. Badania własności cieplnych i mechanicznych przeprowadzone były raczej dla uzupełnienia posiadanych wiadomości co do szkieł izolatorowych, a nie dla badań porównawczych.

<sup>1)</sup> I. Mościcki, Badania nad wytrzymałością dielektryków. Roczn. Akad. Um., Kraków, I 1904, str. 34.

<sup>2)</sup> I. Mościcki, ETZ, 1904 r. Nr. 25 i 26.

<sup>3)</sup> ETZ, 1910 r. s. 718

<sup>4)</sup> Schering, Die Isolierstoffe der Elektrotechnik, str. 158. (W. Weicker).



Własności fizyczne szkła są związane przede wszystkim z jego składem chemicznym. Przez odpowiedni dobór składników i ich stosunku można zmieniać własności te w szerokich granicach. Jednak w naszych warunkach, t. j. w przypadku szkieł izolatorowych, zakres możliwości znacznie się zwęża ze względu na realne warunki techniczne, a przede wszystkim koszt wyrobu. Ze względu na posiadane w kraju surowce oraz ich cenę, wchodzi w rachubę właściwie tylko jeden typ szkła, a mianowicie szkło sodowo-wapniowe z domieszkami pewnych tlenków (głównie  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), trafiającymi zwykle spowodu zanieczyszczenia surowców lub też dodaniami celowo, — co, jak się przekonamy, może być bardzo wskazane. W każdym bądź razie nie możemy mieć krajowych izolatorów ze szkieł, na przykład, borowych lub potasowych; próbki szkła borowego były wykonane i badane tylko dla porównania.

Do wstępnych badań użyto początkowo pięć rodzajów mas typowych, stosowanych przez hutę do rozmaitych wyrobów. Z jednej masy, używanej normalnie do wyrobu izolatorów niskiego napięcia, wykonano próbki porowate o różnej ilości pęcherzyków, do sprawdzenia wpływu obecności pęcherzyków na własności mechaniczne i elektryczne. Następnie wykonano próbki z zestawów specjalnych: szkło silnie alkaliczne (nadmiar  $\text{Na}_2\text{O}$ ) i borowe (zawierające  $\text{B}_2\text{O}_3$ ) oraz ze szkła, uzyskanego z przetopionych izolatorów pochodzenia zagranicznego. Wreszcie na podstawie tych badań ułożono szereg zestawów szkła w celu potwierdzenia wniosków z badań poprzednich co do wpływu poszczególnych składników oraz wykazania, że zapomocą różnych zestawów można uzyskać dobre wyniki, a więc np. przepisywanie w normach na izolatory składu szkła lub nawet zawartości niektórych tylko składników nie miałyby uzasadnienia. Jednocześnie uzyskano potwierdzenie badań niektórych innych badaczy.

Ogółem zbadano 18 rodzajów mas szklanych.

Wszystkie próbki do badań wykonywane były w sposób fabryczny w hucie produkującej izolatory<sup>5)</sup>, co przede wszystkim miało na celu wprowadzenie tych samych czynników i warunków dla próbek, co dla izolatorów, czegoby się nie miało przy laboratoryjnym wykonywaniu próbek.

Tablica I.  
Zestawy ważniejszych badanych szkieł.

Znak	Skład teoretyczny wagowy w %						
	$\text{SiO}_2$	$\text{Al}_2\text{O}_3$	$\text{B}_2\text{O}_3$	$\text{Fe}_2\text{O}_3$	CaO	MgO	$\text{Na}_2\text{O}$
A	79,0	1,0	—	—	8,0	—	12,0
B	65,7	4,0	—	—	8,0	—	22,3
C	65,5	4,0	—	†)	18,2	—	12,3
D	60,0	4,0	—	†)	18,0	—	18,0
E	60,0	2,0	—	††)	18,0	2,0	18,0
F	66,0	2,0	—	††)	17,0	3,0	12,0
J	60,9	2,2*)	—	1,2	16,7	0,1	18,9**)
L	74,5	—	—	—	7,3	—	18,2
	69,4	1,2	—	0,1	7,5	ślady	21,8***)
N	76,2	0,75	—	—	8,45	—	14,6
	74	1,0	—	0,1	8,5	ślady	16,5***)
O	73,8	2,1	3,9	—	7,0	—	13,2
W	76,5	—	—	—	7,0	—	16,5
U	78	—	—	—	7,6	—	14,4
Z	67,6	3,0	—	††)	17,0	—	12,4

\*)  $\text{Al}_2\text{O}_3 + \text{Mn O}$ .

†) Prawdopodobna obecność  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  poniżej 0,1%.

††) Prawdopodobna obecność  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  ok. 0,1%.

\*\*\*) Wynik analizy szkła przed przetopieniem; prawdopodobne jest pewne obniżenie się zawartości  $\text{Na}_2\text{O}$ .

\*\*\*\*) Wynik analizy (wykonał p. E. Weyberg).

<sup>5)</sup> S. A. J. Stolle „Niemen”.

Tablica I zawiera składy ważniejszych z pośród mas badanych. Dla wszystkich mas, prócz „J”, zostały one obliczone z zestawu teoretycznego surowców. Szkło „J”, pochodzące z izolatorów zagranicznych, zostało poddane analizie. Dotyczy to również szkła „N” oraz „L”, co do którego zachodziła wątpliwość, że zawiera więcej sodu, niż to wynikało z zestawu. Z powodu braku analizy surowców nie można było uwzględnić obecności innych tlenków, przede wszystkim  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ . Można tylko o zawartości ich sądzić ogólnie ze względu na to, że obecność tlenków żelaza objawia się zabarwieniem szkła na kolor zielono-niebieski. Otóż szkło „I”, zawierające 1,2%  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ , jest ciemno zielone, przy grubościach powyżej 2 cm — czarne. Szkło „N” i „L” — niebiesko-zielone, zawiera 0,1%  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ . Wnosząc z zabarwienia szkieł „E”, „F”, „Z” zawierały one nieco powyżej 0,1%  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ , szkła „D” i „C” — poniżej 0,1; „O” i „A” — ślady  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ , a „W” i „U” (szkła zupełnie białe) wcale nie zawierały tlenków żelaza.

Z powyższych względów i ze względu na ewentualne omyłki przy ważeniu zestawu i t. d. tablica I ma wartość jedynie orientacyjną.

## II. WŁASNOŚCI ELEKTRYCZNE.

### A. Przewodność skrośna.

Przewodność dielektryku jest jego podstawową własnością elektryczną. Związane są z nią również inne własności, jak na przykład wytrzymałość na przebicie (przebicie t. zw. cieplne). W przypadku szkła, jak to niżej wykażemy, jest z nią ściśle związana również i przewodność powierzchniowa, a nawet odporność na starzenie się powierzchni. Dlatego w pracy niniejszej poświęcono jej szczególną uwagę. Ze względu na dogodność rachunku zamiast przewodności operować będziemy wyłącznie jej odwrotnością t. j. *opornością skrośną właściwą* (w  $\Omega\text{cm}$ ), co zresztą stosowane jest dosyć powszechnie przy analogicznych badaniach.

Prac nad opornością właściwą szkieł było wykonywanych bardzo wiele, przytoczenie najważniejszych tylko wyników zabrałoby zbyt wiele miejsca, dlatego niżej ograniczymy się tylko do powołania się na prace pierwsze lub bezpośrednio nas interesujące.

Rozpatrzmy pobieżnie najważniejsze czynniki mające wpływ na przewodność szkła. Oczywiście, pierwsze miejsce zajmuje tu *skład chemiczny*. Należy jednak zauważyć, że zjawiska te nie są — pomimo wielu prac — tak zbadane, abyśmy na podstawie znajomości składu mogli zupełnie dokładnie określić własności szkła. Dzisiejsze bowiem wiadomości o budowie cząsteczkowej szkła są bardzo niedostateczne. Jedno jest w każdym razie pewne, że zupełnie błędne było dawniejsze określenie szkła, jako przechłodzonej cieczy, złożonej z mieszaniny bezpostaciowych tlenków. Tworzy ono raczej roztwory stałe prostych i złożonych krzemianów, glinianów, boranów i t. d. w kwasie krzemowym<sup>6)</sup>. Oparto ten pogląd na spostrzeżeniu, że nie wszystkie własności są sumowalne. Te mianowicie, które źródło swe mają w jądrach atomowych lub w wewnętrznych warstwach elektronów, nie mogą być zmienione przez łączenie się atomów, są więc sumowalne; do takich należy na przykład pochłanianie promieni rentgenowskich. Te zaś własności, których źródła znajdują się w zewnętrznych warstwach elektronów, przy łączeniu się różnych atomów mogą ulegać zmianom i naogół sumowalne nie są. Do nich należy między innymi i przewodność skrośna.

Przewodzenie dielektryków, jak wiadomo, może być dwojakie: albo o charakterze elektrolitycznym, t. j. jonowe, albo mieszane — jonowo-elektronowe. Już mija pół wieku,

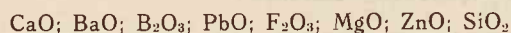
<sup>6)</sup> K. Thiene. Glas. str. 2.

jak zostało stwierdzone przez Warburga<sup>7)</sup>, że przewodzenie szkła jest charakteru jonowego. W przewodzeniu tem biorą udział wyłącznie jony metali (przewodzenie jednokierunkowe, przedewszystkiem jony metali jednowartościowych (sód, potas), przyczem tylko część zawartych w szkłe jonów bierze udział w przewodzeniu<sup>8)</sup>). Zdaniem niektórych badaczy przy bardzo dużych natężeniach pola występuje również i przewodzenie elektronowe, powstające rzekomo skutkiem jonizacji bodźczej, analogicznie do przewodzenia gazowego<sup>10) 11)</sup>. Opierają się oni na tem, że istnieje zależność oporności właściwej od naprężenia dielektryku, wyrażająca się ogólnym wzorem

$$\ln \rho = a - bK,$$

gdzie  $K$  jest natężeniem pola, zaś  $a$  i  $b$  — stałe. Jak jednak wykazują inni, zależność ta daje się wytłómaczyć raczej zjawiskiem polaryzacji elektrolitycznej, a nie powstawaniem wolnych elektronów<sup>12)</sup>. Jakkolwiek bądź, zależność oporności od napięcia zachodzi przy tak dużych natężeniach pola (rzędu tysięcy kilowoltów na cm), że w warunkach technicznych nie ma ona znaczenia.

Wpływ poszczególnych składników ujmuje jakościowo Fulda<sup>13)</sup> w następujące dwa szeregi:



Składniki górnego szeregu *powiększają* oporność szkła, dolnego — *obniżają*. Stosunki ilościowe określał ten badacz (l. c.) na szeregach próbek w których krzemionka ( $\text{SiO}_2$ ) zastępowana była przez coraz to większe ilości danego tlenku, przy trzecim składniku niezmiennym (był nim  $\text{PbO}$  względnie  $\text{Na}_2\text{O}$ ). Wyniki stwierdziły, że zamiana  $\text{SiO}_2$  przez  $\text{K}_2\text{O}$  obniża b. silnie oporność; krzywa dla  $\text{Na}_2\text{O}$  przebiega równoległe, lecz jeszcze nieco niżej;  $\text{CaO}$  przeciwnie, podnosi oporność b. silnie; w słabszym stopniu podnoszą oporność  $\text{F}_2\text{O}_3$ ,  $\text{B}_2\text{O}_3$  i  $\text{MgO}$ ; natomiast  $\text{Al}_2\text{O}_3$  w nieznacznym stopniu ją obniża. Pomiaru te, jak wspomnieliśmy, wykonywane były przez porównanie z *krzemionką*, nas interesowałyby również zależności przy zamianie  $\text{Na}_2\text{O}$  przez inne składniki oraz jednoczesne działanie kilku tlenków, co w szklach technicznych zawsze ma miejsce. Przedewszystkiem zaś, najważniejszym zagadnieniem byłoby wykazanie, czy można uzyskać dobre szkło bez zbyteńnego obniżania zawartości  $\text{Na}_2\text{O}$  i powiększania  $\text{SiO}_2$ , t. j. bez dążenia do uzyskania szkła twardego, które następcza przy wyrobie trudności (trudniej daje się prasować, przedmioty po wyjściu z formy mają powierzchnię nierówną, pozatem twarde szkło ma skłonność do naprężeń wewnętrznych i t. d.). Na obniżenie punktu topliwości, a więc zmiękczenie szkła, wpływają również znacznie dodatki innych tlenków, jak  $\text{Al}_2\text{O}_3$  i  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ , co do pewnego tylko stopnia można uwzględnić, gdyż  $\text{Al}_2\text{O}_3$  wpływa również obniżająco na oporność, a  $\text{F}_2\text{O}_3$  silnie barwi szkło na zielono, tak że zawartość ponad 1—2% daje szkło prawie czarne, co nie jest pożądane.

<sup>7)</sup> Wiedem. Ann. 1884 r. s. 622.

<sup>8)</sup> Warburg i Tegetmeier, Wiedem. Ann. t. 35, s. 455, 1888 r.

<sup>9)</sup> Gehlhoff i Thomas, Zeit. f. techn. Phys. t. VI, s. 544, 1925 r.

<sup>10)</sup> H. H. Poole. The Nature of the Electrical Conductivity of Glass. Nature, 1921, s. 584.

<sup>11)</sup> Günther - Schultze. Elektronenabspaltung, durch Stossionisierung in Glas. Phys. Zeit. t. 24. 1923 r., s. 212.

<sup>12)</sup> Semenov i Walther. Die Physikalischen Grundlagen der elektrischen Festigkeitslehre, str. 72.

<sup>13)</sup> M. Fulda. Über das elektrische Leitvermögen der Gläser, Greifswald 1927 r.

Kwestję tę starano się w miarę możności uwzględnić przy układaniu zestawów, wykonywanych specjalnie (patrz Tablica I).

Tak naprzykład szkła „L” i „B” posiadają zbliżoną i większą od innych mas ilość  $\text{Na}_2\text{O}$ ; „B”, „C” i „F” oraz „J”, „D” i „E” — tę samą ilość krzemionki, przyczem „B” i „C” mają prócz tego taką samą ilość  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , a „D” i „E” — mają jednakową ilość  $\text{CaO}$  i  $\text{Na}_2\text{O}$ . „A” — wyróżnia się dużą zawartością krzemionki, „O” — obecnością  $\text{B}_2\text{O}_3$ , „E” i „F” —  $\text{MgO}$ , a „J” —  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  i t. d.

Oczywiście wyniki z tak niewielkiej liczby zestawów są tylko orientacyjne jednak dają zupełnie pewne wskazanie, w jakim kierunku trzeba dążyć. Badania te mają też zaletę w porównaniu z innymi pomiarami, że próbki wykonywane były w normalnych warunkach wyrobu izolatorów (prasowane), a więc i w ten sposób można było zorientować się co do jakości tego lub innego zestawu.

Poza składem, drugim czynnikiem, mającym wpływ na oporność, jest *temperatura*. Ze względu na charakter jonowy przewodzenia przewodność rośnie z temperaturą, gdyż z jednej strony wzrasta ruchliwość jonów, z drugiej — występuje większa dysocjacja elektrolityczna. Zależność oporności od temperatury na podstawie wielu badań ujmowano w różną postać funkcjonalną<sup>14)</sup>. Najczęściej spotykany jest wzór Rascha i Hinrichsena<sup>15)</sup>:

$$\ln \rho = \frac{A}{T} + B,$$

gdzie  $T$  jest temperaturą bezwzględną,  $A$  i  $B$  — stałe, zależne od szkła. Ważnym zjawiskiem jest fakt, że krzywe oporności w funkcji temperatury posiadają przebieg mniej więcej równoległy dla rozmaitych szkieł niezależnie od składu; ułatwia to znacznie ekstrapolację pomiarów.

*Wpływ czasu*. Oporność szkła, określona ze wzoru Ohma jako

$$R = \frac{U}{i}$$

nie jest wartością stałą w czasie, gdyż prąd maleje od chwili włączenia stałego napięcia. Prąd się ustala dopiero po pewnym czasie, zależnym od materiału. Czas ten jest tem dłuższy, im większą jest oporność właściwa materiału; dla kwarcu naprzykład czas ten wynosi do kilku godzin<sup>16)</sup>.

Jak wykazał Joffe i inni<sup>17)</sup>, w dielektryku o budowie krystalicznej występuje polaryzacja i skutkiem tego powstaje siła elektromotoryczna, skierowana przeciwnie do napięcia przyłożonego. Prócz tego stwierdzono przy dłuższych przepływach prądu tworzenie się na powierzchni szkła warstwy złe przewodzącej, wskutek lokalnego wyczerpania jonów (głównie sodu) na drodze elektrolitycznej<sup>18)</sup>. W naszych pomiarach z tem zjawiskiem liczyć się nie potrzebujemy, ponieważ zaznacza się ono wyraźnie dopiero przy temperaturach wyższych.

Aczkolwiek w ten sposób oporność po ustaleniu się prądu nie jest właściwie opornością rzeczywistą (prawdziwą) materiału, jednak ze względu na trudności pomiarowe przyjęto zwykle uwzględniać tylko tą oporność ustaloną.

#### Pomiary.

Do pomiaru przewodności skrośnej zastosowano kształt próbki, wypróbowany przez autora przy innych podobnych

<sup>14)</sup> H. Thiene, l. c. str. 332.

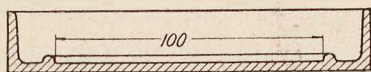
<sup>15)</sup> Zeitschr. f. Elektrochemie t. 14, s. 41, 1908 r.

<sup>16)</sup> H. H. Race. Journ. A. I. E. E. Nr. 66, 1928.

<sup>17)</sup> Semenov i Walther, o. c. str. 63.

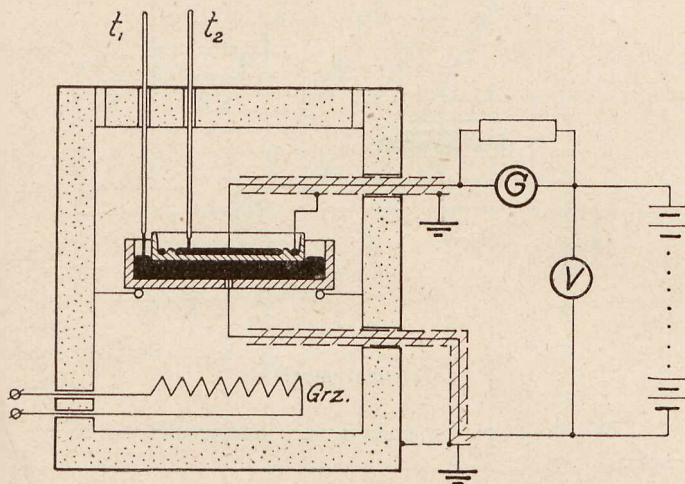
<sup>18)</sup> Günther - Schultze. Die Bildung Schlechtleitender Schichten bei der Elektrolyse des Glases. Ann. d. Phys. t. 37 s. 435, 1912.

badaniach<sup>10)</sup>. Próbkki były prasowane w odpowiedniej matrycy w ten sam sposób, jak są wykonywane izolatory szklane i t. p. wyroby. Każdego rodzaju (zestawu) wykonano ok. 10 sztuk próbek. Jako elektrod używano rtę-



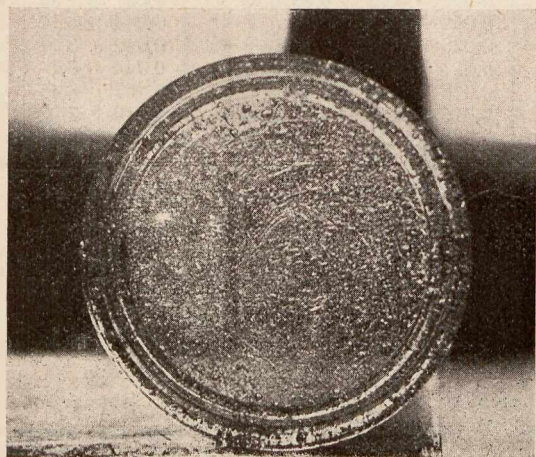
Rys. 1.  
Kształt próbek badanych.

ci. Dla kontroli niektóre z próbek zaopatrzone w elektrody posrebrzane; wyniki okazały się nieco niższe (mniejsze  $\rho$ ) dla próbek srebrzonych, a więc prawdopodobnie pomiędzy rtęcią i próbką pozostaje warstewka powietrza. Ale stosowanie elektrod rtęciowych przedstawia takie zalety (przede-



Rys. 2.  
Schemat układu pomiarowego.

wszystkiem dogodny pomiar temperatury próbeki), że wszystkie pomiary były wykonywane z nimi. Błąd przytem popełniony nie ma większego znaczenia, gdyż chodzi nam o wartości porównawcze, a nie absolutne.



Rys. 3.  
Próbkka porowata (P-II).

Układ pomiarowy przedstawiony jest na rys. 2. Próbkka znajdowała się w termostacie, grzanym elektrycznie. Pomiar odbywał się metodą odchyłową przy użyciu galwanometru firmy Cambridge  $7 \cdot 10^{-11}$  A/mm, 2 000  $\Omega$ ,

oraz baterji 1 200 V, którą wrazie potrzeby można było uzupełnić do 2 000 V. Dla wyższych temperatur i dużych przewodności korzystano z części baterji. Do obliczania oporności brano wartości odchylenia po ustaleniu się prądu, co dla najwyższych oporności następowało po 10 minutach i więcej. Dla temperatur wyższych ponad otoczenie wykonywano szeregi pomiarów w pobliżu każdego punktu, przy nieznacznym wzroście i obniżeniu temperatury, przytem po ustaleniu się wskazań termometrów. Ze wskazań obu termometrów (górną i dolną elektrodą) przyjmowano średnią jako temperaturę próbkki. Pomiary w pobliżu temperatury otoczenia powtarzano po ostudzeniu próbkki.

Wobec wprowadzenia pierścienia osłonowego pomiar daje wyłącznie oporność skrośną. Oporność właściwą obliczano jako

$$\rho_t = \frac{R_t S}{a}$$

gdzie  $R_t$  jest opornością zmierzoną,  $a$  grubością przeciętną płytki,  $S$  — powierzchnią czynną, obliczoną z wymiarów. Uchyb ze względu na pomiar wymiarów geometrycznych próbkki starano się możliwie zmniejszyć przez staranny pomiar mikrometrem grubości w wielu punktach; średnica była we wszystkich próbkkach ta sama, natomiast powierzchnia czynna zmieniała się nieco przy większej lub mniejszej ilości rtęci wewnątrz próbkki. Wpływ ten usuwano przez nalewanie zawsze tej samej ilości rtęci. Przy zachowaniu tych ostrożności pomiary na różnych próbkkach tej samej masy dawały naogół wyniki zgodne.

Uchyb graniczny jest dosyć duży, jak zwykle przy pomiarach tego rodzaju, i wzrasta z opornością mierzoną skutkiem wzrostu uchybu spostrzeżenia przy małych wychyleniach galwanometru, oraz większego wpływu uchybu systematycznego ze względu na izolację układu (poniżej 0,3 podziałki). Największym źródłem uchybów jest pomiar temperatury, wobec ogromnej zmienności oporności z temperaturą. Dlatego pomiarów nie można było wykonywać w czasie wzrostu lub opadania temperatury, a tylko po dostatecznem się jej ustaleniu. Niektóre pomiary kontrolne wykonywano po kilkugodzinnem trzymaniu próbkki w pewnej stałej temperaturze. W najgorszych warunkach uchyb graniczny całkowity mógł przekraczać 20%, co jednak nie miało większego znaczenia ze względu na sam charakter wykładniczej mierzonej wielkości ( $p$ . wykres).

Wyniki podane są w Tablicy II i na wykresie rys. 4. Przedewszystkiem widoczne są z nich znaczne różnice, jakie

Tablica II.

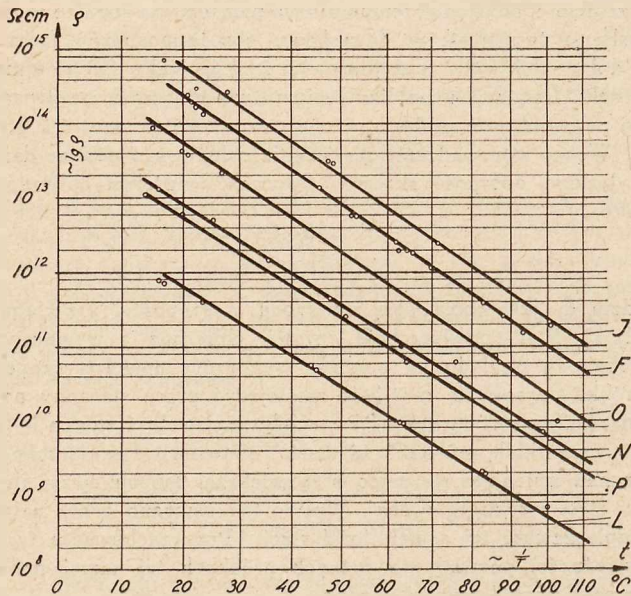
Oporność właściwa skrośna różnych mas szklanych przy temperaturze 20<sup>o</sup> (liczby zaokrąglone).

Znak	$\rho$ 10 <sup>12</sup> $\Omega$ cm	Charakterystyka
A	11	twarde
B	0,8	alkaliczne
C	70	z tlenkiem glinu
D	80	" "
E	60	" magnezu
F	250	" "
J	600	z tlenkiem żelaza, b. ciemne
L	0,6	alkaliczne
N	8	normalne izolatorowe niskiego nap.
O	50	borowe
P-I	5	porowate
P-II	7	silnie porowate
R	10	barwne, mniej alkalkji, niż W
U	5	białe
W	1	" "
Z	100	izolatorowe wysokiego napięcia

<sup>10)</sup> Conf. Gr. R. El. 1931 r. Nr. 29.

dają się uzyskać przez względnie niewielkie zmiany składu: pomiędzy skrajnymi wartościami w tej samej temperaturze zachodzi stosunek 1 : 1000.

Z porównania tablic I i II widzimy, że dla przewodności skrośnej szkła nie ma znaczenia absolutna ilość krzemionki ani tlenku sodu. Szkła o dużej zawartości  $\text{SiO}_2$  — twarde — („A”) nie posiadają najlepszych własności, z dru-



Rys. 4.  
Zależność oporności od temperatury.

giej zaś strony większa ilość jonów sodu może być jakgdyby związana przez obecność innych tlenków, zwłaszcza  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,  $\text{MgO}$  („I”, „F”). Również duże znaczenie dla podniesienia oporności właściwej posiada  $\text{CaO}$  oraz — co w naszych warunkach nie mogłoby praktycznie mieć zastosowania —  $\text{B}_2\text{O}_3$ . Jest to w zgodzie z wynikami prac wyżej cytowanych.

### B. Stratność.

Z punktu widzenia techniki wysokich napięć przy ocenie materiału izolacyjnego większe znaczenie od przewodności posiada jego *stratność*. Do czynników, mających zasadniczy wpływ w przypadku przewodności — składu i temperatury — dochodzi tu jeszcze częstotliwość, skutkiem zjawiska absorpcji dielektrycznej. Ze względu na zakres naszych zainteresowań — prądów silnych o częstotliwości technicznej — pomiary ograniczyliśmy tylko do tych częstotliwości. Badań przy większych częstotliwościach nie brak w literaturze, do której musimy odesłać zainteresowanych<sup>20)21)22)</sup>.

Przy prądzie zmiennym miarą jakości izolacyjnej dowolnego izolatora lub układu izolacyjnego jest *upływność*, wyrażająca się, jako<sup>23)</sup>:

$$A = 2\pi f C \operatorname{tg} \delta$$

gdzie  $f$  jest częstotliwością,  $C$  — pojemnością układu,  $\delta$  — kątem, dopełniającym kąt przesunięcia fazy prądu względem napięcia, czyli t. zw. kątem strat dielektrycznych. Dla danego układu dielektrycznego

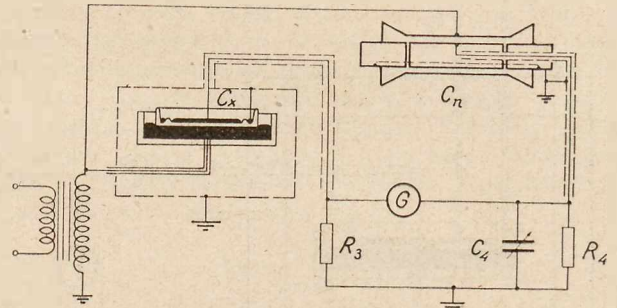
$$C = \varepsilon C_0$$

gdzie  $\varepsilon$  jest stałą dielektryczną materiału,  $C_0$  — jego pojemnością geometryczną; wobec tego:

$$A = 2\pi f C_0 \varepsilon \operatorname{tg} \delta = k \cdot \varepsilon \operatorname{tg} \delta$$

t. j. miarą upływności jest iloczyn stałej dielektrycznej i współczynnika strat dielektrycznych; nazwiemy go *spółczynnikiem upływności*.

Pomiary wykonywane były na tych samych próbkach i w tym samym termostacie, co i pomiary oporności skrośnej, metodą mostku Scheringa (rys. 5). Przed wykonaniem pomiarów właściwych przeprowadzono badania wpływu elektrod i napięcia, przyczem stwierdzono, że elektrody ręcione są najlepsze, a pozorny wzrost strat ze wzrostem natężenia pola spowodowany jest wyłącznie ogrzewaniem się próbki pod wpływem strat dielektrycznych. Przy dalszych pomiarach stosowano napięcie 4 do 5 kV, co odpowiadało — zależnie od grubości próbki — naprężeniom 8 do 15 kV/cm.



Rys. 5.  
Schemat mostku.

Wyniki pomiarów podane są w tablicy III oraz na wykresach rys. 6 i 7.

Tablica III.

Spółczynnik strat dielektrycznych, stała dielektryczna i współczynnik upływności dla różnych mas szklanych przy 20° C i częstotliwości 50 okr./sek.

Znak	$\operatorname{tg} \delta$	$\varepsilon$	$\Delta$	Znak	$\operatorname{tg} \delta$	$\varepsilon$	$\Delta$
A	0,040	7,8	0,31	N	0,040	8,15	0,33
B	0,095	9,85	0,93	O	0,027	7,60	0,21
C	0,028	8,6	0,24	P—I	0,044	8,12	0,36
D	0,020	9,0	0,18	P—II	0,042	8	0,35
E	0,021	8,95	0,19	R	0,044	8,1	0,36
F	0,018	8,5	0,15	U	0,067	8,45	0,57
J	0,016	8,15	0,13	W	0,050	7,9	0,40
L	0,095	9,75	0,93	Z	0,020	8,6	0,17

Porównyując tablicę II i III, stwierdzamy zgodność upływności z przewodnością; różnica jednak zachodzi w rzędzie wielkości stosunku mas dobrych do złych. Tak naprzykład stosunek przewodności skrośnych dla mas „L” i „J” wynosi około 1 000, a stosunek odpowiednich współczynników upływności — zaledwie ok. 7. Wobec tego, wydaje się praktyczniejsza — jako czulsza, choć mniej dokładna od mostkowej — metoda oceny jakości szkła przez pomiar oporności skrośnej. Z wyników, podanych na wykresach, widzimy, że znaczny wzrost strat wraz z temperaturą dla mas gorszych i przy większych naprężeniach może prowadzić w rezultacie do przebicia, a to wskutek zakłócenia równowagi cieplnej układu. Takie typowo cieplne przebicie uzyskane zostało w czasie pomiarów dla naprężenia 25 kV/cm<sup>24)</sup>. Przy takim naprężeniu zależnie od temperatury otoczenia (i oczywiście od warunków chłodzenia próbki, a więc elektrod, kształtu i t. d.) straty powodują mniejszy lub większy przyrost temperatury

<sup>24)</sup> Pomiary te wykonał inż. Cyryl Szulc.

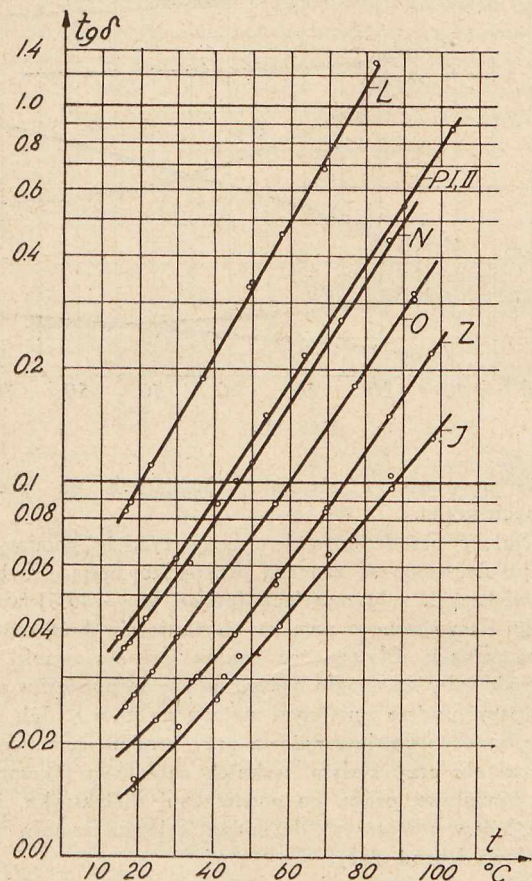
<sup>20)</sup> L. T. Wilson. A Study of telephone line insulators. Journ. A. I. E. E., 1930, 128.

<sup>21)</sup> M. J. O. Strutt. Diel. Eigensch. verschied. Gläser in Abhängigkeit der Frequenz und der Temp. A. f. E., 25, s. 715.

<sup>22)</sup> E. Möller, A. f. E. 15. 1926. s. 16.

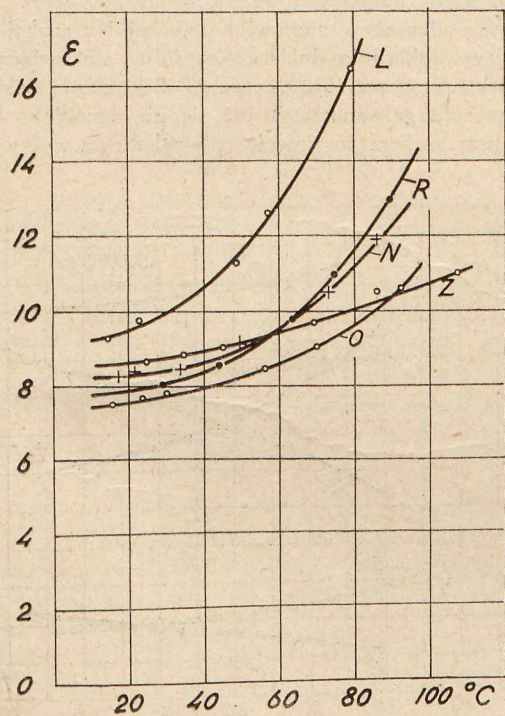
<sup>23)</sup> K. Drewnowski. Podstawy techniki wysokich napięć, str. 129.

wnętrza próbki, co związane jest z dalszym wzrostem strat i t. d., aż nastąpi równowaga między wytwarzaniem ciepła i wymianą jego z otoczeniem dzięki powstałej różnicy tempe-



Rys. 6. Zależność współczynnika strat od temperatury.

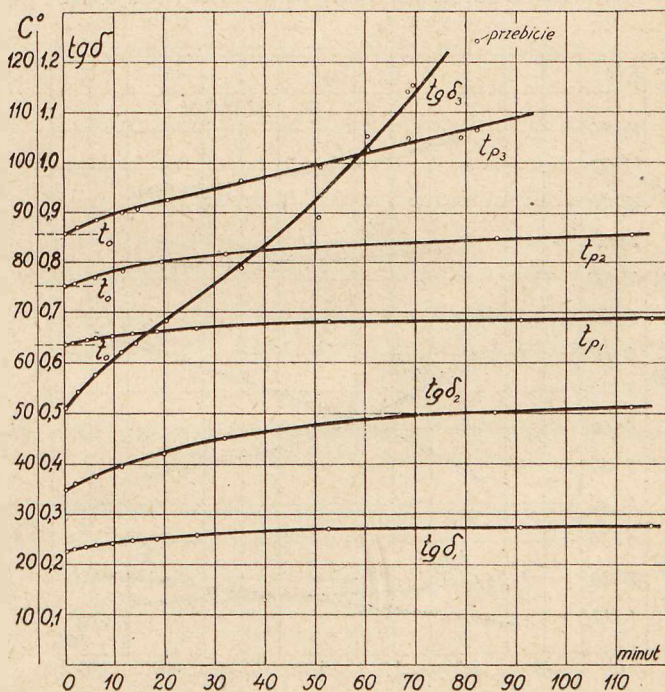
peratur. Otóż, jak widać z rys. 8, dla dużych stratności (wzgl. wyższych temperatur) może taka równowaga wogóle nie nastąpić, dając w rezultacie przebicie materiału.



Rys. 7. Zależność stałej dielektrycznej od temperatury.

Z powyższego wynika cenna wskazówka do projektowania izolatorów: wobec możliwości ogrzewania się izolatorów na słońcu (p. niżej), należy się liczyć z możliwością wzrostu ich temperatury do 60°, a może i wyżej; masa izolatora w tych warunkach musi być w stanie równowagi cieplno-elektrycznej, a kształt izolatora powinien z jednej strony warunkować możliwie małe straty (mała pojemność), a z drugiej — zapewniać łatwe chłodzenie przez otaczające powietrze. Dotyczy to zwłaszcza izolatorów wiszących jednokołpakowych, o stosunkowo większej pojemności i małej grubości dielektryku.

Z wykresów dla zmiennej częstotliwości (Rys. 9 a, b, c) wynika, że przy częstotliwości 50 okr./sek jesteśmy poza maksimum krzywej współczynnika stratności i przy największym pochyleniu krzywej stałej dielektrycznej, które z częstotliwością maleją, a z nimi i współczynnik upływności. Natomiast straty całkowite rosną wraz z częstotliwością i to tem szybciej, im wyższa temperatura próbki<sup>24)</sup>.



Rys. 8. Wpływ czasu na straty.  
 $t_0$  — temperatura otoczenia,  $t_p$  — temperatura próbki

C. Przewodność powierzchniowa.

Przewodzenie powierzchniowe w jednolitych dielektrykach zależy od zanieczyszczeń, znajdujących się na ich powierzchni. W przypadku szkła o powierzchni czystej, przewodzenie to, jak na to zwrócił uwagę jeszcze Kohlrausch<sup>25)</sup>, polega na przewodzeniu warstewki wilgoci, która osiada na powierzchni z otaczającego powietrza, co potwierdzone było przez wielu badaczy (Warburg, Ihmori<sup>26)</sup>, Turner<sup>27)</sup>, Curtis<sup>28)</sup>, Fulda<sup>29)</sup> i in.). Nie wszystkie szkła posiadają jednakową zdolność adsorpcji wilgoci. Ogólnie biorąc, im więcej alkali zawiera szkło, tem adsorbcja jest silniejsza. Kwarc czysty posiada ją w stopniu niewielkim, co więcej, przewodność właściwa tej skroplonej wilgoci, jak obliczono, jest znacznie mniejsza, niż w przy-

<sup>25)</sup> Zeitschr. f. anal. Chem. 1855 r., s. 591.

<sup>26)</sup> Wied. Ann. 27, 1886 r., s. 481.

<sup>27)</sup> Journ. Am. Cer. Soc. 7, 1924 r., s. 313.

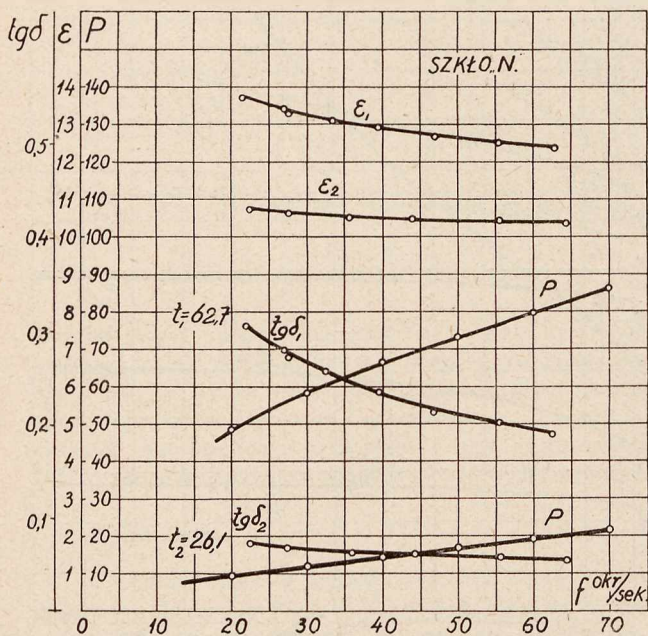
<sup>28)</sup> Sc. Pap. of the Bur. of Stand. Nr. 234, 1914 r., s. 378.

<sup>29)</sup> l. c. (12).

padku szkła. Dzieje się to skutkiem rozpuszczania się składników alkalicznych w wodzie i powstawania dobrze przewodzących elektrolitów. Fulda (l. c.) znalazł, że znacznie zmniejsza tworzenie się warstwy przewodzącej częściowe zastąpienie SiO<sub>2</sub> przez: B<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, CaO, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> i Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, przyczem zachodzą *optima* dla pewnych ilości tych składników.

Zjawisko nie kończy się na adsorbcji i powstawaniu warstwy przewodzącej wody, gdyż składniki alkaliczne szkła, krzemiany sodu, a w mniejszym stopniu krzemiany wapnia, hydrolizują, i wskutek tego wiążą wodę na powierzchni szkła, nie dając jej wyschnąć. Tworzy się w ten sposób trwała warstewka przewodząca, trudno dająca się usunąć, gdyż sięga włąb szkła, na głębokość kilkunastu warstw cząsteczkowych.

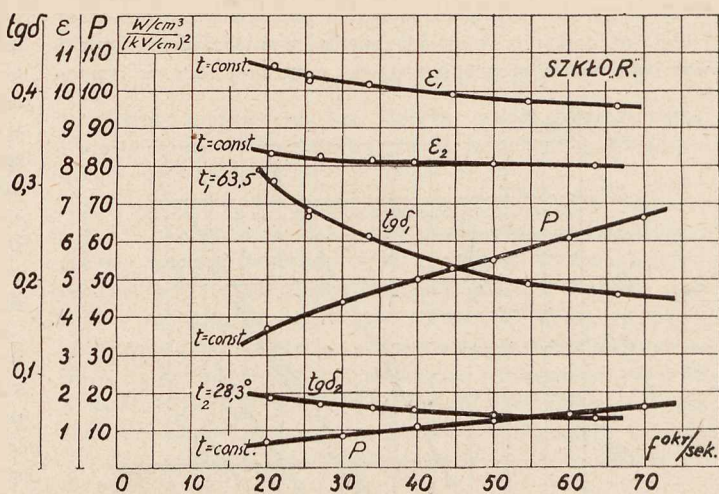
Oczywiście, na przewodność powierzchniową ma wpływ decydujący — poza składem materiału — wilgotność otaczającego powietrza. Po dłuższym przebywaniu w atmosferze o określonej stałej wilgotności i temperaturze



Rys. 9a.  
Wpływ częstotliwości na  $tg \delta$ ,  $\epsilon$  i  $P$ .

rze następuje stan równowagi lub nasycenia: powierzchnia już nie przyjmuje ani oddaje wilgoci w powietrze. Równowaga ta następuje nieraz dopiero po dłuższym czasie — rzędu dni, a nawet tygodni (por. Curtis, l. c.<sup>28</sup>). Nie jest więc interesująca z punktu widzenia technicznego wartość absolutna oporności powierzchniowej, wobec ciągłych zmian temperatury i wilgotności otaczającego powietrza. Nie byłoby celowe powtarzanie pomiarów Curtis'a lub Fuldy, gdyż interesowałoby nas raczej, czy istnieje związek pomiędzy opornością powierzchniową i skrośną, oraz jak się różne szkła zachowują przy zmianach wilgotności.

Na innym miejscu zwróciliśmy uwagę<sup>30)</sup>, że izolatory o większej przewodności skrośnej, mają jednocześnie większą przewodność powierzchniową, a pozatem są bardziej wrażliwe na zmiany wilgotności: przy wzroście wilgotności względnej oporność ich obniża się szybciej, a ze wzrostem — wolniej rośnie. Spostrzeże-

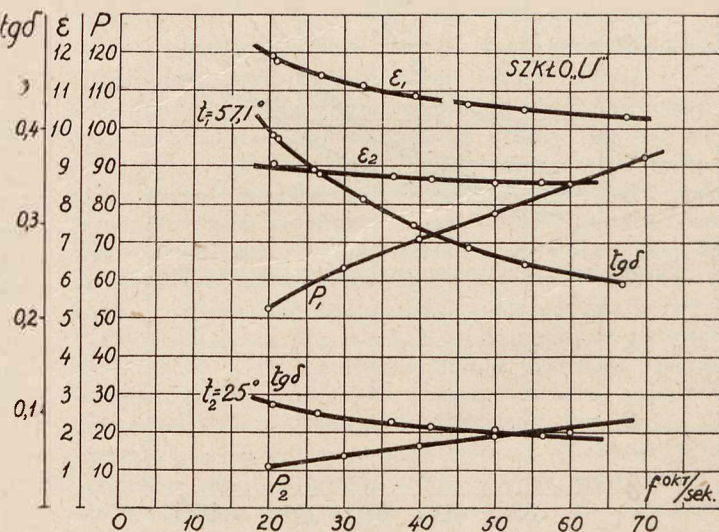


Rys. 9b.

nia te potwierdziły się przy pomiarach na próbkach badanych szkieł.

Należy przedewszystkiem zauważyć, że pomiary tego rodzaju obarczone są znaczną przypadkowością. Zwłaszcza przy większych wilgotnościach (ponad 60 — 70%) w czasie jednego i tego samego pomiaru uzyskuje się duże różnice w spostrzeżeniach. Dlatego też trudne jest stosowanie metod zerowych, coby np. mogło być pożądanym do pomiarów upływności przy prądzie zmiennym metodą mostkową. Jak wiadomo, upływność powierzchniowa przy prądzie zmiennym jest większa, niż przy stałym, wskutek częściowo pojemnościowego przepływu prądu po powierzchni dielektryku, jednak ze względów powyższych do badań wybrana została metoda odchyłowa i prąd stały.

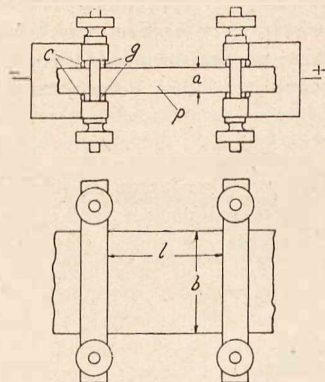
Próbki do badania wzięte były te same, co do badań poprzednich tylko zostały obcięte w celu umożliwienia założenia elektrod pomiarowych, a denka zostały zeszlifowane dla uzyskania świeżej i zupełnie gładkiej powierzchni. Próbki przed pomiarami były myte wodą z mydłem, alkoholem, znowu wodą, starannie wycierane ręcznikiem i suszone. Elektrod użyto podobnych do stosowanych przez Curtis'a, tylko ulepszenie stanowiły podkładki z grubej gumy, pozwalające dokładnie docisnąć cynfolję, stanowiącą właściwą elektrodę (rys. 10). Dociskano elektrody z taką siłą, aby wskazania galwanometru już się nie zmieniały, co ma miejsce przy słabym docisnięciu ze względu na wpływ opor-



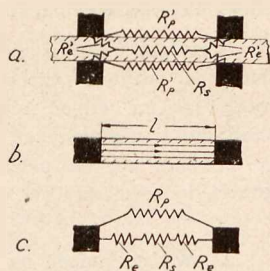
Rys. 9c.

<sup>30)</sup> Przegl. El. Nr. 9, 1934 r., str. 296.

ności przejścia. Przyrządy pomiarowe były używane jak w części A. Próbkę umieszczano w termohigroście o wymiarach 60 × 60 × 80 cm, zaopatrzoną w mieszadło (wentylator) i ebonitowy izolator przepustowy wysokiego napięcia, o budowie przystosowanej do pracy w atmosferze wilgotnej. Pomiar wilgotności odbywał się przy pomocy psychrometru, ze względu na zawodne działanie posiadanych higrometrów i higrografu włosowego.



Rys. 10. Elektrody do pomiaru oporności powierzchniowej. p — próbka badana; g — guma; c — cynfolja.



Rys. 11.

Przy pomiarach tych nie mierzy się, oczywiście, czystej przewodności powierzchniowej, lecz sumę przewodności skrośnej i powierzchniowej; komplikuje przytem jeszcze zjawisko oporności przejścia z elektrod do materiału (rys. 11a). Dla pewnych układów elektrod stosunek oporności powierzchniowej do oporności mierzonej (całkowitej) został wyprowadzony z uwzględnieniem rozptywu prądu wewnątrz dielektryku<sup>31)</sup>. Wzory te jednak tu się nie nadają, spróbujemy zatem wprowadzić pewne uproszczenia (rys. 11 b i c), gdzie zakładamy rozptyw prądu jednostajny wewnątrz dielektryku. Przy układzie według rysunku 11 c przewodność całkowita wyrazi się jako

$$G = \frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_s + R_e}$$

Przy stałych wymiarach poprzecznych płytki, oporność powierzchniowa i skrośna (przy równomiernym rozptywie prądu według rys. 11 b) jest proporcjonalna do odstępów elektrod l:

$$R_p = \zeta \frac{l}{2b}, \quad R_s = \rho \frac{l}{ab},$$

natomiast oporność przejścia elektrod  $R_e$  pozostaje stała. Wobec tego prosta proporcjonalność  $R_c$  i l może zachodzić tylko w przypadku  $R_e = 0$ . Wykresy na rys. 12 i 13 przedstawiają wyniki pomiarów dla dwóch próbek. Wynika z nich, że w granicach błędów pomiarów można założyć rozptyw prądu wewnątrz próbki jednostajny oraz oporność przejścia  $R_e = 0$ .

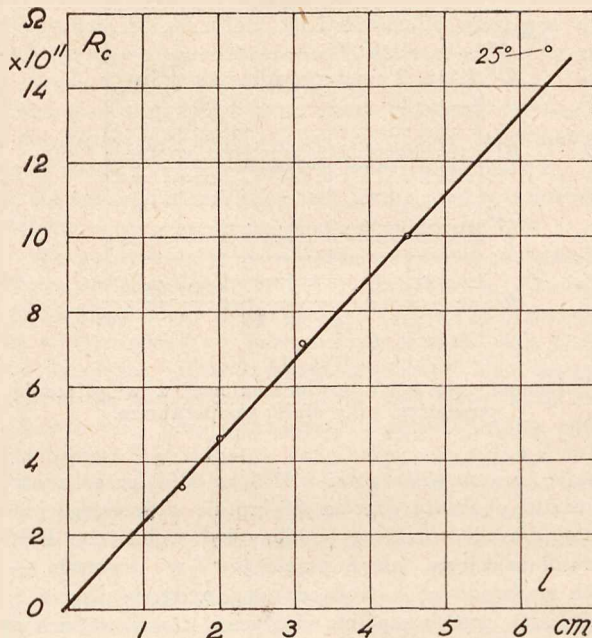
Wobec tego oporność powierzchniowa wyrazi się jako

$$R_p = \frac{R_c \cdot R_s}{R_s - R_c},$$

gdzie  $R_c$  jest opornością pomierzoną, a  $R_s$  znajdziemy z wymiarów czynnych próbki, znając oporność właściwą próbki w danej temperaturze. Wreszcie z wymiarów powierzchni wpływu możemy obliczyć oporność powierzchniową właściwą ( $\Omega$  cm/cm).

Pomiary wykazały przede wszystkim, że przy wilgotnościach poniżej 50% przewodność powierzchniowa ma

znaczenie znikome, a poniżej 30% wilgotności względnej — wogóle nie daje się tą metodą ocenić, gdyż różnica oporności skrośnej (obliczonej) i całkowitej (mierzonej) jest rzędu tego samego lub nawet mniejszego od błędu systematycznego (przeważnie ze względu na uchyb pomiaru temperatury). Dotyczy to zarówno szkieł dobrych, o dużej oporności właściwej, jak i złych. Powyżej 50 ÷ 60% różnice pomiędzy zdolnością adsorpcji różnych szkieł zaczynają się uwydatniać.

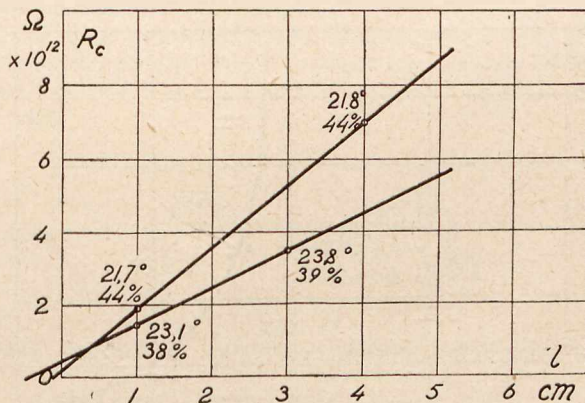


Rys. 12. Oporność całkowita w funkcji odległości dla próbki L przy wilgotności ok. 30% i temp. 25,7° C.

Tak na przykład, oporność powierzchniowa właściwa przy ok. 50% wilg. wzgl. jest rzędu:

- dla szkła „L“ — 10<sup>12</sup>  $\Omega$  cm/cm,
- „ „ „N“ — 10<sup>13</sup> „
- „ „ „J“ — nie daje się zmierzyć.

Przy wilgotności około 80% i powyżej oporność skrośna może już być przyjęta jako nieskończenie wielka wobec

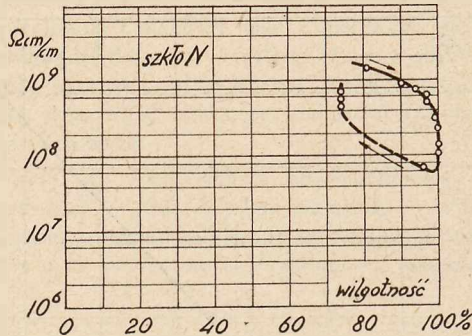


Rys. 13. Jak 12, dla próbki N dla dwóch wilgotności i temperatur.

powierzchniowej i pominięta w obliczeniu. Przy dalszym zwiększeniu się wilgotności oczywiście oporność spada coraz szybciej (p. rys. 14), i staje się — po pewnym czasie przebywania w wilgotności stu procentowej — bardzo mała dla wszystkich rodzajów szkła.

<sup>31)</sup> Schering, Die Isolierstoffe der Elektrotechnik, str. 45.

Musimy tu jednak zwrócić uwagę na jeszcze jeden czynnik, a mianowicie czas, w jakim następują te przebiegi. Rys. 14 przedstawia zmianę oporności całkowitej przy stałej temperaturze i zmianie wilgotności w górę i w dół; widzimy tu zjawisko niejako histerezy, zupełnie zresztą zrozumiałe. Otóż dla szkieł o wyższych opornościach właściwych przebieg takiej pętlicy nie tylko leży wyżej, ale jest szerszy; tak na przykład dla próbki szkła „O” przy

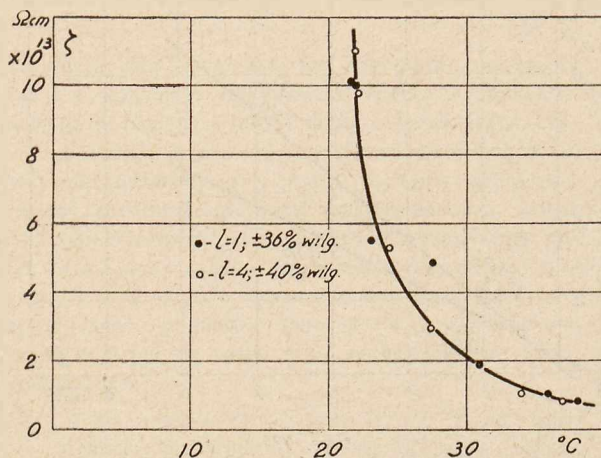


Rys. 14.

Zmienność oporności powierzchniowej z wilgotnością powietrza, przy stałej temperaturze.

szybkiej zmianie wilgotności z 87% na 58% (przez otwarcie higrostatu) oporność wzrosła  $10^3$ -krotnie w przeciągu jednej minuty, dla „N” przebieg podobny był wolniejszy. Byłoby interesujące ujęcie takich przebiegów w wykresie — o trzech spórzędnych — jednak samo przeprowadzenie tych pomiarów w sposób zupełnie identyczny dla wszystkich próbek jest praktycznie niewykonalne; najtrudniejsze i najważniejsze jest utrzymywanie stałej temperatury próbki i powietrza, gdyż znikome jej różnice pomiędzy szkłem a powietrzem powodują wymianę wilgoci i zupełną zmianę wyników.

Istnienie związku pomiędzy przewodnością skrośną szkła i jego przewodnością powierzchniową stanie się bardziej oczywiste, skoro zwrócimy uwagę, że wszelkie jony posiadają zdolność przyciągania i zagęszczania cząstek pary wodnej. Ponieważ szkło lepiej przewodzące posiada więcej jonów, więcej też ich będzie się znajdowało przy samej powierzchni i więcej cząstek pary wodnej zostanie przyciągniętych.



Rys. 15.

Wpływ temperatury na oporność powierzchniową przy stałej wilgotności.

W związku z tem tłumaczeniem należałoby przypuszczać, że w stanie silniejszej dysocjacji, t. j. przy wyższej

temperaturze, powinna nastąpić i większa adsorbcja. Dotychczas — ze względu na szybki spadek oporności właściwej z temperaturą i trudności pomiarowe z tem związane — zjawisko to nie było zaobserwowane i uważano, że oporność powierzchniowa od temperatury nie zależy (przy stałej wilgotności<sup>32)</sup>. Wyniki pomiarów, przedstawione na rys. 15, zdają się jednak stwierdzać słuszność naszego wniosku. Pomiary przeprowadzone były na próbce masy „N” przy różnych odstępach. Pomiary wykonywane były przy bardzo powolnym podnoszeniu temperatury, poczem, po ostudzeniu higrostatu, ponawiane. Wilgotność regulowana była przy pomocy zwilżonego chlorku wapnia.

Rozważaliśmy tu zjawiska, zachodzące na szkło czystem. Jest oczywiste, że izolatory po zabrudzeniu są jeszcze wrażliwsze na wilgoć i mają gorsze własności izolacyjne. Osiedlanie zanieczyszczeń zależy od stanu gładkości powierzchni, ale do pewnego stopnia i od masy szklanej. Sprawą tą zajmiemy się w rozdziale III.

#### D. Wytrzymałość na przebicie.

Wytrzymałość dielektryczna jest podstawową własnością materiału izolacyjnego w technice wysokich napięć i przy projektowaniu izolatorów poświęca się jej odpowiednią uwagę. Nie jest przypadkiem, że szkło od najpierwszych prac nad wytrzymałością dielektryków przyciągało uwagę badaczy i badań tych istnieje ogromna ilość, poczynając od cytowanych prac Mościckiego do czasów najnowszych. Dzieje się to nie tylko ze względu na wielką jego wytrzymałość, ale przede wszystkim na wyjątkową jednolitość, oraz przezroczystość, pozwalającą zawsze spostrzec przypadkową wadę przedmiotu badanego. Trzy te własności są również największymi zaletami szkła, jako materiału na izolatory wysokiego napięcia. Większość prób przy wyrobie izolatorów ceramicznych ma na celu wyłowienie sztuk, posiadających niedostrzegalne zzewnątrz uchybienia masy (próba pospołowa, wielką częstotliwością, uderowa, mechaniczno-elektryczna), podczas gdy przy izolatorach szklanych wystarczą staranne oględziny. I nie przebicie elektryczne jest powodem uszkodzeń izolatorów linjowych szklanych — podobnie zresztą, jak i dobrych ceramicznych, lecz inne zjawiska, które również mogą doprowadzić do zwarcia przewodu z okuciem, jak na przykład: pęknięcia skutkiem naprężeń wewnętrznych lub zewnętrznych (uderzenia, lub rozsadzanie przez kit, albo wadliwe zamocowanie na podporze), przeskoki na izolatorze, prowadzące do zwarcia uporczywych, silne upływy skutkiem utworzenia się przewodzących osadów i t. d.

Ze względów wspomnianych nieco wyżej nie mają większego praktycznego znaczenia dla budowy izolatorów ani ścisłe wartości wytrzymałości dielektrycznej materiału, ani teorie samego zjawiska przebicia. Izolator stanowi układ, dosyć złożony elektrycznie, w którym zarówno trudne jest obliczenie rzeczywistego naprężenia dielektryku, jak i uwzględnienie wszystkich czynników ubocznych, zniekształcających zjawisko. To samo dotyczy prób wytrzymałości elektrycznej izolatorów szklanych, które są jeszcze bardziej wrażliwe od np. porcelanowych na wyładowania krawędziowe. Słusznie też zauważył T. Nishi<sup>33)</sup>, że wytrzymałość izolatora znacznie więcej zależy od sposobu wykonania próby, niż od samego izolatora. Dlatego np. należy uznać za bezwzględnie niewskazaną próbę wytrzymałości izolatorów w oleju izolacyjnym, gdyż daje ona wyniki zupełnie mylne,

<sup>32)</sup> Schering, o. c. str. 41 (K. W. Wagner).

<sup>33)</sup> Conf. Gr. R. El. 1929, 51.

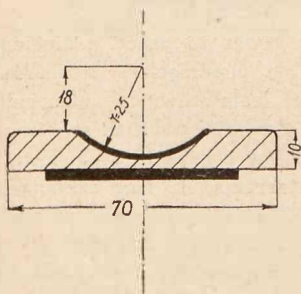


o wiele za niskie wskutek wyładowań krawędziowych pod olejem i zjawisk im towarzyszących<sup>34)</sup>.

Wytrzymałość dielektryczna szkła zależy oczywiście od jego składu. Zwłaszcza przebiecie cieplne przy naprężeniu długotrwałym zależne jest od innych własności — przede wszystkim od strat dielektrycznych a więc i od przewodności skrośnej, na co już wyżej wskazywaliśmy. Tak więc bezwzględnie należy się spodziewać mniejszej wytrzymałości szkieł o większej przewodności właściwej. Wyniki takie uzyskał I. Mościcki (l. c. 1), a mianowicie szkło alkaliczne (a więc o większej przewodności) dawało niższe o dwadzieścia kilka procent wyniki od szkła twardego (jenajskiego). Wyniki G. Gehlhoffa<sup>35)</sup> wykazywały wpływ poszczególnych składników na wytrzymałość, przyczem co do charakteru wpływ ten naogół pokrywa się z wpływem na oporność, t. j. składniki, obniżające oporność ( $\text{Na}_2\text{O}$ ,  $\text{K}_2\text{O}$ ), obniżają też wytrzymałość i odwrotnie.

Ze względu na charakter przewodzenia i wzrost przewodności z temperaturą, wytrzymałość szkła maleje, jak i w innych podobnych dielektrykach, w których ilość jonów i ich ruchliwość rośnie z temperaturą, w odróżnieniu np. od takich, jak: wosk, siarka, parafina, żele przewodzących i w stanie płynnym.

Dla uzyskania wartości orientacyjnej wytrzymałości szkieł badanych wykonane zostały próbki z kilku mas („N”, „L”, „R”, „U”, „W”, „J”) o kształcie, wskazanym na rys. 16. Promień zaokrąglenia był tak dobrany, aby przy obliczeniu naprężenia można było pominąć zniekształcenie pola, spowodowane krzywizną.



Rys. 16.  
Kształt próbek do pomiaru wytrzymałości.

Dla uzyskania wartości orientacyjnej wytrzymałości szkieł badanych wykonane zostały próbki z kilku mas („N”, „L”, „R”, „U”, „W”, „J”) o kształcie, wskazanym na rys. 16. Promień zaokrąglenia był tak dobrany, aby przy obliczeniu naprężenia można było pominąć zniekształcenie pola, spowodowane krzywizną. Dolna elektroda była metalowa, górna — z masy dobrze przewodzącej (grafit i glejta z gliceryną). Całość zanurzona była w oleju izolacyjnym. Pomiary wykonano prądem sinusoidalnym 50 okr./sek. I tu okazało się tak silne działanie wyładowań krawędziowych — pomimo zaokrąglenia —, że dla szeregu próbek uzyskano przebiecie na brzegu zagłębienia, t. j. na grubości 1 cm przy napięciu ok. 60 kV skut., po licznych przeskokach naokoło próbki. Okazało się niemożliwe przebiecie próbek nawet z grszego szkła („U”), przy grubości 2,9 do 3,4 mm i przy napięciach powyżej 200 kV/cm. Natomiast zastosowanie elektrody punktowej wewnątrz zagłębienia dawało przebiecia obok elektrody (przy naprężeniu nieco powyżej 100 kV/cm. Po zeszlifowaniu do grubości ok. 0,8 w najcieńszym miejscu próbki dawały się przebić przy napięciach ok. 880 kV/cm wart. skut.<sup>36)</sup>.

Naprężanie na przebiecie izolatora linowego, o ile zachodzi w praktyce, posiada zupełnie inny charakter, a mianowicie udarowy, falą przepięciową. I na ten rodzaj naprężeń szkło okazuje się odporniejsze od innych materiałów, dzięki swej jednolitości.

Próby, przeprowadzone na izolatorach 15 kV (rys. 21), wykonanych z masy typu „N”, stwierdziły, że izolatory te o udarowym napięciu przeskoku ok. 200 kV max. wytrzymały po kilkadziesiąt przeskoków (jeden ok. 50) taką samą falą o amplitudzie 300 kV max.—bez przebiecia; podobnie typ 6 kV wytrzymał powyżej 160 kV max. — bez przebiecia.

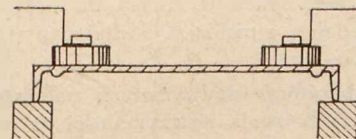
### E. Wytrzymałość na przeskok.

Na zjawisko wyładowań powierzchniowych na dielektryku w powietrzu mają wpływ, jak wiadomo — poza kształtem i właściwościami pola elektrycznego — przede wszystkim stan powierzchni i stała dielektryczna materiału. Stan powierzchni odgrywa podobną rolę, jak przy przewodzeniu powierzchniowym, t. j. zanieczyszczenia, przede wszystkim zaś wilgoć, obniżają napięcie wyładowań ślizgowych. Stała dielektryczna, a raczej różnica pomiędzy stałymi obu ośrodków, wpływa również na obniżenie wytrzymałości materiału na przeskok. Dążyć wobec tego należy do uzyskania stałej dielektrycznej szkła możliwie małej. Chociaż naogół im szkło ma mniejszą przewodność, tem ma też mniejszą stałą dielektryczną (por. tabl. III), jednak nawet najniższe wartości stałej dielektrycznej szkiele są jeszcze b. duże w stosunku do innych materiałów, np. bakelitu. Rady na to, niestety, znaleźć nie można, ale można to uwzględnić przy projektowaniu izolatora.

Wpływ wilgotności powietrza — zupełnie podobnie jak przy oporności powierzchniowej — da się ująć tylko orientacyjnie, jakościowo. Wszelkie liczby, nawet będące wynikiem ścisłych pomiarów, w warunkach praktyki mają znaczenie b. względne. Takie bowiem przedmioty, jak izolatory, znajdując się w otoczeniu powietrza ruchomego, wciąż zmieniają stan swej powierzchni, czy to przez wymianę wilgoci z powietrzem (np. wskutek wahań temperatury), czy też — co ma znaczenie większe — przez zanieczyszczenia, osady, kurz i t. d. Ocena z tego punktu widzenia może więc być tylko przybliżona, — zwłaszcza dla materiałów podobnych co do składu.

W celu porównania własności różnych z pośród szkieł badanych przy wyładowaniach ślizgowych, przeprowadzono serję pomiarów na próbkach, używanych do pomiaru oporności powierzchniowej (o powierzchni zeszlifowanej). Pomiary przeprowadzono w termohigrostatcie, jak przy tamtych pomiarach, przy użyciu transformatora 220/50 000 V, 5 kVA, z regulatorem indukcyjnym. Pomiary polegały na określeniu napięcia przeskoku pomiędzy elektrodami płytkowymi (rys. 17) dla kilku stałych odstępów w warunkach następujących:

- przy temperaturze otoczenia i małej wilgotności;
- przy temperaturze otoczenia i dużej wilgotności;
- przy podwyższonej temperaturze i małej wilgotności;
- przy wstawieniu próbki chłodniejszej o parę stopni do higrostatu z atmosferą nasyconą parą wodną (100%) przy temperaturze pokojowej;
- przy wstawieniu próbki chłodniejszej o parę stopni do higrostatu z atmosferą o wyższej temperaturze i wilgotności tak, aby w otoczeniu próbki wilgotność wzrosła prawie do 100%.



Rys. 17.  
Układ elektrod do badania wyładowań powierzchniowych.

Próbki przed badaniem były starannie umyte i umieszczone były przez parę dni w higrostatcie w wilgotności względnej ok. 40%. W czasie pomiarów w higrostatcie stale czynny był wentylator. Dla każdego punktu pomiar powtórano co najmniej 5 razy, przy większych przypadkowych rozróżnieniach — więcej (do 10 razy). Kolejne spostrzeżenia dla jednego punktu odbywały się nie częściej, niż co minutę. Szybkość podnoszenia napięcia była tak dobierana, aby przeskok nastąpił po ok. pół minucie. Pomiary dla jednego

<sup>34)</sup> Van Cauwenbergh, Conf. Gr. R. E. 1931, 1.

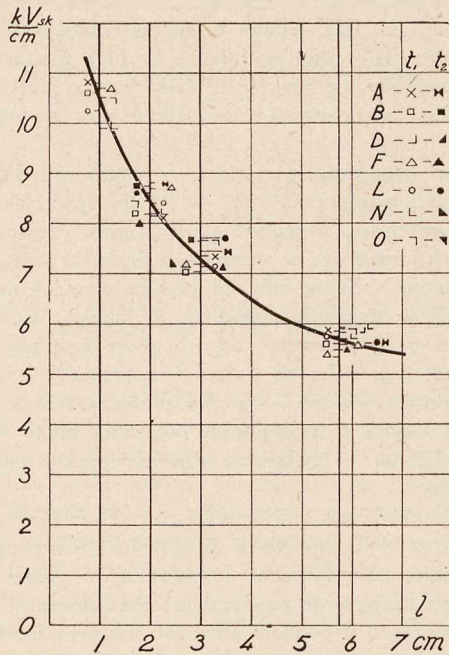
<sup>35)</sup> H. Thiene, o. c. str. 347.

<sup>36)</sup> Pomiary te wykonał inż. K. Kolbiński.

odstępu (3 cm) były powtarzane dla kontroli na poszczególnych próbkach kilkakrotnie, na zmianę.

Pomiary tego rodzaju, pomijawszy nawet wpływy systematyczne, jak: moc zwarcia układu probierczego, sposób podnoszenia napięcia i in., posiadają zawsze b. duży rozrzut przypadkowy, wynoszący w naszym przypadku do  $\pm 8\%$ . Dla małych odległości dochodzi jeszcze uchyb ze względu na pomiar odstępu elektrod; niestety, wymiary próbek nie pozwoliły na przedłużenie charakterystyki ponad ok. 6 cm.

Z pomiarów dla siedmiu różnych mas przy wilgotności 42% i temperaturze 22° C (p. rys. 18) wynika, że niema wy-



Rys. 18.  
Charakterystyka wyładowań ślizgowych.  
 $t_1 = 21,4^\circ \div 22,5^\circ$ , wilg. 42%  
 $t_2 = 55 \div 58^\circ$ , wilg. 58%

rażnej różnicy pomiędzy badanymi rodzajami mas. Można się było spodziewać, że szkła gorsze „L” i „B”, o większej stałej dielektrycznej, posiadać będą wyraźnie niższe napięcie przeskoku. Tymczasem różnice te, o ile nawet występują dla niektórych punktów, są tak nieznaczne (parę procent), że obejmowane są rozpiętością rozsiewu spostrzeżeń. Być może, że wywiera tu wpływ przeciwny przewodność skrośna, warunkująca równomierniejszy rozkład potencjałów wzdłuż próbki, a skutkiem tego opóźnienie przeskoku. W każdym bądź razie, w warunkach technicznych można przyjąć, że dla różnych szkieł w atmosferze suchej napięcia przeskoku są jednakowe.

Przy temperaturze podwyższonej należałoby się również spodziewać obniżenia wytrzymałości na przeskok, a to wskutek zmniejszenia wytrzymałości powietrza i wzrostu stałej dielektrycznej. Jednak szereg pomiarów przy temperaturze 58° C i wilgotności ok. 55% zdaje się stwierdzać, że tak nie jest. Różnica już tylko ze względu na zmniejszenie gęstości względnej powietrza powinna wynieść 7,5%, a więc wielkość nawet przy takich pomiarach już możliwą do wyraźnego stwierdzenia; tymczasem przeciętny rozsiew nie przekracza tej granicy. Sprawa ta wymagałaby jeszcze wyjaśnienia.

W większych wilgotnościach różnice pomiędzy różnymi szklami występują wyraźnie. Zdolność do adsorpcji powoduje szybsze i w większej ilości osiadanie wilgoci na po-

wierzchni szkieł łatwiej rozpuszczalnych i zjawiska wyładowań powierzchniowych są wyraźnie silniejsze, nawet przy obserwacji bezpośredniej dla szkieł gorszych („B”, „L”), niż dla lepszych („J”, „F”, a zwłaszcza dla „O”, borowego).

Przy wstawieniu próbek zimniejszych o 6° C do atmosfery, nasyconej wilgocią (100%), wszystkie próbki natychmiast pokrywają się rosą i napięcie przeskoku — określone dla 3 cm odstępu — w przeciągu pierwszej minuty znacznie spada, ale więcej dla próbek typu „L” i „B” (o 45% i więcej), niż dla szkieł lepszych (ok. 30%). Po dłuższym przebywaniu w nasyconej wilgoci przestrzeni, przy skropleniu większych ilości wody na powierzchni, następuje oczywiście prawie że zwarcie, bez względu na jakość szkła, jak wogóle zresztą na każdym materiale.

Jakość materiału pomaga tu tylko do pewnego stopnia, resztę należy uzyskać przez odpowiedni kształt izolatora.

Obniżenie napięcia przeskoku na izolatorach spowodowane bywa w najsilniejszym stopniu przez osady przewodzące (w pobliżu fabryk chemicznych, morza), a nawet — choć w mniejszym stopniu — przez osad zwykłego kurzu<sup>37)</sup><sup>38)</sup>. Osady te łatwiej przystają do takich powierzchni, które z natury są nierówne, albo stały się szorstkie pod wpływem wietrzenia, a również do powierzchni, które mają zdolność tworzenia dzięki adsorpcji warstewki wilgoci na sobie. Do takich właśnie należą szkła łatwiej rozpuszczalne. Oceną tej własności zajmujemy się niżej.

### III. ODPORNOŚĆ NA STARZENIE.

Niezdatność izolatorów szklanych do pracy z biegiem czasu może być spowodowana (z pominięciem czynników przypadkowych) przez pękanie izolatorów lub utracenie przez powierzchnię początkowej gładkości wskutek wietrzenia lub przylegania trwałych osadów przewodzących. Pomijamy tu jeszcze jedno źródło starzenia się mas szklanych wogóle, a mianowicie: dewitryfikację, ponieważ w temperaturach, w jakich pracują izolatory, zarówno szybkość krystalizacji, jak i szybkość powstawania ośrodków krystalizacji są znikome. Przy pewnych składach mas szklanych mogłyby raczej istnieć obawy dewitryfikacji w czasie wyrobu, ale temi kwestiami zajmować się tu nie możemy.

Pękanie szkła bez widocznego powodu lub pod wpływem niewielkich zmian temperatury spowodowane bywa istnieniem naprężeń wewnętrznych, zbliżonych do granicy wytrzymałości masy lub powodujących zmęczenie materiału. Wtedy nieznaczna nawet różnica temperatury, uderzenie, skaleczenie i t. d. — powoduje pęknięcie. Naprężenia te powstają — w przypadku szkła prasowanego, z jakim mamy do czynienia — albo skutkiem niedostatecznego wypalenia izolatorów, t. j. nieosiągnięcia temperatury początku plastyczności, przy której znikają naprężenia, lub też skutkiem zbyt szybkiego stygnięcia, przy którym powstają duże spadki temperatury wewnątrz masy i części izolatora niejednocześnie przechodzą w stan sprężysty. Powstawaniu naprężeń wewnętrznych w tym ostatnim przypadku sprzyjają: z jednej strony nieodpowiedni kształt izolatora (znaczne różnice i nagłe zmiany przekroju, ostre krawędzie i wręby i t. d.), z drugiej strony — duży współczynnik rozszerzalności cieplnej i mała przewodność cieplna. Oba te względy wiążą się z odpornością cieplną.

Chociaż skłonność do powstawania naprężeń wewnętrznych zależy również, jak z tego wynika, od składu masy, jednak ze względów odbiorczych możemy się tą kwestią

<sup>37)</sup> H. Bechdoldt, Untersuchung v. Isolatoren bei starker Verschmutzung, Ker. Rund. 1928 r., 241.

<sup>38)</sup> M. Van Cauwenbergh, Isolateurs souillés, Conf. G. R. E. 1931.

nie zajmować, gdyż istnieje prosta metoda stwierdzania naprężeń wewnętrznych w szkłe (bez względu na ich pochodzenie), która pozwala zawsze wyeliminować sztuki wadliwe, któreby mogły ulegać pęknięciu przy pracy. Polega ona na własności szkła skręcania płaszczyzny polaryzacji światła w zależności od wielkości naprężenia; stosuje się ją powszechnie w większych hutach (zagranicznych i krajowych) do selekcji wyrobu. Pozostałoby tylko, po rozważeniu innych własności szkła, sprawdzić, czy szkła dobre pod innymi względami nie mają silnej tendencji do tworzenia naprężeń wewnętrznych. Zajmiemy się więc tutaj tylko starzeniem powierzchni izolatorów, t. j. skłonnością do wietrzenia pod wpływem czynników atmosferycznych. Skłonność ta, jak wykazaliśmy na innym miejscu<sup>39)</sup>, jest związana ze skłonnością do tworzenia osadów stałych na powierzchni izolatorów napowietrznych.

Wietrzenie powierzchni szkła polega w istocie na działaniu wody i kwasu węglowego na masę szklaną<sup>39)</sup>. Skutkiem adsorpcji wilgoci przez powierzchnię następuje może dyfuzja wody do wnętrza oraz tworzenie się roztworów wodnych, ze składnikami łatwiej rozpuszczalnymi; z produktów tych powstaje na powierzchni błonka (n. b. dobrze przewodząca), w dalszym ciągu pochłaniająca wilgoć z atmosfery. W rezultacie tworzą się sole rozpuszczalne, przeważnie alkaliczne węglany i wodorotlenki, które z powierzchni mogą być ewentualnie częściowo splukane, np. przez deszcz, pozostawiając szkielec z mniej rozpuszczalnych składników (przedewszystkiem krzemionki)<sup>40)</sup>.

Ze względów elektrycznych najważniejsze są dla nas dwa zjawiska: 1) skłonność do adsorpcji wody przez silniej rozpuszczalne szkła, co musi zwiększać przewodność powierzchniową tych szkieł, i 2) większa rozpuszczalność składników alkalicznych, które również, jak wyżej widzieliśmy, dają gorsze własności elektryczne.

Istnieją metody powszechnie znane badania odporności szkła na wietrzenie lub rozpuszczanie się, dotyczą one jednak naogół innych warunków pracy (np. odporność na kwasy), albo posiadają charakter jakościowy (np. badania mikroskopowe, por. <sup>40)</sup>). Próby jodeozyną<sup>41)</sup> nie dały dobrych wyników ze względu na rozmaite — nieraz bardzo ciemne — barwy badanych szkieł, nie pozwalające robić pomiarów kolorymetrycznych. Tu należało wybrać metodę ilościową, odtwarzalną, o czynnikach zbliżonych do pracy normalnej szkła izolatorowego, a więc wody lub pary wodnej. Wypróbowano kilka metod rozpuszczania szkła, dopóki nie zatrzymano się na ostatniej.

Gotowanie z pewną ilością wody destylowanej daje najwięcej produktów rozpuszczalnych, ale jest niedogodne ze względu na rozdrabnianie się ziarenek szkła, w czasie tarcia o siebie przy wrzeniu, co prowadzi do rozbieżnych wyników. Splukiwanie szkła parą wodną, skraplającą się na próbce badanej, daje wyniki podobne. Najdogodniejszą okazała się metoda następująca: 120 cm<sup>3</sup> wody destylowanej podgrzewano na kąpieli olejowej w kolbie Pyrex'owej do temperatury 87 ± 2° C, poczem wsypywano próbkę szkła (20 g) i utrzymywano tę samą temperaturę w przeciągu 30 min., lekko mieszając co pewien czas, poczem wodę ściągano lewarem i dopełniano do 100 cm<sup>3</sup>. Z tych dla 50 cm<sup>3</sup> określano po ostudzeniu oporność właściwą (met. techniczną, prądem zmiennym), a drugie 50 cm<sup>3</sup> na gorąco zobojętniano kwasem solnym 1:10 normalnym,

przy użyciu, jako wskaźnika, oranżu metylowego. Ilość HCl 1:10n w centymetrach sześć., niezbędną do zobojętnienia tych 50 cm<sup>3</sup>, po odjęciu określonej uprzednio przez próbę „ślepa” ilości kwasu na zobojętnienie użytej wody przyjęto, jako miarę alkaliczności szkła. Drugim miernikiem była pomierzona oporność wody.

Należy zauważyć, że dużo czynników przypadkowych wpływa na zwiększenie uchybów przy tych pomiarach. Starano się zmniejszyć ich wpływ, wykonywając serię pomiarów jednym ciągiem, z odczytnikami temi samymi, zachowując to samo postępowanie. Aby uzyskać dla każdej próbki możliwie tę samą wielkość powierzchni, szkło do badania rozpuszczalności było tłuczone w moździerzu i siane przez dwa sita o niewielkiej różnicy oczek, mianowicie 0,9 mm i 0,63 mm w świetle; do próby brana była frakcja z drugiego sita, o średnicy przeciętnej ziarenka 0,76 mm. Dla orientacji podajemy wielkość powierzchni całkowitej dla ilości 20 g, używanej do badania. Zakładamy przytem kształt ziarenka nie kulisty, jak to się zwykle czyni, lecz sześcienny, jako bliższy rzeczywistości. Jeżeli *n* jest liczbą ziarenek, *γ* — ciężkością właściwą, *a* — bokiem przeciętnego ziarenka, wtedy waga próbki wyrazi się jako

$$G = n a^3 \gamma = 20 \text{ g.}$$

a powierzchnia:

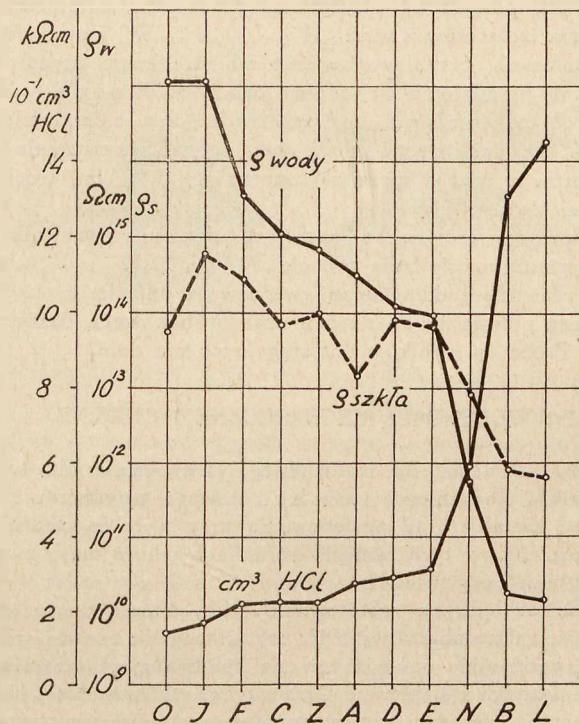
$$S = n 6 a^2.$$

skąd, uwzględniając ciężar właściwy przeciętny dla badanych szkieł  $\gamma = 2,45$ , znajdziemy

$$S = \frac{20 \times 6}{2,45 \times 0,076} \approx 650 \text{ cm}^2.$$

Jest to mniejwięcej powierzchnia zewnętrzna kloszy dwóch dużych izolatorów teletechnicznych.

Wyniki dla próbek zbadanych przedstawia rys. 19.



Rys. 19.

Rozpuszczalność i oporność szkła.

Dla porównania podane są jednocześnie i przewodności właściwe odpowiednich mas. Widzimy zasadniczą zgodność pomiędzy przewodnością i rozpuszczalnością szkła: szkła o większej oporności właściwej, bez względu na to, przy pomocy jakiego składu zostało to uzyskane (dodatek

<sup>39)</sup> F. R. V. Bichowsky, J. Am. Ceram. Soc. 1920, vol. 3, s. 310.

<sup>40)</sup> Kozo Tabata, On the weathering of glasses, Tokio, 1926

<sup>41)</sup> Lunge - Berl, Chemisch - Technische Untersuchungsmethoden, t. II.

$MgO$ ,  $B_2O_3$  czy  $Fe_2O_3$ ), są jednocześnie trudniej rozpuszczalne, a więc odporniejsze na starzenie się powierzchni i tworzenie się osadów. Z wykresu zatem widzimy również, że obie metody określenia stopnia rozpuszczalności dają wyniki naogół zgodne. W wykresie widoczne są pewne odskoki, które nie dadzą się usprawiedliwić tylko uchybem pomiaru. Tak np. „0” daje najmniejszą wartość alkaliczności, a oporność roztworu daje jak dla „I”, podczas gdy oporność właściwą ma niższą; dzieje się to skutkiem zawartości  $B_2O_3$ , gdyż szkła borowe są bardzo mało rozpuszczalne. Podobnie dla „A” (o dużej zawartości krzemionki): szkło to jest trochę mniej rozpuszczalne, niżby to wypadło z jego oporności skrośnej. Natomiast odwrotnie „E”, zawierające  $MgO$  i dużo  $CaO$ , okazuje lepsze własności elektryczne, ale nieco większą rozpuszczalność dzięki znacznej również zawartości  $Na_2O$ . Jednak odskoki te nie obalają ogólnej zasady: szkła o większej oporności właściwej są mniej rozpuszczalne.

Porównyując rys. 19 z tablicą I, możemy zauważyć, że szkło niekoniernie musi zawierać dużo krzemionki, aby było odporne na starzenie. Jest to o tyle cenne, że szkło takie, będąc trudno topliwem, daje się trudniej prasować i powierzchnia izolatorów po wyjściu z formy jest nierówna, lekko falista, co nie jest pożądane ze względu na łatwiejsze osiadanie zanieczyszczeń. To samo można powiedzieć o szklach borowych, które, jakkolwiek mają znakomite własności elektryczne i są bardzo słabo rozpuszczalne, jednak również są bardzo twarde i co więcej, mają skłonność do naprężeń wewnętrznych. Izolator z takiego szkła naprężonego, chociaż jest mocniejszy od innych, ale zato nawet przy nieznacznym uszkodzeniu rozpryskuje się na drobne kawałki, co ze szkłem miększym nie zachodzi.

Poza powyższymi pomiarami próbowano naturalnego starzenia izolatorów z mas: „N”, „L”, „J”, „W” i paru niewymienionych, przez wystawienie ich za oknem pracowni od strony południowo-zachodniej; jednak po dwu i pół rocznym pobycie wyraźnych, dostrzegalnych gołym okiem zmian jeszcze nie dostrzeżono, poza tem, że zanieczyszczenia z izolatorów z mas o mniejszej oporności („L” i in.) trochę trudniej się usuwają.

Pozatem próbowano wpływu promieni pozafioletkowych, przez naświetlanie próbek „M”, „L”, „W”, „U”, „R” przez czas 106 godzin lampą kwarcową z odległości ok. 30 cm, przy polewaniu co pewien czas próbek wodą destylowaną. Próba ta wyników dostrzegalnych nie dała.

#### IV. WŁASNOŚCI MECHANICZNE I CIEPLNE.

Dla szkła, jak dla mało jakiego innego materiału, wytrzymałość mechaniczna i cieplna gotowego przedmiotu zależą od kształtu i od postępowania przy wyrobie. Jednak, oczywiście, przy tych samych warunkach jakość masy musi tu odgrywać odpowiednią rolę.

Ze względu na zastosowanie szkła, które nas tu interesuje, należałoby stwierdzić, czy wymagania co do własności poprzednio omawianych nie kolidują z własnościami mechanicznymi i cieplnymi. Co się tyczy wytrzymałości mechanicznej, interesują nas tu przede wszystkim: wytrzymałość na rozerwanie, na zginanie, na uderzenie i współczynnik sprężystości. Wpływ składu szkła ma tu znaczenie ogromne, ale w naszych warunkach, t. j. przy szkło sodowo-wapniowym z dodatkami niewielkiej liczby tlenków, poruszamy się w stosunkowo niewielkich granicach. Naogół dodatki, pożądane ze względów elektrycznych, a więc podnoszące oporność właściwą, jak  $CaO$ ,  $Al_2O_3$ ,  $B_2O_3$ , podnoszą również (w granicach praktycznie zachodzących) i wytrzyma-

łość, lub mają wpływ nieznaczący ( $MgO$ ,  $Fe_2O_3$ ). Tutaj również należy podkreślić, że zbytne zwiększenie zawartości krzemionki kosztem alkali prowadzi do obniżenia wytrzymałości na zginanie i podwyższenia współczynnika sprężystości, co również jest bardzo niepożądane.

Z wytrzymałością wiąże się również kwestja naprężeń wewnętrznych. Są one wogóle niepożądane, jako prowadzące zwykle do zniszczenia izolatora. Jednak w pewnych gatunkach szkieł, np. borowych, zwłaszcza Pyrex, celowo są utrzymywane naprężenia (szkło „hartowane”), gdyż wytrzymałość mechaniczna takiego szkła jest wyższa. W ogólności natomiast zjawisko to jest szkodliwe z jednej strony dlatego, że szkło hartowane jednocześnie posiada mniejszą oporność<sup>\*)</sup>, a z drugiej — ze względu na wspomniane wyżej rozpryskiwanie się szkieł hartowanych przy uszkodzeniach, co w wypadku izolatorów jest niedopuszczalne.

Oporność cieplna jest najczulszą stroną przedmiotów szklanych. Jednak w przypadku izolatorów napowietrznych warunki pracy dla przeciętnie dobrych szkieł, pozbawionych naprężeń wewnętrznych (odhartowanych), nie są groźne. Pomijamy tu oczywiście uporczywe zwarcie o dużej mocy na izolatorze, ale materiału odpornego na łuk elektryczny wogóle niema. W warunkach normalnej pracy izolator podlega znacznym rozpiętościom temperatur, ale są one odległe od siebie w czasie, a tylko nagła zmiana temperatury pomiędzy częściami izolatora może być groźna. Najważniejszą więc dążnością przy konstruowaniu izolatora powinno być ułatwienie szybkiej wymiany ciepła pomiędzy jego częściami. Ze względu na masę szklaną sprzyja temu największa przewodność cieplna i niewielkie ciepło właściwe; niestety, obie te własności, jak również zmniejszenie współczynnika rozpuszczalności, związane są ze wzrostem zawartości krzemionki kosztem wszystkich innych składników<sup>42)</sup>. Więc sprawa odporności na zmiany temperatury i wytrzymałości mechanicznej jest związana ze składem w sposób dosyć skomplikowany. Zależność pomiędzy własnościami fizycznymi i odpornością cieplną ujmuje wzór Winkelmana i Schotta jako współczynnik odporności cieplnej:

$$f = \frac{K_r}{E\alpha} \sqrt{\frac{\lambda}{c\gamma}} .$$

Jak widzimy tu, największy wpływ mają

$K$ ,  $E$  i  $\alpha$ , a że przy zmianie stosunku krzemionki i alkali zmiany ich w pewnym stopniu idą w kierunkach przeciwnych, więc niekiedy mogą się kompensować.

Jednym z ważniejszych źródeł powstawania naprężeń cieplnych w izolatorze jest nagrzewanie go przez promienie słoneczne<sup>43)</sup>. Niebezpieczeństwo jest dwojakie: albo nagrzany izolator w razie nadejścia burzy jest gwałtownie ochłodzony, albo na zimny izolator (np. po nocnym przymrozkach) nagle padają promienie słoneczne. Ten ostatni przypadek podobno może być źródłem uszkodzeń w linjach górskich. Badania w Szwajcarii<sup>44)</sup>, przeprowadzone przy temperaturze otoczenia 28°C, wykazały następujące najwyższe przyrosty temperatury, osiągnięte przez izolatory na słońcu:

porcelanowy stojący biały . . . . .	14,8°C
„ jasnobronzowy . . . . .	22°
„ ciemnobronzowy . . . . .	28,7°
szklany zielony . . . . .	26°

Obserwacje, przeprowadzone przez autora w jeden z najśniejszych dni w 1933 i 1934 r., nie dały tak znacznych przyrostów temperatury (wewnątrz max. 16°), zda-

\*) Fulda, l. c.

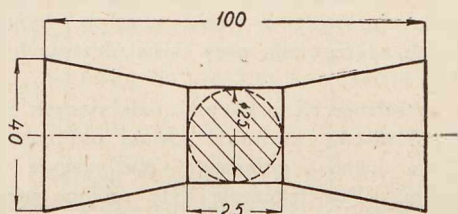
42) K. Thiene, o c. str. 110, 112, 154.

43) L. Pomerol. Conf. G. R. E., 1922.

44) Bull. ASEV, 1928, s. 677.

ją się natomiast wskazywać, że ogromną zaletą szkieł jasnionych, t. zw. półbiałych, jest ogrzewanie się na słońcu szybko i równomierne w całej masie. Natomiast szkło bardzo ciemne, pochłaniające silnie promienie tuż przy powierzchni, rozgrzewa się jednostronnie i przytem znacznie silniej od półbiałego, podobnie zresztą jak porcelana z ciemną polewą. Wnosiłoby z tego należało, że ciemne zabarwienie szkła, związane przede wszystkim z zawartością tlenków żelaza do 1% i więcej, jest niewskazane. Przy osłonięciu izolatorów od promieni słonecznych stygną one b. szybko, szybciej od porcelanowych, dzięki większej przewodności cieplnej.

Co się tyczy mas badanych, o ile to można wnosić z prób cieplnych na kilkunastu próbkach, kształtu badanego (rys. 1) przy różnicy temperatur 65°C, masy lepsze elektrycznie typu „Z”, „F”, „O”, nie tylko nie ustępują innym, ale wytrzymują naogół większą liczbę cykli cieplnych.



Rys. 20.  
Próbka do badania wytrzymałości  $K_r$ .

Poniżej podajemy przeciętne wyniki, uzyskane dla mas typu „N” i zbliżonych do niej. Pomiar wytrzymałości mechanicznej na rozerwanie wykonane były na próbkach wg rys. 20; wytrzymałości na zginanie, współczynnika sprężystości i udarności — na prętach okrągłych średnicy 15 do 20 mm:

Wytrzymałość na rozerwanie przy przekroju 5 cm <sup>2</sup>	$K_r = 300 \text{ kg/cm}^2$ (minimum)
Wytrzymałość na zginanie przy przekroju 2 cm <sup>2</sup>	$K_g = 650 \text{ kg/cm}^2$
Spółczynnik sprężystości	$E = 680000 \text{ kg/cm}^2$
Udarność*)	5 cmkg/cm <sup>2</sup>
Spółczynnik rozszerzalności w granicach —30° do +30° C**)	dla masy „W” $\alpha = 75 \cdot 10^{-7}$
	dla masy „U” $\alpha = 96 \cdot 10^{-7}$
Ciężkość właściwa (przeciętna)	$\gamma = 2,45$

Po oszacowaniu przybliżonem przewodności cieplnej i ciepła właściwego przez porównanie z wynikami dla szkieł o zbliżonym składzie<sup>42)</sup> otrzymamy  $\lambda = 1,5 \cdot 10^{-3}$ ,  $c = 0,2$ , co podstawivszy do wzoru na współczynnik odporności cieplnej otrzymamy

$$f = \frac{K_r}{E \alpha} \sqrt{\frac{\lambda}{c \gamma}} \approx 3,5,$$

jako wartość przeciętną dla szkieł izolatorowych badanych. Odpowiada to naogół przeciętnym niższym wartościom, spotykanym w literaturze. Wynika to przede wszystkim z niskiej wartości  $K_r$ , która zwykle bywa badana na próbkach cieńszych, dających znacznie wyższe wartości.

Sprawę odporności cieplnej i mechanicznej izolatorów — w zastosowaniu do izolatorów niskiego napięcia — omawialiśmy pozatem na innym miejscu<sup>30)</sup>. Uwagi tam zamieszczone, których nie uważamy za potrzebne tu powtarzać, mają w całości zastosowanie i w przypadku izolatorów szklanych wysokiego napięcia.

\*) Pomiar w Inst. Bad. Inż. M. S. Wojsk.

\*\*) Pomiar w Inst. Fizycznym przy Min. Przem. i Rol.

## V. WNIOSKI.

Wnioski z całości rozważań poprzednich możemy wyciągnąć następująco:

1. Własności elektryczne szkła, jak: oporność skośna i powierzchniowa, kąt stratności, stała dielektryczna, wytrzymałość elektryczna na przebicie i na przeskok, a wreszcie i odporność na wpływy atmosferyczne, są związane ze sobą — przynajmniej dla odmian szkieł badanych sodowo-wapniowych, — przytem w ten sposób, że ze wzrostem oporności polepszają się wszystkie wymienione własności, własności zaś mechaniczne i cieplne mogą być conajmniej te same

2. Wobec tego do oceny masy izolatorowej szklanej wystarczy — jako najczulszy i najłatwiejszy — pomiar tylko oporności właściwej skośnej.

3. Jako materiał odpowiedni do wyrobu izolatorów, zwłaszcza wysokiego napięcia, należy uznać szkło o oporności skośnej przy 20° C conajmniej  $10^{14} \Omega \text{ cm}$ , które zresztą w zupełności można uzyskać w warunkach krajowej produkcji hutniczej (dotychczas stosowane powszechnie — poniżej  $10^{13} \Omega \text{ cm}$ ).

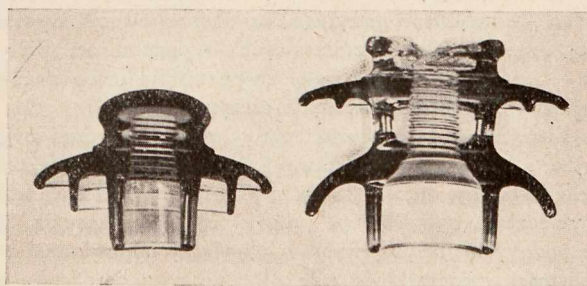
4. Jako wskazówki przy budowie izolatorów szklanych wysokiego napięcia, należy wymienić:

a) pojemność geometryczna powinna być jaknajmniej-sza ze względu na duże  $\epsilon$  i  $\text{tg } \delta$ ;

b) kształt powinien ułatwiać wyrównywanie się temperatur i to zarówno przy wyrobie (naprężenia trwałe), jak i przy pracy (naprężenia cieplne);

c) w celu uniknięcia osadów kształt powinien umożliwiać łatwe zmywanie izolatora przez wiatr i deszcz, oraz ułatwiać jego obsychanie;

d) z tych samych względów izolator nie powinien posiadać wnęk ani zakrzywień, powodujących powstawanie dużych stycznych nateżeń pola, które zwykle są również powodem tworzenia się osadów.



Rys. 21.  
Izolatory 6 i 15 kV, wykonane wg. projektu autora (przekroje)

Na podstawie powyższych przesłanek zostały przez autora opracowane projekty izolatorów linowych szklanych (rys. 21), z których typ na 6 kV od półtora roku pracuje — dotychczas bez zarzutu — w jednej z sieci elektrycznych w Polsce.

## ZAKOŃCZENIE.

Praca niniejsza wykonana była w Zakładzie Miernictwa Elektrotechnicznego i Wysokich Napięć Politechniki Warszawskiej w latach 1931 — 34. Pobudką do jej rozpoczęcia było dążenie do wprowadzenia w Polsce produkcji izolatorów szklanych wysokiego napięcia. Z prawdziwą przyjemnością składam na tem miejscu wyrazy wdzięczności p. Prof. K. Drewnowskiemu za zachętę do przeprowadzenia zamierzonej pracy i cenne wskazówki oraz p. dr. J. Konarskiemu za liczne rady co do strony chemicznej powyższych badań.

Spółce Akc. J. Stolle-Niemen składam również serdeczne podziękowanie za życzliwą współpracę, a pp. inż. K. Kolbińskiemu i inż. C. Szulcowi — za pomoc przez wykonanie niektórych pomiarów.

# DOŚWIADCZALNE OKREŚLENIE SIŁ ZWARCIA W TRANSFORMATORACH

Inż. W. KOPCZYŃSKI

**Streszczenie.** Opisany jest sposób doświadczalnego określenia sił zwarcia w transformatorach o uzwojeniu krążkowym. Wyniki doświadczeń porównywa się z danymi wzorów M. Vidmar'a, P. Benischke'go i R. Richter'a. Rozważaniami wskazuje się na możliwość silnych odchyłań wzoru Benischke'go przy zwojnicach różnych kształtów.

**WZESZYCIE** 9-tym „Przegl. Elektrotechn.” na str. 221 podane były teoretyczne wywody oraz wzory na określenie sił mechanicznych, występujących przy zwiarcach w transformatorach\*). Znaczne różnice w wartościach, podawanych przez takich autorów, jak prof. M. Vidmar, prof. R. Richter i prof. G. Benischke, szczególnie zaś sprzeczności w ujęciu teoretycznym, nasuwały przypuszczenia, że rozwiązanie drogą teoretyczną napotyka na zbyt wielkie trudności i skłaniały do prób w kierunku doświadczalnego określenia tych sił, przynajmniej dla normalnych typów transformatorów.

Oczywiste jest, że z prób, wykonanych na niewielkiej ilości typów lub — jak w danym wypadku — na jednym transformatorze, nie można wyciągać wniosków ogólnych, tworzyć nowej teorii lub nowych wzorów, lecz można rozważyć stosowność istniejących wzorów dla danego transformatora.

Doświadczenia były robione w sposób możliwie uproszczony: odległości były mierzone miarkami milimetrowymi i to niezbyt dokładnie wobec drgań zmiennego pola magnetycznego, siły były mierzone ciężarkami, a wielkości elektryczne — zwykłymi przyrządami warsztatowymi Westona. Uproszczenie środków pomiarowych — pomimo oczywistych wad — miało tę wielką zaletę, że pozwalało orjentować się w właściwościach zachodzących tu zjawisk.

Pierwsze doświadczenia miały znaczenie raczej orjentacyjne i były tylko podstawą do następnych, ściślejszych i dlatego podaję tu wyniki tylko ostatecznych doświadczeń. Doświadczenia były robione tylko w celu wyznaczenia, które z podanych powyżej wzorów najlepiej odpowiadają rzeczywistości. Początkowo szło głównie o stwierdzenie, czy wyniki doświadczeń będą bliższe danym wzorom R. Richtera czy też M. Vidmara i czy możliwe są przy różnych warunkach różnice, dochodzące do 100%. Byłoby już wielkim udogodnieniem, gdyby konstruktor mógł się opierać na danych, wykazujących różnice, powiedzmy, do 20%, gdyż wahania do 100% są już bardzo uciążliwe do ujęcia. Choć mechaniczne konstrukcje są wykonywane z dość wielkim bezpieczeństwem i konstruktorzy liczą się zawsze z pewnymi możliwymi wahaniami w obciążeniach, to jednak w elektrotechnice dąży się do możliwie ścisłego wyznaczenia wartości.

Ponieważ poniższe ma być dopełnieniem wywodów teoretycznych, podanych w pracy p. t. „Siły mechaniczne przy zwiarcach w transformatorach”, w zes. 9-tym „Przeglądu Elektrotechnicznego”, na str. 221, więc zachowane będzie to samo znakowanie.

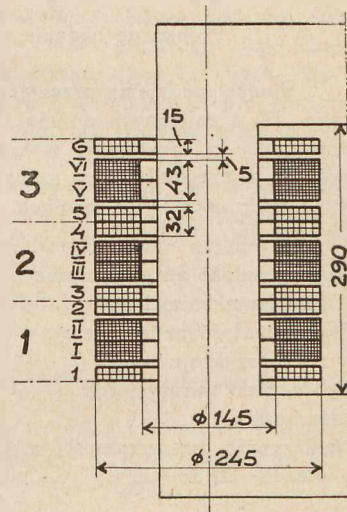
\*) Na str. 223 w wierszu 5-tym od dołu w rozwiązaniu wzoru M. Vidmara (23-go) zaszedł błąd: zamiast  $10^{-6}$  w liczniku powinno być  $10^6$ . We wzorze 44-tym zamiast  $\frac{P \cdot 10^{-6}}{m \delta f e_z}$  powinno być  $\frac{0,2 P \cdot 10^6}{m \delta f e_z}$ . (44)

We wzor. 21 i 22 w mianowniku zamiast  $I_z$  powinno być  $I_z$ , t. j. napięcie zwarcia.

## Siły osiowe w uzwojeniach krążkowych.

Do doświadczeń wzięty był transformator suchy o uzwojeniu krążkowym, wytwórni SSW, typu KP 180, o mocy 30 kVA, o danych znamionowych: moc 30 kVA, napięcie 3 000/125 V, prąd 5,96/141,5 A, układ gwiazda — gwiazda (B2). Ilość zwojów  $Z_1 = 720$ , po 120 w zwojnicy,  $Z_2 = 30$ . Transformator posiadał 3 zwojnice pełne (t. j.  $q = 3$ ), lub 6 połówkowych (t. j.  $m = 6$ ). Przy doświadczeniach uzwojenie wtórne (zwarte) było łączone w szereg. Rys. 1 podaje wymiary transformatora oraz uzwojeń. Oporność zwarcia uzwojenia w stanie zimnym wynosiła 4,35 oma, wskutek nagrzewania przy doświadczeniach — 5,0 do 5,4 oma.

Dla określenia sił osiowych, działających na skrajną zwojnicę połówkową, zwojnica została osadzona na rdzeniu możliwie luźno i połączona elastycznym kabelkiem z pozostałymi. Doświadczenia były robione przy zwiarcu ednofazowym i trójfazowym. Kilka doświadczeń wykonano z uzwojeniem jednej fazy bez rdzenia żelaznego. Prąd zwarcia był mierzony tylko po stronie pierwotnej. Choć przy zwiarcu bez rdzenia amperozwoje wtórne są częstokroć znacznie mniejsze, niż pierwotne, to porównanie oporności zwarcia w tablicy A w doświadczeniach bez rdzenia i wraz z nim wskazujące nieznaczna różnica, mająca miejsce w danym wypadku. Ponieważ oporności rzeczywiste zwarcia obu uzwojeń były niemal równe po przeliczeniu na równą ilość zwojów, więc można było przypuszczać, że prądy w obu uzwojeniach były przesunięte o ok. 180° w fazach.



Rys. 1.

Unoszenie się zwojnicy skrajnej ponad stan normalny, t. j. odstęp  $b$  (rys. 2), było niejednokrotnie nierówne, t. j. jeden bok unosił się więcej, niż drugi. W tych wypadkach przez ustawienie ciężarków wyrównywano to tak, aby w trzech miejscach na obwodzie otrzymać wartości przybliżone. Odstęp  $b$  unoszenia był mierzony w trzech miejscach na obwodzie zwojnicy jednocześnie tak, iż podana w tablicy liczba jest średnią z trzech odczytów. Większa dokładność tego pomiaru była utrudniona z powodu lekkiego drżenia zwojnic.

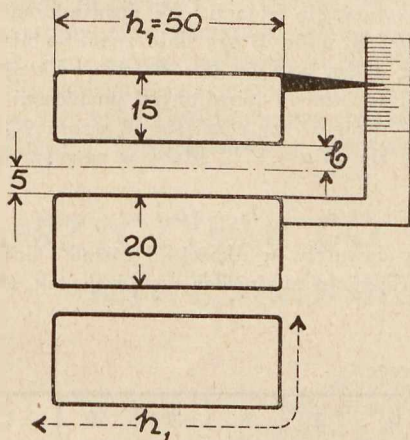
Stosowany prąd od 33 do 51,8 A znacznie przewyższał prąd znamionowy 5,96 A i dlatego doświadczenia musiały trwać krótko, gdyż uzwojenia podlegały nagrzaniu, które zwiększało silnie oporność rzeczywistą, a więc i oporność pozorną zwarcia oraz napięcie zwarcia. Napięcie, podane w tablicy A, jest to napięcie przyłożone do końców uzwojenia pierwotnego, t. j. wysokonapięciowego. Siła podana

Tablica A.  
Zwarcie jednofazowe.

Doświadczenie	bez rdzenia żelazn.					na rdzeniu			Uwagi
	1	2	3	4	5	6	7	8	
1 Napięcie V	277	300	335	430	490	370	400	400	Wielkości mierzone
2 Prąd w pierwotn. A	33	33	40	46	50	45,5	49,2	51,8	
3 Siła kg	8,15	6,14	12,10	12,15	11,15	12,75	12,75	22,75	
4 Odstęp „b” w cm	0,10	0,60	0,10	0,60	2,50	0,70	0,90	0,05	
5 Oporność $Z_z \Omega$	8,40	9,10	8,38	9,35	9,80	8,13	8,13	7,72	Wielkości obliczone
6 Napięcie zwarcia $e_z \%$	2,89	3,13	2,89	3,22	3,37	2,81	2,80	2,66	
7 Odstęp „a” ze wzoru 9-go cm	2,35	2,85	2,35	2,85	4,75	2,95	3,15	2,30	
8 Siła ze wzoru 9-go kg	8,12	6,72	12,20	13,10	9,30	12,40	13,55	20,4	
9 Siła ze wzoru 41-go kg	11,05		16,30					24,00	
10 Siła ze wzoru 44-go kg	13,30		19,20					30,20	

jest sumą wagi ciężarków wraz z wagą samej zwojnicy unoszonej.

Z porównania danych tablicy A daje się zauważyć, że przy jednakowym uniesieniu, t. j. równych odstępach  $b$ , siły są niemal proporcjonalne do kwadratu prądów, co jest do



Rys. 2.

pewnego stopnia sprawdzianem dokładności pomiarów. Np. w doświadczeniach 1, 3 i 8-mem:

$$8,15 : 12,15 : 22,75 \text{ jak } 33^2 : 40^2 : 51,8^2$$

Pewną różnicę w doświadczeniu 8-mem spowodowało przypuszczalnie sprężynowanie izolacji między zwojnicami; siła ta dodawała się do siły odpychania.

Dane pierwszych czterech wierszy w tablicy A są wzięte z doświadczeń, dane zaś pozostałych — obliczone. Podana w wierszu 5-tym oporność pozorną zwarcia stanowi iloraz napięcia przez prąd. Napięcie zwarcia w wierszu 6-tym obliczone jest przy prądzie znamionowym 5,96 i napięciu 1730 V, t. j. napięciu fazowemu, p.g. wzoru:

$$e_z = \frac{V_z}{I_z} \cdot 5,96 \cdot 1730 \dots \dots \dots (47)$$

W powyższym  $V_z$  jest napięciem z wiersza 1-go, a  $I_z$  — prądem z wiersza 2-go tablicy A.

W wierszu 7-ym odstęp  $a$  był wzięty między środkami zwojnic, równał się więc:

$$a = 0,75 + 1,0 + 0,5 + b \text{ cm} \dots \dots \dots (48)$$

Dane wiersza 8-go, t. j. siła określona p.g. wzoru 9-go:

$$F = \frac{0,2 i_1 i_2 l}{10 a} \text{ dyn} \dots \dots \dots (9)$$

Powyższy wzór podany został przez G. Benischke'go, jako podstawowy do obliczeń sił mechanicznych, działających między dwoma przewodami prostoliniowymi i równoległymi, znajdującymi się w odstępnie  $a$  cm. Dla wypadku, gdy szerokość wieńca zwojnicy  $h$  jest mała w stosunku do średnicy, G. Benischke na str. 240 „Arch. f. Elektr. 22 B, 3 Heft, 1929” podaje wzór 5-ty, który przy stosowaniu tu znakowaniu wyraża się:

$$F_0 = \frac{0,2 (i_z)^2 l_s}{10 a m^2} \text{ dyn} \dots \dots \dots (9a)$$

Przy wyznaczeniu zaś sił w kg i prądów w wartościach skutecznych powyższy wzór przekształci się w następujący:

$$F_0 = \frac{0,204 (I_z)^2 l_s}{a m^2 10^7} \text{ kg} \dots \dots \dots (9b)$$

Ze wzoru 9b przy  $l$  p.g. wiersza 2-go,  $l_s = 61,2$  cm, a p.g. wiersza 7-go  $m = 6$  zostały obliczone siły. Dane wiersza 8-go są mocno zbliżone, nieco większe lub mniejsze od mierzonych wielkości, co jest tem dziwniejsze, iż przy doświadczeniach zupełnie nie brane były w rachubę rozważania G. Benischke'go, a obliczenia podane tu były dokonane w kilka miesięcy po wykonaniu doświadczeń. Może to być tylko zbiegiem okoliczności, że dla typu KP 180 SSW wzór G. Benischke'go jest przypadkowo najściślejszy, lub też, że wzór ten wogóle jest najściślejszy dla uzwojeń krążkowych. Jest znamienne również, że wzór ten jest zgodny z danymi doświadczenia przy większych odstępach  $b$ , t. j. przy większym uniesieniu się zwojnicy i w tym wypadku daje prostą zależność między siłami i prądem.

Doświadczenia wykazały, że siły szybko maleją przy unoszeniu się zwojnic, co jest ważne dla konstruktorów. Zmniejszenie się powoduje powiększenie się odstępu  $b$  oraz, w mniejszym stopniu, zwiększenie się oporności zwarcia. Pewne sprężyste umocowania mogą tu skutecznie przeciwdziałać siłom zwarcia, pozwalając na nieznaczne rozsuniecie się zwojnic przy zwarciu i przesuwanie zwojnic na swe miejsca, gdy zwarcie ustanie.

Wzory M. Vidmara dotyczą uzwojeń w położeniu normalnym, t. j. przy odstępnie  $b = 0$ . Ponieważ doświadczalnie trudno było określać siły przy odstępnie  $b = 0$ , więc dla porównania w wierszu 9 i 10-tym tablicy siły te zostały obliczone tylko dla warunków doświadczeń 1 i 3-go, w których odstęp  $b = 1$ , oraz doświadczenia 8-go przy odstępnie  $b = 0,5$  mm. Jak to już było wspomniane, odstęp 0,5 mm jest w warunkach wykonywanych doświadczeń zbyt mały. Z doświadczeń przy różnych odstępach i różnych prądach, przyjmując tylko proporcjonalność sił do kwadratu prądów, można wyliczyć te siły przy odstępnie  $b = 0$ ; będą one tylko nieco większe, niż przy odstępnie  $b = 1$  mm.

Wzór M. Vidmara 44-ty, służący do obliczania sił przy udarowym prądzie zwarcia, jest wyprowadzony z wzoru 41:

$$F_0 = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot (I_z)^2 l_s}{10 \cdot h_1 \cdot m^2} \text{ dyn} \dots \dots \dots (41)$$

Przyjmując, że  $m = 2q$ , a przytem

$$\frac{0,4 \cdot \pi}{10 \cdot 4 \cdot 0,981} = 0,032$$

otrzymamy:

$$F_0 = 0,032 \frac{I_s}{q^2 h_1} \left( \frac{I_z}{1000} \right)^2 \text{ kg} \dots \dots (41b)$$

Powyższy wzór jest bardzo podobny do wzoru R. Richtera:

$$F_{ouz} = 0,032 \frac{I_s}{q^2 h_1} \left( \frac{z i_{uz}}{1000} \right)^2 \text{ kg} \dots \dots (46)$$

Lecz wzór R. Richtera daje wartość dwa razy większą, niż wzór 41b, a to dlatego, że w wzorze 41b dana jest największa wartość siły w czasie połowy okresu, a wartość średnia jest o połowę mniejsza, jak to wynika z wywodów przy wzorach 12-tym i 15-tym wspomnianej wyżej pracy.

Dane wiersza 9-go tablicy A są obliczone z wzoru 41-go lub 41b przy  $I_s = 61,2$  cm,  $m = 6$ ,  $z_1 = 720$ ,  $h_1 = 5,5$  cm dla doświadczenia 1-go i 3-go, 6,3 cm dla doświadczenia 8-go. Wartość  $h_1$  jest rozmaicie brana. M. Vidmar bierze obwód połowy przekroju wieńca zwojnicy, inni zaś biorą tylko wysokość boku zwojnicy. Aby wartość tę zrobić zależną od doświadczeń, została ona wyliczona z wzoru 45-go na oporność urojoną zwarcia, przy  $R_z = 5,20$  i  $\delta = 1,66$ , pę wzoru 18-go i danych rys. 1-go i 2-go.

Wartości, otrzymane z wzoru 41-go, t. j. dane wiersza 9-go tablicy A są większe od otrzymanych z doświadczeń, oraz z wzoru G. Benischke'go: w dośw. 1-szem na 37%, w doświadczeniu 3-ciem na 35% i doświadczeniu 8-mem na 6%.

W wierszu 10-tym są podane wartości sił występujących przy danych prądach, obliczone ze wzoru 44-go M. Vidmara:

$$F_{ouz} = \frac{0,2 \cdot P \cdot 10^6}{m \delta f e_z} \text{ kg} \dots \dots (44)$$

W powyższym  $P = 30$  kVA,  $m = 6$ ,  $\delta = 1,665$  pę wzoru 18-go i rys. 1-go, oraz wartości  $e_z$  podanych w wierszu 6-tym tablicy A.

Przykład obliczenia siły w doświadczeniu 1-szem:

Przy  $e_z = 2,89\%$

$$F_{ouz} = 4150 \text{ kg.}$$

Ustalony prąd zwarcia da siłę 8 razy mniejszą:

$$F_z = 518 \text{ kg.}$$

Pę wzoru 1-go ustalony prąd zwarcia:

$$I_z = \frac{5,96 \cdot 100}{2,89} = 206 \text{ A.}$$

Proporcjonalnie więc do kwadratu prądów, przy prądzie 33 A powinniśmy otrzymać siłę:

$$F_0 = 518 \left( \frac{33}{206} \right)^2 = 13,30 \text{ kg,}$$

a więc o 63% więcej, niż otrzymane z doświadczenia 8,15 kg. W doświadczeniu 3-ciem otrzymano wartość o 58%, a w doświadczeniu 8-mem — o 33% większą.

Okazuje się więc, że najprostszy wzór G. Benischke'go daje wyniki najczęściej zbliżone do doświadczeń; różnice nie przekraczają tu 10%. Wzór G. Benischke'go posiada wielką zaletę prostoty. Niestety, G. Benischke nie podaje jaką wartość obierać należy na odstęp  $a$ . W każdym bądź razie wzór ten pozwalałby na ścisłe sprawdzenie doświadczalne i ustalenie odstępu  $a$  dla różnych uzwojeń walcowych.

Warunki zwarcia trójfazowego w danym transformatorze mało różnią się od warunków zwarcia jednofazowego tegoż transformatora. Tylko przy unoszeniu zwojnicy i nierównych opornościach pozornych poszczególnych faz mogły tu następować prądy wyrównawcze, lecz siły powinny być proporcjonalne do kwadratu prądów, gdyż prądy były mierzone w fazie badanej.

W tablicy B są inne różnice pomiędzy danymi doświadczeń oraz wyliczonymi z różnych wzorów. Naogół różnice te są tu znacznie mniejsze. Największą różnicę, bo dochodzącą do 36%, wykazuje w doświadczeniu 8-mem wzór G. Benischke'go. Ponieważ w doświadczeniu 8-mem i 9-tym odstęp  $b$  był bardzo mały, więc możliwe tu mogło być też sprężynowanie izolacji. W doświadczeniach, podanych w tablicy B, wzór 41-szy daje znacznie niższe wartości, niż wzór 44-ty, a wzór G. Benischke'go — wartości niższe i wyższe od określonych pomiarami.

Uwagi. Wzór 41-szy różni się od wzoru 9-go o tyle, o ile  $h_1$  różni się od  $\pi a$ , t. j., gdyby w pewnym transformatorze

$$h_1 = \pi a,$$

to oba wzory dawałyby wielkości sił równe. Gdybyśmy np wykonali uzwojenie o zwojnicach szerszych, tak, aby  $h_1$  dwu-

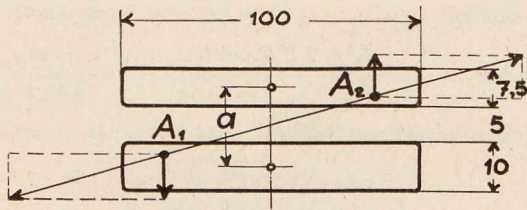
Tablica B  
Zwarcie transformatora trójfazowego.

Doświadczenia		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Uwagi
1	Napięcie V	295	295	330	370	420	420	420	490	505	505	Wielkości mierzone
2	Prąd pierwotny A	20,9	22,0	24,5	26,2	30	30,5	30,5	35,3	36,2	35,5	
3	Siła F kg	2,75	4,75	4,75	4,75	4,75	5,75	7,25	12,75	12,70	8,75	
4	Odstęp „b” w cm	0,50	0,10	0,20	0,50	0,70	0,55	0,40	0,07	0,09	0,50	
5	Oporność $E_z$ Ω	8,15	7,75	7,80	8,17	8,09	7,95	7,95	8,02	8,05	8,21	Wielkości obliczone
6	Napięcie zwarcia $e_z$ %	2,80	2,64	2,67	2,80	2,77	2,73	2,73	2,75	2,77	2,82	
7	Odstęp „a” w cm	2,65	2,35	2,45	2,75	2,95	2,80	2,63	2,32	2,34	2,75	
8	Siła ze wzoru 9-go kg	2,93	3,72	4,45	4,52	5,52	6,02	6,35	9,40	10,10	8,21	
9	Siła ze wzoru 41-go kg		4,65						11,85	12,60		
10	Siła ze wzoru 44-go kg		5,62						14,50	15,30		
11	Prąd zwarcia A		223,5						216	215		



krotnie się powiększyło, to uległaby przy tem dwukrotnemu zmniejszeniu grubość zwojnic, wskutek czego zmalałaby wielkość  $a$  i wtedy wzór 41-szy dawałby wartości sił więcej, niż dwa razy mniejsze od wzoru 9-tego.

Jasne jest, że oba wzory mogą dawać zbliżone wartości tylko w pewnych przypadkach. Np. dla transformatora 30 kVA, o zwojnicach jak na rys. 3-cim, wzór 41-szy dla prą-



Rys. 3.

du 22 A, jak w doświadczeniu 2-gim tablicy B, dałby wartość 3,12 kg, wzór 44-ty — wartość 7,65 kg, a wzór 9-ty — 8 kg. Teoretyczne uzasadnienia wszystkich wymienionych wyżej wzorów posiadają pewne nieścisłości: wzór 9-ty jest właściwie ściśły tylko dla dwóch równoległych przewodów. Przewody kołowe, jak w badanych zwojnicach, wytwarzają inne strumienie linii sił, niż przewody proste, a przytem w prostokątnych przekrojach zwojnic między dowolnymi dwoma punktami obu przekrojów wytwarzają się pę w wzoru 9-go siły, zależne od odległości obu punktów i skierowane po linii, łączącej te punkty.

Ścisłe matematyczne ujęcie tak zawikłanych warunków będzie prawdopodobnie bardzo trudne, choć przybliżone — ten czy inny sposób możliwe. Gdybyśmy np. przypuścili, że przewody są proste, t. j. zwojnice przecięte i wyprostowane z zachowaniem przekroju, jak np. na rys. 3-cim, i gdybyśmy te przekroje podzielili na drobne równoległe paski, to siły oddziaływania między poszczególnymi paskami pę wzoru 9-go byłyby odwrotnie proporcjonalne do odległości między nimi. Lecz składowe w kierunku osi między

dwoma punktami  $A_1$  i  $A_2$  zależne byłyby od pochylenia prostej, łączącej te punkty.

W doświadczeniach tablicy A odstęp  $a$  był wzięty pę wzoru 48-go dlatego, że wzór ten dawał wartości najbliższe do danych doświadczeń, co częściowo się potwierdziło w doświadczeniach tablicy B.

Różnica między wartościami wzorów 44 i 41-go powstała wskutek tego, że wzór 44-ty został utworzony ze wzoru 41-go, jak to widoczne jest przy wzorze 20-stym, przy napięciu urojonym rozproszenia zamiast przy pozornym. Między obu wzorami istnieje więc różnica, jak między opornościami  $Z_z$  i  $X_z$ . Poza to, jak to widoczne jest we wzorze 21-szym, czynnik 1,6 został tam zastąpiony przez 1,5. Wzory więc 44 i 41-szy będą wykazywały mniejszą różnicę w transformatorach na wyższe napięcie i wielkie moce, w których to różnica między  $Z_z$  i  $X_z$  jest znikomo mała. Ocena więc porównawczej wartości wzoru Vidmara i G. Benischke'go w naszych doświadczeniach powinna polegać na porównaniu wartości wzorów 41 i 9-go.

Podane tu doświadczenia, wykonane w sposób prymitywny, wskazują, że przypuszczalnie tylko doświadczenia ze zwojnicami rozmaitych kształtów pozwolą na ściślejsze określenie sił zwarcia w uzwojeniach krążkowych. Doświadczenia te, jak starałem się tu wykazać, są dość łatwe do wykonania, należy mieć jedynie pewną zręczność w eksperymentowaniu oraz orjentować się nieco w rozmaitych zależnościach lub przeszkodach, zachodzących przy badaniach.

Póki więc ściślejsze badania nie dadzą nam określonych i innych wyników, to doświadczenia, podane w tablicy A i B wskazują, że siły powstające przy zwarciu w uzwojeniach krążkowych dość ściśle są określane obliczeniami starszemi, t. j. wzorem 41-ym, nazwanym tu wzorem M. Vidmara, lub wzorem 44-ym, jeśli między  $Z_z$  i  $X_z$  jest mała różnica. Rozważania zaś wskazują, że wzór G. Benischke'go 9b będzie dawał ściślejsze wyniki przy wąskich zwojnicach (o małych  $h_1$ ) i mniej ściśle przy szerokich, jak na rys. 3-cim.

## PRZYZYNEK DO WYKRESU KOŁOWEGO SILNIKÓW ASYNCHRONICZNYCH WG. PROF. OSSANNY

Inż. H. PARTUM

Wyprowadzone przez autora wzory dają możliwość obliczania wielkości, występujących w silnikach indukcyjnych wielofazowych, między innymi prądu w stojanie, sprawności i  $\cos \varphi$  dla dowolnego punktu pracy, następnie mocy maksymalnej oraz stosunku momentu momentem maksymalnym i dowolnym. Wzory zostały wyprowadzone na mocy rysunków geometrycznych, bez żadnych nowych założeń natury fizycznej i mogą być stosowane z pożytkiem w tych wypadkach, gdzie zależy na dokładności, ponieważ przy wykresach graficznych mogą łatwiej zejść pewne niedokładności.

Wzory autora są jeszcze dość złożone; może być, iż posłużą one, jako podstawa do wyprowadzenia wzorów prostszych, opartych na danych doświadczalnych. Brak formy przejrzystej nie pozwala też na łatwą dyskusję otrzymanych rezultatów. Wzór na przeciążalność momentu jest przybliżony, prawdopodobnie autor chciał w ten sposób otrzymać prostszą formę. Tym też względem zapewne daje się wytłomaczyć, iż autor wybrał jako parametr  $p = \frac{\text{moc rozpatrywana}}{\text{moment maksymalny}}$ , a nie moment rozpatrywany.

Wyprowadzone wzory dają jednak już obecnie przewagę nad metodami graficznymi, o ile idzie o obliczenia, wykonywane w dużych ilościach, a mające na celu ustalenie liczbowych zależności pomiędzy zmiennymi w pewnym rozpatrywanym zakresie, co może mieć, naprz., miejsce przy projektowaniu całej serji silników indukcyjnych.

Jako przykład takiego zastosowania wzorów, może służyć wykres Nr. 6, odtwarzający pewne zależności przy silnikach o danej mocy maksymalnej.

Warszawa, 5 listopada 1934 r.

Prof. K. Żórawski.

**Streszczenie.** Przez analityczne ujęcie najczęściej używanej konstrukcji wykresu kołowego prof. Ossanny, wyprowadzone zostają wzory na sprawność, współczynnik mocy i prąd, pobierany przez silnik asynchroniczny przy dowolnym obciążeniu pomiędzy biegiem jałowym a mocą maksymalną. Przy pewnych założeniach, upraszczających rachunek,

wyprowadzony zostaje przybliżony wzór na przeciążalność momentu.

Podane są wykresy, mające na celu ułatwienie obliczeń mocy maksymalnej i współczynnika mocy, oraz kilka przykładów zastosowania uzyskanych wzorów.

Oznaczenia.

- $U$  — napięcie skojarzone sieci w V,
- $I_z$  — prąd zwarcia w A,
- $I_0$  — prąd przy biegu jałowym w A,
- $\varphi_z$  i  $\varphi_0$  — kąty przesunięcia fazy prądów zwarcia i biegu jałowego względem napięcia w  $^{\circ}$ ,
- $\Delta P_0$  — straty przy biegu jałowym w W,
- $\Delta P_f$  — straty mechaniczne,
- $P_{2max}$  — moc maksymalna silnika asynchr. trójf. w W,
- $P_{2n}$  — moc znamionowa silnika w W,
- $P_s$  — moc silnika przy obciążeniu dowolnym w W,
- $p_m = \frac{P_{2max}}{P_{2n}}$  — przeciążalność mocy,
- $p_{\mu}$  — przeciążalność momentu,
- $p = \frac{P_{2max}}{P_2}$  parametr punktu pracy,
- $I_1$  — prąd pobierany z sieci przy mocy  $P_2$  w A,
- $I_{1n}$  — prąd pobierany z sieci przy mocy znamionowej w A,
- $\eta_n \cos \varphi_n$  — sprawność i  $\cos \varphi$  przy mocy znamionowej,
- $I_n = I_{1n} \cdot \eta_n \cdot \cos \varphi_n$ ,
- $m = \frac{P_{2max}}{P_{2n}} \cdot 100\%$  procentowa moc maksymalna,
- $\epsilon = \frac{P_2}{P_{2n}} \cdot 100\%$  procentowe obciążenie silnika,
- $a = \frac{I_z}{I_n} \cdot 100\%$  procentowy prąd zwarcia,
- $b = \frac{I_0}{I_n} \cdot 100\%$  procentowy prąd przy biegu jałowym,
- $c = \frac{I_0 \cos \varphi_0}{I_n} \cdot 100\% = \frac{\Delta P_0}{P_{2n}} \cdot 100\%$  procentowe straty przy biegu jałowym.

Na rys. 1 podany jest wykres kołowy prof. Ossanny w formie najczęściej stosowanej przy obliczeniach trójfazowych silników asynchronicznych\*).

Z wykresu określamy zapomocą konstrukcji, uwidocznionej na rysunku, w odpowiednich skalach:

- moc maksymalną silnika —  $NN_1$ ,
- moment maksymalny silnika —  $MM_1$ .

Dla dowolnego punktu pracy  $P$ , odpowiadającego mocy silnika  $P_2$ , proporcjonalnej do odcinka  $N_1 N_2 = P P_1$ , określimy nadto:

- prąd pobierany przez silnik —  $OP$ ,
- sprawność  $\eta = \frac{DE}{DF}$ ,

spółczynnik mocy  $\cos \varphi = \cos \sphericalangle POU$ ,  
moment —  $PP_2$ .

W wypadku, jeśli punkt  $P$  odpowiada mocy znamionowej silnika, otrzymamy jednocześnie:

przeciążalność mocy  $p_m = \frac{NN_1}{PP_1}$

przeciążalność momentu  $p_{\mu} = \frac{MM_1}{PP_2}$

\*) Konstrukcja wykresu według Arnolda — „Die Wechselstromtechnik“ V tom.

Obierając początek układu współrzędnych w środku koła  $C$  i skierowując oś rzędnych prostopadle do linii mocy oddanej  $ZJ$ , otrzymamy dogodniejszy układ współrzędnych, pozwalający obliczyć analitycznie niektóre wielkości, określone wyżej drogą graficzną.

Stosując przyjęte na wstępie oznaczenia, obliczymy odcinek  $NN_1$ , czyli prąd watowy, odpowiadający mocy maksymalnej silnika:

$$m = \overline{NN_1} = \frac{I_z^2 + I_0^2 - 2 I_z I_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_z)}{I_z \sin \varphi_z - I_0 \sin \varphi_0} \cdot \frac{1 - \cos \varphi_z}{2 \sin \varphi_z} \quad (1)$$

oraz moc maksymalną silnika w watach:

$$P_{2max} = \sqrt{3} \cdot U \cdot \overline{m} \quad (1a)$$

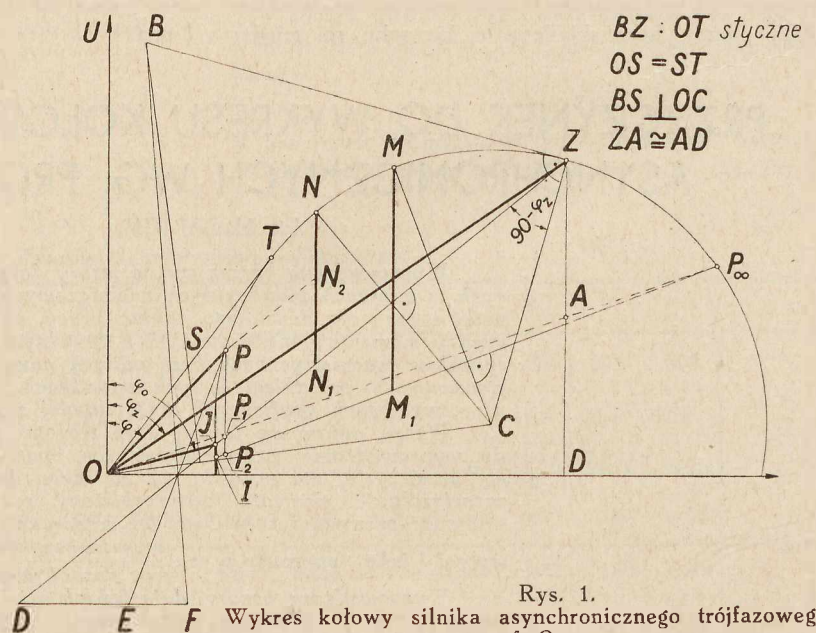
Dla określenia wielkości, związanych z określonym punktem koła, np.  $\eta$  lub  $\cos \varphi$ , musimy wprowadzić, oprócz wielkości, niezbędnych do zbudowania koła ( $I_z, I_0, \varphi_z, \varphi_0$ ), parametr punktu pracy, określony przez wzór:

$$p = \frac{P_{2max}}{P_2} = \frac{NN_1}{N_1 N_2} \quad (2)$$

Jak ze wzoru (2) widać, parametr punktu pracy  $p$  zmienia się w granicach od 1 do  $\infty$ , przyczem wartość  $p = 1$  odpowiada punktowi mocy maksymalnej  $N$ , zaś  $p = \infty$  odpowiada punktowi biegu jałowego silnika  $J$ .

W szczególnym wypadku, gdy rozpatrujemy punkt, odpowiadający mocy znamionowej silnika, parametr  $p$  staje się liczbowo równy przeciążalności mocy.

Korzystając z zależności (2), otrzymamy po szeregu przekształceń wzory na sprawność i  $\tg \varphi$  dla dowolnego punktu koła:



Rys. 1. Wykres kołowy silnika asynchronicznego trójfazowego wg prof. Ossanny.

\*) Arnold podaje w tomie V na str. 108 wzór na moc maksymalną:

$$P_{2max} = \sqrt{3} \cdot U_1 \cdot \frac{I_z - I_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_z)}{2(1 + \cos \varphi_z)}$$

Jak łatwo stwierdzić, wzór ten otrzymujemy ze wzoru (1a), zakładając  $\varphi_0 = \varphi_z$ .

$$\eta = 1 - \frac{p \operatorname{sn} \varphi_z S_w \left( I_z + \frac{p-1}{p} R_w \right) - (1 - \cos \varphi_z) R_w \left[ \frac{N}{1 - \cos \varphi_z} \cdot (I_z + R_w) - \frac{I_0 \cos \varphi_0}{\operatorname{sn} \varphi_z} \right]}{(I_z + R_w) \left[ p \operatorname{sn} \varphi_z S_w + (1 - \cos \varphi_z) \left( R_b - \frac{N}{1 - \cos \varphi_z} \cdot R_w \right) \right]} \quad (3)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{p \operatorname{sn} \varphi_z S_b - (1 - \cos \varphi_z) \left( R_w + \frac{N}{1 - \cos \varphi_z} \cdot R_b \right)}{p \operatorname{sn} \varphi_z S_w + (1 - \cos \varphi_z) \left( R_b - \frac{N}{1 - \cos \varphi_z} \cdot R_w \right)} \quad (4)$$

Dla skrócenia wzorów (3) i (4) sumy i różnice składowych wiatowych i bezwiatowych prądów  $I_z$  i  $I_0$  zostały poznaczane pojedynczymi symbolami

$$\left. \begin{aligned} S_b &= I_z \operatorname{sn} \varphi_z + I_0 \operatorname{sn} \varphi_0 \\ S_w &= I_z \cos \varphi_z + I_0 \cos \varphi_0 \\ R_b &= I_z \operatorname{sn} \varphi_z - I_0 \operatorname{sn} \varphi_0 \\ R_w &= I_z \cos \varphi_z - I_0 \cos \varphi_0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (5)$$

Nadto oznaczono wyraz niewymierny:

$$N = \sqrt{(1 - \cos \varphi_z) [p^2 - 1 + \cos \varphi_z (p - 1)^2]} \quad (6)$$

Wzory (3) i (4) posiadają małą wartość praktyczną, ze względu na zbyt zawiłą formę.

Biorąc pod uwagę, że sprawność silnika obliczamy zazwyczaj nie z wykresu, lecz ze strat poszczególnych, pozostawimy wzór (3) w pierwotnej formie.

Wprowadzając dodatkowe oznaczenia, możemy ze wzoru (4) obliczyć wartość współczynnika mocy:

$$\cos \varphi = z \frac{k + x \cos \varphi_0 - y \operatorname{sn} \varphi_0}{\sqrt{k^2 + 2kx \cos \varphi_0 + x^2}} \quad (7)$$

We wzorze tym oznaczono:

$$k = \frac{I_z}{I_0} \quad (7a)$$

$$x = \frac{p \operatorname{sn} \varphi_z + N}{\cos \varphi_z (p \operatorname{sn} \varphi_z - N) + (1 - \cos \varphi_z) \operatorname{sn} \varphi_z} \quad (7b)$$

$$y = \frac{1 - \cos \varphi_z}{\cos \varphi_z (p \operatorname{sn} \varphi_z - N) + (1 - \cos \varphi_z) \operatorname{sn} \varphi_z} \quad (7c)$$

$$z = \frac{p \operatorname{sn} \varphi_z + N}{\sqrt{(p \operatorname{sn} \varphi_z + N)^2 + (1 - \cos \varphi_z)^2}} \quad (7d)$$

Znając  $\cos \varphi$  dla punktu pracy, odpowiadającego określonej wartości parametru  $p$ , możemy obliczyć prąd pobierany przez silnik przy mocy  $P_2 = \sqrt{3} U \cdot \frac{m}{p}$  ze wzoru:

$$I_1 = \frac{1}{\cos \varphi - \operatorname{sn} \varphi \cdot \operatorname{tg} \alpha} \left[ \frac{m}{p} - \frac{I_z I_0 \operatorname{sn} (\varphi_0 - \varphi_z)}{I_z \operatorname{sn} \varphi_z - I_0 \operatorname{sn} \varphi_0} \right] \quad (8)$$

gdzie

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{I_z \cos \varphi_z - I_0 \cos \varphi_0}{I_z \operatorname{sn} \varphi_z - I_0 \operatorname{sn} \varphi_0} \quad (8a)$$

Dla każdego silnika istnieje taka wartość parametru  $p$ , przy której wyrażenie, zawarte w nawiasie kwadratowym wzoru (8), staje się równe zeru.

W tym wypadku przybiera również wartość zerową wyrażenie:

$$\cos \varphi - \operatorname{sn} \varphi \operatorname{tg} \alpha$$

i na  $I_1$  otrzymujemy wyrażenie nieokreślone  $\frac{0}{0}$ .

Omówiona zależność zachodzi przy wartości parametru:

$$p = \frac{m (I_z \operatorname{sn} \varphi_z - I_0 \operatorname{sn} \varphi_0)}{I_z I_0 \cdot \operatorname{sn} (\varphi_0 - \varphi_z)} \quad (8b)$$

W podanych niżej przykładach zostanie wykazane, że ze wzoru (8b) otrzymujemy zazwyczaj stosunkowo dużą

wartość parametru  $p$ , odpowiadającą małym procentowym obciążeniom silnika.

Prądy, odpowiadające parametrom o wartościach równych, lub zbliżonych do wartości, określonej przez wzór (8b), możemy obliczyć ze wzoru:

$$I_1 = \frac{1}{\operatorname{sn} \varphi + \cos \varphi \cdot \operatorname{tg} \alpha} \left[ \frac{I_z^2 - I_0^2}{2 (I_z \operatorname{sn} \varphi_z - I_0 \operatorname{sn} \varphi_0)} - \frac{m}{p} \cdot \frac{N}{1 - \cos \varphi_z} \right] \quad (8c)$$

Wzór ten daje oczywiście identyczne rezultaty ze wzorem (8), lecz jest mniej dogodny w użyciu, ze względu na obecność niewymiernego wyrażenia  $N$ , określonego przez wzór (6).

Jedną z najbardziej interesujących wielkości charakterystycznych silnika jest moment maksymalny, lub też przeciążalność momentu, wyrażona wg. oznaczeń rys. 1 stosunkiem:

$$P_{\mu} = \frac{M_{max}}{M_{nom}} = \frac{MM_1}{PP_2}$$

Obliczenie odcinków  $MM_1$  i  $PP_2$  jest niestety połączone z dużymi trudnościami, ze względu na konieczność wprowadzenia jeszcze jednej zmiennej — strat mechanicznych, co jest potrzebne do ustalenia rzędnej punktu  $I$ , oraz ze względu na to, że, określając przecięcie prostej  $OP_{\infty}$  z kołem, otrzymujemy na współrzędne punktu  $P_{\infty}$  nowe wyrażenia niewymierne, komplikujące wzór.

Czyniąc pewne upraszczające założenia, możemy otrzymać przybliżony wzór na długość odcinka, odpowiadającego momentowi maksymalnemu, dający dla praktycznych celów dostateczną dokładność.

W konstrukcji stosowanej przez Arnolda prostą momentów wyznacza punkt  $I$ , leżący na rzędnej punktu  $J$ , w odległości od  $J$  równej prądowi, idącemu na pokrycie strat mechanicznych  $\left( IJ = \frac{\Delta P_2}{\sqrt{3} U} \right)$ , oraz punkt  $P_{\infty}$ , wyznaczony przez przecięcie z kołem prostej, łączącej punkt  $O$  z punktem  $A$ .

Przyjmując za linię momentów prostą, łączącą środki rzędnych punktów  $J$  i  $Z$  i określając sposobem normalnym w stosunku do tej linii odcinek momentu maksymalnego, otrzymamy:

$$\mu = \frac{MM_1}{PP_2} \approx \frac{1}{2 \operatorname{sn} \varphi_z} \left[ \left( \frac{1}{\cos \beta} - \operatorname{tg} \beta \right) (I_z - I_0) + I_0 \operatorname{sn} \varphi_0 \cos \varphi_z \right] \quad (9)$$

przyczem

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \alpha \quad (9a)$$

Biorąc dalej pod uwagę, że dla większości silników stosunek odcinków  $PP_2$  i  $PP_1$  waha się około 1,05, możemy przeciążalność momentu obliczyć z przybliżonego wzoru:

$$P_{\mu} = \frac{MM_1}{PP_2} \approx \frac{P_m \mu}{1,05 m} \quad (9b)$$

Operowanie wzorami, wyrażającymi odcinki mocy w skali prądów, jest mało obrazowe i z tego względu wygodniej jest niekiedy wprowadzić wielkości procentowe.

Przyjmijmy jako 100% prąd wiatowy, odpowiadający mocy znamionowej silnika  $P_{2n}$ :

$$I_n = I_{1n} \cdot \eta_n \cdot \cos \varphi_n = \frac{P_{2n}}{\sqrt{3} U} = 100\% \quad (10)$$

Wówczas z łatwością wyrazimy w % szereg charakterystycznych wielkości silnika:

procentowy prąd zwar-  
cia  $\dots \dots \dots a = \frac{I_z}{I_n} \cdot 100\% \dots \dots \dots (11)$

procentowy prąd przy biegu jałowym. . .  $b = \frac{I_0}{I_n} \cdot 100\%$ . . . . . (12)

procentowe straty przy biegu jałowym. . .  $c = \frac{I_0 \cos \varphi_0}{I_n} \cdot 100\% = \frac{\Delta P_0}{P_{2n}} \cdot 100\%$ . (13)

Podstawiając we wzorze (1) zamiast  $I_z$  i  $I_0$  wielkości procentowe  $a$  i  $b$ , otrzymamy moc maksymalną w procentach mocy znamionowej.

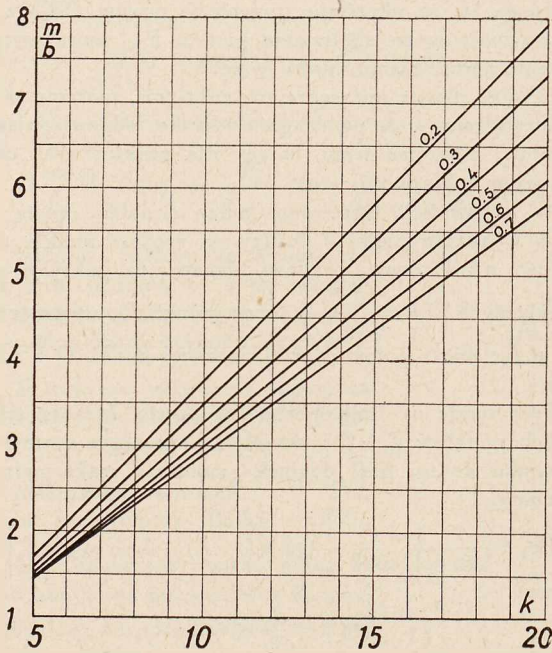
Dla otrzymania przeciążalności mocy wystarczy wtedy otrzymany procentowy rezultat  $m$  podzielić przez 100.

Wzory 8 lub 8c po zastąpieniu  $I_z$  i  $I_0$  przez odpowiednie wielkości procentowe dają na  $I_1$  wielkość, wyrażoną w % tego prądu, jakiby silnik pobierał, oddając moc znamionową i posiadając  $\eta_n = 1$  i  $\cos \varphi_n = 1$ .

Oczywiście zamiast  $\frac{m}{p}$  należy we wzorach podstawić przy obliczaniu prądu znamionowego  $I_{1n}$  — cyfrę 100, zaś przy obliczaniu prądów  $I_1$ , dla dowolnych mocy  $P_2$ , odpowiednie procentowe obciążenia:

$$\varepsilon = \frac{P_2}{P_{2n}} \cdot 100\%$$

Wyprowadzone wzory umożliwiają zbudowanie wykresów, ułatwiających obliczenie niektórych wielkości.



Rys. 2.

Zależność  $\frac{m}{b} = f(k)$  dla różnych wartości  $\cos \varphi_z$ .

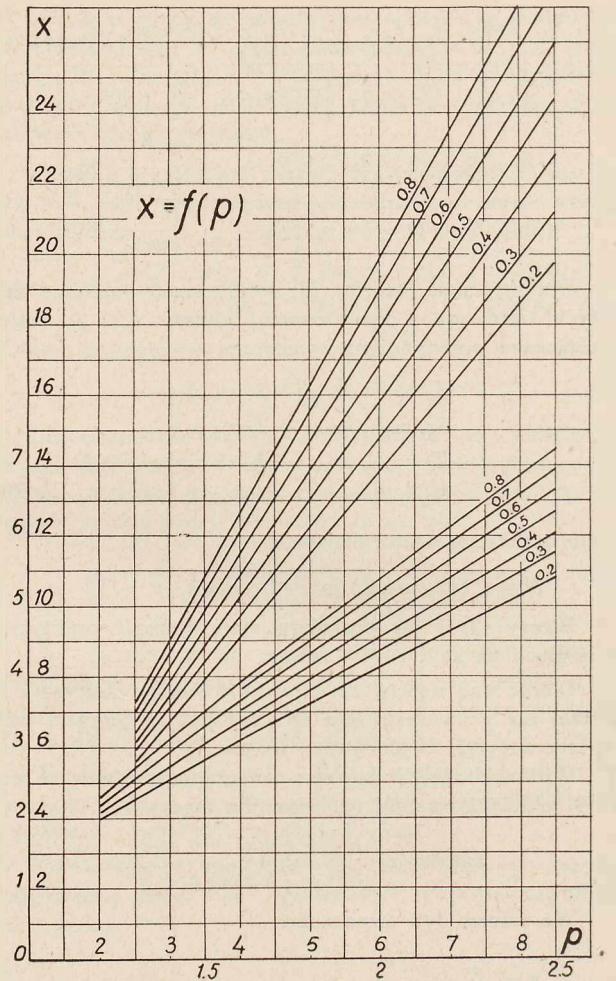
Na rys. 2 podany jest obliczony ze wzoru (1) układ krzywych  $\frac{m}{b} = f(k)$  dla różnych wartości  $\cos \varphi_z$

Przy obliczaniu tego wykresu przyjęto dla  $\cos \varphi_0$  stałą wartość 0,1, biorąc pod uwagę, że zmienna  $\varphi_0$  wywiera minimalny wpływ na wartość stosunku  $\frac{m}{b}$  \*).

Rysunki 3, 4 i 5 podają wartości współczynników  $x$ ,  $y$  i  $z$ , obliczone ze wzorów 7b, 7c i 7d, i mają na celu uproszczenie obliczenia  $\cos \varphi$  ze wzoru 7.

\*) Arnold oblicza moc maksymalną ze wzoru (1) przybliżonego, nie zawierającego zmiennej  $\varphi_0$ :

$$P_{2max} = \sqrt{3} \cdot U \cdot \frac{I_z - I_0}{2(1 + \cos \varphi_z)} \quad (\text{tom V str. 109}).$$

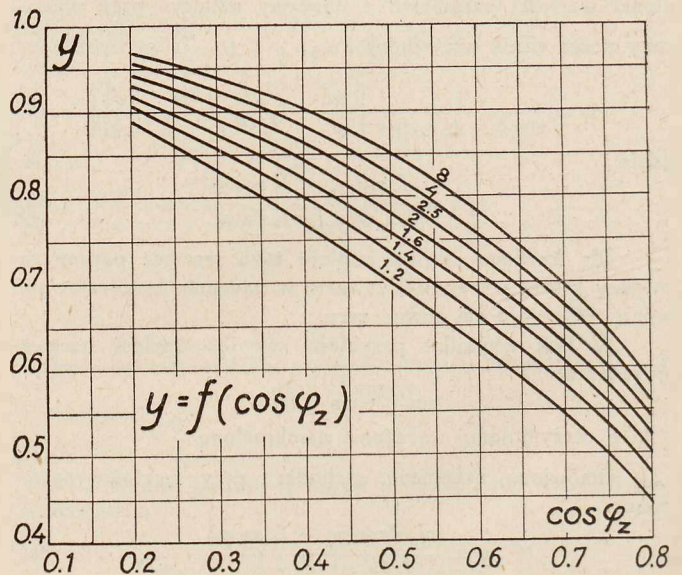


Rys. 3.

Zależność  $x = f(p)$  dla różnych wartości  $\cos \varphi_z$ .

Mając znaną z wykresu 2 przeciążalność mocy silnika  $p_m$ , będącą jednocześnie wartością liczbową parametru punktu pracy, odpowiadającego mocy znamionowej, odczytujemy z rysunków 3, 4 i 5 wartości  $x$ ,  $y$  i  $z$  dla  $p = p_m$

Chcąc obliczyć  $\cos \varphi$  dla innych punktów pracy, czyli



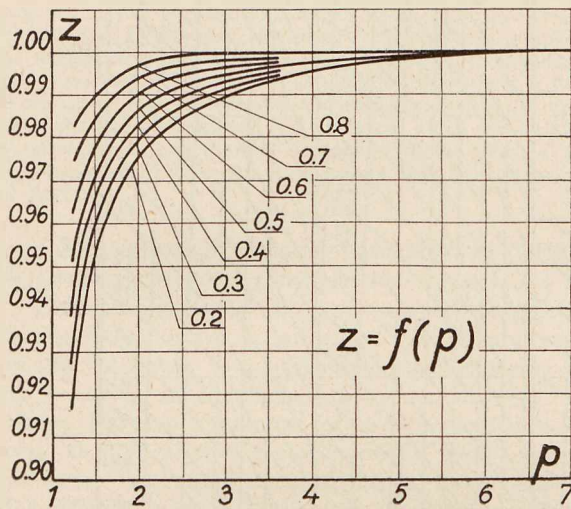
Rys. 4.

Zależność  $y = f(\cos \varphi_z)$  dla różnych wartości  $p$ .

innych obciążeń silnika, musimy odczytać wartości współczynników  $x$ ,  $y$  i  $z$  dla wartości  $p$ , określonych wzorem:

$$p = \frac{m}{\varepsilon},$$

gdzie  $\varepsilon$  jest procentowym obciążeniem silnika, wyrażonym w % mocy znamionowej.



Rys. 5. Zależność  $z = f(p)$  dla różnych wartości  $\cos \varphi_z$ .

Jeśli np. z wykresu 2 określiliśmy  $m = 180\%$  i chcemy odczytać współczynniki dla punktu, przy którym moc silnika wynosi  $\varepsilon = 25\%$  ( $\frac{1}{4}$  mocy znamionowej), to wartość parametru wyniesie:

$$p_{25} = \frac{180}{25} = 7,2.$$

Rysunek 6 podaje, jako jeden ze szczególnych przykładów zastosowania wyprowadzonych wzorów, układy krzywych stałej sprawności i stałego współczynnika mocy dla maszyn o dwukrotnej przeciążalności mocy ( $m = 200\%$ ) oraz dla różnych procentowych strat przy biegu jałowym ( $c = 2, 4, 6, 8$  i  $10\%$ ).

Przy pomocy tego wykresu możemy, przystępując do obliczania silnika, zgóry określić prąd zwarcia, prąd przy biegu jałowym oraz oporności omową i indukcyjną, jeśli założymy:

- moc maksymalna (w danym wypadku  $200\%$ ),
- sprawność,
- współczynnik mocy,
- straty przy biegu jałowym.

Postępowanie przy stosowaniu wykresu jest następujące: w układzie krzywych dla założonych strat przy biegu jałowym  $c\%$  odnajdujemy punkt przecięcia krzywej założonej sprawności (krzywa o charakterze prawie pionowym) z krzywą założonego  $\cos \varphi$  (krzywa skośna).

Spółrzędne punktu przecięcia określają procentowy prąd przy biegu jałowym  $b$  oraz  $\cos \varphi_z$ .

Obliczamy  $\frac{m}{b}$  i z wykresu 2 określamy odpowiednią wartość  $k$ , co skolei pozwala obliczyć procentowy prąd zwarcia  $a$ .

Przejdźcie z wielkości procentowych na ampery i obliczenie oporności przy danym napięciu jest proste i nie wymaga żadnych wyjaśnień.

**Przykład 1.**

Silnik 55 kW, 380 V, 950 obr/min.

Próba zwarcia i biegu jałowego dały:

$$\begin{aligned} I_z &= 58,5 \text{ A} & \cos \varphi_z &= 0,5 & \varphi_z &= 60^\circ & \text{sn } \varphi_z &= 0,866 \\ I_0 &= 7,52 \text{ A} & \cos \varphi_0 &= 0,1 & \varphi_0 &= 84^\circ 15' & \text{sn } \varphi_0 &= 0,995 \end{aligned}$$

Obliczamy:

$$I_n = \frac{5,5 \cdot 1000}{\sqrt{3} \cdot 380} = 8,36 \text{ A},$$

$$a = \frac{58,5}{8,36} \cdot 100 = 700\%; \quad b = \frac{7,52}{8,35} \cdot 100 = 90\%; \quad k = \frac{700}{90} = 7,77.$$

Z wykresu 2:  $\frac{m}{b} = 2,38$ ;  $m = 2,38 \cdot 90 = 214\%$ ;  $p_m = 2,14$ .

Z wykresów 3, 4 i 5:  $x = 5,2$   $y = 0,79$   $z = 0,988$

$$\cos \varphi_n = 0,988 \cdot \frac{7,77 + 5,2 \cdot 0,1 - 0,79 \cdot 0,995}{\sqrt{7,77^2 + 2 \cdot 7,77 \cdot 5,2 \cdot 0,1 + 5,2^2}} = 0,759$$

$$\text{sn } \varphi = 0,65 \quad \text{tg } \alpha = \frac{700 \cdot 0,5 - 90 \cdot 0,1}{700 \cdot 0,866 - 90 \cdot 0,995} = \frac{341}{516,5} = 0,66,$$

$$I_{1n} = \frac{1}{0,759 - 0,65 \cdot 0,66} \left[ 100 - \frac{700 \cdot 90 \cdot \cos(84^\circ 15' - 60)}{516,5} \right] = \frac{1}{0,33} [100 - 50] = 151,5\%; \quad I_{1n} = 1,515 \cdot 8,36 = 12,65 \text{ A}$$

$$\text{tg } \beta = \frac{1}{2} \cdot 0,66 = 0,33, \quad \cos \beta = 0,95.$$

$$\mu = \frac{1}{2 \cdot 0,866} \cdot \left[ \left( \frac{1}{0,95} \right) (700 - 90) + 90 \cdot 0,5 \cdot 0,995 \right] = 281\%$$

$$p_\mu \approx \frac{281}{105} = 2,68.$$

Dla punktu odpowiadającego połowie mocy znamionowej, czyli  $\frac{5,5}{2} = 2,75 \text{ kW}$ :  $\varepsilon = 50\%$

$$p_{50} = \frac{214}{50} = 4,28,$$

$$x = 11,75, \quad y = 0,83, \quad z = 0,997$$

$$\cos \varphi_{50} = 0,997 \cdot \frac{7,77 + 11,75 \cdot 0,1 - 0,83 \cdot 0,995}{\sqrt{7,77^2 + 2 \cdot 7,77 \cdot 11,75 \cdot 0,1 + 11,75^2}} = 0,55.$$

Ponieważ dla  $\varepsilon = 50\%$  wzór (8) przybiera postać  $\frac{0}{0}$ , stosujemy do określenia prądu wzór (8c):

$$\text{sn } \varphi_{50\%} = 0,835$$

$$N = \sqrt{(1 - 0,5) [4,28^2 - 1 + 0,5 (4,28 - 1)^2]} = 3,39.$$

$$I_{1-50\%} = \frac{1}{0,835 + 0,55 \cdot 0,66} \left[ \frac{700^2 - 90^2}{2 \cdot 516,5} - 50 \cdot \frac{3,39}{0,5} \right] = 107\%.$$

$$I_{1-50\%} = 1,07 \cdot 8,36 = 8,94 \text{ A}.$$

**Przykład 2.**

Obliczyć prąd zwarcia, prąd przy biegu jałowym oraz oporność omową i indukcyjną silnika trójfazowego o dwukrotnej przeciążalności mocy i następujących danych:

$$P_{zn} = 40 \text{ KM}, \quad U = 500 \text{ V}, \quad \eta_n = 90\%, \quad \cos \varphi_n = 0,9.$$

Straty silnika w % mocy wynoszą:

$$\frac{1 - 0,9}{0,9} \cdot 100 = 11,1\%;$$

Zakładamy stosunek strat zmiennych do stałych  $\approx \frac{1,5}{1}$ ;

Straty stałe wynoszą ok.  $\frac{11,1}{2,5} = 4,45\%$ .

Przyjmujemy  $c \approx 5\%$ .

Z wykresu (6) znajdujemy:

dla  $c = 4\%$   $b = 33,5\%$   $\cos \varphi_z = 0,3$

„  $c = 6\%$   $b = 30,8\%$   $\cos \varphi_z = 0,21$ .

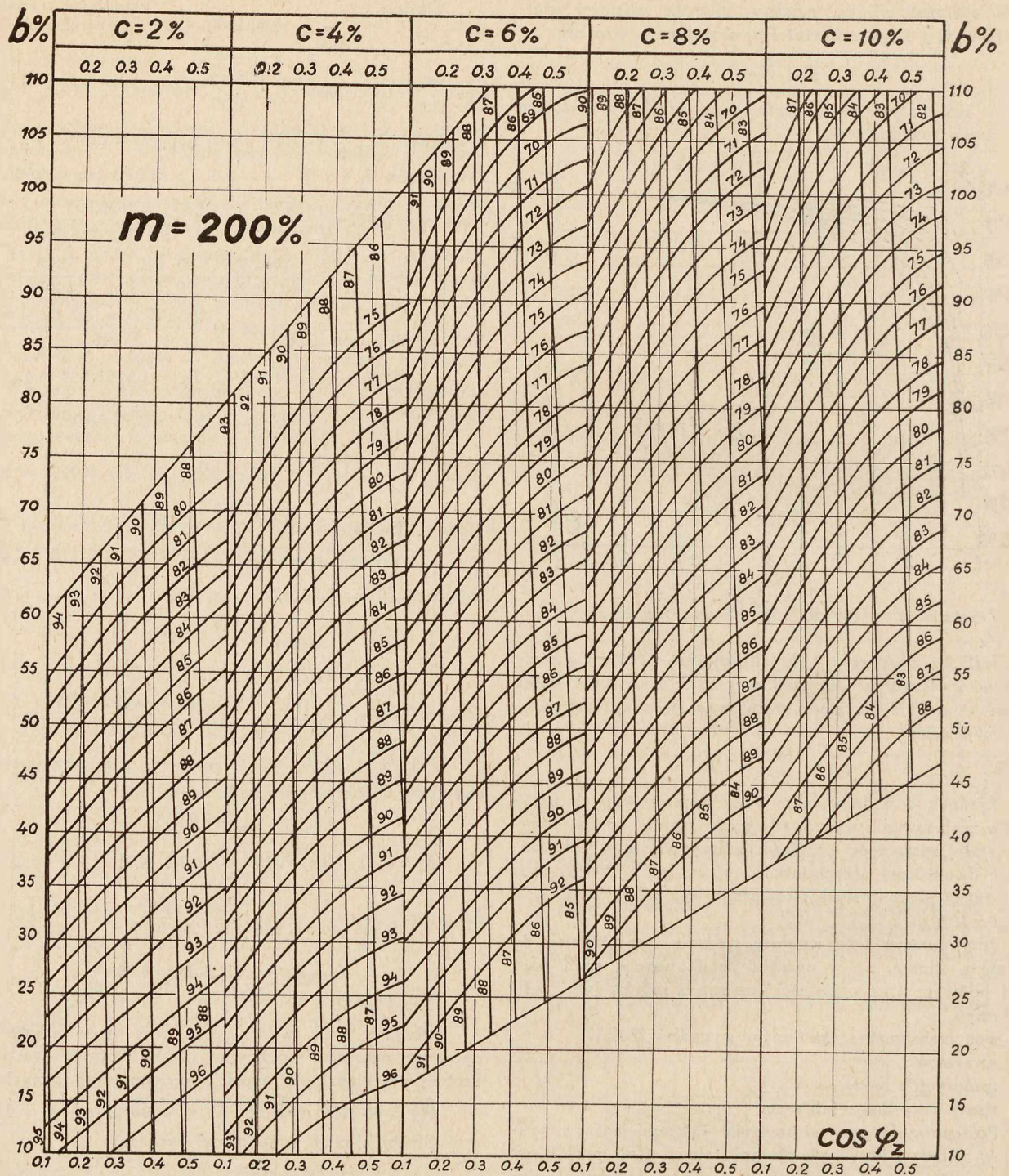
Przez interpolację dla  $c = 50\%$  otrzymamy:

$$b = 32,15\% \quad \cos \varphi_z = 0,255$$

$$\frac{m}{b} = \frac{200}{32,15} = 6,22;$$

z rys. 1 znajdujemy:

$$k = 16,5$$



Rys. 6.

Układy krzywych  $\tau_1 = \text{constans}$ ;  $\cos \varphi = \text{constans}$  dla różnych wartości  $c\%$ .  
przy stałej mocy maksymalnej  $m = 200\%$ .

czyli

$$a = 16,5 \cdot 32,15 = 530\%.$$

$$I_n = \frac{50 \cdot 736}{\sqrt{3 \cdot 500}} = 42,4 \text{ A.}$$

$$I_z = 42,4 : 5,3 = 225 \text{ A}$$

$$I_1 = 42,4 \cdot 0,3215 = 13,65 \text{ A.}$$

Oporność pozorną zwarcia:

$$Z_z = \frac{500}{\sqrt{3 \cdot 225}} = 1,283 \Omega.$$

Oporność omowa:

$$R_z = 1,283 \cdot 0,255 = 0,327 \Omega.$$

Oporność indukcyjna:

$$X_z = \sqrt{1,283^2 - 0,327^2} = 1,24 \Omega.$$

# ZWARCIE Z ZIEMIĄ W DŁUGICH LINJACH DALEKONOŚNYCH

Inż. AUGUST SMOLAŃSKI (Katowice)

**Streszczenie.** W artykule niniejszym przeprowadzone jest ścisłe obliczenie zaburzeń, występujących przy zwarciu z ziemią jednego z przewodów trójfazowej symetrycznej linii dalekonośnej. Obliczenie, wykonane rachunkiem symbolicznym, obejmuje najogólniejszy wypadek linii, obciążonej na końcu i zwartej przez dowolnie duży opór omowy w dowolnym miejscu linii. Z ogólnych wyników rozpatrzone są niektóre wypadki szczególne, jak zwarcie linii nieobciążonej, przy obciążeniu naturalnym i bezpośrednie zwarcie przez opór, równy zero. W końcu przeliczony jest konkretny przykład liczbowy.

**D**ŁUGIE linje dalekonośne, prowadzone na odległości setek a nawet tysięcy km, narażone są na częste zwarcia z ziemią, czy to chwilowe, jak przy przeskoku do konstrukcji wsporczych w wilgotnym powietrzu i podczas burzy, czy też trwałe, przy uszkodzeniu izolatora albo spadnięciu przewodu na konstrukcję wsporcza, niekiedy nawet na ziemię. Ogromna pojemność przewodów względem ziemi sprawia, że prąd zwarcia z ziemią osiąga wielkie natężenia i wprowadza duże zaburzenia w ruchu. Równowaga linii względem ziemi zostaje zaburzona, napięcia przewodów względem ziemi przybierają nierówne wartości, nadmierne obciążenie pojemnościowe zwartej przewodu powoduje nierówność napięć fazowych i międzyprzewodowych wzdłuż linii, obciążenie na końcu linii zmienia się i staje się nierównomierne. Zjawiska te zależą od wielu niezależnych od siebie czynników: miejsce i opór zwarcia z ziemią, wielkość i przesunięcie fazowe obciążenia na końcu linii, wreszcie zależą od długości linii i oporu falowego przewodów.

Rozpatrywanie tych zjawisk przy przyjęciu pojemności i indukcyjności skupionych nie pozwala na przybliżone nawet ujęcie tych wszystkich zależności, dlatego więc konieczne jest tu wprowadzenie obliczenia ścisłego, uwzględniającego rzeczywisty rozkład pojemności i indukcyjności wzdłuż przewodów. Najstosowniejszym okazuje się przy tym rachunek symboliczny, umożliwiający proste przeprowadzenie działań wielkościami kierunkowymi.

Obliczenie odnosić się będzie do symetrycznej linii trójfazowej z nieuziemionym punktem zerowym ani przy zasilaniu, ani przy odbiorze. Oporności i upływności pozorne, charakteryzujące własności fizyczne linii, uważane są jako równomiernie rozłożone wzdłuż długości linii i równe dla wszystkich trzech przewodów, miejsca nieciągłości na izolatorach nie są brane pod uwagę, gdyż nie mają większego znaczenia dla obliczenia. Jednostką długości jest 1 km.

Wpływ linki uziemiającej, która rozkłada prąd zwarcia w sposób stopniowo malejący obustronnie na szereg sąsiednich słupów, rozciągając przez to miejsce zwarcia na przestrzeń od kilku do kilkunastu km i zmniejszając opór zwarcia, nie będzie brany pod uwagę. Przy liniach z linką uziemiającą należy jednak przyjmować o wiele mniejszy opór zwarcia, najlepiej równy zero, oraz uwzględnić odpowiednio zwiększoną pojemność przewodów względem ziemi. Nie popełniając więc zbytniego błędu, odtworzymy zwarcie z ziemią przez wstawienie odpowiednio dużego oporu omowego między przewód a ziemię. Stożek napięcia, wznoszący się w miejscu zwarcia i rozprzestrzeniający się w promieniu od kilkunastu do kilkuset metrów, wpływa na napięcie przewodów względem ziemi tylko w zakresie swej rozciągłości, dla reszty długości linii może być zupełnie dobrze zastąpiony liniowym spadkiem napięcia na oporze zwarcia. Nie mają również znaczenia małe wzniesienia potencjału ziemi w miejscach spływu prądów pojemnościowych do ziemi, które,

posiadając bardzo małą gęstość, podnoszą potencjał ziemi bardzo nieznacznie. Uważamy przez to, że ziemia, rozciągająca się pod linią, posiada równomierną dużą przewodność i tworzy dla linii powierzchnię równego potencjału. W dalszym uproszczeniu założymy pomijamy opór omowy przewodów, który przy tak dużych napięciach, jakie się stosuje dla długich linii dalekonośnych, nie ma znaczenia wobec indukcyjności przewodów.

## Ogólne równania napięcia i prądu <sup>1)</sup>.

Oporność pozorna przewodu wynosi  $\bar{r} = i \omega l \ \Omega/\text{km}$ .

Upływność pozorna względem ziemi  $\bar{s} = i \omega c \ \Omega/\text{km}$ .

Wielkości te są równe dla wszystkich 3 przewodów.

Upływność pozorna zawiera w sobie odpowiednie składowe względem ziemi upływności międzyprzewodowych.

Pod napięciem względem ziemi  $\bar{U}'_x$  upływa do ziemi na jednostkę długości prąd:

$$\bar{i}_x = \frac{d\bar{J}_x}{dx} = -\bar{s} \bar{U}'_x,$$

równy ubytkowi prądu w przewodzie. Proporcjonalnie do prądu w przewodzie  $\bar{J}_x$  zmienia się ubytek napięcia względem ziemi:

$$\frac{d \bar{U}_x}{dx} = -\bar{r} \bar{J}_x$$

Stąd tworzą się równania różniczkowe liniowe drugiego rzędu:

$$\frac{d^2 \bar{U}'_x}{dx^2} = \bar{k}^2 \bar{U}'_x \qquad \frac{d^2 \bar{J}_x}{dx^2} = \bar{k}^2 \bar{J}_x,$$

których całka ogólna przedstawia się w postaci:

$$\bar{U}'_x = \bar{A} e^{\bar{k}x} + \bar{B} e^{-\bar{k}x} \dots \dots \dots (1)$$

$$\bar{J}_x = -\frac{\bar{A}}{\bar{Z}} e^{\bar{k}x} + \frac{\bar{B}}{\bar{Z}} e^{-\bar{k}x} \dots \dots \dots (2)$$

Przez stosowne dobranie stałych  $\bar{A}$  i  $\bar{B}$  dostosujemy powyższe równania do warunków zadania.

Wskutek pominięcia oporu omowego czynnik tłumienia  $\alpha = 0$ , stała falowa  $\bar{k} = \sqrt{\bar{r} \bar{s}} = \alpha + i \beta$  przybiera wartość:

$$\bar{k} = i \beta \dots \dots \dots (3)$$

gdzie  $\beta$  oznacza współczynnik kątowy. Opór falowy

$$\bar{Z} = Z = \sqrt{\frac{l}{c}} \dots \dots \dots (4)$$

## Postawienie zadania, dane i związki podstawowe.

Bieżącą długość linii  $x$  liczymy od stacji zasilającej  $x = 0$ , do stacji odbiorczej  $x = d$ . W miejscu  $x = z$  występuje zwarcie przez opór omowy  $R_z$ .

Przyjmujemy napięcia fazowe na początku linii:

$$\bar{U}_{R1} = U_{f1} e^{i \omega t} \dots \dots \dots (5)$$

$$\bar{U}_{S1} = U_{f1} e^{i (\omega t - 120^\circ)} \dots \dots \dots (6)$$

$$\bar{U}_{T1} = U_{f1} e^{i (\omega t - 240^\circ)} \dots \dots \dots (7)$$

stałe co do wielkości i przesunięcia fazowego. Przyjęcie to

<sup>1)</sup> Szczegółowe rozwinięcie tych równań, Przegląd El. 16 (1934) str. 407 i nast. A. S m o l a ń s k i, Zarys teorii długich linii dalekonośnych.

odpowiada założeniu, że generatory zasilające są tak duże, że niesymetria obciążenia przy zwarciu z ziemią nie zmienia zbytnio napięć na początku linii. W przeciwnym wypadku należałoby wprowadzić do obliczenia reaktancję rozproszenia generatorów i transformatorów oraz reaktancję oddziaływania twornika, przez co obliczenie niepomiernie skomplikowałoby się.

Jakkolwiek przyjmujemy, że linja jest na końcu obciążona, to jednak napięcia i prądy na końcu linii są jeszcze niewiadome, gdyż zależne są one od warunków, wytworzonych przez zwarcie. Wielkości te zastąpimy niezależną od zwarcia impedancją obciążenia na końcu linii

$$\bar{Z}_2 = Z_2 e^{-i\varphi} \dots \dots \dots (8)$$

przyczem:

$$Z_2 = 3 \frac{U_{2n}^2}{N_2} \dots \dots \dots (9)$$

$N_2$  oznacza moc pozorną trójfazowego obciążenia na końcu w MVA,  $U_{2n}$  — napięcie fazowe na końcu linii przed zwarcie z ziemią, kąt  $\varphi$  — przesunięcie fazowe prądu względem napięcia (kąt  $\varphi$  dodatni przy obciążeniu pojemnościowym, ujemny przy indukcyjnym).

Poza temi danymi podstawowymi wszystkie inne wielkości są niewiadome, muszą być dopiero wyznaczone i wprowadzone do związków między powyższymi wielkościami podstawowymi. Do obliczenia pozostaje więc:

- $J_c$  prąd zwarcia z ziemią,
- $\bar{U}'_{R1}, \bar{U}'_{S1}, \bar{U}'_{T1}$  napięcia względem ziemi na początku linii,
- $\bar{U}'_{R2}, \bar{U}'_{S2}, \bar{U}'_{T2}$  " " " na końcu linii,
- $\bar{U}_{R2}, \bar{U}_{S2}, \bar{U}_{T2}$  napięcia fazowe na końcu linii,
- $\bar{J}_{R1}, \bar{J}_{S1}, \bar{J}_{T1}$  prądy na początku linii,
- $\bar{J}_{R2}, \bar{J}_{S2}, \bar{J}_{T2}$  prądy na końcu linii.

Ponieważ w równaniu 1) występuje napięcie przewodu względem ziemi, znamy zaś w myśl równ. 5), 6) i 7) tylko napięcia fazowe na początku, staramy się wyznaczyć również napięcia fazowe na końcu linii, potrzebny jest więc związek między napięciami doziemnymi a fazowymi. Otrzymamy go z rozważania następującego. Z twierdzenia, że suma napięć wzdłuż każdej zamkniętej drogi w polu potencjalnym wynosi zero, wynika, że suma napięć międzyprzewodowych w każdym przekroju linii równa jest zeru, a stąd, w koniecznym następstwie nieuziemiaenia punktu zerowego, również suma napięć fazowych w każdym przekroju linii równa jest zeru. Warunek ten określa ogólnie napięcia fazowe. Poza tem różnica co dwu następujących po sobie napięć fazowych, jak też i doziemnych, daje odpowiednie napięcia międzyprzewodowe. Oznaczając więc napięcia przez ich indeksy, otrzymamy:

$$\begin{aligned} R - S = RS = R' - S' & \quad \text{Wstawiając: } R' = R + O_r \\ S - T = ST = S' - T' & \quad S' = S + O_s \\ T - R = TR = T' - R' & \quad T' = T + O_t \\ R + S + T = 0 & \quad \text{otrzymamy: } O_r = O_s = O_t = 0 \end{aligned}$$

Wynika więc stąd, że napięcia doziemne są sumą napięć fazowych i wspólnego dla wszystkich 3 przewodów napięcia  $\bar{U}_0$ . Wynik ten jest ważny na całej długości linii, przyczem napięcie  $\bar{U}_0$  zmienia się w ogólności z długością  $x$ . Mamy więc stąd zależność:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}'_{R1} &= \bar{U}_{R1} + \bar{U}_{01} \\ \bar{U}'_{S1} &= \bar{U}_{S1} + \bar{U}_{01} \\ \bar{U}'_{T1} &= \bar{U}_{T1} + \bar{U}_{01} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (10)$$

Napięcie  $U_{01}$  na początku linii, jak również  $U_{02}$  na końcu linii, przedstawia napięcie punktu zerowego odnośnego transformatora względem ziemi. Podobnie na końcu linii, w równaniach 10) występują indeksy 2, w ciągu linii indeksy  $x$ .

Napięcie  $U_{0x}$  oznacza napięcie fikcyjnego punktu zerowego, utworzonego przez napięcia fazowe w danym przekroju  $x$ , względem ziemi.

Z nieuziemiaenia punktów zerowych na początku i na końcu linii wypływają dalsze warunki podstawowe:

$$\bar{J}_{R1} + \bar{J}_{S1} + \bar{J}_{T1} = 0 \dots \dots \dots (11)$$

$$\bar{J}_{R2} + \bar{J}_{S2} + \bar{J}_{T2} = 0 \dots \dots \dots (12)$$

Przystąpimy obecnie do określenia warunków końcowych dla stałych całkowania w równ. 1) i 2). Zwarcie występuje w przewodzie  $R$ , w miejscu  $x = z$ . Napięcie względem ziemi wynosi w tem miejscu  $\bar{J}_c R_z$ , krzywa napięcia wykazuje punkt o podwójnej pochodnej, krzywa prądu skok o  $J_c$ . Równania tego przewodu musimy więc rozdzielić na I, od  $x = 0$  do  $x = z$  i II, od  $x = z$  do  $x = d$ . Warunki dla nieciągłości wywołanej zwarcie z ziemią mają łączyć te równania ze sobą. Na początku każdego odcinka wstawiamy napięcia, na końcu prądy. Otrzymujemy więc:

przew.	$x = 0$	$x = z$	$x = d$
$R$ ,	$\bar{U}'_{R1}, \bar{J}_{Iz} = J_c + \bar{J}_{IIz}$ (13)	$\bar{U}'_{Rz} = \bar{J}_c R_z$ (14), $\bar{J}_{Rz} = \frac{\bar{U}_{Rz}}{Z_z}$	} (15)
$S$ ,	$\bar{U}'_{S1} = \bar{U}_{S1} + \bar{U}_{01}$	$\bar{J}_{S2} = \frac{\bar{U}_{S2}}{Z_z}$	
$T$ ,	$\bar{U}'_{T1} = \bar{U}_{T1} + \bar{U}_{01}$	$\bar{J}_{T2} = \frac{\bar{U}_{T2}}{Z_z}$	

Na podstawie tego wyznaczamy z równ. 1) i 2) stałe całkowania:

$$\begin{aligned} \bar{A}_{IR} &= \frac{\bar{U}'_{R1} e^{-kz} - \bar{J}_{Iz} Z}{2 \text{Cos } kz} & \bar{B}_{IR} &= \frac{\bar{U}'_{R1} e^{kz} + \bar{J}_{Iz} Z}{2 \text{Cos } kz} \\ \bar{A}_{IIR} &= \frac{\bar{U}'_{Rz} e^{-kd} - \bar{J}_{Rz} Z e^{-kz}}{2 \text{Cos } k(d-z)} & \bar{B}_{IIR} &= \frac{\bar{U}'_{Rz} e^{kd} + \bar{J}_{Rz} Z e^{kz}}{2 \text{Cos } k(d-z)} \\ \bar{A}_S &= \frac{\bar{U}'_{S1} e^{-kd} - \bar{J}_{S2} Z}{2 \text{Cos } kd} & \bar{B}_S &= \frac{\bar{U}'_{S1} e^{kd} + \bar{J}_{S2} Z}{2 \text{Cos } kd} \end{aligned}$$

oraz dla  $T$  tak samo, jak dla  $S$ .

Po wstawieniu tych stałych w równ. 1) i 2) i przekształceniu, dostaniemy równania napięcia i prądu dla przewodów  $R, S$  i  $T$ <sup>2)</sup>:

$$0 \leq x \leq z \left\{ \begin{aligned} \bar{U}'_{IRx} &= \frac{1}{\text{Cos } kz} \left\{ \bar{U}'_{R1} \text{Cos } k(z-x) - \bar{J}_{Iz} Z \text{Sin } kx \right\} \\ \bar{J}_{IRx} &= \frac{1}{\text{Cos } kz} \left\{ \bar{U}'_{R1} \text{Sin } k(z-x) + \bar{J}_{Iz} \text{Cos } kx \right\} \end{aligned} \right. \quad (16)$$

$$z \leq x \leq d \left\{ \begin{aligned} \bar{U}'_{IIRx} &= \frac{1}{\text{Cos } k(d-z)} \left\{ \bar{U}'_{Rz} \text{Cos } k(d-x) - \bar{J}_{Rz} Z \text{Sin } k(x-z) \right\} \\ \bar{J}_{IIRx} &= \frac{1}{\text{Cos } k(d-z)} \left\{ \bar{U}'_{Rz} \text{Sin } k(d-x) + \bar{J}_{Rz} \text{Cos } k(x-z) \right\} \end{aligned} \right. \quad (18)$$

$$\bar{U}'_{Sx} = \frac{1}{\text{Cos } kd} \left\{ \bar{U}'_{S1} \text{Cos } k(d-x) - \bar{J}_{S2} Z \text{Sin } kx \right\} \quad (20)$$

$$\bar{J}_{Sx} = \frac{1}{\text{Cos } kd} \left\{ \bar{U}'_{S1} \text{Sin } k(d-x) + \bar{J}_{S2} \text{Cos } kx \right\} \quad (21)$$

<sup>2)</sup> Funkcje hyperboliczne w odróżnieniu od trygonometrycznych oznaczane są przez dużą literę, jak:  $\text{Cos } h k z = \text{Cos } k z = \frac{1}{2} (e^{kz} + e^{-kz})$ , trygonometryczne natomiast np.  $\text{cos } x$ . Wielkości kierunkowe oznaczane są kreską nad daną literą. Dla uproszczenia jednak  $k = i\beta$  oznaczane będzie bez kreski.



$$\bar{U}'_{Tx} = \frac{1}{\cos kd} \left\{ \bar{U}'_{T1} \cos k(d-x) - \bar{J}_{T2} \sin kx \right\} \quad (22)$$

$$\bar{J}_{Tx} = \frac{1}{\cos kd} \left\{ \frac{\bar{U}'_{T1}}{Z} \sin k(d-x) + \bar{J}_{T2} \cos kx \right\} \quad (23)$$

**Przebieg obliczenia.**

Przystępujemy teraz do wyznaczenia  $\bar{U}_{01}$  oraz  $\bar{J}_c$ . Wyjdziemy tu z warunku we wz. 11); prądy na początku linii wyznaczmy z równań 17), 21) i 23) dla  $x = 0$ . W tym celu musimy wyeliminować z równ. 17) niewiadomą  $\bar{J}_{Iz}$ , do której odnosi się zależność we wz. 13). Prąd  $\bar{J}_{Iz}$  wyznaczamy z równ. 19), wstawiając tam  $x = z$ . Dostajemy więc:

$$\bar{J}_{Iz} = \bar{J}_c \left\{ \frac{R_z}{Z} \operatorname{Tg} k(d-z) + 1 \right\} + \frac{\bar{J}_{R2}}{\cos k(d-z)} \quad (24)$$

po wstawieniu tego w równ. 17) dla  $x = 0$  wynika prąd na początku linii w przewodzie R:

$$\begin{aligned} \bar{J}_{R1} = \frac{\bar{U}'_{R1}}{Z} \operatorname{Tg} kz + \frac{\bar{J}_c}{\cos kz} \left\{ \frac{R_z}{Z} \operatorname{Tg} k(d-z) + 1 \right\} + \\ + \frac{\bar{J}_{R2}}{\cos(d-z)} \frac{1}{\cos kz} \dots \dots \dots (25) \end{aligned}$$

prądy w następnych przewodach, dla  $x = 0$ :

$$J_{S1} = \frac{\bar{U}'_{S1}}{Z} \operatorname{Tg} kd + \frac{\bar{J}_{S2}}{\cos kd} \dots \dots \dots (26)$$

$$J_{T1} = \frac{\bar{U}'_{T1}}{Z} \operatorname{Tg} kd + \frac{\bar{J}_2}{\cos kd} \dots \dots \dots (27)$$

sumujemy te 3 prądy i uwzględniamy, w myśl równ. 10) i 12):

$$\begin{aligned} \bar{U}'_{S1} + \bar{U}'_{T1} = -\bar{U}_{R1} + 2\bar{U}_{01}, \quad \bar{J}_{S1} + \bar{J}_{T1} = -\bar{J}_{R2} \\ \bar{U}'_{R1} = \bar{U}_{R1} + \bar{U}_{01} \end{aligned}$$

po przekształceniach otrzymamy związek między  $\bar{U}_{01}$  a  $\bar{J}_c$  w postaci:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{01} = \frac{\bar{U}'_{R1} \left\{ \operatorname{Tg} kd - \operatorname{Tg} kz \right\} - \frac{\bar{J}_c Z}{\cos kz} \left\{ \frac{R_z}{Z} \operatorname{Tg} k(d-z) + 1 \right\} - \\ - \bar{J}_{R2} Z \left\{ \frac{1}{\cos k(d-z) \cos kz} - \frac{1}{\cos kd} \right\}}{2 \operatorname{Tg} kd + \operatorname{Tg} kz} \dots \dots (28) \end{aligned}$$

Do tego samego wyniku dojdziemy, wychodząc z założenia, że suma prądów upływu z wszystkich 3 przewodów na całej długości linii równa się prądowi zwarcia  $\bar{J}_c$ , czyli:

$$\bar{I}_R + \bar{I}_S + \bar{I}_T - \bar{J}_c = 0 \dots \dots \dots (29)$$

przyczem  $\bar{I}_R = -s \int_0^d \bar{U}'_{Rx} dx$ , podobnie następne prądy.

Zgodność ta potwierdza słuszność obu założeń w równ. 11) i 29).

Wyznaczamy teraz  $\bar{J}_{Iz}$  z równ. 16) dla  $x = z$  i zastępujemy  $\bar{U}'_{Rz}$  wzorem 14) oraz  $\bar{U}'_{R1}$  wzorem 10). Przez porównanie równ. 16) i 24) eliminujemy  $\bar{J}_{Iz}$  i dostajemy drugą zależność między  $\bar{U}_{01}$  i  $\bar{J}_c$  w postaci

$$\begin{aligned} \bar{U}_{01} = \bar{J}_c Z \left\{ \frac{R_z}{Z} \frac{\cos kd}{\cos k(d-z)} + \sin kz \right\} - \\ - \bar{U}_{R1} + \bar{J}_{R2} Z \frac{\sin kz}{\cos k(d-z)} \dots \dots \dots (30) \end{aligned}$$

Z obu równań 28) i 30) wyliczamy teraz:

$$\bar{J}_c = \frac{\frac{\bar{U}_{R1}}{Z} - \bar{J}_{R2} \frac{\sin kz}{\cos k(d-z)}}{M} \dots \dots \dots (31)$$

oraz napięcie:

$$\bar{U}_{01} = -\frac{1}{3} \frac{\bar{U}_{R1} \cos k(d-z) - \bar{J}_{R2} Z \sin kz}{M} \quad (32)$$

gdzie:

$$\bar{M} = \frac{R_z}{Z} \frac{\cos kd}{\cos k(d-z)} + \frac{1}{3} \frac{\cos k(d-z)}{\sin kd} + \sin kz \quad (33)$$

Równania 31) i 32) dają także zależności:

$$\bar{J}_c = -3 \frac{\sin kd}{\cos k(d-z)} \frac{\bar{U}_{01}}{Z} \dots \dots \dots (34)$$

$$\bar{U}_{01} = -\frac{1}{3} \frac{\cos k(d-z)}{\sin kd} \bar{J}_c Z \dots \dots \dots (35)$$

Równanie 34) wskazuje, że prąd zwarcia spóźnia się stale o 90° względem napięcia  $\bar{U}_0$ .

Równ. 31) i 32) zawierają jeszcze niewiadomy prąd  $\bar{J}_{R2}$ , który musimy zastąpić impedancją obciążenia na końcu linii  $\bar{Z}_2$ , w myśl pierwszego z równ. 15). Zaczniemy więc od wyznaczenia  $\bar{U}_{02}$ .

Z równań 18), 20) i 22) dla  $x = d$  wyliczamy napięcia względem ziemi na końcu linii:

$$\bar{U}'_{R2} = \frac{1}{\cos k(d-z)} \left\{ \bar{J}_c R_z - \bar{J}_{R2} \sin k(d-z) \right\} \quad (36)$$

$$\bar{U}'_{S2} = \frac{1}{\cos kd} \left\{ \bar{U}'_{s1} - \bar{J}_{s2} \sin kd \right\} \dots \dots \dots (37)$$

$$\bar{U}'_{T2} = \frac{1}{\cos kd} \left\{ \bar{U}'_{T1} - \bar{J}_{T2} \sin kd \right\} \dots \dots \dots (38)$$

Tworzymy sumę tych napięć i zastępujemy w myśl równ. 10), 12) i 15):

$$\begin{aligned} \bar{U}'_{S1} + \bar{U}'_{T1} = 2\bar{U}_{01} - \bar{U}_{R1} \quad \bar{J}_{S1} + \bar{J}_{T1} = -\bar{J}_{R2} \\ \bar{U}'_{R2} + \bar{U}'_{S2} + \bar{U}'_{T2} = 3\bar{U}_{02} \quad \bar{J}_{R2} = \frac{\bar{U}_{R2}}{Z_2} \\ \bar{U}'_{R2} = \bar{U}_{02} + \bar{U}_{R2} \end{aligned}$$

Stąd wynika:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{02} = \frac{1}{3} \left[ \frac{2\bar{U}_{01}}{\cos kd} - \frac{\bar{U}_{R1}}{\cos kd} + \frac{\bar{J}_c R_z}{\cos k(d-z)} - \right. \\ \left. - \bar{U}_{R2} \frac{Z}{Z_2} \left\{ \frac{\sin k(d-z)}{\cos k(d-z)} - \frac{\sin kd}{\cos kd} \right\} \right] \dots \dots (39) \end{aligned}$$

Wstawiamy teraz równania 31), 33) i 35); po przeliczeniu otrzymamy:

$$\bar{U}_{02} = -\frac{1}{3} \frac{\cos kz}{\sin kd} \bar{J}_c Z \dots \dots \dots (40)$$

Uwzględniając równ. 34), przedstawimy równ. 40) w innej postaci:

$$\bar{U}_{02} = \bar{U}_{01} \frac{\cos kz}{\cos k(d-z)} \dots \dots \dots (41)$$

Wzór ten nie zawiera przesunięcia fazowego między  $\bar{U}_{01}$  a  $\bar{U}_{02}$ , wskazuje więc, że napięcie  $\bar{U}_0$  tworzy na przewodach falę stojącą, wektor jego posiada stałe przesunięcie fazowe na całej długości linii, jedynie wielkość jego ulega zmianie z długością linii.

Drugie równanie na  $\bar{U}_{02}$  otrzymamy z równ. 36):

$$\bar{U}_{02} = \frac{\bar{J}_c R_z}{\cos k(d-z)} - \bar{U}_{R2} \left\{ 1 + \frac{Z}{Z_2} \operatorname{Tg} k(d-z) \right\} \dots \dots (42)$$

Porównujemy teraz oba równ. 39) i 42) i wstawiamy:

$$1 + \frac{Z}{Z_2} \operatorname{Tg} k(d-z) = \bar{A} \dots \dots \dots (43)$$

$$\frac{R_z}{Z} \frac{1}{\cos k(d-z)} + \frac{1}{3} \frac{\cos kz}{\sin kd} = \bar{B} \dots \dots \dots (44)$$

W wyniku otrzymujemy:

$$\bar{J}_c Z B = \bar{U}_{R2} \bar{A}, \text{ stąd zaś: } \bar{U}_{R2} = \bar{J}_c Z \frac{B}{A} \dots (45)$$

Wyliczamy teraz  $\bar{U}_{R2}$  z równ. 31), gdzie należy zastąpić  $\bar{J}_{R2}$  przez pierwsze równ. 15), i porównujemy z równ. 45). Po przekształceniach i uproszczeniach dostajemy w wyniku prąd zwarcia z ziemią  $\bar{J}_c$  jako funkcję samych tylko niezależnych i znanych czynników.

$$\bar{J}_c = \frac{\bar{U}_{R1} \bar{A}}{Z \bar{K}} \dots (46)$$

gdzie:

$$\bar{K} = \left\{ \frac{R_z \cos kd}{Z \cos k(d-z)} + \frac{1 \cos k(d-z)}{3 \sin kd} + \sin kz + \frac{1}{\cos k(d-z)} \left[ \frac{R_z \sin kd}{Z_2} + \frac{1}{3} \frac{Z}{Z_2} (\cos kd + \sin kz \sin k(d-z)) \right] \right\} \dots (47)$$

Mając ostatecznie wyznaczony  $\bar{J}_c$ , możemy uważać za wiadome również  $\bar{U}_{01}$ ,  $\bar{U}_{02}$  oraz  $\bar{U}_{R2}$ . Na podstawie tych wartości możemy wyznaczyć wszystkie inne, w myśl wyprowadzonych powyżej zależności. Obliczenia te przeprowadzimy częściowo tylko rachunkowo, pozatem graficznie, gdyż rachunkowe ujęcie prowadzi do wzorów zbyt skomplikowanych.

Napięcia względem ziemi wyznaczmy graficznie na podstawie równań 10). Napięcie fazowe na końcu linii w przewodzie  $R$  wynika z równań 45) i 46):

$$\bar{U}_{R2} = \bar{U}_{R1} \frac{B}{\bar{K}} \dots (48)$$

napięcia następnych przewodów  $S$  i  $T$  otrzymamy z równań 37) i 38):

$$\bar{U}_{S2} = \frac{\bar{U}'_{S1} - \bar{U}_{02} \cos kd}{D} \dots (49)$$

$$\bar{U}_{T2} = \frac{\bar{U}'_{T1} - \bar{U}_{02} \cos kd}{D} \dots (50)$$

przyczem:

$$D = \cos kd + \frac{Z}{Z_2} \sin kd \dots (51)$$

Obliczenie to przeprowadzimy rachunkowo-graficznie.

Napięcia względem ziemi na końcu linii wyznaczmy graficznie, składając geometrycznie znane już napięcie fazowe z napięciem  $U_{02}$ .

Prądy na końcu linii wynikają w myśl równ. 15) z podzielenia napięć fazowych przez  $Z_2$ . Prądy przewodowe na początku linii wyznaczmy w sposób rachunkowo-graficzny z równań 25), 26) i 27).

**Rozwinięcie wzorów na formę analityczną.**

Otrzymanie powyżej wyniki, w postaci zależności między wielkościami symbolicznymi, nie nadają się jeszcze do obliczeń liczbowych, należy je więc dlatego przeprowadzić w formę analityczną.

Posłużymy się w tym celu następującymi zależnościami:

$$\begin{aligned} \cos kd &= \cos i \beta d = \cos \beta d & \bar{A} &= A e^{\pm i \theta} = A(\cos \theta \pm i \sin \theta) \\ \sin kd &= \sin i \beta d = i \sin \beta d & i \cdot i &= -1, \quad i = e^{i 90^\circ} \\ \text{Tg } kd &= \text{Tg } i \beta d = i \text{tg } \beta d & 1 : i &= -i, \quad -i = e^{-i 90^\circ} \end{aligned}$$

Dodatnie kąty przesunięcia fazowego będziemy liczyć, przeciwnie do obrotu wskazówek zegara, od wektora napięcia  $\bar{U}_{R1}$  który ustawimy w położeniu odpowiadającym  $t = 0$ . Z równ. 5) wynika więc:  $\bar{U}_{R1} = U_{f1}$ .

Otrzymujemy więc teraz wielkości pomocnicze:

$$\bar{A} = \sqrt{A_a^2 + A_b^2} e^{i \theta A} = A e^{i \theta A} \dots (43')$$

gdzie:

$$A_a = 1 - \frac{Z}{Z_2} \text{tg } \beta(d-z) \sin \varphi \dots (43a)$$

$$A_b = \frac{Z}{Z_2} \text{tg } \beta(d-z) \cos \varphi \dots (43b)$$

$$\theta_A = \text{arc tg } \frac{A_b}{A_a} \dots (43\theta)$$

$$\bar{B} = \sqrt{B_a^2 + B_b^2} e^{-i \theta B} = B e^{-i \theta B} \dots (44')$$

$$B_a = \frac{R_z}{Z} \frac{1}{\cos \beta(d-z)} \dots (44a)$$

$$B_b = -\frac{1 \cos \beta z}{3 \sin \beta d} \dots (44b)$$

$$-\theta_B = \text{arc tg } \frac{B_b}{B_a} \dots (44\theta)$$

$$\bar{K} = \sqrt{K_a^2 + K_b^2} e^{-i \theta K} = K e^{-i \theta K} \dots (47')$$

$$K_a = \frac{1}{\cos \beta(d-z)} \left\{ \frac{R_z}{Z} \cos \beta d - \frac{R_z}{Z_2} \sin \beta d \sin \varphi + \frac{1}{3} \frac{Z}{Z_2} (\cos \beta d - \sin \beta z \sin \beta(d-z)) \cos \varphi \right\} \dots (47a)$$

$$K_b = -\left\{ \frac{1}{3} \frac{\cos \beta(d-z)}{\sin \beta d} - \sin \beta z - \frac{R_z}{Z_2} \frac{\sin \beta d}{\cos \beta(d-z)} \cos \varphi - \frac{1}{3} \frac{Z}{Z_2} \frac{\cos \beta d - \sin \beta z \sin \beta(d-z)}{\cos(\beta d-z)} \sin \varphi \right\} \dots (47b)$$

$$-\theta_k = \text{arc tg } \frac{K_b}{K_a} \dots (47\theta)$$

$$\bar{D} = \sqrt{D_a^2 + D_b^2} e^{i \theta D} = D e^{i \theta D} \dots (51')$$

$$D_a = \cos \beta d - \frac{Z}{Z_2} \sin \beta d \sin \varphi \dots (51a)$$

$$D_b = \frac{Z}{Z_2} \sin \beta d \cos \varphi \dots (51b)$$

$$\theta_D = \text{arc tg } \frac{D_b}{D_a} \dots (51\theta)$$

Przy dodatnim mianowniku we wzorach  $\text{arc tg } \frac{b}{a}$ , kąt  $\theta$  zawiera się w przedziale  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ , jeżeli licznik  $b$  jest przytem ujemny, należy brać  $-\theta$ . Jeżeli mianownik  $a$  jest ujemny, wtedy  $90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$  przy dodatnim liczniku  $b$ , przy ujemnym natomiast kąt  $\theta$  zawiera się między  $180^\circ$  a  $270^\circ$ , albo też jest ujemnym kątem w zakresie  $-90^\circ$  a  $-180^\circ$ .

Wyniki końcowe, stanowiące rozwiązanie zadania, przedstawiają się teraz w postaci:

$$\bar{J}_c = \frac{U_{f1} A}{Z \bar{K}} e^{i(\theta_A + \theta_K)} \dots (46')$$

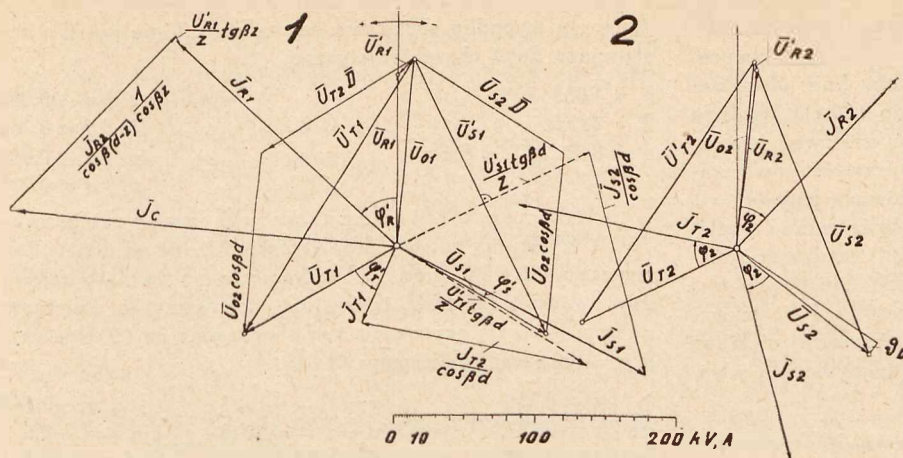
$$\bar{U}_{01} = \frac{1}{3} U_{f1} \frac{\cos \beta(d-z) A}{\sin \beta d \bar{K}} e^{i(\theta_A + \theta_K + 90^\circ)} \dots (35')$$

$$\bar{U}_{02} = \frac{1}{3} U_{f1} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta d} \cdot \frac{A}{\bar{K}} e^{i(\theta_A + \theta_K + 90^\circ)} \dots (40')$$

$$\bar{U}_{R2} = U_{f1} \frac{B}{\bar{K}} e^{i(-\theta_B + \theta_K)} \dots (48')$$

$$\bar{U}_{S2} = \frac{\bar{U}'_{S1} - \bar{U}_{02} \cos kd}{D} e^{-i \theta D} \dots (49')$$

$$\bar{U}_{T2} = \frac{\bar{U}'_{T1} - \bar{U}_{02} \cos kd}{D} e^{-i \theta D} \dots (50')$$



Rys. 1.

Wykres wektorowy napięć i prądów na początku (1) i na końcu (2) linii, obciążonej na końcu impedancją 770 Ω przy cos φ = 0,8, zwartej w jednym przewodzie z ziemią w miejscu z = 150 km przez opór 10 Ω.

Te dwa ostatnie napięcia wyznaczamy graficznie w ten sposób, że od wektora  $\bar{U}'_{S1}$ , względnie  $\bar{U}'_{T1}$  odejmujemy geometrycznie  $\bar{U}_{O2} \cos \beta d$ , a wypadkowy wektor cofamy o kąt  $\vartheta_D$  (p. rys. 1).

Wektory prądów na końcu linii przesunięte są o kąt  $\varphi$  względem odpowiednich wektorów napięć, ich wielkości bezwzględne wynikają z podzielenia napięć fazowych przez impedancję obciążenia.

Prąd na początku linii w przewodzie R, jak widać z równ. 25), jest sumą trzech składowych. Pierwsza o wielkości bezwzględnej  $\frac{U'_{R1}}{Z} \operatorname{tg} \beta z$ , wyprzedzająca o 90° napięcie  $U'_{R1}$ , przedstawia pojemnościowy prąd upływu do ziemi na odcinku O — z. Druga składa się z dwu części: jedna  $J_c \frac{R_z \operatorname{tg} \beta (d-z)}{Z \cos \beta z}$  zwyczajnie bardzo mała, wyprzedza o 90° prąd zwarcia  $J_c$ , a tem samym napięcie do ziemi w miejscu zwarcia  $x = z$  (przedstawia ona pojemnościowy prąd upływu do ziemi na odcinku z — d), druga  $J_c \frac{1}{\cos \beta z}$  w fazie z prądem zwarcia wyraża wartość dla  $x = 0$  fali stojącej prądu zwarcia, odpowiada więc prądowi zwarcia. Wreszcie trzecia składowa  $\frac{J_{R2}}{\cos \beta (d-z) \cos \beta z}$  w fazie z prądem  $J_{R2}$  przedstawia wartość fali stojącej<sup>3)</sup>, w miejscu  $x = 0$ , prądu  $J_{R2}$ , odpowiada więc temu prądowi. Prądy na początku linii w przewodach S i T posiadają tylko pierwszą i trzecią składową.

**Wypadki szczególne.**

Z ogólnych wyników, przez bliższe określenie zmienionych niezależnych, wyprowadzamy niektóre wypadki szczególne.

**1) Bezpośrednie zwarcie przez opór równy zeru.**

Opór omowy zwarcia  $R_z$  występuje we wzorach w stosunku do Z oraz  $Z_2$ . Przy małych wartościach, od kilku do kilkudziesięciu Ω, wyrazy zawierające te stosunki mało znaczą wobec innych, w wyniku wychodzą największe wartości prądu zwarcia, napięć  $U_0$  i innych wielkości; w miarę wzrastania  $R_z$  powyżej setek i tysięcy Ω, wielkości te szybko maleją i zbliżają się asymptotycznie do zera jak  $J_c$  oraz

<sup>3)</sup> Fale stojące, charakteryzujące się stałym przesunięciem fazowym wzdłuż całej linii, tworzą się przez nałożenie na siebie dwu fal postępowych, odpływowej, mknącej po przewodzie od zasilania do odbioru, i powrotnej, odbitej od końca linii i wracającej do punktu zasilania.

$U_{01}$  i  $U_{02}$ , albo do swych wartości przed zwarciem, jak  $U_{R2}$  i inne. Praktycznie opór zwarcia, przeważnie jako opór uziemienia słupów kratowych, występuje w wielkościach rzędu ktlku do kilkunastu Ω, a nawet do  $1 \div 5 \Omega$ , jeżeli linja posiada linkę uziemiającą. W takich wypadkach możemy założyć  $R_z = 0$ , co pociągnie za sobą minimalną tylko zmianę wyników obliczenia. Wyrazy, zawierające  $R_z$ , wypadną wtedy z wzorów, co spowoduje znaczne ich uproszczenie.

**2) Zwarcie w linii nieobciążonej.**

Wypadek, gdy na końcu linii nie ma obciążenia, wyrażamy przez wstawienie  $Z_2 = \infty$ . Wyrazy, zawierające stosunki  $\frac{R}{Z_2}, \frac{Z}{Z_2}$ , sprowadzą się wte-

dy do zera, otrzymamy więc:

$$J_c = \frac{U_{f1}}{Z}$$

$$\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_z \cos \beta d}{Z \cos \beta (d-z)}\right)^2 + \left(\frac{1 \cos \beta (d-z)}{3 \sin \beta d} - \sin \beta z\right)^2}} e^{i\theta_K} \quad (52)$$

gdzie  $\vartheta_K$  wynika odpowiednio z wzoru 47 $\vartheta$ . Podobnie otrzymamy inne wielkości. Prąd zwarcia naogół się zwiększył i zależy w większej mierze od  $R_z$ . Gdy wstawimy jeszcze  $R_z = 0$ , otrzymamy najprostszy wzór:

$$J_c = \frac{U_{f1}}{Z} \frac{1}{\frac{1 \cos \beta (d-z)}{3 \sin \beta d} - \sin \beta z} e^{i90^\circ} \dots (52')$$

Podobnie uproszczą się też inne wielkości. Prąd zwarcia wykazuje teraz stałe wyprzedzenie fazowe o 90° względem napięcia  $U_{R1}$  i osiąga największe wartości; napięcia  $U_0$  posiadają wyprzedzenie o 180°, są więc przeciwnie skierowane niż  $U_{R1}$ . Widać tu także duży wpływ miejsca zwarcia; w miarę zbliżania się z do d, prąd zwarcia rośnie, tak samo  $U_0$ .

**3) Zwarcie przy obciążeniu naturalnym na końcu linii.**

Obciążenie naturalne końca linii charakteryzują równania:  $\frac{Z}{Z_2} = 1, \cos \varphi = 1$ . Linja pracuje wtedy normalnie przy stałej wielkości napięć i prądów wzdłuż linii, które ulegają jedynie opóźnieniu fazowemu o  $\beta x$  przy posuwaniu się od początku do końca linii. Odbite fale powrotne znikają wtedy, pozostają jedynie fale dopływające do odbioru na końcu linii. Wielkość  $\frac{U_{f1}}{Z}$  we wz. 46) jest właśnie prądem natural-

nym linii l, prąd zwarcia wyraża się więc pewnym ułamkiem prądu naturalnego, zwyczajnie ułamkiem właściwym. Możemy więc także wprowadzić względny prąd zwarcia, jako stosunek  $\frac{J_c}{I}$  w postaci:

$$\bar{j}_c = \frac{A}{K} \dots \dots \dots (53)$$

i odpowiednio względne napięcie  $u_0$  oraz  $u_2$  w odniesieniu do  $U_{f1}$  jako jednostki. Pozwoli nam to na niezależnienie się od wartości napięcia fazowego na początku linii, napięcia rzeczywiste otrzymamy przez pomnożenie względnych przez wartość napięcia fazowego  $U_{f1}$ , którą możemy każdorazowo dowolnie wybierać.

Wstawiając  $Z = Z_2$  oraz  $\varphi = 0$  w równaniach 46), 35), 40), 48), 49) i 50) przekonamy się, że zwarcie z ziemią wprowadza zaburzenie w skompensowanym ruchu linii: charakterystyczne własności obciążenia naturalnego znikają, napięcia fazowe wzdłuż linii wykazują zmienione, nierówne przesunięcia fazowe, wielkość ich na końcu linii zwyczajnie wzrasta, prądy na końcu linii jakkolwiek zachowują nadal  $\varphi = 0$ , zmieniają jednak swe wielkości i przesunięcia fazowe względem siebie, podobnie prądy na początku linii bardzo się zmieniają. Pojawiają się znowu na przewodach fale powrotne i tworzą fale stojące. To samo można odnieść do linii sztucznie skompensowanej — zwarcie z ziemią narusza uzyskaną przez kompensację równowagę między indukcyjnym, a własnym pojemnościowym obciążeniem linii.

4) Wartości skrajne prądu zwarcia z ziemią.

Jak widać z równ. 46), 35) i 40) prąd zwarcia oraz napięcia  $U_0$  mogą przybrać w niektórych wypadkach wartości 0 albo też nieograniczenie wielkie. Stanie się to wtedy, gdy wartości te przyjmą licznik  $A$  albo mianownik  $K$ .

a) Wartości zerowe wypadają dla  $A = 0$ , albo  $K = \infty$ . Pierwszy wypadek  $A = 0$  pociąga za sobą warunki:

$$A_a = 0 \left\{ \begin{array}{l} \text{stad dostajemy: } z = d - \frac{1}{\beta} \arctg \frac{Z_2}{Z} \dots \dots \dots (43a) \\ \varphi = + 90^\circ \text{ (pojemnościowe) } \dots \dots (43b) \end{array} \right.$$

Przyjmując  $\beta = 1,05 \cdot 10^{-3}$  (dla linii napowietrznej), widzimy z war. 1, że aby z wypadło chociażby tylko na początku linii, czyli  $z = 0$ , potrzebna jest długość linii  $d$  przynajmniej 750 km przy  $Z_2 = Z$ , albo 1500 km przy  $Z_2 = \infty$ . Pozaatem war. 2 praktycznie nigdy nie może być spełniony, wobec czego wypadek ten nie ma praktycznego znaczenia.

$K$  przybiera wartość nieograniczenie wielką, gdy:

$R_z = \infty$ , wtedy jednak zwarcia z ziemią właściwie niema.  $d = 0$ , ( $\sin \beta d = 0$ ), czyli gdy linii niema.

$Z_2 = 0$ , czyli przy zwarcu. Wtedy jednak  $A$  przybiera taką samą wartość, wobec czego wynik jest nieokreślony. Wypadki te nie mają również praktycznego znaczenia.

b) Wartości nieograniczenie wielkie wypadają dla  $A = \infty$ , albo  $K = 0$ . Z warunku  $A = \infty$  wynika:  $\beta(d-z) = 90^\circ$ , czyli:  $z = d - 1500$  km. Żeby z wypadło przynajmniej na początku linii potrzebna jest jej długość przynajmniej 1500 km. Na dłuższych liniach zwarcie z ziemią powoduje nieograniczenie duży prąd zwarcia oraz podnosi napięcie linii względem ziemi nieograniczenie wysoko, co prowadzi do poprzębijania dużej ilości izolatorów oraz zniszczenia izolacji transformatorów. Wartość prądu zwarcia oraz wysokość przepięć ograniczona jest praktycznie przez oddziaływanie generatorów.

W myśl warunku drugiego,  $K$  przyjmuje wartość 0, gdy przy zwarcu nieobciążonej linii przez  $R_z = 0$ ,  $\frac{1}{3} \frac{\cos \beta(d-z)}{\sin \beta d}$

—  $\sin \beta z = 0$ , (równ. 52'). Wynika stad:  $z = \frac{1}{\beta} \arctg \frac{1}{2 \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} d}$

Aby z wypadło w obrębie linii, mamy warunki  $z = 0$ ,  $z = d$ . W pierwszym wypadku dostajemy  $d = 1500$  km, w drugim natomiast  $d = 585$  km. Widzimy więc stad, że przy długościach linii między 585 a 1500 km, zwarcie z ziemią może wystąpić w takim miejscu, że spowoduje nieograniczony wzrost prądu zwarcia i napięć linii względem ziemi.

Przykład obliczenia.

Przykład obliczenia przeprowadzimy dla linii o długości  $d = 250$  km, na nominalne napięcie 200 kV, w trzech wypadkach: w ogólnym wypadku obciążenia, dla linii nieobciążonej i w wypadku obciążenia naturalnego. Linja posiada następujące dane charakterystyczne:

$$\begin{array}{ll} \beta = 1,053 \cdot 10^{-3} & \text{stad: } \beta d = 0,264 \\ Z = 385 \Omega & \sin \beta d = 0,261 \\ c = 8,85 \cdot 10^{-3} \mu F/km & \cos \beta d = 0,965 \\ & \operatorname{tg} \beta d = 0,271 \end{array}$$

1) Linja obciążona przed zwarcie mocą 52 MVA przy  $\cos \varphi = 0,8$ . Napięcie fazowe na końcu linii wynosiło 115,4 kV, prąd 150 A. Napięcie fazowe na początku linii wynosiło 123,4 kV, tę wartość zachowamy do obliczenia zwarcia. Zwarcie przez opór  $10 \Omega$  występuje na 150 km, czyli  $z = 150$ . Stad wyliczamy:

$$\begin{array}{lll} \beta z = 0,158 & \beta(d-z) = 0,1053 & \varphi = -0,643 \\ \sin \beta z = 0,1573 & \sin \beta(d-z) = 0,1048 & \sin \varphi = -0,6 \\ \cos \beta z = 0,9875 & \cos \beta(d-z) = 0,9944 & \cos \varphi = 0,8 \\ & \operatorname{tg} \beta(d-z) = 0,1057 & \end{array}$$

Impedancja obciążenia z wz. 9):

$$Z_2 = \frac{3(115,4)^2}{52} = 770 \Omega$$

$$\frac{R_z}{Z} = \frac{10}{385} = 0,026, \quad \frac{R_z}{Z_2} = \frac{10}{770} = 0,013, \quad \frac{Z}{Z_2} = 0,5$$

Na podstawie tych danych obliczamy wielkości pomocnicze:

$$A_a = 1 + 0,5 \cdot 0,1057 \cdot 0,6 = 1,0317 \dots \dots \dots (43a)$$

$$A_b = 0,5 \cdot 0,1057 \cdot 0,8 = 0,0422 \dots \dots \dots (43b)$$

$$\vartheta_A = \arctg \frac{0,0422}{1,0317} = \arctg 0,0408 = 2^\circ 20' \dots \dots \dots (43\beta)$$

$$A = \sqrt{(1,0317)^2 + (0,0422)^2} = 1,032 \dots \dots \dots (43')$$

$$B_a = 0,026 \frac{1}{0,9944} = 0,02615 \dots \dots \dots (44a)$$

$$B_b = -\frac{1}{3} (0,9875 \cdot 0,261) = -1,261 \dots \dots \dots (44b)$$

$$\vartheta_B = \arctg \frac{1,261}{0,0261} = 1,55 = 88^\circ 49' \dots \dots \dots (44\beta)$$

$$B = \sqrt{(0,0261)^2 + (1,261)^2} = 1,261 \dots \dots \dots (44')$$

$$K_a = \frac{1}{0,9944} \left\{ \begin{array}{l} 0,026 \cdot 0,965 + 0,013 \cdot 0,013 \cdot 0,261 \cdot 0,6 + \\ + \frac{1}{3} \cdot 0,5 \cdot (0,965 - 0,1573 \cdot 0,105) \cdot 0,8 \end{array} \right\} = 0,1543 \dots \dots (47a)$$

$$K_b = 0,1573 - \frac{1}{3} \frac{0,9944}{0,261} + 0,13 \frac{0,261}{0,9944} \cdot 0,8 - \frac{1}{3} \frac{0,5}{0,9944} (0,965 - 0,1573 \cdot 0,105) \cdot 0,6 = -1,2053 \dots \dots (47b)$$

$$\vartheta_k = \arctg \frac{1,2053}{0,1543} = 1,444 = 82^\circ 44' \dots \dots \dots (47\beta)$$

$$K = \sqrt{(0,1543)^2 + (1,2053)^2} = 1,216 \dots \dots \dots (47')$$

$$D_a = 0,965 + 0,5 \cdot 0,261 \cdot 0,6 = 1,0433 \dots \dots \dots (51a)$$

$$D_b = 0,5 \cdot 0,261 \cdot 0,8 = 0,1042 \dots \dots \dots (51b)$$

$$\vartheta_D = \arctg \frac{0,1042}{1,0433} = 0,995 = 5^\circ 42' \dots \dots \dots (51\beta)$$

$$D = \sqrt{(1,0433)^2 + (0,1042)^2} = 1,040 \dots \dots \dots (51')$$

Obliczamy teraz wyniki końcowe.

$$\bar{J}_c = \frac{123,4}{385} \frac{1,032}{1,216} e^{i(2^\circ 20' + 82^\circ 44')} = 272 e^{i85^\circ 4'} A \dots \dots (46')$$

Ponieważ prąd naturalny wynosi  $123,4 : 385 = 321 A$ , stad względny prąd zwarcia  $j = 0,847$ , czyli 84,7% prądu naturalnego.

$$\bar{U}_{01} = \frac{1}{3} 123,4 \frac{0,9944}{0,261} \frac{1,032}{1,216} e^{i(85^\circ 4' + 90^\circ)} = 133 e^{i175^\circ 4'} kV(35')$$

$u_{01} = 1,071$ , przewyższa więc napięcie fazowe  $U_{f1}$  o 7,1%.

Konstruujemy teraz na rys. 1 gwiazdę napięć fazowych  $\bar{U}_{R1}$ ,  $\bar{U}_{R2}$  i  $\bar{U}_{R3}$ , wkreślamy napięcie  $U_{01}$  i wyznaczamy graficznie napięcia:

$$\begin{aligned} \bar{U}'_{R1} &= 14,2 e^{i129^\circ 39'} \text{ kV}, & u'_{R1} &= 0,115 \\ \bar{U}'_{S1} &= 216,2 e^{i148^\circ 48'} \text{ kV}, & u'_{S1} &= 1,755 \\ \bar{U}'_{T1} &= 227,8 e^{i206^\circ 8'} \text{ kV}, & u'_{T1} &= 1,846 \end{aligned}$$

Dwa ostatnie napięcia względem ziemi na początku linii przewyższają nawet napięcia międzyprzewodowe ( $1,73 U_f$ ).

$$\bar{U}_{02} = \frac{1}{3} 123,4 \frac{0,9875 \ 1,032}{0,261 \ 1,216} e^{i175^\circ 4'} = 132,3 e^{i175^\circ 4'} \text{ kV} \quad (40')$$

$$\bar{U}_{R2} = 123,4 \frac{1,262}{1,216} e^{i(-88^\circ 49' + 82^\circ 44')} = 128,2 e^{-i6^\circ 5'} \text{ kV} \quad (48')$$

$u_{R2} = 1,038$ , przewyższa więc o 3,8% napięcie fazowe na początku linii.

Odejmujemy teraz geometrycznie na rys. 1<sub>1</sub> od napięć  $\bar{U}'_{S1}$  oraz  $\bar{U}'_{T1}$  napięcie  $U_{02}$ , 0,965, wypadkowe wektory przenosimy do układu napięć na końcu linii (rys. 1<sub>2</sub>), dzielimy je przez 1,049 i obracamy w stronę obrotu wskazówek zegara o kąt  $5^\circ 42'$ , ( $-\vartheta_D$ ). Otrzymujemy w ten sposób pozostałe napięcia na końcu linii:

$$\bar{U}_{S2} = 119,8 e^{-i128^\circ 3'} \text{ kV}, \quad u_{S2} = 0,972 \quad \dots (49')$$

$$\bar{U}_{R2} = 120,6 e^{+i116^\circ 25'} \text{ kV}, \quad u_{R2} = 0,997 \quad \dots (50')$$

Napięcia te mało już różnią się od siebie i są mniejsze od  $U_{f1}$ .

Prądy na końcu linii otrzymamy przez podzielenie napięć przez  $Z_2 = 770 e^{i36^\circ 50'}$ .

$$\begin{aligned} \bar{J}_{R2} &= 166,6 e^{-i42^\circ 55'} \text{ A.} \\ \bar{J}_{S2} &= 155,7 e^{-i164^\circ 53'} \text{ A.} \\ \bar{J}_{T2} &= 156,7 e^{-i280^\circ 25'} \text{ A.} \end{aligned}$$

Widać tu, wprawdzie niedużą, niesymetrię prądów na końcu linii, zarówno pod względem wartości, jak też przesunięć fazowych, tak samo zresztą, jak przy napięciach fazowych na końcu linii.

Napięcia względem ziemi na końcu linii wyznaczamy graficznie:

$$\begin{aligned} \bar{U}'_{R2} &= 5,2 e^{+i24^\circ 38'} \text{ kV}, & u'_{R2} &= 0,042 \\ \bar{U}'_{S2} &= 222,0 e^{-i158^\circ 4'} \text{ kV}, & u'_{S2} &= 1,782 \\ \bar{U}'_{T2} &= 221,0 e^{+i152^\circ 51'} \text{ kV}, & u'_{T2} &= 1,79 \end{aligned}$$

Napięcie względem ziemi zwartego przewodu w miejscu  $x = z$ ,  $\bar{J}_c R = 2,72 e^{i85^\circ 4'} \text{ kV}$

Prądy na początku linii wyznaczamy graficznie, w myśl równ. 25), 26) i 27), (rys. 1<sub>1</sub>). Otrzymujemy stąd:

$$\begin{aligned} \bar{J}_{R1} &= 211,0 e^{i47^\circ 45'} \text{ A.} \\ \bar{J}_{S1} &= 199,5 e^{i243^\circ 4'} \text{ A.} \\ \bar{J}_{T1} &= 59,0 e^{i156^\circ} \text{ A.} \end{aligned}$$

Widać tu, jak nierówne wartości i przesunięcia fazowe przybierają prądy na początku linii po zwarciu z ziemią. Suma tych 3 prądów równa jest zeru, co stanowi kontrolę obliczenia. Drugą kontrolą jest warunek, że suma napięć fazowych i prądów na końcu linii ma być równa zeru.

Wartości i przesunięcia fazowe tych wszystkich wielkości uwidacznia przejrzyste wykres wektorowy na rys. 1.

2) Linja nieobciążona na końcu. Zwarcie przyjmujemy teraz przez opór 0, w miejscu  $z = 150 \text{ km}$ . Z wzoru 52') wynika prąd zwarcia:

$$\bar{J}_c = 321 \frac{e^{i90^\circ}}{\frac{1}{3} \frac{0,9944}{0,261} - 0,1573} = 289 e^{i90^\circ} \text{ A}, \quad j_c = 0,9,$$

gdy zwarcie wystąpi na początku linii dla  $z = 0$ , prąd  $J_c$  zmaleje:

$$\bar{J}_c = 321 \frac{e^{i90^\circ}}{\frac{1}{3} \frac{0,965}{0,261}} = 261 e^{i90^\circ} \text{ A}, \quad j_c = 0,814.$$

Natomiast przy zwarciu na końcu linii, dla  $z = d$ , prąd  $J_c$  wzrośnie:

$$\bar{J}_c = 321 \frac{e^{i90^\circ}}{\frac{1}{3} \frac{1}{0,261} - 0,261} = 316 e^{i90^\circ} \text{ A}, \quad j_c = 0,985.$$

Z tych 3 przykładów widać, że ze wzrostem z prąd zwarcia zwiększa się; w danym przykładzie zbliża się do wartości prądu naturalnego.

Rozpatrzmy jeszcze wpływ oporu zwarcia na  $J_c$  oraz  $U_{01}$  przy zwarciu w miejscu  $z = 150 \text{ km}$ . Wyniki obliczenia według wz. 52) zestawione są w poniższej tabelce:

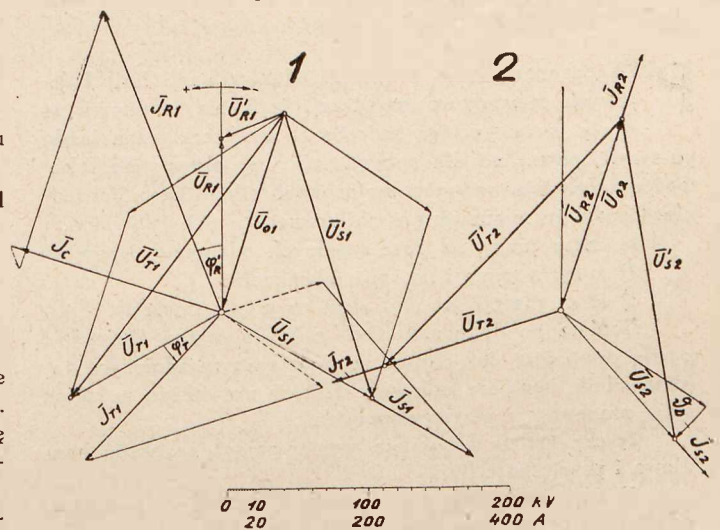
$R_z$	$R_z \cos \beta d$	$K$	$\vartheta'_k$	$J_c$	$U_{01}$	$\vartheta'_k + 90^\circ$
$\Omega$	$Z \cos \beta (d - z)$		$^\circ$	A	kV	$^\circ$
0	0	1,1127	90°	289	140,8	180°
10	0,0252	1,1128	88°4'	289	140,7	178°4'
100	0,252	1,14	77°17'	282	137,2	167°17'
385	0,97	1,475	48°55'	217	106,2	138°55'
1000	2,52	2,754	23°50'	116,5	56,8	113°50'
10000	25,2	25,3	2°31'	12,7	6,2	92°31'

Jak widać z zestawienia, prąd zwarcia oraz  $U_{01}$  przy oporach w granicach 0 do około 50  $\Omega$  prawie się nie zmieniają, następnie coraz szybciej maleją, by w końcu zbliżyć się asymptotycznie do zera. To samo można odnieść także do ogólnego wypadku.

Dla porównania obliczymy jeszcze prąd zwarcia z przybliżonego wzoru  $J_c = 3 wc U_f$ , stosowanego przy założeniu skupionych pojemności dla krótkich linii napowietrznych i kablowych.

$$J_c = 3 \cdot 314 \cdot 8,85 \cdot 10^{-9} \cdot 250 \cdot 123,4 \cdot 10^3 = 257 \text{ A}$$

Wartość ta, jakkolwiek zbliżona, jest jednak mniejsza niż obliczona w sposób ścisły. Poza to jest tutaj zupełnie niezależna od wszystkich czynników, wpływających na wielkość rzeczywistego prądu zwarcia.



Rys. 2.

Wykres wektorowy napięć i prądów na początku (1) i na końcu (2) linii, obciążonej na końcu impedancją 385  $\Omega$  przy  $\cos \varphi = 1$ , zwartej w jednym przewodzie na końcu z ziemią przez opór 0  $\Omega$ .

3) Obliczymy teraz przypadek zwarcia w skompensowanej linii, t. j. przy obciążeniu naturalnym. Zwarcie występuje dla  $z = d$ , przez opór  $R_z = 0$ . Napięcie na początku linii pozostawiamy dla porównania to sa-

me, t. zn. 123,4 kV, jakkolwiek powinno być mniejsze, takie jak na końcu linii przed zwarcie, czyli 115,3 kV.

We wzorach występują teraz znaczne uproszczenia:

$$\frac{R_z}{Z} = 0, \quad \frac{R_2}{Z_2} = 0, \quad \frac{Z}{Z_2} = 1, \quad \cos \varphi = 1, \quad \sin \varphi = 0.$$

$$\sin \beta z = \sin \beta d = 0,261 \quad \sin \beta (d-z) = 0 \quad \operatorname{tg} \beta (d-z) = 0,$$

$$\cos \beta z = \cos \beta d = 0,965 \quad \cos \beta (d-z) = 1$$

$$A = 1 \quad B = 1,232, \quad K = 1,063, \quad D = 1$$

$$\beta_A = 0 \quad \beta_B = 90^\circ \quad \beta_K = 72^\circ 28' \quad \beta_D = 15^\circ 11'$$

Obliczamy stąd:

$$\bar{J}_c = 302 e^{i72^\circ 28'} \text{ A}, \quad j_c = 0,942$$

$$\bar{U}_{01} = 148 e^{i162^\circ 28'} \text{ kV}, \quad u_{01} = 1,2$$

$$\bar{U}_{02} = 143 e^{i162^\circ 28'} \text{ kV}, \quad u_{02} = 1,158$$

$$\bar{U}_{R2} = 143 e^{i17^\circ 32'} \text{ kV}, \quad u_{R2} = 1,158, \quad \bar{J}_{R2} = 371 e^{i17^\circ 32'}$$

Na podstawie tych wielkości wyznaczamy graficznie z wykresów wektorowych na rys. 2 wszystkie inne wielkości:

$$\bar{U}'_{R1} = 48,2 e^{i111^\circ 40'} \text{ kV}, \quad u'_{R1} = 0,391$$

$$\bar{U}'_{S1} = 212,2 e^{i163^\circ} \text{ kV}, \quad u'_{S1} = 1,72$$

$$\bar{U}'_{T1} = 253,0 e^{i143^\circ 30'} \text{ kV}, \quad u'_{T1} = 2,05.$$

Napięcie przewodu T względem ziemi wzrosło więc ponad dwukrotnie napięcie fazowe. Zagroza to już izolacji transformatora.

$$\bar{U}_{S2} = 124,8 e^{-i139^\circ 32'} \text{ kV}, \quad \bar{J}_{S2} = 324 e^{-i139^\circ 32'} \text{ A}.$$

$$\bar{U}_{T2} = 131,2 e^{i107^\circ 35'} \text{ kV}, \quad \bar{J}_{T2} = 341 e^{i107^\circ 35'} \text{ A}.$$

Napięcia i prądy na końcu linii w tych przewodach zmieniały się stosunkowo niewiele.

$$\bar{U}'_{R2} = 0, \quad \bar{J}_{R1} = 460 e^{i21^\circ 15'} \text{ A}.$$

$$\bar{U}'_{S2} = 234,3 e^{-i170^\circ 50'} \text{ kV}, \quad \bar{J}_{S1} = 420 e^{-i120^\circ 31'} \text{ A}.$$

$$\bar{U}'_{T2} = 243,5 e^{i136^\circ} \text{ kV}, \quad \bar{J}_{T1} = 289 e^{i138^\circ} \text{ A}.$$

Niesymetria prądów na początku linii jest więc ogromna. Kompensacja linii została zupełnie unicestwiona wskutek zwarcia z ziemią. Podobnie zachodzi również przy sztucznej kompensacji.

## „T R A S O G R A F”

Inż. CZ. JAWORSKI

*Aczkolwiek, jak to autor sam zaznacza, zasady działania przyrządu, nazwanego przez niego „Trasografem”, oparte są na znanych podstawach i metodach obliczeń, to jednak sam pomysł zmechanizowania niezbędnych a zawsze bardzo żmudnych i monotonicznych obliczeń jest zupełnie nowy i bardzo szczęśliwy.*

*Działanie opisanego przez inżyniera Czesława Jaworskiego przyrządu oparte jest na zupełnie trafnych założeniach, a ponieważ sam przyrząd jest dość prosty, przeto nie myślę, by wykonanie jego mogło natrafić na większe trudności praktyczne. Nie wątpię, iż „Trasograf” odda wielkie usługi wszystkim projektującym koleje elektryczne i uważam zaznajomienie już obecnie szerszego grona fachowców z zasadami jego działania za bardzo wskazane.*

Prof. R. PODOSKI.

**Streszczenie.** Wobec dużych trudności, związanych z t. zw. teoretyczną jazdą po trasie, konieczną przy projektowaniu elektryfikacji linii kolejowych, autor daje projekt zmechanizowania tej jazdy.

**P**RZY opracowywaniu projektów elektryfikacji linii kolejowych stosunkowo najwięcej, jeśli nie trudności, to straty czasu pociąga za sobą t. zw. teoretyczna jazda po trasie, potrzebna dla sprawdzenia, czy obrane dla lokomotyw względnie wagonów motorowych silniki są odpowiednie. Chodzi tu mianowicie o obliczenie:

- 1) czasu jazdy na poszczególnych odcinkach trasy,
- 2) zużycia energii na tych odcinkach i
- 3) strat energii (ściślej: strat na ciepło Joule'a).

Dopiero po dokonaniu tych obliczeń można stwierdzić z całą pewnością, czy obrane na podstawie zasadniczych założeń silniki będą się nadawały do tych warunków, w jakich mają pracować, a przede wszystkim,

- 1) czy będzie osiągnięta wystarczająca szybkość handlowa i przelotność linii,
- 2) czy zużycie energii, liczone w watach na tonnokm., odpowiada przeciętnym dla danych warunków normom, oraz
- 3) czy silniki nie będą się zbyt nagrzewały i czy będą całkowicie wyzyskane.

W razie negatywnych wyników silniki muszą być zmienione i teoretyczna jazda po trasie powtórzona.

Należy tu zaznaczyć, że przeważnie na liniach elektryfikowanych projektuje się kilka rodzajów pociągów, jak: osobowe i towarowe, dalekobieżne i miejscowe, zwykle i pospieszne; poza tym są to pociągi o różnych składach; wreszcie mogą one być prowadzone przez lokomotywy elektryczne

albo przez wagony motorowe. Oczywiście projektowane silniki muszą być sprawdzone dla wszystkich rodzajów przyszłej pracy.

Pierwszy ze znanych sposobów teoretycznego przejeżdżania trasy, mianowicie ściśła metoda analityczna, jest najbardziej żmudny, gdyż sprowadza się do rozwiązywania układu równań o kilku niewiadomych dla każdego odcinka trasy, różniącego się wzniesieniem lub łukiem od sąsiedniego.

Podobnie trudne są metody, oparte na wykreślaniu specjalnych krzywych „y” o równaniu:

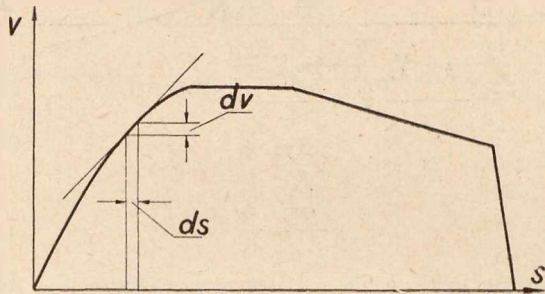
$$y = \frac{1}{F - W \cdot r}$$

gdzie  $F$  — siła przyspieszająca na obwodzie kół,  $W$  — waga wozu, zaś  $r$  — opór trakcji na jednostkę masy. Tu dla znalezienia czasu, potrzebnego na przebycie odcinka drogi, trzeba całkować powierzchnie, ograniczone temi krzywymi „y”. Niewiele wreszcie prostsze są t. zw. metody uproszczone, polegające na pewnych przybliżonych założeniach, jak np. metoda analityczna z założeniem, że przyspieszenie w ciągu pewnego krótkiego okresu czasu jest stałe.

Najlepszą zdaje się ze wszystkich znanych metod jest podana przez inż. Z. Grabińskiego w Nr. 16/29 „Przełądu Elektrotechnicznego” metoda wykreślna, nawiązująca do metody analitycznej i oparta na założeniu stałego średniego przyspieszenia dla pewnych małych odstępów szybkości. Metoda ta — w odróżnieniu od poprzednich — daje w wyniku wykres szybkości nie w funkcji czasu, lecz — bardzo wygodnie — w funkcji drogi. Jednakże i ta metoda, jako najprostsza powszechnie obecnie stosowana,

wymaga dla przeciętnego projektu elektryfikacji bardzo długiego czasu, który liczyć trzeba na miesiące; polega zaś ona na żmudnym i poprostu mechanicznym przesuwaniu po papierze pewnych szablonów, kresleniu zapomocą tych szablonów krzywej szybkości w funkcji drogi, a następnie odczytywaniu z wykresu pewnych wielkości, potrzebnych do dalszych obliczeń. Oczywiście, czas na ten cel użyty byłby wielokrotnie skrócony, gdyby wymienione wyżej czynności zostały całkowicie zmechanizowane. Czy to jest możliwe i, jeśli tak, na jakich podstawach należałoby się oprzeć, postaram się poniżej odpowiedzieć.

Ponieważ ze wszystkich sposobów teoretycznej jazdy po trasie najlepiej jest znany i najczęściej stosowany wspomniany sposób wykreślny, nawiązując do niego, tembardziej, że zastosuję w swych rozważaniach ten sam układ wykresu, t. j. droga — szybkość.

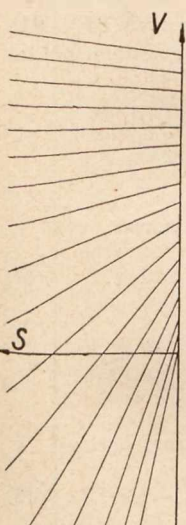


Rys. 1.

W układzie tym (patrz rys. 1) tangens kąta nachylenia stycznej do krzywej w dowolnym punkcie wyraża się przez pochodną szybkości w tym punkcie względem drogi:

$$b_1 = \frac{dv}{ds} = \frac{a \cdot dt}{ds} = \frac{a}{v} \dots \dots \dots (1)$$

gdzie  $a$  — przyspieszenie w m/sek<sup>2</sup>,  $v$  — szybkość w m/sek, zaś  $b_1$  wyraża przyrost szybkości na jednostkę drogi i równa się stosunkowi przyspieszenia do szybkości w danej chwili. Znając ciężar pociągu, średnicę kół, przekładnię, opory ruchu t. d., można z charakterystyki momentów silnika wyliczyć analitycznie dla dowolnej szybkości pociągu, a więc i dla dowolnych obrotów silnika, odpowiednie przyspieszenie, a co za tem idzie, także odpowiednie wartości  $b_1$ . Jeżeliby więc dla poszczególnych szybkości pociągu, różniących się od siebie o pewną małą wielkość, np. 0,5 m/sek, obliczyć analitycznie odpowiadające tym szybkościom wartości  $b_1$ , a następnie wykreślić szereg prostych  $b_1$ , tak, jak to pokazano na rys. 2-m, to możnaby zauważyć pewną regularność w zmianie nachylenia tych prostych. Regularność ta wynika zresztą z charakterystyki silnika: im większe są jego obroty, tem mniejszy moment, a więc i tem mniejsze przyspieszenie; tembardziej więc im większa szybkość pociągu, tem mniejsza będzie wartość stosunku



Rys. 2.

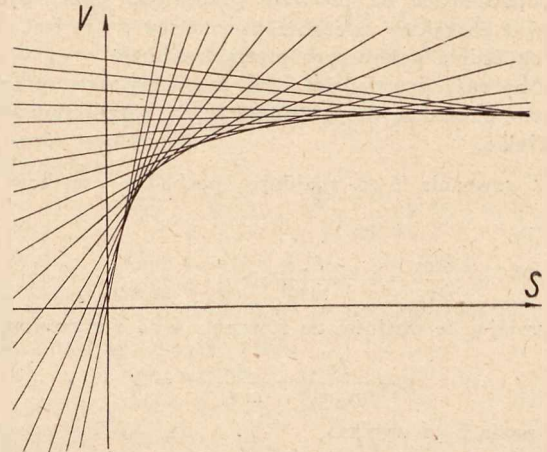
$\frac{a}{v} = b_1$ ; taki właśnie szereg prostych  $b_1$ , jak na rys. 2-m, stosuje się jako szablon w wykreślniej metodzie jazdy po trasie.

Jeżeliby teraz kolejki przedłużać te proste w kierunku osi  $v$  (rys. 3), to łatwo można zauważyć, że utworzy się

pewna krzywa, jakby obwiednia tych prostych. Chodzi teraz o stwierdzenie:

- 1) czy rzeczywiście jest to obwiednia tych prostych, a jeśli tak,
- 2) czy możnaby ją otrzymać nie drogą obliczeń nachylenia prostych  $b_1$ , a wprost z krzywej momentów silnika.

Jest to kwestja zasadnicza, gdyż w razie, jeżeliby na oba pytania znalazła się odpowiedź pozytywna, to w ten



Rys. 3.

sposób zostałaby wyrugowana pewna dowolność i nieściślność początkowego założenia metody wykreślniej, mianowicie stałość przyspieszenia dla pewnych małych odcinków szybkości; przez takie przywrócenie ciągłości możnaby stworzyć podstawę nowej metody przejeżdżania trasy, która miałaby zaletę teoretycznej dokładności metody analitycznej,

Obwiednia, o której wspomniałem, byłaby wykreślona w układzie „droga — szybkość”, analitycznie więc miałaby kształt  $v = f(s)$ , albo  $v = f_1(k)$ ,  $s = f_2(k)$ , gdzie  $k$  byłoby jakimś parametrem; byłaby to obwiednia prostych o równaniu

$$v = v_0 + b_1 s \dots \dots \dots (2)$$

gdzie  $v$  i  $s$  są zmiennymi układu,  $v_0$  jest szybkością pociągu w danej chwili, zaś

$$b_1 = \frac{n \cdot g}{W_1} \cdot \frac{f}{v_0} \dots \dots \dots (3)$$

gdzie  $n$  — ilość silników,  $g$  — przyspieszenie ziemskie,  $W_1$  — waga pociągu, zwiększona spowodu wpływu obracających się mas, oraz  $f$  — siła przyspieszająca silnika. Niech

$$\frac{W_1}{ng} = m \dots \dots \dots (4)$$

wtedy

$$v = v_0 + \frac{f}{m \cdot v_0} \cdot s \dots \dots \dots (5)$$

W tem równaniu  $v$  i  $s$  są, jak wyżej, zmiennymi układu,  $m$  — stałą dla danego pociągu (jest to masa zastępcza, przypadająca na jeden silnik), zaś  $f$  i  $v_0$  są parametrami, związanymi ze sobą zapomocą krzywej silnika  $f = f(v_0)$ . Ściśle biorąc, krzywa silnika wyraża zależność całkowitej siły pociągowej silnika od szybkości, względnie zależność momentu od obrotów; tutaj  $f$  jest siłą przyspieszającą, a więc różnicą siły pociągowej i oporów ruchu; słuszniejszą wobec tego nazwą dla tej krzywej byłaby: „krzywa lokomotywy”, względnie: „zredukowana krzywa silnika”. Dla uproszczenia będę nadal nazywał ją krzywą silnika.

Obwiednia prostych o równaniu 5-m wyrażona będzie przez równanie, które otrzymamy, rugując z tego równania oraz z równania:

$$\frac{\partial v}{\partial v_0} + \frac{\partial v}{\partial f} \cdot \frac{df}{dv_0} = 0 \dots (6)$$

oba parametry  $v_0$  i  $f$ ; ponieważ jednak parametry te nie są ze sobą związane zależnością analityczną, lecz geometryczną, w postaci otrzymanej empirycznie krzywej silnika, nie da się więc też wyrazić analitycznie  $\frac{df}{dv_0}$ ; przejścia od krzywej danej silnika do obwiedni należy poszukiwać, uwzględniając równanie 6-e, drogą geometryczną. Niemniej można już odpowiedzieć na pierwsze postawione wyżej pytanie: ponieważ charakter zależności parametrów  $f$  i  $v_0$  jest ciągły, więc obwiednia powyższych prostych istnieje.

Aby zaś odpowiedzieć i na drugie pytanie, spróbujmy otrzymać obwiednię drogą geometryczną, korzystając z krzywej silnika.

Z równania 5-go znajduję pochodne cząstkowe  $\frac{\partial v}{\partial v_0}$  oraz  $\frac{\partial v}{\partial f}$ :

$$\frac{\partial v}{\partial v_0} = 1 - \frac{f \cdot s}{m \cdot v_0^2}; \quad \frac{\partial v}{\partial f} = \frac{s}{m \cdot v_0};$$

podstawiając te wartości do równania 6-go otrzymujemy:

$$1 - \frac{f s}{m \cdot v_0^2} + \frac{s}{m v_0} \cdot f' = 0 \dots (7)$$

Z równania 5-go wynika:

$$f = \frac{m(v - v_0)v_0}{s} \dots (8)$$

Zaś z równania 7-go, albo różniczkując 8-e:

$$f' = \frac{m(v - 2v_0)}{s} \dots (9)$$

gdzie  $f' = \frac{df}{dv_0}$ ;

Z obu ostatnich równań obliczam  $\frac{s}{m}$ :

$$\frac{s}{m} = \frac{(v - v_0)v_0}{f} = \frac{v - 2v_0}{f'}$$

stąd, odrzucając człon pierwszy:

$$f' v_0 v - f' v_0^2 = f v - 2 f v_0;$$

$$(f' v_0 - f) \cdot v = (f' v_0 - 2 f) \cdot v_0;$$

$$\frac{v}{v_0} = \frac{f' v_0 - 2 f}{f' v_0 - f};$$

odejmując od obu stron tego równania jedność otrzymamy:

$$\frac{v - v_0}{v_0} = \frac{f' v_0 - 2 f - f' v_0 + f}{f' v_0 - f} = - \frac{f}{f' v_0 - f}$$

skąd wreszcie:

$$\frac{\Delta v}{v_0} = - \frac{f}{f' v_0 - f} \dots (10)$$

gdzie

$$\Delta v = v - v_0;$$

Poprowadźmy w dowolnym punkcie  $M$  krzywej silnika (patrz rys. 4) styczną do niej, wtedy:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{AC}{CM} = \frac{f_0}{v_0};$$

z drugiej strony

$$\operatorname{tg} \alpha = - \frac{df}{dv_0} = - f'$$

stąd

$$f' v_0 = - f_0;$$

podstawiając tę wielkość do równania 10-go, otrzymamy:

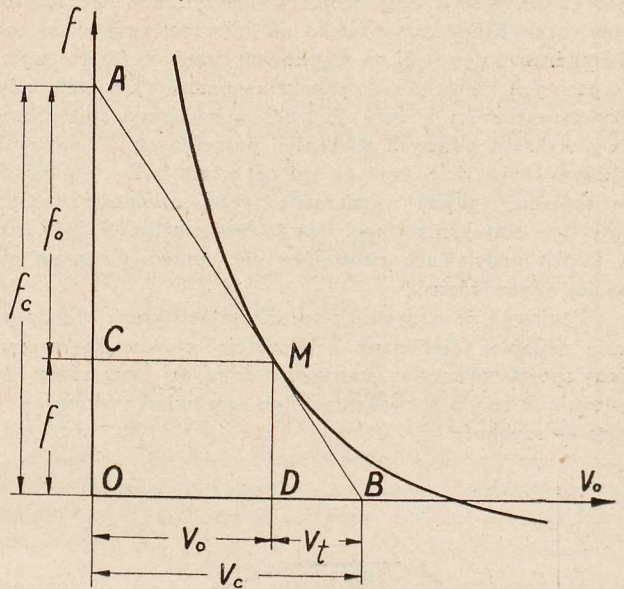
$$\frac{\Delta v}{v_0} = \frac{-f}{-f_0 - f}$$

albo

$$\frac{\Delta v}{v_0} = \frac{f}{f_0 + f} = \frac{f}{f_c} \dots (11)$$

ale z rysunku

$$\frac{f}{f_c} = \frac{v_t}{v_0 + v_t}$$



Rys. 4.

albo

$$\frac{f}{f_c} = \frac{v_t}{v_c};$$

porównując to równanie z 11-em otrzymamy:

$$\frac{\Delta v}{v_0} = \frac{v_t}{v_c} \text{ czyli } \frac{v - v_0}{v_0} = \frac{v_t}{v_c} \dots (12)$$

dodając zaś do obu stron równania jedność, otrzymujemy

$$\frac{v}{v_0} = \frac{v_t + v_c}{v_c}$$

stąd

$$v = v_0 \cdot \frac{v_t + v_c}{v_c} \dots (13)$$

Uzupełniam wykres przez wbudowanie nowego układu  $s-v$ , jak na rys. 5-ym. Na osi  $O_f$  odkładam  $OF = OD = v_0$ , łączę  $B$  i  $F$ ; niech  $E$  będzie przecięciem prostych  $BF$  i  $MD$ , wtedy  $DE = \Delta v$ \*); na osi  $ov$  w kierunku dodatnim odkładam  $DG = DE = \Delta v$ , wtedy  $OG = v$ ;

Z równania 9-go:

$$s = \frac{m(v - 2v_0)}{f'} = \frac{m(2v_0 - v)}{-f'}$$

zaś podstawiając na  $f'$  wartość  $-\operatorname{tg} \alpha$ , otrzymamy:

$$s = \frac{m(2v_0 - v)}{\operatorname{tg} \alpha} \dots (14)$$

Układ ostatnich dwu równań:

$$v = v_0 \cdot \frac{v_t + v_c}{v_c} \text{ i } s = \frac{m(2v_0 - v)}{\operatorname{tg} \alpha}$$

daje się sprowadzić do następującej ostatecznej postaci:

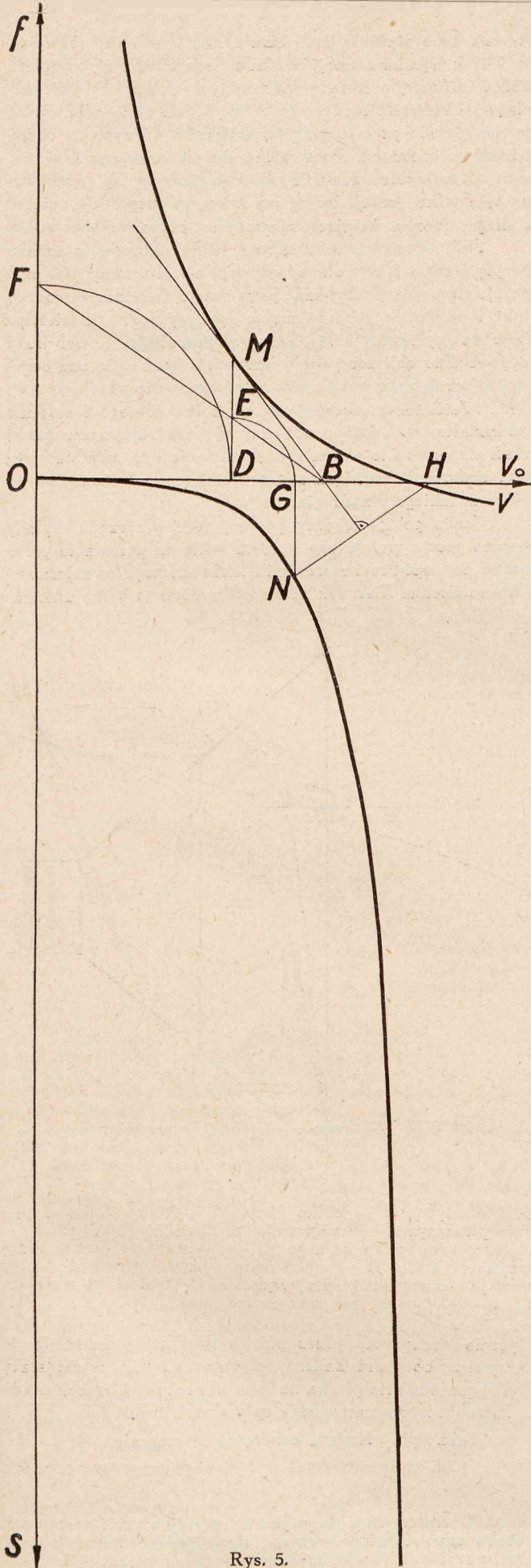
$$v = v_0 + \Delta v \text{ oraz } s = \frac{m}{\operatorname{tg} \alpha} \cdot (v_0 - \Delta v)^{**} \dots (15)$$

Równania te wyrażają analitycznie poszukiwaną krzywą w układzie  $v-s$ , przy czym  $v_0$  jest zmiennym parametrem, od którego zależą nie tylko zmienne układu  $s$  i  $v$ , ale też  $\Delta v$

\*) Widać to z trójkątów podobnych BOF i BDE oraz z równania 12-go.

\*\*\*) Przy sprawdzaniu wymiaru wyrażenia tego równania należy pamiętać, że tu  $\operatorname{tg} \alpha$  nie jest liczbą oderwaną, lecz mianowaną, a jej wymiar będzie:  $\left| \frac{f}{v} \right| = \left| \frac{g}{\operatorname{sek}} \right|$ ;





Rys. 5.

i  $\operatorname{tg} \alpha$ ; wartość  $v$  została wyżej znaleziona i wyrażona jest długością odcinka  $OG$ , zaś  $\Delta v$  i  $\operatorname{tg} \alpha$  dają się bardzo łatwo wyznaczyć geometrycznie. Dla znalezienia „s” w układzie obranym korzystam z wzoru 14-go. Na osi szybkości odłożymy  $OH = 2 v_0$ ; jeśli przez punkt  $H$  poprowadzimy prostą  $NH$ , prostopadłą do stycznej  $MB$ , to punkt  $N$  przecięcia tej prostej z pionową, poprowadzoną przez punkt  $G$ , będzie poszukiwanym punktem obwiedni, odpowiadającym punktowi  $M$ , gdyż, jak wynika z równania 14-go, odcinek  $NG = \frac{s}{m}$ , a ponieważ  $m$  jest wielkością stałą więc  $NG$  odpowiada w pewnej skali długości drogi  $s$ . Przeważnie jednak skalę drogi  $s$  tak samo, jak  $v$  i  $v_0$ , obiera się zgóry, ażeby więc otrzymać wykres obwiedni  $v = f(s)$  w żądanej skali dla  $s$  i  $v$ , należy obliczyć najpierw skalę dla  $f$ .

Z równania 8-go:

$$f = \frac{m(v - v_0)v_0}{s} = \frac{W'(v - v_0)v_0}{ng \cdot s}$$

Skala  $|F| = \left| \frac{W'}{ng} \cdot \frac{v^2}{s} \right|$ ; niech np.  $v = 1$  i  $s = 50$ , t. z.  $1 \text{ cm} = 1 \frac{\text{cm}}{\text{sek}}$  oraz  $1 \text{ cm} = 50 \text{ m}$ , to, jeśli przytem  $W'$  równa się np. 75 000 kg i  $n = 4$ , wtedy

$$|F| = \frac{75\,000}{4 \cdot 9,81} \cdot \frac{1}{50} = 38,24;$$

czyli  $1 \text{ cm} = 38,24 \text{ kg}$ ;

Przystępując więc do wykonania obwiedni, należy najpierw wykonać wykres siły przyspieszającej w funkcji szybkości w tak wyliczonej skali, a następnie dopiero podanym wyżej sposobem przejść do wykreślenia obwiedni. Należy tu wyjaśnić, że ponieważ siła przyspieszająca jest różnicą siły silnika, przeniesionej na obwód kół lokomotywy, i oporów ruchu, liczonych także na obwodzie kół, przeto charakterystyka siły przyspieszającej w funkcji szybkości pociągu tem się będzie różniła od charakterystyki momentów silnika w funkcji jego obrotów, że w chwili zrównania siły silnika z oporami ruchu krzywa nasza przecina oś poziomą i wartość siły przyspieszającej staje się ujemną. Jest to zresztą zupełnie oczywiste: silnik szeregowy zainstalowany na lokomotywie nie rozbiega się.

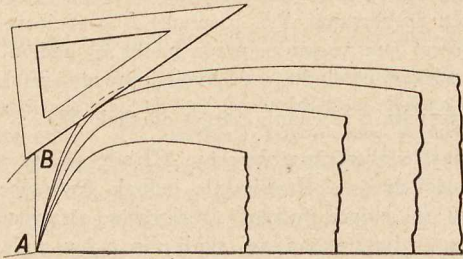
Ażeby wykorzystać obwiednię dla kreślenia przebiegów, trzeba wykonać obwiednie dla wszystkich rodzajów połączeń silników: szeregowego, równoległego i ewentualnie z bocznikami. Następnie należy je wyciąć i po ułożeniu jednego na drugim tak, jak to pokazano na rys. 6-m, zlepić w jedną całość. Utworzy się w ten sposób nowy szablon; nazwijmy go szablonem lokomotywy.

Jak wynika z założenia, przyjętego na początku, każda z krzywych szablonu jest obwiednią prostych  $b_1$ , t. zn. że dla danej szybkości styczna do krzywej przebiegu, którą mamy wykreślić, musi być jednocześnie styczną do krzywej szablonu. Przystępując więc do kreślenia przebiegów, należy szablon lokomotywy ułożyć na „trasie” zgodnie z kierunkiem spólrzędnych, przyczem tak, by początek układu spólrzędnych odpowiadał szybkości  $v = 0$ . Jeśli teraz w pewnym miejscu  $A$  trasy (patrz rys. 6), pociąg ma szybkość  $v_0$  (odcinek  $AB$  na wykresie przebiegów), to aby otrzymać nachylenie krzywej w tym punkcie  $B$ , trzeba przez ten punkt poprowadzić styczną do szablonu, ułożonego tak, jak to wyżej wskazano.

Należy tu zaznaczyć, że szablon obwiedni zastępuje tylko szablon „ $b_1$ ”, służący do kreślenia górnej krzywej przebiegów; otrzymanie krzywej dolnej, uwzględniającej zmiany szybkości pod wpływem wzniesień, spadków i łuków, wymaga nadal stosowania szablonu typu „ $T$ ” (patrz „Przegląd Elektrotechniczny” Nr. 16/29).

Jazda po trasie nową metodą wykreslną, mianowicie metodą obwiedni, nie daje wogóle specjalnych udogodnień.

Autor korzystał z tej metody tylko w wypadkach wyjątkowo trudnej trasy, mianowicie, gdy spowodu bardzo silnych wzniesień szybkość pociągu malała nawet przy równoległym połączeniu silników z bocznikiem w obwodzie wzbudzenia.



Rys. 6.

W innych wypadkach metoda ta może oddać dobre usługi tylko wtedy, gdy dla otrzymania potrzebnych wielkości: czasu, zużycia energii i strat będzie się korzystało ze specjalnych nomogramów (patrz tenże Nr. P. E.).

Nie w tym zresztą celu została tu kwestia obwiedni poruszona, by jedną metodę wykreślną zastąpić inną wykreślną; rozważania powyższe mają raczej znaczenie teoretyczne. Wartość zaś praktyczną będzie miała metoda obwiedni przewszystkiem wtedy, kiedy pozwoli całkowicie zmechanizować i przez to wydatnie przyspieszyć żmudną pracę jazdy po trasie.

Metoda wykreślna jazdy po trasie polegała na założeniu, że przyspieszenie nie zmienia się w sposób ciągły, lecz skokami: na tej podstawie zbudowano oba szablony: „bi” i „T”; przy pomocy pierwszego z nich kreśliło się krzywą górną szybkości zasadniczej, zaś przy pomocy drugiego — krzywą dolną uwzględniającą zmiany tej szybkości pod wpływem kształtu trasy. Różnica każdorazowych rzędnych tych krzywych dawała szybkość w pewnym punkcie drogi.

Wyobraźmy sobie teraz przyrząd w rodzaju planimetru z umieszczonym na nim szablonem silnika, działający na następujących zasadach: Przesuwany stale w tym samym kierunku trasy  $s$  (w prawo), kreśli on dwoma kółkami dwie drogi: krzywą dolną — trasy (wpływ wzniesień, spadków i łuków) oraz krzywą górną — przebiegu. Różnica każdorazowych rzędnych tych krzywych daje szybkość w danym punkcie trasy. Ażeby przyrząd mógł spełniać taką rolę, trzeba, ażeby były spełnione następujące warunki:

1. Środki obu kółek muszą pozostawać stale na wspólnej odciętej.
2. Kierunek płaszczyzny kółka górnego musi być taki, by przy każdej szybkości pociągu odpowiadał jego przyspieszeniu.
3. Kierunek płaszczyzny kółka dolnego musi odpowiadać każdorazowemu wzrostowi lub spadkowi przyspieszenia, wywołanemu wpływem spadków lub wzniesień (i łuków) na trasie.

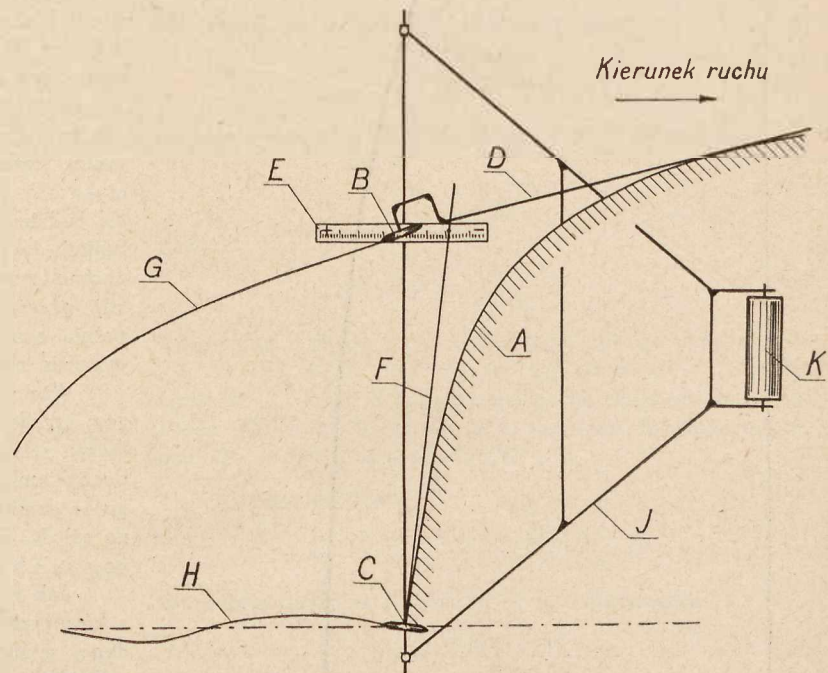
Warunek pierwszy nie nastręcza żadnych trudności.

Ażeby spełnić warunek drugi, należy najpierw umieścić na przyrządzie wykonany poprzednio szablon lokomotywy w ten sposób, by jego początek układu współrzędnych spoczywał w środku kółka dolnego i by jego oś  $s$  była równoległa do osi trasy. Jeśli teraz płaszczyzna kółka górnego będzie skie-

rowana stale stycznie do odpowiedniej krzywizny szablonu, to — jak wynika z teorii obwiedni oraz z tego, że odległość kółka od początku układu współrzędnych wyraża szybkość pociągu — kierunek ruchu tego kółka będzie stale odpowiadał przyspieszeniu pociągu przy tej szybkości. Utrzymanie odpowiedniego kierunku ruchu kółka da się uskutecznić w ten sposób, że szablon zostanie wycięty z blachy np. cynkowej na tyle tylko grubej, by na jej krawędzi mogło się opierać i ślizgać piórko sterujące płaszczyznę kółka.

Jeśli wreszcie chodzi o ruch kółka dolnego, to zmiana przyspieszenia<sup>\*)</sup>, wywołana wpływem kształtu trasy, jest proporcjonalna do pochylenia (właściwego, lub zastępującego łuk) i odwrotnie proporcjonalna do szybkości. Umieścimy więc na wysokości kółka górnego równoległe do osi trasy odpowiednio obliczoną skalę wzniesień; będzie się ona oczywiście przesuwawała w kierunku pionowym wraz z kółkiem górnym. Jeśli teraz przedłużymy oś kółka dolnego i zależnie od kształtu trasy przeprowadzimy ją przez odpowiedni punkt skali wzniesień, to w ten sposób zostanie i ta ostatnia kwestja całkowicie rozwiązana. Na rys. 7-ym pokazano ideowy schemat takiego urządzenia.

Jazda po trasie przy pomocy tego przyrządu byłaby bardzo prosta, polegałaby bowiem tylko na posuwaniu przyrządu po papierze i sterowaniu kółka dolnego w zależności od wzniesienia. Kierunek ruchu kółka górnego byłby automa-



Rys. 7.

A — szablon lokomotywy, B — kółko górne, C — kółko dolne, D — piórko, sterujące płaszczyznę kółka górnego, E — skala wzniesień, F — oś, sterująca płaszczyznę kółka dolnego, G — wykreślona przez przyrząd górna krzywa wykresu, H — wykreślona przez przyrząd dolna krzywa wykresu, I — konstrukcja przyrządu, K — walec, utrzymujący stały kierunek ruchu.

tycznie utrzymany przez piórko sterujące, docięnięte do krzywizny obwiedni. Zmiana połączenia silników wymagałaby tylko przesunięcia piórka na inną obwiednię; bieg bez prądu i hamowanie nie nastręcają specjalnych trudności.

Taka była pierwsza koncepcja „trasografu”.

Jeżeli teraz zatrzymać ruch samego przyrządu, a puścić

<sup>\*)</sup> Autor użył tu wyrazu „przyspieszenie” spowodu braku odpowiedniego terminu, określającego stosunek przyrostu szybkości do jednostki drogi.

w kierunku przeciwnym papier, po którym toczą się kółka przyczem papier ten nawinąć jako taśmę na bęben, otrzymamy drugą koncepcję, o tyle lepszą od poprzedniej, że sam przyrząd, jako nieruchomy, może być solidniejszej i jednocześnie bardziej precyzyjnej budowy.

Wreszcie, gdyby dało się pokonać trudności, z jakimi związana jest konieczność niesłychanie precyzyjnego wykonania, możnaby przyrząd ten zmienić w ten sposób, by zamiast kreślenia przebiegów wykazywał na specjalnych licznikach:

1. czas przelotu,
2. zużycie energii i
3. sumę  $I^2t$ .

Wyjaśnienia powyższe miały na celu wykazanie, że kwestja obwiedni prostych  $b_1$ , poza swem zasadniczym znaczeniem teoretycznym może mieć także znaczenie praktyczne, nawet dość duże, ale tylko w tym sensie, jak to wyżej zaznaczono. Pozatem nie ma ona pretensji do tego, by być podstawą innej metody wykreślenia.

## ELEKTRYCZNE HAMOWANIE ZWARCIOWE SILNIKÓW TRAMWAJOWYCH \*)

Inż. Z. GRABIŃSKI

O elektrycznym hamowaniu wozów tramwajowych pisano już sporo, a w literaturze technicznej można znaleźć wyniki wielkiej ilości bardzo ciekawych pomiarów. Już w dziele mojem „Tramwaje i Koleje Elektryczne”, wydanem w roku 1923, poświęciłem dużo miejsca tej sprawie i przytoczyłem cały szereg wykresów, już to zrobionych przezemnie samego, już to wziętych z literatury fachowej. Wszystkie te jednak prace, pomiary i doświadczenia miały przeważnie na celu zbadanie przebiegu samego hamowania, t. j. możliwości szybszego lub wolniejszego zatrzymania wozu lub pociągu, względnie porównania różnych rodzajów hamulców, nie zaś zbadanie zjawisk, występujących w samych silnikach, co jest właśnie celem prac. inż. Z. Grabińskiego.

Zjawiska te nie były, o ile mi wiadomo, dotychczas nigdy dokładnie badane. Przypisać to należy z jednej strony dość skomplikowanemu ich charakterowi, z drugiej zaś wielkim trudnościom, z jakimi związane jest wykonanie pomiarów praktycznych. Szybkie zmiany napięcia i prądu wymagałyby zastosowania oscylografów, których zmontowanie w wagonie tramwajowym jest bardzo trudne. Dalej konieczne byłoby mierzenie również i prędkości wozu oraz ilości obrotów kół, względnie silnika, gdyż dopiero zestawienie tych wielkości z natężeniem prądu i wielkością napięcia dałoby dokładny obraz przebiegu hamowania, pozwoliłoby na określenie stopnia ślizgania się kół i t. p. Niestety, pomimo wszelkich wysiłków nie udało się inż. Grabińskiemu obmyślić odpowiedniego szybkościomierza, któryby dał się zmontować na normalnym wagonie tramwajowym, stosowanie zaś specjalnego wózka lub wagonu zmieniłoby warunki normalnej eksploatacji i zaciemniłoby cały obraz.

Mimo to prace inż. Grabińskiego, aczkolwiek niekompletne i, miejmy nadzieję, jeszcze nie zakończone, rzucają dużo światła na elektryczny przebieg hamowania i prace silników przy tem hamowaniu, wyświetlając cały szereg dotychczas mało zrozumiałych zjawisk, i dają dużo cennych wskazówek dla konstruktorów. To też należy być wdzięcznym inż. Grabińskiemu za podjęcie się tak mozolnych badań i udostępnienie szerszemu ogółowi zapoznania się z dotychczasowymi ich wynikami, wyrażając równocześnie nadzieję, iż opublikowane artykuły będą dopiero pierwszą częścią całości przyszłych jego prac w tym kierunku.

Prof. R. PODOSKI.

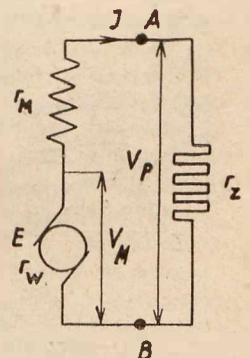
**Streszczenie.** W artykule przedstawione są wyniki prac nad zjawiskami, zachodzącymi podczas elektrycznego hamowania zvarciowego w tramwajach. Przy tym systemie hamowania silniki trakcyjne zostają zwarte poprzez oporniki i, pracując jako prądnice, stwarzają moment hamujący. W czasie hamowania powstają w silnikach duże przeciążenia oraz przepięcia, którym towarzyszą zjawiska iskierek na komutatorze, opalania się szczotek silników oraz ślizgania się kół jezdnych po szynach, dlatego też obecnie wymagane są specjalne własności silników, które mają być przeznaczone do hamowania zvarciowego, oraz próbowane są systemy elektrycznego hamowania bez zwierania silników.

**P**OWSZECHNIE używanym w przedsiębiorstwach tramwajowych systemem hamowania jest elektryczne hamowanie zvarciowe. Silniki jezdne są wtedy odłączone od sieci i obwód ich zostaje zwarty poprzez oporniki pewnej określonej wielkości. Schematycznie możemy wtedy przedstawić układ połączeń na rys. 1, gdzie punkty A i B są zaciskami silnika,  $r_z$  zaś — opornością, przyłączoną zzewnątrz do tych zacisków.

\*) Artykuł niniejszy łączy się ściśle z artykułem p. t. „Przepięcia hamowania silników tramwajowych”, w którym zdawałem sprawę z badań nad przepięciami, zachodzącymi w silnikach tramwajowych przy hamowaniu zvarciowym (Przegląd Elektrotechniczny Nr. 21/1933).

Silnik, połączony w ten sposób, napędzany podczas ruchu przez os wozu siłą bezwładności wozu tramwajowego, zaczyna wzbudzać się i pracować jako prądnica, gdy zachowany jest odpowiedni kierunek połączeń pomiędzy twornikiem i uzwojeniami biegunowymi silnika. Prąd, przechodzący przez silnik, wywołuje moment hamujący, który zatrzymuje wóz.

Taki system hamowania znalazł dlatego tak chętnie zastosowanie w eksploatacji tramwajowej, że nie wymaga zupełnie żadnych dodatkowych urządzeń; do zahamowania użyte są silniki jezdne wozu oraz oporniki rozruchowe. Pozatem daje on cały szereg ogólnych korzyści elektrycznego hamowania, a więc przede wszystkim jaknajlepsze wykorzystanie przyczepności wozu podczas hamowania. Dalszą korzyścią elektrycznego układu jest możliwość hamowania wozu przyczepnego, gdyż wystarczy, ażeby w obwód (rys. 1) wstawić elektromagnes solenoidowy, umieszczony na wozie przyczepnym, który pociągać będzie



Rys. 1.  
Schemat hamowania zvarciowego.

za układ hamulców klockowych, a otrzymamy, równocześnie z wozem silnikowym, hamowanie wozu przyczepnego.

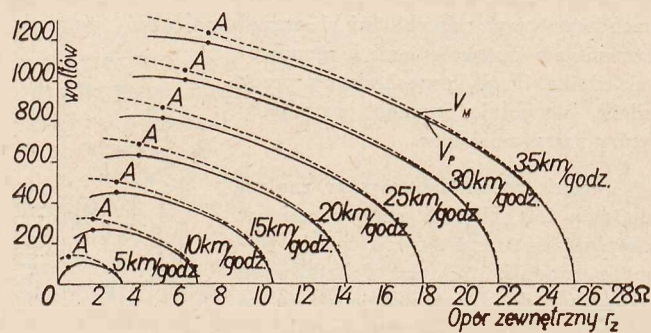
Dla powyżej przytoczonych korzyści elektrycznego hamowania zwarcioowego stosują je prawie wszystkie przedsiębiorstwa tramwajowe. Niektóre z nich używają tego systemu hamowania przy zatrzymywaniu wozu na każdym przystanku, niektóre zaś stale stosują inny sposób hamowania, a hamowanie zwarcioowe przeznaczają na wypadek uszkodzenia zasadniczego układu.

Jedyną wadą hamowania zwarcioowego, wadą jednak tak poważną, że stanowiącą powód odstępowania w ostatnich czasach od tego systemu, są ciężkie warunki pracy silników przy zahamowaniu wozu.

Podczas jazdy silnik przyłączony jest swemi zaciskami do sieci, której napięcie waha się w niewielkich granicach, zaś prąd pobierany z sieci zabezpieczony jest wyłącznikiem automatycznym przeciw nadmiernemu wzrostowi. Podczas hamowania zwarcioowego, gdy ze względu na pewność hamowania nie może znajdować się w obwodzie żaden wyłącznik, prąd ma możliwość osiągać bardzo wysokie wartości, gdyż ograniczony jest tylko przyczepnością kół jezdnych do szyn. Napięcie zaś ustala się w zależności od liczby obrotów silnika oraz oporu zewnętrznego  $r_z$  i może znacznie przekraczać napięcie nominalne, na które silnik jest zbudowany.

Silnik przy hamowaniu zwarcioowym ma specjalnie ciężką pracę komutacji, gdyż przy hamowaniu z dużej prędkości, czyli przy dużej liczbie obrotów silnika, prąd będzie osiągał wysokie wartości i jednocześnie napięcie pomiędzy szczotkami będzie także wysokie. W porównaniu z temi warunkami komutacja silnika, pracującego podczas jazdy, jest o wiele korzystniejsza, gdyż wtedy przy dużej liczbie obrotów płynie przez silnik prąd o małym natężeniu, zaś silny prąd przechodzi przez silnik, obracający się bardzo wolno. Wypływa to z charakterystyki silnika szeregowego.

Ażeby zdać sobie sprawę ze zjawisk, zachodzących podczas hamowania zwarcioowego, obliczyłem<sup>\*)</sup>, wychodząc z charakterystyki silnika, teoretyczną charakterystykę hamowania wozu, gdzie dla danego typu silników wskazane są, przy określonych obrotach i oporze zewnętrznym  $r_z$ , napięcie na zaciskach silnika  $V_p$  oraz najwyższe napięcie, panujące wewnątrz silnika  $V_M$ . Charakterystyka ta podana jest na rys. 2. Następnie, wychodząc z obserwowanych przeciętnych prędkości początku hamowania w eksploatacji Tramwajów Warszawskich, znalazłem<sup>\*)</sup> wartości napięć i prądów, które występują przy hamowaniu.



Rys. 2.

Charakterystyki hamowania silnika TC40.

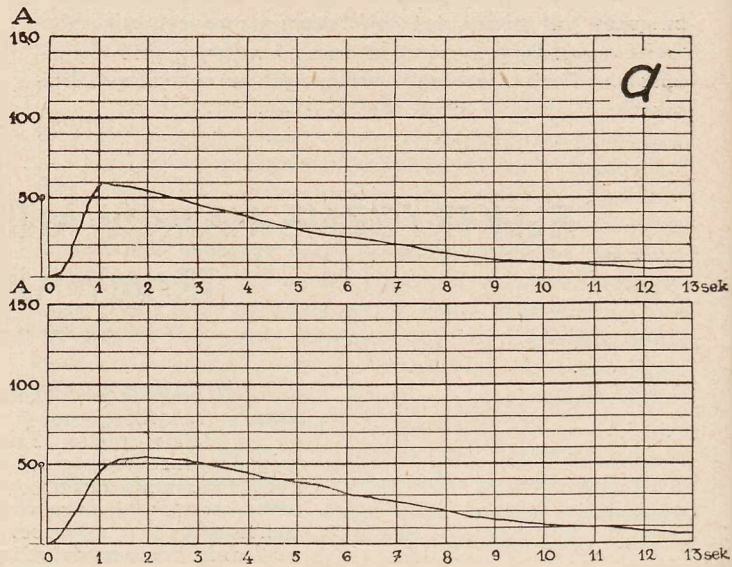
$V_p$  — napięcie na zaciskach.

$V_M$  — najwyższe napięcie wewnątrz silników.

Oczywiście, podczas jazdy wozu po mieście prędkość początku hamowania nie jest zawsze tą sama, jeżeli jednak wziąć pod uwagę prędkości, które chociaż wysokie, zdarzają

<sup>\*)</sup> Patrz Przegląd Elektrotechniczny Nr. 21/1933.

się dla każdego wozu kilkakrotnie w ciągu dnia, to otrzymamy przy hamowaniu napięcia dwukrotnie większe od napięcia sieci, przy jednoczesnym prądzie, dochodzącym do 0,6 wartości jednogodzinnej. Wysokości napięć mierzyłem także bezpośrednio i otrzymałem zupełną zgodność z wyżej przytoczonymi liczbami.



Rys. 3a.

$r_z = 11,6 \Omega$      $n_s = 1430 \text{ obr./m}$      $v = 37,2 \text{ km/godz}$

W niniejszym artykule pragnę opisać następną serię pomiarów elektrycznego hamowania zwarcioowego, przeprowadzoną także na terenie Tramwajów Warszawskich, przy pomocy wozu, wyposażonego w aparaty, samoczynnie rejestrujące prąd i napięcie silników.

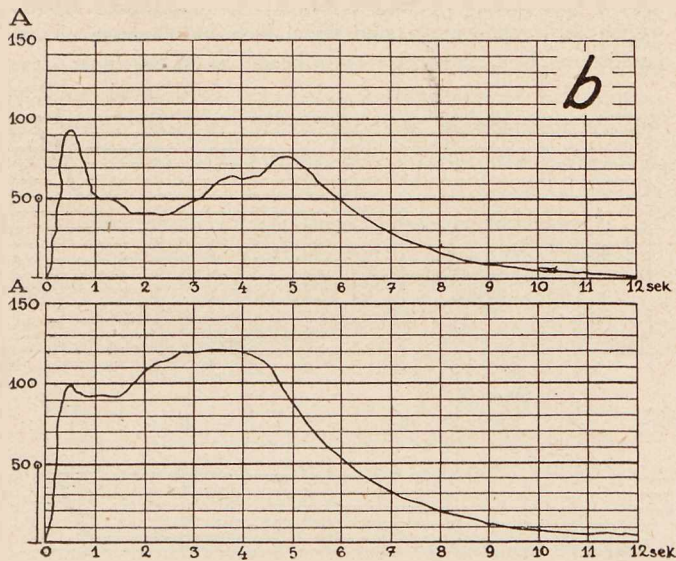
Jako wóz doświadczalny wybrany został jeden z wozów o konstrukcji na łożyskach rolkowych, którego waga wraz z obciążeniem wyniosła  $L = 15000 \text{ kg}$ , o średnicy kół jezdnych  $d = 0,72 \text{ m}$  i przekładni zębatej  $p = 5$ , wyposażony w dwa silniki typu T C 40. Wóz ten nie posiadał hamulca solenoidowego, to znaczy, że całkowita praca hamująca musiała być wytworzona przez prąd obiegający zamknięty na oporniki obwód silników.

Do wozu tego zostały zainstalowane na wspólnej tablicy trzy przyrządy samopiszące: dwa amperomierze i woltomierz, których taśmy, napędzane od wspólnego mechanizmu zegarowego, przesuwane były z szybkością  $10 \text{ mm}$  na sekundę. Na jednym z przyrządów oprócz tego umieszczony był znacznik, którym mogliśmy zaznaczać na wykresie pewną chwilę, jaka nas specjalnie interesuje, np. przesunięcie korby nastawnika na kontakt hamowania. Z przyrządów — amperomierze włączone były w obwody dwóch silników wozu, zaś woltomierz łączony był na szczotki jednego z silników.

Liczba obrotów silnika mierzona była zapomocą obrotomierza, połączanego z osią jezdną wozu. Podczas pomiaru wóz był rozpędzany, następnie przez wyłączenie prądu następowała jazda z rozpędu, podczas której prędkość wozu, a z nią i liczba obrotów silnika ( $n_s$ ) powoli opadała. Gdy liczba obrotów spadła do określonej wartości, przy której hamowanie miało być zaobserwowane, wtedy przestawiano korbę nastawnika na określony kontakt hamulcowy, silniki były zwierane na określony opór i przyrządy rejestrujące notowały przebieg ich prądu i napięcia.

Poniżej podaję jedynie przebiegi prądu, gdyż napięcie  $V_p$ , mierzone na zaciskach prawie bezindukcyjnego opornika wagonowego, jest w każdej chwili proporcjonalne do prądu, a w wielkości swej zależne jedynie od wielkości prądu oraz oporu zewnętrznego  $r_z$ .

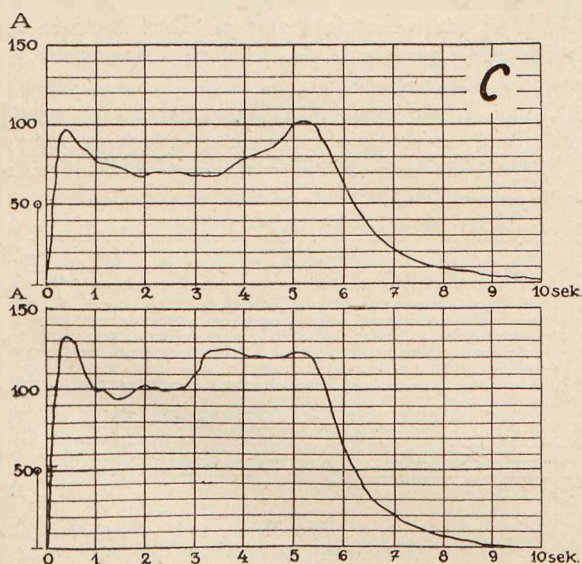
W powyższy sposób została wykonana jedna serja pomiarów (ok. 40) przy hamowaniu wozu dwoma silnikami oraz druga serja (ok. 60) przy hamowaniu jednym tylko silnikiem. Poniżej przytaczam kilka charakterystycznych wy-



Rys. 3b.  
 $r_z = 4,0 \Omega$      $n_s = 1430$  obr./m.     $v = 37,2$  km/godz

kresów zarówno z pierwszej (rys. 3 a, b, c, d, e), jak i drugiej serji (rys. 3 f, g, h). Muszę zaznaczyć przytem, że przyrządy samopiszące ze względu na swą bezwładność nie podążały za szybkimi zmianami prądu i napięcia, przez co maksymalne wartości prądów i napięć, szczególnie w pierwszej chwili hamowania, nie odpowiadały wartościom rzeczywistym. Nie należy zatem brać pod uwagę liczbowych wartości wykresów, gdyż wykresy te służyły mi jedynie do określenia charakteru zmian, zachodzących w silnikach w czasie hamowania zwarciovego.

Oczywiście hamowanie przy pomocy jednego silnika przebiega znacznie dłużej, niż wtedy, gdy działają hamująco oba silniki wozu. Poza tem ogólnie biorąc, krzywe hamowania przebiegają w tym wypadku bardziej regularnie, gdyż,



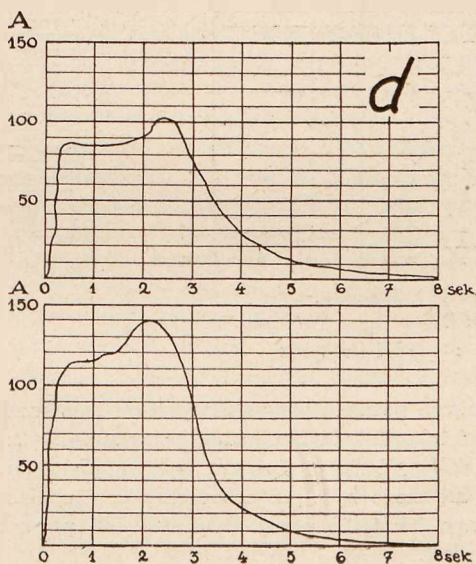
Rys. 3c.  
 $r_z = 0,98 \Omega$      $n_s = 1430$  obr./m.     $v = 37,2$  km/godz

gdź w układzie hamowania znajdują się dwa silniki, połączone ze sobą układem „na krzyż” (patrz rys. 6), to do przebiegów, wywołanych samem hamowaniem, dodaje się jeszcze oddziaływania jednego silnika na drugi.

Wykresy prądu w zależności od czasu możemy podzielić na dwie grupy. Grupa pierwsza, gdy opór  $r_z$  jest stosunkowo duży, lub przy mniejszym oporze hamowanie zaczęte jest przy małej prędkości i wykres składa się z względnie szybkiego wzrostu prądu i powolnego, regularnego jego spadku (jak na rys. 3, lit. a i e), oraz grupa druga, gdy pomiędzy wzrostem prądu i jego regularnym spadkiem zachodzi przez pewien czas stan nieustalony wykresu, prąd waha się w sposób nieregularny (rys. 3, lit. b, c, d, f, g oraz h). Różnica polega na tem, że w grupie pierwszej przez cały czas hamowania koła toczą się normalnie, zaś w drugiej w części środkowej wykresu następuje częściowe ślizganie się kół po szynach.

Jeżeli rozpatrzmy jakikolwiek z wykresów grupy drugiej (rys. 3, g), wtedy możemy stwierdzić, co następuje.

Od początku wzbudzenia się silnika, które miało miejsce w punkcie 0, prąd szybko zaczyna wzrastać, aż do punktu C'; wraz z prądem wzrasta i siła hamująca oraz opóźnienie hamowania. W punkcie C' siła hamująca staje się równa najwyższej sile, jaka ze względu na przyczepność powstać



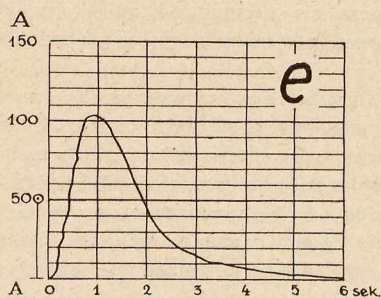
Rys. 3d.  
 $r_z = 0,98 \Omega$      $n_s = 954$  obr./m.     $v = 24,8$  km/godz

może pomiędzy kołami i szynami; koła zaczynają się ślizgać, zmniejszają swą liczbę obrotów i z tego powodu indukowana siła elektromotoryczna spada, a z nią i prąd razem z siłą hamującą. Gdy siła hamująca spadnie poniżej wartości, odpowiadającej nowemu współczynnikowi tarcia kół o szyny, wtedy koła przestają się ślizgać, rozpoczyna się toczenie, a co za tem idzie — wzrost prądu i siły hamującej, aż do ponownego przekroczenia granicy przyczepności. Otrzymujemy cały szereg wzrostów i zmniejszania się prądu, które tworzą pomiędzy punktami C' i C'' fałę zupełnie nieregularną, gdyż opartą na chwilowych, przypadkowo różniących się między sobą, współczynnikach tarcia kół o szynę.

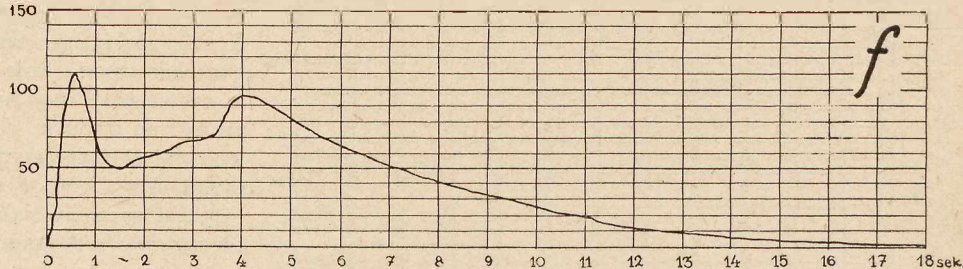
Taki stan nieustalony trwa przez cały czas od C' do C'' przy ciągłym spadaniu prędkości wozu. W punkcie C'' prędkość ta jest już tak mała, że prąd, przepływający przez silnik, który odpowiada tej prędkości oraz włączonemu oporowi  $r_z$  (patrz rys. 2), oraz siła hamująca, która związana jest z wielkością prądu, nie przekraczają granic przyczepności. Wtedy koła już nie zaczynają się ślizgać, następuje ostatni okres hamowania C'' D, w którym prąd i szybkość łagodnie opadają do zera.

Dawniej sądzono, że przy elektrycznym hamowaniu zwarciovem nie może zachodzić ślizganie się kół. Mówiono,

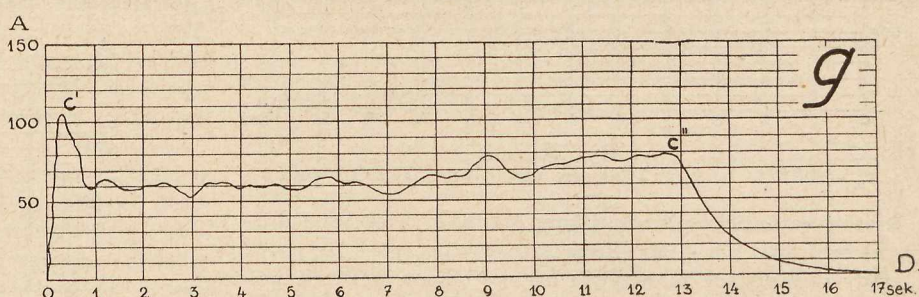
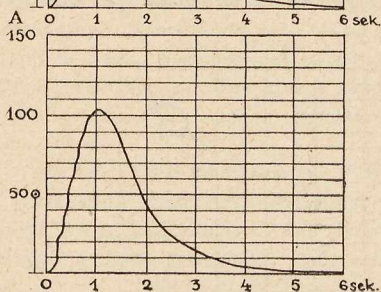
że przy każdym zmniejszeniu się liczby obrotów silnika zmniejszy się i prąd, przepływający przez silnik, oraz siła hamująca, że zatem zmniejszy się siła, która starała się unieruchomić koła i wóz będzie się toczyć dalej bez ślizgania. W praktyce okazało się następnie, że przy elektrycznym hamowaniu zwarciovem zachodzi ślizganie się kół, a także okazało się, że zdarzają się wypadki tworzenia na obwodzie koła jezdnej płaszczyny, spowodowanych starciem materiału podczas poślizgu.



Rys. 3e.  
 $r_z = 0,98 \Omega$     $n_s = 477$  obr./m.  
 $v = 12,4$  km/godz



Rys. 3f.  
 $r_z = 5,89 \Omega$     $n_s = 1380$  obr./m.    $v = 35,9$  km/godz



Rys. 3g.  
 $r_z = 0,52 \Omega$     $n_s = 1400$  obr./m.    $v = 36,4$  km/godz

Istnienie poślizgu przy elektrycznym hamowaniu zupełnie wyraźnie wskazują otrzymane przezemnie wykresy (rys. 3, b, c, d, f, g i h), a pozatem wykres, przedstawiony na rys. 5b, nie może być, jak zobaczymy poniżej, inaczej wytłumaczony, jak tylko przez utworzenie się płaszczyny na obwodzie kół.

Gdy siła opóźniająca, powstała w pierwszej chwili przy hamowaniu, nie przekroczy siły przyczepności wozu, wtedy wykres hamowania podobny jest do rys. 3, a i e, i wtedy w porównaniu z rys. 3, b, c, d, f, g i h, odpada nieustalony stan hamowania C' C". Stać się to może w trzech wypadkach: 1) gdy prędkość, przy której rozpoczynamy hamowanie, ma małą wartość, 2) gdy jest duży opór, załączony na zaciski silników, oraz 3) gdy współczynnik przyczepności pomiędzy kołami i szyną zostanie sztucznie podwyższony (sypany jest pod koła piasek).

Rozpatrzmy pokolei poszczególne części wykresu hamowania.

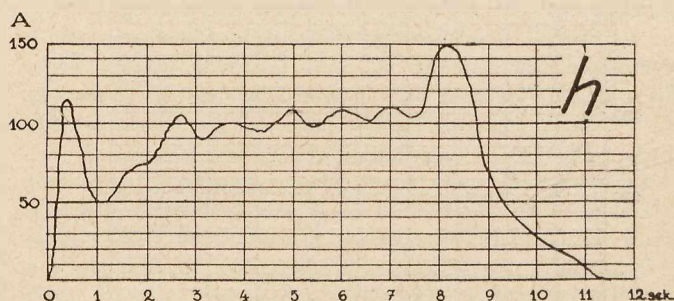
#### Wzbudzenie.

Gdy silniki wozu, posiadającego określoną prędkość, połączymy według układu, pozwalającego na hamowanie zwarciovne, wtedy nie od razu nastąpi wzrost prądu, płynącego przez silnik. Zawsze upłynie pewien czas, potrzebny na samowzbudzenie się silników. Ażeby zmierzyć ten czas, został wbudowany w nastawnik specjalny kontakt, który włączał się w chwili, gdy korba nastawnika przestawiona została na położenie hamowania. Ten kontakt połączony był ze znacznikiem przyrządu samopiszącego tak, że w chwili przesunięcia korby na hamowanie otrzymywaliśmy znak na taśmie rejestrującej. (Na rys. 3, a, b, c, e chwila połączenia układu zaznaczona jest linią pionową, zakończoną kółeczkiem). Czas wzbudzenia w przeprowadzonych pomiarach zmieniał się w zależności od

prędkości początku hamowania i oporu  $r_z$  od 0,1 sek. do 0,5 sek. Czas przytem 0,5 sek. odpowiadał hamowaniu z małej prędkości i z załączonym dużym oporem  $r_z$ . Po zmniejszeniu jeszcze bardziej prędkości hamowania przy danym oporze  $r_z$ , silniki wogóle przestawały się wzbudzać i hamowanie elektryczne nie następowało. Przy najostrożniejszych zaś hamowaniach z najwyższej prędkości, na mały opór, czas

wzbudzenia wynosił 0,1 sek. Jeżeli rozpatrywać będziemy teoretyczną charakterystykę hamowania (rys. 2) i na krzywej, odpowiadającej jakiejś określonej prędkości, np. 20 km/godz., posuwać się będziemy, przy powiększaniu oporu zewnętrznego, w prawo, to w pewnym punkcie, przy oporze  $r_z = 14,1 \Omega$ , krzywa przecina oś poziomą. Znaczy to, że dla silnika, który jest hamowany z prędkości 20 km/godz., opór  $r_z = 14,1 \Omega$  jest wartością graniczną. Przyłączeniu oporu większego silnik przestanie się wzbudzać i hamowanie elektryczne nie jest możliwe.

Na rys. 4 linia przerywana wskazuje granicę wzbudzenia, obliczoną teoretycznie z charakterystyk hamowania silnika. Krzyżkami oznaczyłem praktycznie przeprowadzone

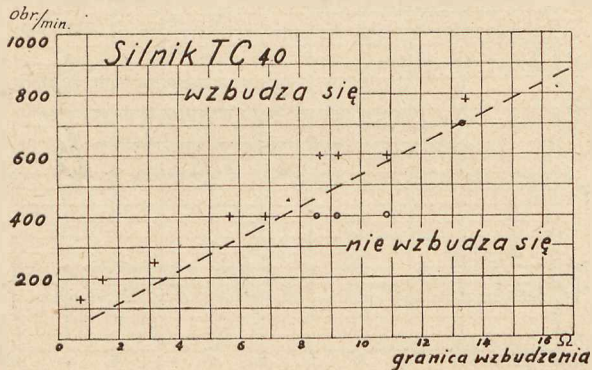


Rys. 3h.  
 Hamowanie z piaskiem  
 $r_z = 0,52 \Omega$     $n_s = 1464$  obr./m.    $v = 38,0$  km/godz

pomiary, przy których silniki, choć słabo, jednak zostały wzbudzone. Kółkami oznaczone są te pomiary, przy których amperomierz nie wskazał najmniejszego odchylenia. Z rysunku tego widać całkowitą zgodność wyników pomiarów z krzywami teoretycznymi.

## Okres wzrostu prądu.

Według otrzymanych danych z pomiarów okres ten, czyli czas, który upływa od chwili wzbudzenia się silników do osiągnięcia przez prąd wartości maksymalnej, waha się od 0,3 sekundy aż do około 3 sekund. Oczywiście niższa granica zachodzi wówczas, gdy hamowanie jest gwałtowne (z dużej prędkości i przy małej wartości  $r_z$ ), przytem ze względu na powyżej przytoczoną bezwładność przyrządów samopiszących należy się spodziewać w rzeczywistości jeszcze krótszego czasu trwania tego okresu. Czas 3 sek upły-



Rys. 4.

wa od wzbudzenia do chwili osiągnięcia przez prąd maksimum przy najslabszym hamowaniu silników. Ponieważ charakterystyki hamowania (rys. 2) są obliczone w założeniu całkowitego wzbudzenia się silnika, to znaczy przy założeniu, że silnik całkowicie jest wzbudzony przy określonej ilości obrotów i oporze  $r_z$  bez jakiegokolwiek utraty prędkości, więc ciekawe byłoby obliczenie, jak w przybliżeniu może spaść w rzeczywistości prędkość wozu od chwili przestawienia korby na kontakt hamulcowy do osiągnięcia przez prąd maksymalnej wartości.

Okres wzbudzenia się silnika możemy tutaj całkowicie pominąć, gdyż trwa on bardzo krótko i na wóz, oprócz siły hamującej oporu trakcyjnego, nie działa wtedy zewnętrznie żadna siła hamująca, a zatem opóźnienie hamowania jest bardzo nieznaczne.

Co się tyczy okresu wzrostu prądu, to przy hamowaniu gwałtownym, gdy jesteśmy na granicy ślizgania się kół, najwyższa siła hamowania może na jednym złożeniu wynieść  $\frac{L \cdot \mu}{2}$  kg, gdzie  $L$  jest wagą wozu, zaś  $\mu$  — współczynnikiem przyczepności, czyli najwyższe opóźnienie hamowania, które może być osiągnięte w chwili maksimum prądu, wynieść może

$$a = \frac{g \cdot L \cdot \mu \cdot 2}{2 \cdot 1,1 \cdot L} = \frac{g \cdot \mu}{1,1},$$

gdzie  $g$  jest przyspieszeniem ziemskim. Podstawiając dla  $\mu$  najwyższą wartość (przy posypywaniu piaskiem  $\mu = 0,25$ ), zaś dla  $g = 9,81 \text{ m/sek}^2$ , otrzymamy:

$$a = \frac{9,81 \cdot 0,25}{1,1} = 2,24 \text{ m/sek}^2.$$

Jest to najwyższe opóźnienie, jakie może mieć miejsce przy hamowaniu zwarciovem. Ponieważ podczas okresu wzrostu prądu opóźnienie wzrasta od 0 do tej najwyższej wartości i okres ten trwa 0,5 sek., więc, przyjmując prostoliniowy wzrost opóźnienia hamowania, otrzymamy wynik, że prędkość wozu przy hamowaniu gwałtownym może aż do całkowitego wzbudzenia spaść o około 0,5 m/sek., czyli o wielkość zupełnie nieznaczną.

## Okres ślizgania się kół.

W czasie tego okresu prąd silnika, a z nim i siła hamująca na obwodzie kół waha się w sposób nieregularny, powiększając się naogół ku końcowi okresu. Jednocześnie na wielkość prądu podczas tego okresu nie ma wyraźniejszego wpływu ani prędkość, od której zaczynamy hamować, ani opór, na jaki zwarliśmy silniki. Prąd, od tych warunków zupełnie niezależny, waha się w pewnych granicach, które są raczej zależne od stanu szyn. Jeżeli przeliczyć prąd silnika na moment obrotowy i na siłę, powstającą na obwodzie kół jezdnych, a tę siłę wziąć w stosunku do ciężaru, przypadającego na jedną oś wozu, to otrzymamy współczynnik przyczepności, czy tarcia, który podczas tego nieustalonego okresu waha się w granicach od 0,11 do 0,15, dając opóźnienie hamowania w granicach od 1 do 1,4 m/sek<sup>2</sup>.

Co się zaś tyczy czasu trwania tego okresu, to nie zależy on od oporu, jaki został na silnik załączony, tylko od prędkości, od której hamowanie zostało rozpoczęte.

Wszystkie powyższe otrzymane wyniki są zupełnie oczywiste, gdy weźmiemy pod uwagę, że przez cały czas tego okresu znajdujemy się na granicy przyczepności kół względem szyn, wartość więc prądu, momentu i siły hamującej zależna musi być jedynie od siły tarcia kół względem szyny i zachowywać musi przy rozmaitych rodzajach hamowania tę samą mniej więcej wielkość. Mamy tutaj do czynienia z hamowaniem ze stałym w przybliżeniu opóźnieniem, wahającym się w granicach od 1 do 1,4 m/sek<sup>2</sup>. Hamowanie tego rodzaju trwa dotąd, aż prędkość nie spadnie do tak małej wartości, zupełnie określonej dla danego oporu  $r_z$  i danego stanu szyn, która nie wywoła już dalszego ślizgania się kół. Jasne jest więc, że, gdy będziemy przy danym oporze rozpoczynać hamowanie od większej prędkości, to musi upłynąć dłuższy okres ślizgania się kół, aż prędkość, spadając zawsze mniej więcej z jednakowym opóźnieniem, dojdzie do określonej wartości.

Przy powyższym tłumaczeniu zrozumiemy zupełnie staję się fakt, że, gdy hamujemy wóz jednym tylko silnikiem, to prąd podczas ślizgania się kół waha się mniej więcej w tych samych granicach, zjawisko zaś ślizgania trwa około 2 razy dłużej, niż przy hamowaniu dwoma silnikami.

Rozpatrując otrzymane wykresy, pragnę zwrócić uwagę jeszcze na jedno interesujące zjawisko, mianowicie, że zawsze w okresie ślizgania się kół prąd drugiego silnika jest naogół większy od prądu pierwszego silnika. Szczególniej taki wyraźny wzrost prądu drugiego silnika obserwujemy po paru sekundach po rozpoczęciu okresu ślizgania się kół (widać to prawie na wszystkich załączonych wykresach, specjalnie zaś wyraźnie występuje na rys. 3, b i c).

Ponieważ jazda próbna odbywa się w takim kierunku, że po szynach najpierw przechodziło złożenie, połączone z pierwszym silnikiem (górną część wykresów), a potem dopiero połączone z drugim, więc przypuszczam, że zjawisko to należy wytłumaczyć oczyszczeniem i dokładnym wysuszeniem szyn przez ślizgające się bandażę pierwszego złożenia. Powodowało to wzrost współczynnika przyczepności pomiędzy drugim złożeniem a szynami.

## Okres spadku prądu.

Gdy prędkość spadnie o tyle, że koła przestaną się ślizgać, wtedy następuje zupełnie regularne opadanie prądu i siły hamującej. Szybkość, z jaką maleje prąd, zależy jedynie od oporu, załączonego na silnik. Zostało stwierdzone dla wszystkich otrzymanych z pomiarów wykresów (za wyjątkiem dwóch, o których piszę poniżej), że kształt spadku krzywej prądu dla danego oporu zwierającego  $r_z$  jest zupełnie jednakowy. Jest to zupełnie zrozumiałe, gdy przeprowadzimy rozumowanie następujące:

Oznaczając:

$v$  — prędkość chwilową wozu,

$t$  — czas,

$M$  — moment obrotowy silnika pracującego jako prądnica,

$r_z$  — opór zewnętrzny załączony na silnik,

$I$  — prąd chwilowy przepływający przez silnik,

możemy zestawić trzy równania:

1. Opóźnienie hamowania wozu proporcjonalne jest do momentu obrotowego silnika.

$$\frac{dv}{dt} = c \cdot M,$$

gdzie  $c$  jest pewną stałą, zależną od masy pociągu, podlegającego hamowaniu.

2. Moment silnika jest z dużym przybliżeniem zależny jedynie od prądu, przepływającego przez silnik.

$M = f_1(I)$ ; ta zależność może być określona krzywą charakterystyczną silnika.

3. Według obliczeń i charakterystyk, podanych w Przegl. Elektrotechn. Nr. 21/1933, prąd, prędkość i opór zewnętrzny obwodu są pomiędzy sobą zależnościami jednoznaczna (patrz rys. 2), możemy zatem napisać:

$$I = f_2(v, r_z).$$

Zaznaczam odrazu, że krzywe te były obliczone dla stanu ustalonego hamowania, gdy prąd nie zmienia się w sposób gwałtowny, przy pominięciu zatem wpływu samowzrostu indukcji obwodu na przebieg zjawisk. Rozumowanie, obecnie przeprowadzone, będzie zatem także pomijać ten wpływ.

Z równań 1 i 2 możemy napisać:

$$\frac{dv}{dt} = c \cdot f_1(I), \text{ czyli } v = c \int f_1(I) dt;$$

podstawiając zaś w równaniu 3 otrzymamy:

$$I = f_2 \left[ c \int f_1(I) dt, r_z \right] = f_3(t, r_z),$$

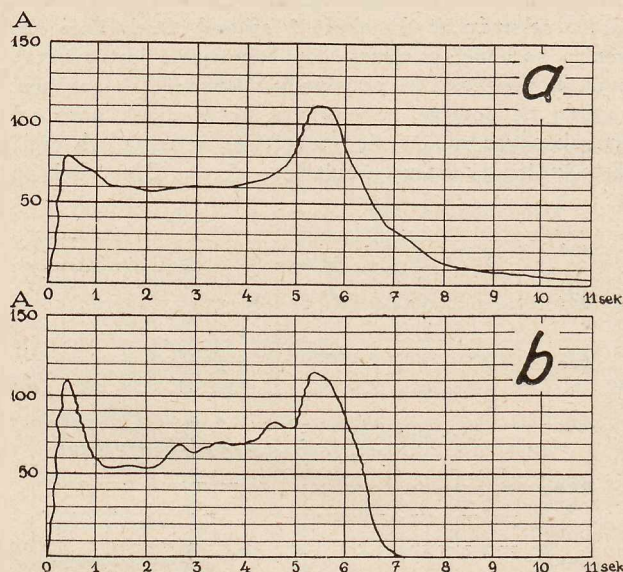
z czego wynika, że zależność prądu  $I$  od czasu trwania zjawiska  $t$  jest funkcją jedynie oporu zewnętrznego  $r_z$ .

I rzeczywiście, porównując między sobą otrzymane wykresy, można stwierdzić całkowitą ich zgodność pomiędzy sobą oraz zupełną regularność spadku prądu w tym ostatnim okresie zarówno dla wypadków, gdy poprzednio miało miejsce ślizganie się kół, jak i dla tych wypadków, gdy wogóle ślizgania nie było.

Zdarzyło się jednak podczas pomiarów dwukrotnie (na ok. 100 pomiarów), że prąd w ostatniej fazie hamowania spadł znacznie gwałtowniej, niż miało to miejsce w pozostałych, zgadzających się całkowicie ze sobą, wypadkach hamowania na ten sam opór zewnętrzny. Dla porównania załączam dwa wykresy, z których a) (rys. 5) przedstawia zupełnie normalnie przebiegające hamowanie jednego z dwóch silników wozu przy obrotach początkowych silnika  $n_s = 1430$  obr./m oraz przy najmniejszym stopniu hamowania  $r_z = 0,98 \Omega$ , zaś b) przedstawia wypadek znacznie szybszego zaniku prądu przy tych samych warunkach hamowania, co a).

Tego gwałtownego spadku prądu, który przebiegł w ten sam sposób dla obu silników wozu przy opisanym wypadku hamowania, nie można sobie inaczej wytłumaczyć, jak tylko utworzeniem się płaszczyny na bandażu koła jeźdźnego. Podczas gwałtownego hamowania, które w danym wypadku miało miejsce, gdy rozpoczęto hamowanie od wysokiej prędkości i włączono odrazu ostatni stopień hamowania, koła oczywiście bardzo gwałtownie rozpoczęły się ślizgać. Podczas któregoś poślizgnięcia się kół musiała się zeszlifować na obwodzie jednego złożeńa płaszczyna,

która nie pozwoliła na dalsze obracanie się tego złożeńa. Wskutek tego przestała istnieć siła elektromotoryczna w tworniku unieruchomionego silnika i szybko w nim nastąpił spadek prądu. A ponieważ silniki w wozie tym



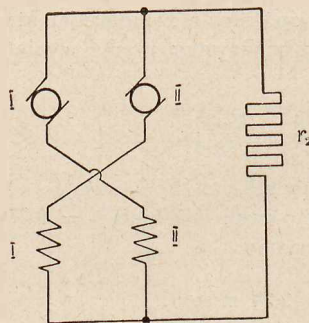
Rys. 5

- a)  $r_z = 0,98 \Omega$      $n_s = 1430$  obr./m.     $v = 37,2$  km/godz  
 b)  $r_z = 0,98 \Omega$      $n_s = 1430$  obr./m.     $v = 37,2$  km/godz

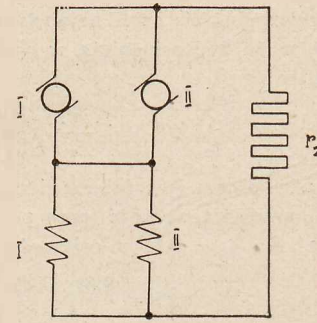
były połączone podczas hamowania „na krzyż” (rys. 6), więc zanik prądu w tworniku jednego silnika spowodował zanik wzbudzenia w cewkach magnesowych drugiego i wskutek tego także zanik prądu w tworniku drugim. Hamowanie elektryczne obu silników ustało i wóz zatrzymał się jedynie pod wpływem mechanicznych sił tarcia.

Tworzenie się płaszczyny na bandażach wozów, które są hamowane elektrycznie i nawet nie posiadają hamulców solenoidowych, jest obserwowane bardzo często i to nie tylko w Warszawie, ale w rozmaitych innych eksploatacjach tramwajowych, jeżeli zaś chodzi o zjawisko całkowitego zatrzymania się kół, aż do końca hamowania, to było ono spostrzegane i opisywane przez p. inż. Bucholda\*), który obliczył, że już po utworzeniu się na bandażu płaszczyny, która ma długość 17,5 mm, koło nie będzie się obracać, aż do całkowitego zatrzymania się wozu.

Jeżeli rozpatrywać powyżej opisany wypadek, który przy moich próbach dwukrotnie miał miejsce (oczywiście za



Rys. 6.



Rys. 7.

każdym razem przy bardzo gwałtownych hamowaniach), to dochodzimy do wniosku, że może on wywołać w obliczu wypadku ulicznego, a zatem przy chęci ze strony prowadzącego wóz jaknajszybszego zatrzymania, poważne następ-

\*) Verkehrstechnik 1930 r., str. 217 i 427.



stwa przez całkowite zaprzestanie działania hamulca elektrycznego. Ze względu więc na powyższą możliwość oraz na możliwość przerwy w uzwojeniu któregokolwiek twornika, które spowoduje zupełnie podobne do wyżej opisanego skutki, lepiej jest układ hamującego nie łączyć „na krzyż” (rys. 6), lecz połączyć raczej tworniki równolegle ze sobą oraz uzwojenia wzbudzające także równolegle (rys. 7). Daje to w porównaniu z poprzednim układem nieco gorszy rozkład obciążeń na oba silniki podczas hamowania, który może powodować nagrzania jednego silnika, lecz jest on znacznie pewniejszy w działaniu, gdyż gwarantuje hamowanie jednego przynajmniej silnika. Zresztą, ażeby te dwie niezgodności pogodzić, stosowany jest układ, podobny do układu „na krzyż”, gdzie pomiędzy gałęzie krzyżujące włączony zostaje opornik o małej oporności.

Powyżej opisane elektryczne hamowanie zwarcio- silników tramwajowych powoduje, jak widzimy, znaczne przeciążenia i przepięcia silników trakcyjnych, duże trud-

ności komutacyjne, które się objawiają na komutatorze w formie iskier, opaleń czy przeskoków, oraz bardzo nierówną pracę mechanicznych części wozu, gdyż każde mocniejsze hamowanie powoduje znaczne szarpania i wstrząsy.

Dążność do przeciwdziałania złym skutkom tego hamowania przejawia się obecnie w technicznym świecie trakcji w dwóch kierunkach. Po pierwsze, przez badanie dokładne zjawisk, zachodzących podczas hamowania zwarcio-wego, dąży się do odpowiedniego przystosowania konstrukcyjnego silników trakcyjnych do tak trudnych warunków pracy, oraz, po drugie, przez będące obecnie w okresie prób hamowanie z odzyskiwaniem energii, dąży się do ograniczenia hamowania zwarcio-wego do wypadków zupełnie rzadkich. W układach z odzyskiwaniem energii wypadki te mają tylko miejsce wtedy, gdy istnieje konieczność gwałtownego zatrzymania wozu na ulicy, kiedy zatem względ na prawidłową pracę sprzętu elektrycznego musi być z natury rzeczy pominięty.

## SZCZEGÓLNE ZAGADNIENIA TRAFIKU MAŁYCH CENTRAL TELEFONICZNYCH

Inż. ROMAN TRECHCIŃSKI  
Profesor Politechniki Warszawskiej

**Streszczenie.** W artykule poniższym omówione są: ogólne zasady budowy urządzeń central t. zw. wiejskich, sposoby współpracy w jednej sieci aparatów wszystkich 3 typów z uwzględnieniem dla aparatów nieautomatycznych ew. specjalnego urządzenia do automatycznego wysyłania pewnych sygnałów, oraz podane są dla kilku zasadniczych wypadków całkowite przebiegi łączenia abonentów.

**TREŚCIĄ** niniejszego artykułu będzie opis pewnych urządzeń dla central, obsługujących małą ilość abonentów, to jest kilku, kilkudziesięciu lub kilkuset. Centrale takie znajdują zastosowanie w osiedlach prowincjonalnych pod nazwą wiejskich lub powiatowych; mogą być ręczne, półautomatyczne lub automatyczne. W centralach o obsłudze ręcznej niezawsze udaje się ją tak zorganizować, aby koszt obsługi na rozmowę (rozmowo-minutę) nie był zbyt wysoki, względnie, aby obsługa trwała bez przerwy przez całą dobę. Okoliczności powyższe wywołały konieczność zorganizowania obsługi półautomatycznej, przy której większa ilość małych central obsługiwana jest przez jedną osobę; poszczególne centrale połączone są liniami trunkingowymi do stanowiska ręcznego, z którego skutecznie się połączenia lokalne i trunkingowe.

Zarządy telefoniczne posiadają znaczną ilość małych ręcznych central, wogóle deficytowych. Poprawienie rentowności tego rodzaju instalacji może być skutecznie bądź przebudową na obsługę automatyczną, bądź na powyższej wspomnianą półautomatyczną.

Systemy półautomatyczne są pomyślane w ogólnych zarysach tak, że centrala automatyczna specjalnego typu, dostosowana do alarmów od aparatów induktorowych, po otrzymaniu alarmu przekazuje go automatycznie przez linię trunkingową do stanowiska ręcznego, które skutecznie ręcznie lub automatycznie dalsze połączenie.

Za dodatnie cechy takiego rozwiązania są uważane:

- 1) zbędność wydatków inwestycyjnych na aparaty i linie abonenskie;
- 2) możliwość przyłączania aparatów przenośnych z sygnalizacją induktorową;

3) uniknięcie urządzeń liczących, ponieważ tę czynność spełnia telefonista (skrót *Tt*).

Niedogodności powyższego rozwiązania zagadnienia są następujące:

- 1) centrala automatyczna specjalnego typu;
- 2) rozbudowa za pomocą względnie drogiej, w zakupie i eksploatacji, aparatów lokalnej baterji z sygnalizacją induktorową;
- 3) brak automatycznego SSg (sygnału skończenia albo zakończenia rozmowy).

Pierwszą niedogodność można zmniejszyć w ten sposób, że specjalną centralę automatyczną projektuje się możliwie podobną do centrali automatycznej normalnego typu tak, żeby zapomocą małych i tanich zmian i uzupełnień przekształcała się z jednego typu w drugi; takie rozwiązanie wogóle podraża tę specjalną centralę. Jest możliwe jeszcze nieco inne rozwiązanie, a mianowicie: nie buduje się specjalnych central, lecz od razu ustawia się normalną pełnoautomatyczną centralę, a do niej dopiero dostosowuje się trafik półautomatyczny.

W celu dostosowania aparatów lokalnej baterji z sygnalizacją induktorową należy dodać kondensator i przerobić schemat w ten sposób, żeby przy powieszonym mikrofonie (*MiTe*) prąd jednokierunkowy (stały) nie przepływał, a tylko przy zdjętym, dzięki czemu otrzymuje się możliwość przy tak skonstruowanych aparatach nadawania przepisowych ASg (alarmowych sygnałów) i SSg, a także otrzymywania WSg (wywoławczych sygnałów) w systemach CB (centralnej baterji) i STA (automatycznych).

Przeróbka taka, powodując nieznaczne tylko koszty, wydaje się szczególnie wskazaną dla aparatów przenośnych, które dzięki niej mogą być dołączane nietylko do systemu LB (lokalnej baterji z sygnalizacją induktorową), ale również do CB i STA.

Rozpowszechnione jest mniemanie, że automatyczna centrala wymaga dobrych linii abonenskich. Niewątpliwie dla linii ze słabą izolacją proces impulsowania przy zastosowaniu zwykłych relais może być nieco utrudniony; niema natomiast wątpliwości, że dla niezbyt długich linii abonenc-

kich (do 40 km) ASg i Ssg na zwykłych liniach napowietrznych wychodzą poprawnie.

Osiągnąć poprawne impulsowanie na liniach o słabej izolacji i wysokiej oporności można albo za pomocą specjalnych schematów lub też pewnych urządzeń, związanych z systemem półautomatycznym (SAS), które stanowią właściwy temat niniejszego opisu.

Jeżeli linia abonencka jest krótka (do 20 km), to nie ma żadnych przeszkód do zastosowania normalnych automatycznych aparatów z tarczami; natomiast przy dłuższych liniach należy dołączyć bądź aparaty LB bądź CB; niewątpliwie, że i przy krótkich liniach można dołączać tego systemu aparaty zamiast automatycznych. Po podniesieniu *MiTe* w dowolnym systemie aparatu (LB, CB lub STA) centrala automatyczna, otrzymując odpowiedni sygnał od abonenta alarmującego, zgłasza się i nadaje AZSg (alarmowy zgłoszeniowy sygnał). Abonenci, posiadający aparaty STA, mogą łączyć się wtedy samodzielnie, zaś abonenci, posiadający aparaty systemu LB i CB, niemające tarcz, nie są w stanie impulsować i łączyć się z pożądanymi abonentami; można jednak zastosować pewne urządzenia, które automatycznie nada pewną ilość seryj impulsów, odpowiadającą danej cyfrze kierunkowej, do *Tt*, która już skutecznie dalsze połączenie. Wspomniane urządzenie może być tak wykonane, że natychmiast po zajęciu *SrL* (sznurowej linii) przez *AAb* (alarmującego abonenta) zostaje nadana odpowiednia cyfra kierunkowa; jeżeli zaś jest pożądane, aby aparaty automatyczne same wybierały lokalne numery, to można zrobić tak, aby cyfry kierunkowe nadawane zostały z pewnym, na przykład dziesięciosekundowym, opóźnieniem; *AAb*, posiadający automatyczny aparat, niewątpliwie przez ten czas zacznie impulsować; fakt zjawienia się impulsów od *AAb* wpływa na specjalne urządzenie czasowe tak, że to w tym wypadku zupełnie nie nada cyfry kierunkowej.

Jak widać, *AAb*, posiadający aparaty LB lub CB, będą zmuszeni przy takiej dyspozycji czekać pewien czas, póki urządzenie czasowe nada cyfrę kierunkową (ok. 10 sek); żeby jednak i takim abonentom dać możliwość szybszego dostania się do *Tt*, należy cyfrę kierunkową ułożyć z najmniejszej ilości impulsów, to jest z jedynek; numery kierunkowe wtedy będą 1 albo 11, albo 111 i t. d.; nadanie jednego impulsu zapomocą przyciśnięcia widełek jest czynnością tak prostą, że niewątpliwie każdy abonent uczyni to poprawnie i przez to natychmiast dostanie się do *Tt*. W razie wątpliwości, czy abonenci będą prawidłowo impulsowali widełkami, można umieścić na aparacie przycisk, który przy stosunkowo prostej konstrukcji, w porównaniu z tarczą, nada przepisowo impuls przy naciśnięciu.

Omówiony układ pozwala, stosując normalne centrale automatyczne, rozbudowywać sieć według planu trafiku pełnoautomatycznego z chwilowym zastosowaniem półautomatycznego, zachowując swobodę konfiguracji sieci z dowolnym stosunkiem i zmianami dla obu systemów trafiku.

Pełny trafik aktualnej centrali będzie się dzielił na lokalny, wyjściowy, wejściowy i tandemowy. W zależności od wartości kombinacji poszczególnych trafików i układu określa się ilość *SrL*.

Linie trunkingowe mogą być jedno- lub dwukierunkowe; prawdopodobieństwo, aby przy względnie małej absolutnej wartości trafiku można było stosować linie jednokierunkowe, jest nieduże; statystyka wykazuje znaczną przewagę linii dwukierunkowych.

Lokalny trafik, tak pełnoautomatyczny, jak i półautomatyczny, po dokonaniu wzajemnego połączenia 2 abonentów, nie wymaga już połączenia z *MC* (centralą ręczną):

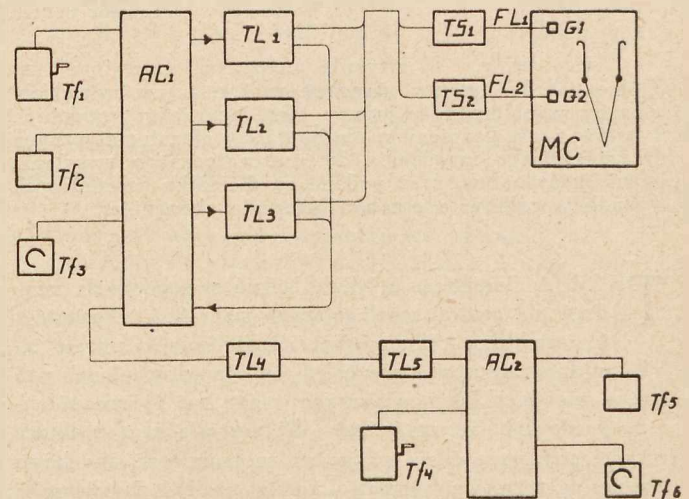
okoliczność ta pozwala zastosować mniejszą ilość translacji i linii trunkingowych, aniżeli *SrL*.

Trafik wyjściowy związany jest z prostymi przebiegami translacyjnymi, dzięki czemu można aparaturę translacyjną podzielić na 2 grupy: 1) uproszczoną, służącą właśnie tylko dla trafiku wyjściowego, i 2) dopełniającą pierwszą, dla pełnej manipulacji przy trafiku wejściowym i tandemowym.

Trafik tandemowy może przy pewnej konfiguracji sieci nie wymagać linii do *MC*; pozwala to zmniejszyć ilość linii połączeniowych w stosunku do ilości translacji.

Jako konsekwencję powyższego można uważać, że ilości *SrL*, *TL* (translacji) i linii dalekosiężnych, aczkolwiek są związane z sobą pewnym trafikiem, nie muszą być jednakowe, a mogą być zaprojektowane w koniecznej ilości. Dyspozycja powyższa wymaga pewnych dodatkowych urządzeń; należy zwrócić uwagę na to, żeby te właśnie dodatkowe urządzenia nie pochłonęły oszczędności, osiągniętej przez zmniejszenie ilości podstawowej aparatury. Zagadnienie to rozwiązuje odpowiednie obliczenie; w zwykłych warunkach zmniejszenie podstawowej aparatury, szczególnie linii dalekosiężnych, daje dobre rezultaty.

Jako przykład omówionych procesów rozpatrzony będzie trafik według symbolicznego schematu, uwidocznionego na rys. 1.



Rys. 1.

#### Oznaczenia:

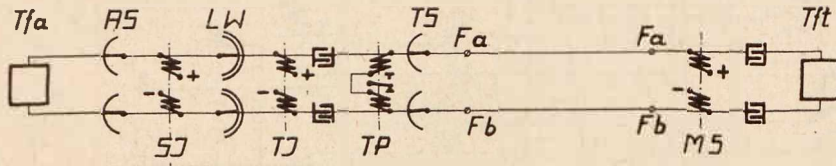
- MC* — centrala ręczna,
- AC1* — centrala automatyczna,
- AC2* — centrala automatyczna, nieposiadająca linii połączeniowej do *MC*, a tylko do *AC1*,
- Tf1*, *Tf2* i *Tf3* — aparaty LB, CB i STA,
- Tf4*, *Tf5* i *Tf6* — aparaty, jak wyżej,
- TL1*, *TL2* i *TL3* — translacje,
- TS1* i *TS2* — szukacze translacji,
- FL1* i *FL2* — linie połączeniowe między *MC* i *AC1*.

Trafik: I) od aparatów STA lokalny przechodzi przez 1 *SrL*, jak zwykle w *AC*. II) od aparatów LB i CB przewidziany jest w sposób następujący:

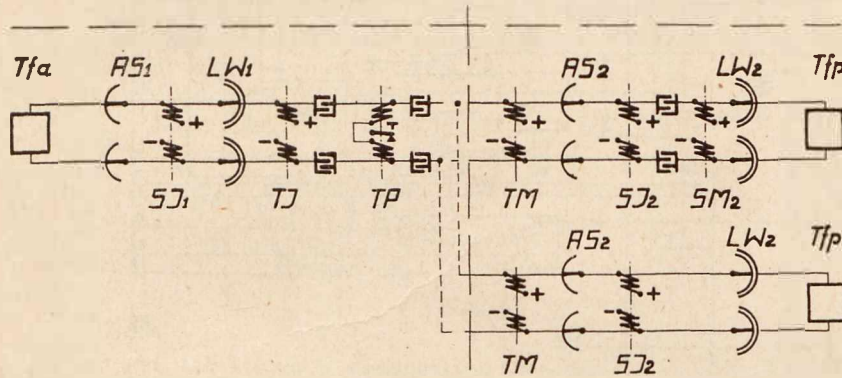
- 1) ASg skuteczniejszy zostaje przez podniesienie *MiTe* przez abonenta.
- 2) Zaalarmowana centrala *AC1* wystawia *AzSg* (alarmowy sygnał zgłoszeniowy zwrotny).
- 3) Przez widełkowanie, albo naciskanie przycisku, albo po ok. 10 sekundach zapomocą urządzenia czasowego zostaje wybrany numer kierunkowy, np. Nr. 11.

4) Linjowy wybieracz (LW) centrali AC1 perlustruje; przy trafieniu na zajętą TL, albo na wolną, ale nieposiadającą linii dalekosiężnej, zapomocą urządzenia PBX automatycznie szuka dalej; jeżeli wszystkie TL są zajęte, daje BSG (sygnał zajętości, sygnał braku dróg) do AAb.

5) Po znalezieniu wolnej TL, przyłączonej poprzez TS do wolnej linii dalekosiężnej, LW zamyka pętlę i wystawia ASg do centrali MC.

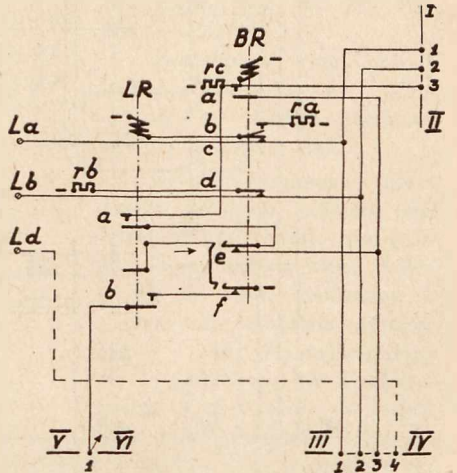


Rys. 2.



Rys. 3.

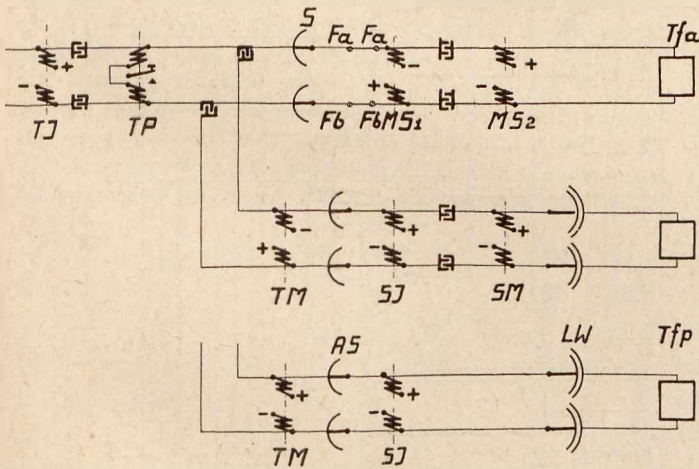
9) Trafik wejściowy:  
 a) Tt daje WSG do TL,  
 b) wybiera PAB za pośrednictwem specjalnego LW albo innej SrL;  
 c) następuje sygnał zgłoszenia się PAB (PSg) i przygotowuje SSg od PAB.  
 10) Trafik tandem do MC:  
 a) AAb w AC2 podnosi MiTe;  
 b) AC2 wystawia AZSg;  
 c) abonent wybiera w sposób wyżej opisany cyfrę kierunkową do AC1;  
 d) AC1 wystawia swój AZSg;



Rys. 5.

6) Telefonistka Tt, otrzymawszy ASg, łączy się z AAb.  
 7) W wypadku trafiku wyjściowego, ekspedjowany on jest dalej przez Tt bez zmian w AC1; po zakończeniu rozmowy SSg wystawia AAb do MC przez powieszenie MiTe.  
 8) W wypadku trafiku lokalnego:  
 a) Tt przemienia kierunek prądu, dzięki czemu przedstawia TP (relais polaryzowane), które uruchamia wtedy II część aparatury TL;

e) dalszy przebieg, jak w punktach 2, 3 t. d.  
 11) Trafik tandem do AC2:  
 a) telefonistka Tt wysyła WSG do AC1;  
 b) AC1 zgłasza się;  
 c) Tt wybiera TL4 (oraz AC2);  
 d) AC2 wystawia AZSg;  
 e) Tt wybiera PAB w AC2;  
 f) po PSg następuje przygotowanie SSg do MC od PAB.



Rys. 4.

b) zapomocą specjalnego LW, przydzielonego do TL, albo innej SrL Tt wybiera PAB, impulsując na TP zapomocą kolejnej przemiany biegunów;  
 c) po PSg (podniesieniu mikrofonu MiTe przez pożądanego abonenta PAB) Tt przemienia bieguny (wyciągając sztepsel) przez co TL wysyła do TG sygnał odłączenia;  
 d) TS szuka innej wolnej TL, nieposiadającej linii.

Na rys. 9 odtworzony jest schemat uproszczonej TL (translacji) bez indywidualnego LW, a zatem racjonalnej w założeniu: 1) względnie małego trafiku lokalnego od aparatów LB i CB i 2) niestosowania przymusowego rozłączenia przy trafiku trunkingowym.

Przy rozpatrywaniu warunku pierwszego należy zauważyć, że trafik lokalny od aparatów STA może być stosunkowo duży; ponieważ przewidziane są w eksploatacji wszystkie 3 typy aparatów, spodziewać się należy, że zarząd sieci odpowiednio rozplanuje aparaty poszczególnych systemów.

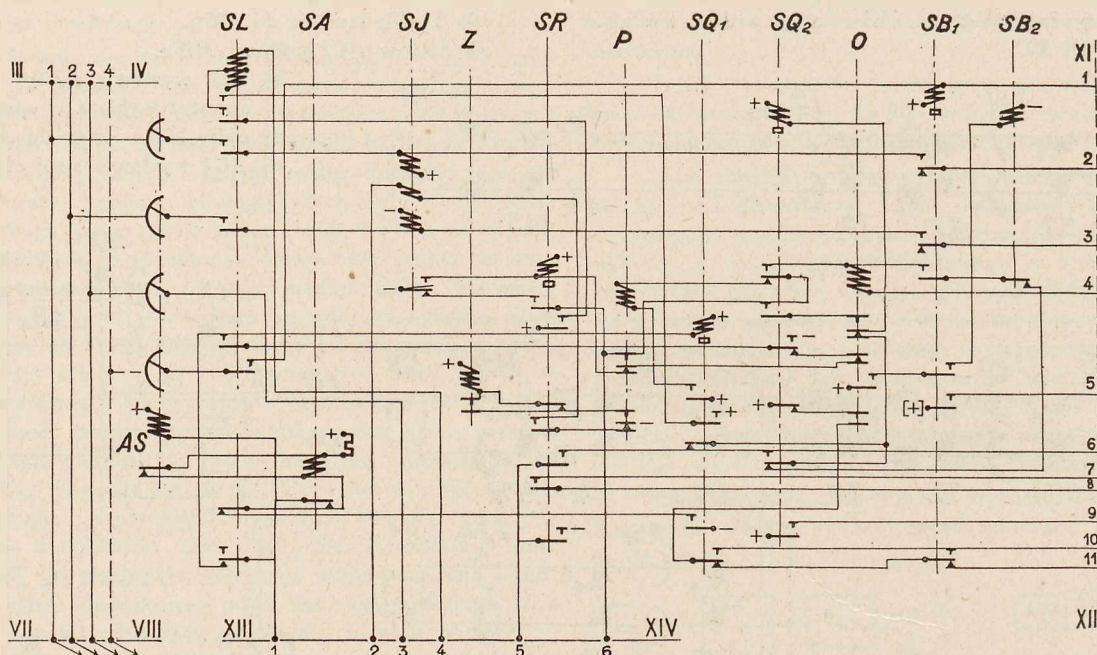
Oznaczenia:

- TC — relais testujące na Lc,
- TS — relais impulsujące,
- TA — relais odłączające AAb,
- TP — relais polaryzowane pętli,
- TK — relais kontrolujące,
- TQ — relais kontrolujące FL,
- TM — relais zasilające,
- TB — relais odłączające FL,
- TE — relais kontrolujące wejściowy trafik,
- TV — relais wywoławcze wejściowego trafiku,
- TW — ditto, jak TV.

Schemat translacji powinien być dostosowany do schematu AC1; w omawianym przykładzie zastosowana została jako AC1 centrala 100-numerowa systemu Państwowych Za-

kładów Tele- i Radjotechnicznych w Warszawie, schemat której, z opuszczeniem obiektów nieaktualnych, odtworzony jest na rys. 6 i 7. Trafik lokalny od aparatów STA przebiega, jak zwykły pełnoautomatyczny; nieco odmienny proces ma miejsce przy trafiku od aparatów LB i CB.

O8 : rys. 8, +, Si2, CI2, CI1c, — : po ok. 100 msek CI2 (+), przerwie O7 i elektromagnes P puszcza [P(-)]. Po pewnym czasie O6 będzie anulowany i CI1 (-); po ca 200 msek CI2 (-). Po ok. 2 sek O6 znowu utworzy się przez sztyft S2;



Rys. 6.

### I. Trafik lokalny.

Kiedy AAb podnosi MiTe, powstaje obwód pierwszy:

O1: rys. 5, +, LR, BR<sup>c</sup>, La, pętla AAb, Lb, BR<sup>d</sup>, rb, — w konsekwencji LR przyciąga [LR(+)]; wskutek zamknięcia kontaktu LR<sup>a</sup> realizowany zostaje obwód lustracji; poprzez LR<sup>b</sup> wystawiany zaś jest startminus. Po wyszukaniu AAb przez AS powstaje O2: rys. 6, +, SQ1<sup>b</sup>, SL, zacisk 4 sztrypsu XIII—XIV [z. 4 s. XIII—XIV], rys. 8, z. 4 s. XIII—XIV, CP<sup>a</sup>, z. 3 s. XIII—XIV, rys. 6, z. 3 s. XIII—XIV, L<sup>c</sup><sub>AS</sub>, z. 3 s. III—IV, rys. 5, z. 3 s. III—IV, BR<sup>e</sup>, LR<sup>a</sup>, BR, — : SL (+); BR (+); obwód drugi nieco się zmienia, a mianowicie na

O3: (jak O2), ... z. 3 s. III—IV, BR<sup>a</sup>, BR, —; przy czym kontakt BR<sup>a</sup> powinien przedtem się utworzyć, niż BR<sup>e</sup> zostaje przerwany; LR pozostaje aktywne w obwodzie:

O4: rys. 5, +, LR, BR<sup>b</sup>, ra, —.

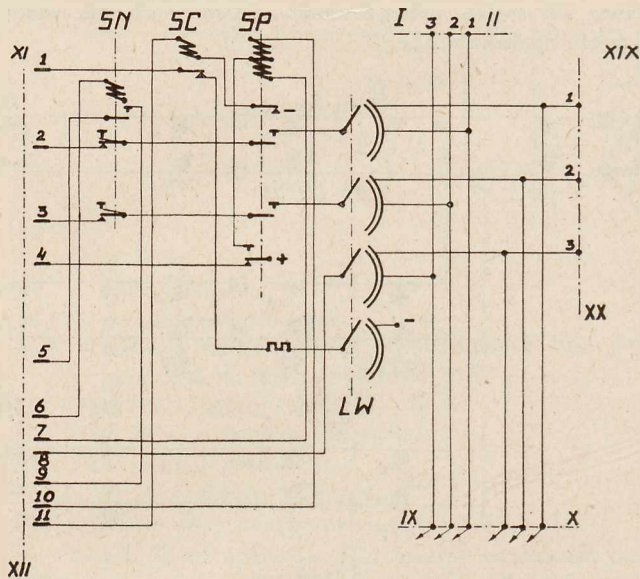
Jeżeli AAb nie posiada przycisku i nie widelkuje, to cyfry kierunkowe będą nadane automatycznie przez urządzenie czasowe, którego schemat pokazany jest na rys. 8. W aktualnej chwili, kiedy już SR aktywne, wobec aktywności SI, powstanie

O5: rys. 8, +, E2, z. 5 s. XIII—XIV, rys. 6, z. 5 s. XIII—XIV, SR9, — : E2 (+) i dołącza przez E2<sup>a</sup> i E2<sup>b</sup> elektromagnes E1 do z. 1 i 2 s. XV—XVI, do których dołączony jest impulsator czasowy, wysyłający np. impulsy 100 msek<sup>owe</sup> co 1000 msek. Wskutek otrzymania impulsu, E1 przyciąga i przesuwa koło K1 o jeden ząb za pomocą zapadki Z2. Na tej samej osi koła K1 osadzone jest również koło K2, które przez sztyft S1 po ok. 10 sekundach zamknie kontakt K2<sup>a</sup>. Powstają wtedy: O6: rys. 8, +, CI1, CB<sup>c</sup>, K2<sup>a</sup> — : CI1 (+).

O7: rys. 6, +, SQ1<sup>a</sup>, elektromagnes podnoszący w LW SQ2<sup>b</sup>, z. 6 s. XIII—XIV, rys. 8, z. 6 s. XIII—XIV, CI2<sup>a</sup>, CI1<sup>a</sup>, — : P(+),

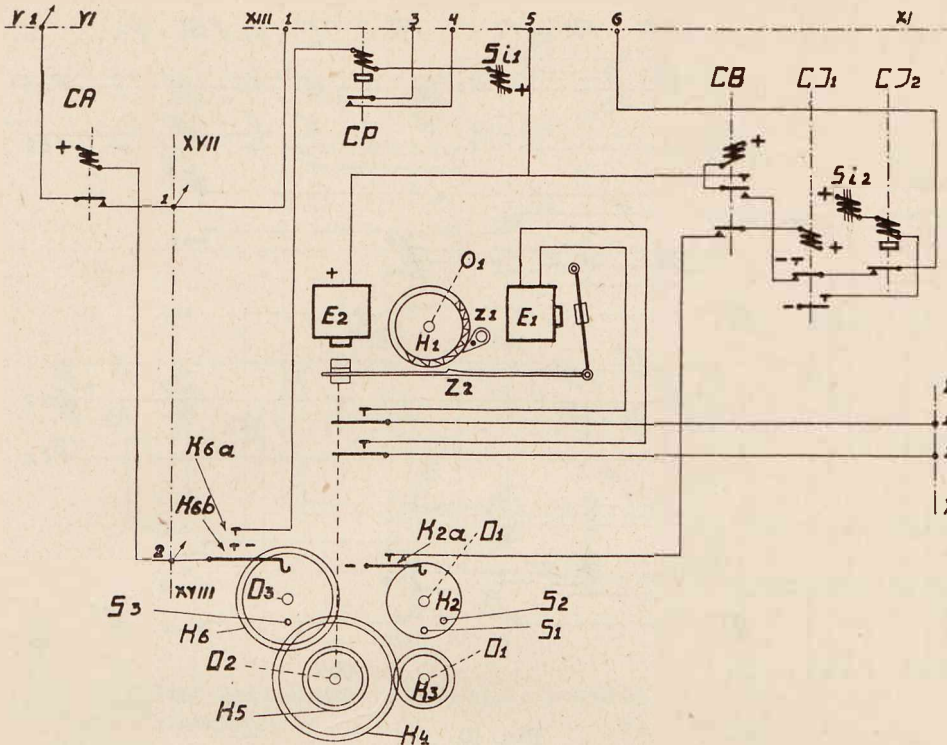
O7<sup>a</sup> : rys. 7, +, SP<sup>e</sup>, z. 4 s. XI—XII, rys. 6 z. 4 s. XI—XI elektromagnes obrotowy O, SQ2<sup>a</sup>, z. 6 s. XIII—XIV, rys. z. 6 s. XIII—XIV, CI2<sup>a</sup>, CI1<sup>a</sup>, — : O (+).

W ten sposób LW automatycznie wybrał cyfrę kierunkową N11.



Rys. 7.

Obecnie następuje proces perlustracji na translację, posiadającą linię dalekosiężną; ostatni warunek jest konieczny, ponieważ ilość translacji może być większa, niż linii trunkingowych, co w konsekwencji może spowodować taki stan, że pewna translacja jest wolna, ale nie posiada dołączonej linii.



Rys. 8.

Perlustracja odbywa się w następującym obwodzie:

$O8^a$  : rys. 6, +,  $SQ2^f$ ,  $Oe$ ,  $SQ1^e$ , z. 10 s. XI – XII, rys. 7, z. 10 s. XI – XII,  $SP$ , z. 7 s. XI – XII, rys. 6, z. 7 s. XI – XII,  $SR^f$ , z. 8 s. XI – XII, rys. 7, z. 8 s. XI – XII,  $L^c_{LW}$ , z. 3 s. XIX – XX, rys. 9, z. 3 XIX – XX,  $TC$ ,  $TC^e$ ,  $TB^c$ ,  $TE^d$ , z. 4 s. XXI – XXII, rys. 10, z. 4 s. XXI – XXII,  $L^d_S$ ,  $FT^e$ ,  $FK$  równolegle z  $r$ , – : jeżeli translacja jest wolna i posiada linię, co charakteryzuje się ustawieniem  $S$  w  $TS$  (rys. 10) na translację, to  $O8$  tworzy się i perlustracja zostaje uskuteczniiona.

W razie trafienia na translację zajętą lub nieposiadającą linii dalekosiężnej, urządzenie  $PBX$ -owe automatycznie wprawia  $LW$  w dalszy ruch obrotowy; w ten sposób samoczynnie będzie odszukana translacja z linią, jeżeli tylko taki komplet jest do dyspozycji w omawianej chwili; w razie zaś, gdyby takiego kompletu nie było,  $AAb$  otrzyma  $BSg$  (sygnał braku dróg, sygnał zajętości).

Konsekwencją  $O8$  będzie:  $SP(+)$ ,  $TC(+)$ ; natomiast  $FK$  pozostanie nieczynne, [skrót (–)], ponieważ jest boczn-

kowane przez  $r$  i wartość prądu, przepływającego przezeń, jest zbyt mała.

Wskutek przyciągnięcia  $SP$  relais  $TI$  zostanie dołączone równolegle do  $SI$  i przyciągnie przez pętlę  $AAb$ .

$O9$  : rys. 11, +,  $MA$ ,  $FJa$ ,  $Fa$ , linja, rys. 10,  $Fa1$ ,  $FT^a$ ,  $L^a_{AS}$ , z. 1 s. XXI – XXII, rys. 9, z. 1 s. XXI – XXII,  $TP$ ,  $TA$ ,  $TI^a$ , z. 2 s. XXI – XXII, rys. 10, z. 2 s. XXI – XXII,  $L^b_S$ ,  $FT^b$ ,  $Fb1$ , linja, rys. 11,  $Fb$ ,  $FJb$ ,  $MA$ , – :  $MA(+)$ .

Zamyka się wtedy obwód:  $O10$  : rys. 11, +,  $AL$ ,  $MA^a$ , – :  $AL(+)$  (lampa alarmowa telefonisty zapala się).

$Tt$ , otrzymawszy alarm dzięki  $AL(+)$ , wstawia  $AS^t$  (alarmowy sztepsel) do gniazda  $FJ$ , przechyla klucz Kelloga  $Kg$  ku sobie (położenie 2) i otrzymuje foniczne połączenie z  $AAb$ . Aparat telefoniczny  $Tt$  oddzielony jest kondensatorami  $Cr1$  i  $Cr2$  od wpływów prądu jednokierunkowego

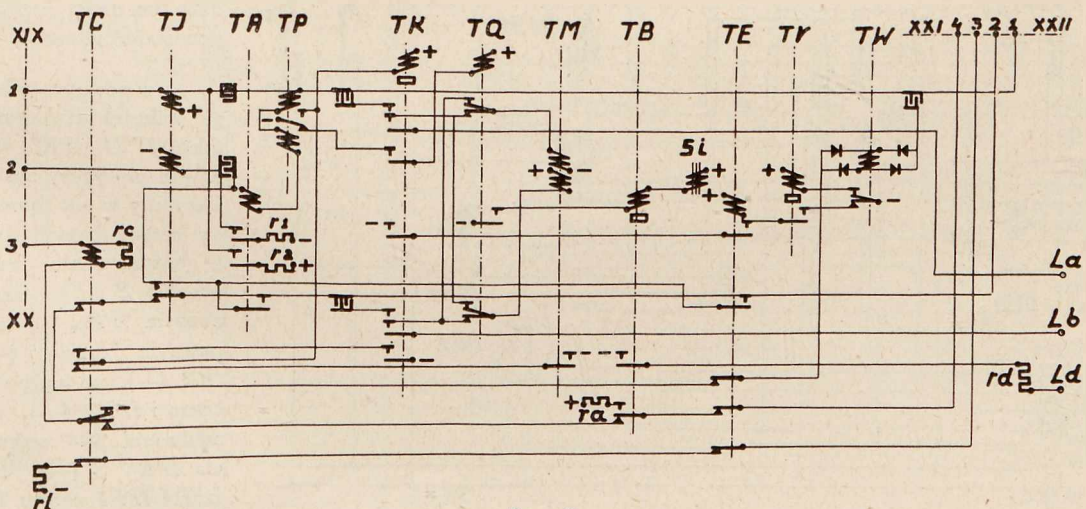
z relais  $MS2$ . W omawianym wypadku rozpatruje się trafik lokalny, to jest przebiegający wewnątrz tej samej  $AC1$ . Po poinformowaniu się więc,  $Tt$  naciska  $P1$ . Powstaje wtedy:  $O11$  : rys. 11, +,  $FS$ ,  $MQ1$ ,  $P1^a$ , – :  $MQ1(+)$  i zapomocą swych przełączników przemienia kierunek prądu w pętli, a zatem i w relais  $TP$  w translacji (rys. 9), które przestawia się na  $TP^a$ . Wtedy w obwodzie:  $O12$  : rys. 9, +,  $TK$ ,  $TP^a$ , – :  $TK(+)$ .

Zaciski  $La$ ,  $Lb$  i  $Ld$  translacji (rys. 9) dołączone są do relais linjowych, różniących się od normalnych abonenczkich obecnością przewodu  $Ld$ , doprowadzonego do pola wielokrotnego  $L^d_{AS}$ . Wskutek aktywności  $TK$  powstają 2 obwody, z których jeden ( $O13$ ) uruchamia  $LR$  przyłączenia ( $Ans1$ ), do którego dołączona jest translacja.

$O13$  : rys. 5, +,  $LR$ ,  $BR^c$ ,  $La$ , rys. 9,  $La$ ,  $TK^b$ ,  $TQ^b$   $TM$ , – :  $LR(+)$ .

oraz:

$O14$  : rys. 9, +,  $TM$ ,  $TQ^e$ ,  $TK^f$ ,  $Lb$ , rys. 5,  $Lb$ ,  $BR^d$ ,  $rb$ , – ,  $LR(+)$  i w zwykły sposób alarmuje  $AC1$ , zajmując



Rys. 9.

inną (nową)  $SrL$ .  $AC1$  wystawia  $AZ$   $Sg$ , który odebrany zostaje przez  $Tt$ .  $Tt$  wybiera wtedy numer  $PAb$  (pożądanego  $Ab$ ). Podczas przerwy pierwszego impulsu w  $FS^a$  relais  $MQ1$  (—), (rys. 11), przemienia kierunek prądu i  $TP$  przestawia się na  $TP^b$ .

$O15$ : rys. 9, +,  $TQ$ ,  $TK^c$ ,  $TP^b$ , — :  $TQ$  (+).

Poprzednio jeszcze obwody 13 i 14 zamieniły się po zrealizowaniu alarmu na:

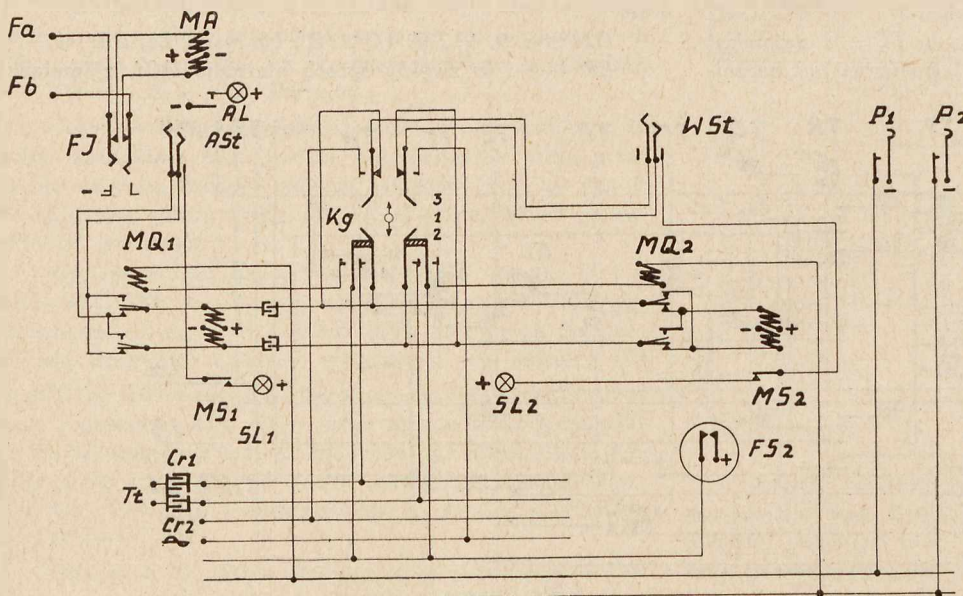
$O16$ : rys. 6, +,  $SI$ ,  $SL^c$ ,  $LA_{AS}$ , z. 1 s. III—IV, rys. 5, z. 1 s. III—IV,  $La$ , rys. 9,  $La$ ,  $TK^b$ ,  $TQ^b$ ,  $TM$ , —;

$O17$ : rys. 9, +,  $TM$ ,  $TQ^e$ ,  $TR^i$ ,  $Lb$ , rys. 5,  $Lb$  z. 2 s. III—IV, rys. 6,  $L^B_{AS}$ ,  $SL^d$ ,  $SI$ , —. Wskutek  $O16$  i  $O17$  relais  $SI$  (+); kiedy więc obecnie  $TQ$  (+) według  $O15$ , zostają przemienione bieguny i relais  $SI$  i  $TM$  pozbawione prądu puszczają.

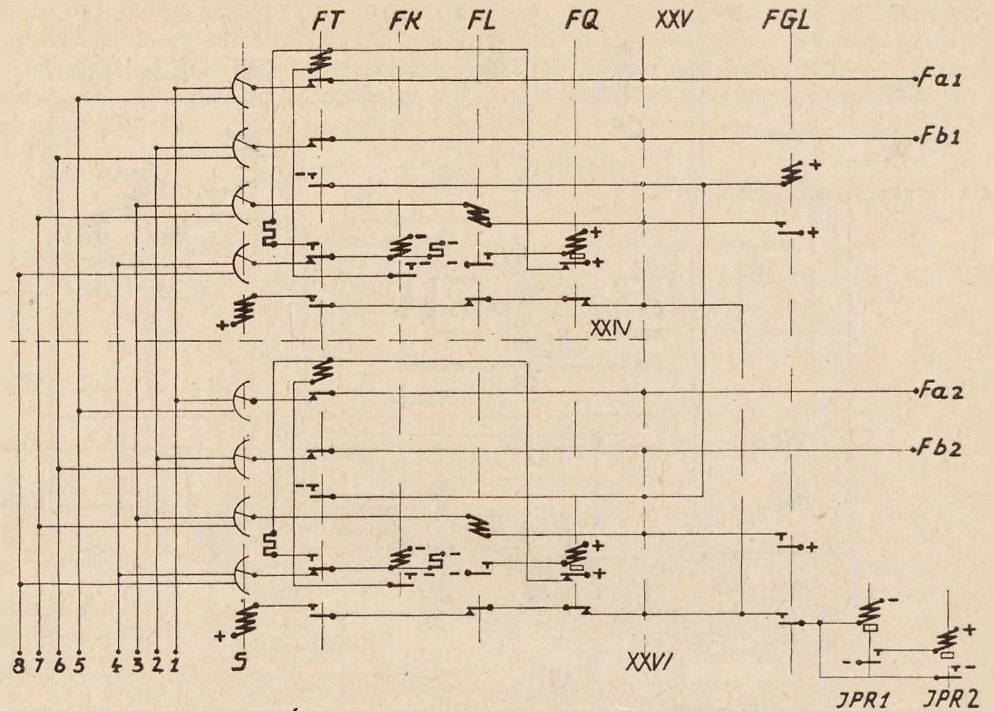
Podczas zwarcia pierwszego impulsu w  $FS^a$  relais  $MQ1$  (+), zmienia znowu kierunek prądu na poprzedni,  $TP$  przestawia się więc na  $TP^a$ , relais  $TQ$  (—), obwody 16 i 17 stają się znowu aktualne i relais  $SI$  i  $TM$  przyciągną.

W opisany sposób relais  $SI$  odbiera impulsy od  $Tt$  i realizuje wybranie  $PAb$ . Z powyżej podanego opisu przebiegu łączenia wynika, że lokalne połączenie 2  $Ab$  wymaga aż 2  $SrL$ ; powyższa okoliczność jest skutkiem zastosowania uproszczonej translacji bez indywidualnego  $LW$  i może być tolerowana tylko dla małego trafiku lokalnego od aparatów  $LB$  i  $CB$ .

Kiedy  $PAb$  zgłasza się, linia połączeniowa między  $AC1$  i  $MC$  jest już zbędna i może być zwolniona. Czynność tę uskutecznia  $Tt$  przez odstawienie  $Kg$  do pozycji 1 lub wyjęcie  $ASt$ : kierunek prądu będzie taki, że  $TP$  przestawia się na  $TP^b$ .



Rys. 11.



Rys. 10.

$O15$  stanie się aktualny i  $TQ$  (+). Kiedy  $TQ$  (+), tworzy się:

$O18$ : rys. 9: +,  $Si$ ,  $TB$ ,  $TQ^c$ , — : po ca 200 msek  $TB$  (+). Obwód ten był aktualny i podczas impulsowania, ale, ponieważ przerwa trwała najdłużej 90 msek,  $TB$  nie mogło wtedy przyciągnąć; obecnie zaś, kiedy  $O18$  utworzył się na stałe,  $TB$  (+) i realizuje:

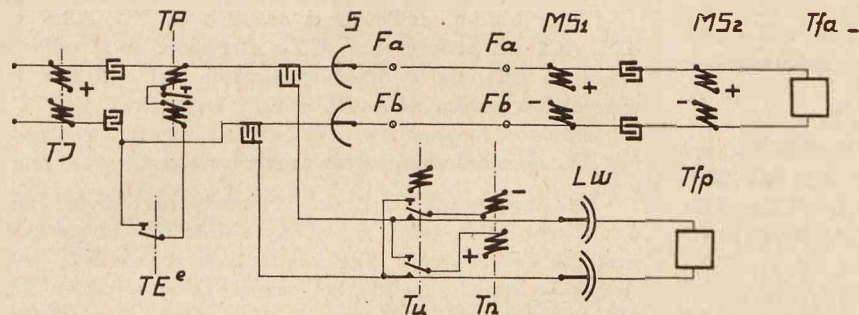
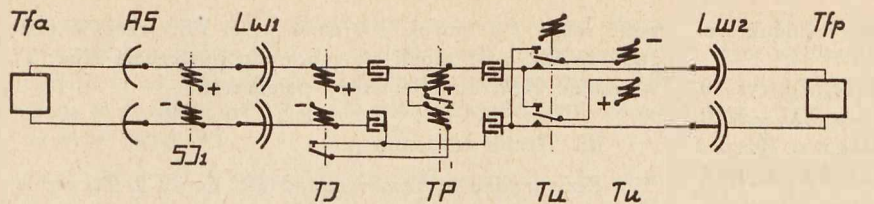
$O19$ : rys. 9, +,  $ra$ ,  $TB^b$ ,  $TE^d$ , z. 4 s. XXI—XXII, rys. 10, z. 4 s. XXI—XXII,  $LD_S$ ,  $FT^e$ ,  $FK$ , — : oporność  $ra$  jest tak dobrana, że obecnie  $FK$  (+). Powstaje wtedy obwód:

$O20$ : rys. 10: +,  $FQ^a$ ,  $FT$ ,  $FK^a$ , — :  $FT$  (+) i wskutek utworzenia się kontaktu  $FT^d$ ,  $FK$  (+).

$O21$ : rys. 10: +,  $FGL$ ,  $FT^c$ , — :  $FGL$  (+).

Kiedy  $FGL$  przyciągnęło, zostaje włączony impulsator, złożony z  $IPR1$  i  $IPR2$ , poprzez kontakt  $FGL^c$ , tworzy się obwód: rys. 10, +,  $S$ ,  $FT^f$ ,  $FL^b$ ,  $FQ^b$ ,  $FGL^c$ ,  $IPR1$ , — : w obwodzie tym  $IPR1$  przyciąga, zaś  $S$  pozostaje pasywny.

Po pewnym czasie przyciąga, wskutek utworzenia się kontaktu  $IPR1$ ,  $IPR2$ , wobec czego obwód powyższy zostaje zmodyfikowany w ten sposób, że ujemny biegun baterji dany jest na  $S$  bezpośrednio, wobec czego obecnie  $S$  (+), zaś wskutek zwarcia  $IPR1$ , to ostatnie po pewnym czasie (—). Kiedy  $IPR$  (—), po upływie pewnego czasu i  $IPR2$  (—), więc wobec odebrania „—” wskutek otwarcia  $IPR^a$ ,  $S$  (—). Po pewnym czasie  $IPR1$  znowu (+) i  $IPR2$  (+) i t. d.



Rys. 12.

W ten sposób elektromagnes *S* impulsuje i powoduje ruch szukacza translacji.

Lustrujący plus wystawia się według:

O22 : rys. 10, +, *FGL<sup>a</sup>*, *FL*, *L<sup>c</sup><sub>S</sub>*, z. 3 s. XXI - XXII rys. 9, z. 3 s. XXI-XXII, *TE<sup>e</sup>*, *TC<sup>f</sup>*, *rl*, -

Jeżeli translacja jest wolna, to O22 utworzy się; jeżeli zaś zajęta, to O22 nie może się utworzyć, gdyż jest przerwany albo *TC<sup>f</sup>* (trafik wyjściowy), albo *TE<sup>e</sup>* (trafik wejściowy).

W O22 relais *FL(+)*, otwierając kontakt *FL<sup>b</sup>*, przerywa startimpulsy do *S* od impulsatora (*IPR1* i *IPR2*) i tworzy:

O23 : +, *FQ*, *FL<sup>a</sup>*, - : *FQ(+)*, przerywa *O19*, *FK(-)* i *FT(-)*; wtedy zaanuluje się *O21* i *FGL(-)*, odbierając lustrujący plus, więc *FL(-)*.

Żeby *S* nie zatrzymał się na takiej translacji, która

już posiada inną linię, można zrobić tak, że lustracyjny plus daje się jednocześnie przez *FGL* na wszystkie zespoły i relais *FL* jest tak skonstruowane, żeby drugie, równoległe lustrujące na ten sam *rl*, nie mogło przyciągnąć; wtedy *FL*, którego szukacz już przedtem stał na wolnej translacji, natychmiast przyciągnie, przerwie start i nie pozwoli na przstawienie *S*, zaś następne (inne) *FL* nie przelustruje i jego *S* pójdzie dalej; zauważyć należy, że przyciągnięte *FL* nie puszcza, o ile inne dołącza się do niego równoległe, ponieważ wartości prądów przyciągania i puszczenia znacznie się między sobą różnią.

Trafik lokalny przez dwie *SrL*, z jednostronnym *SSg*, odtworzony jest na rys. 3<sup>a</sup>; *TM* i *SI2* są pasywne; pętla foniczna kontrolowana jest przez *TK*, które przytrzymuje się w obwodzie:

O24 : rys. 9, +, *TK*, *TC<sup>b</sup>*, *TK<sup>s</sup>* - : *TK(+)*.

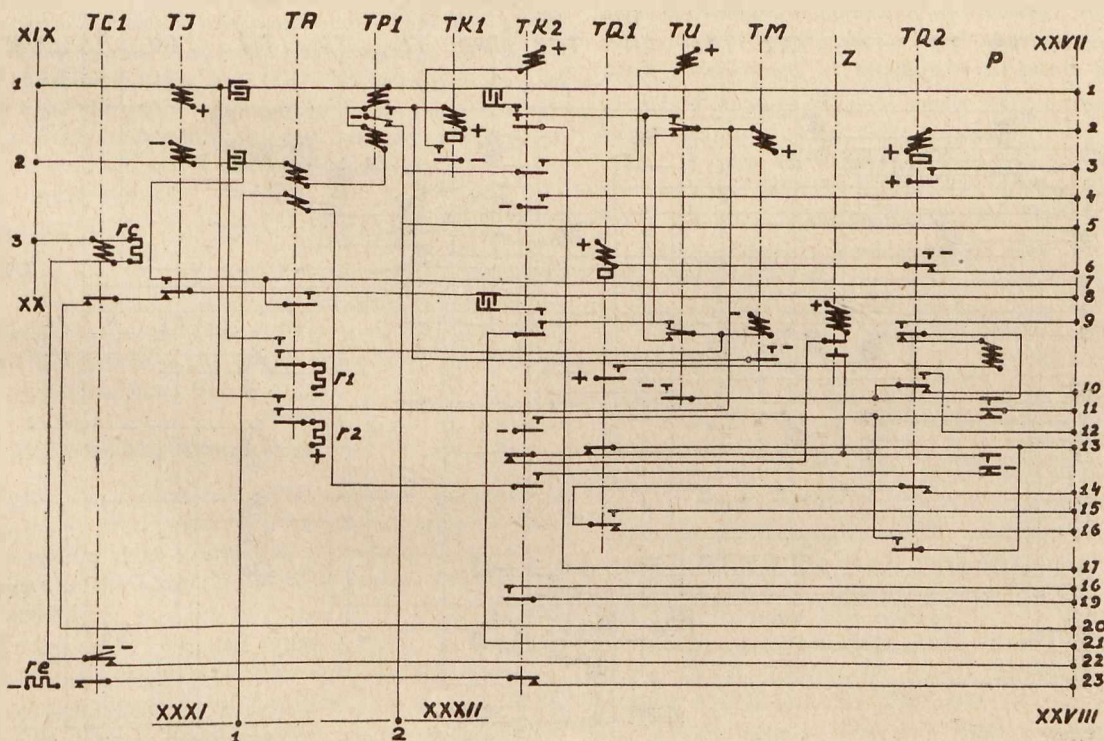
*SSg* od *AAb* zwalnia *1SrL* i *TL*; 2 *SrL* zwalnia się od *PAb*.

W wypadku, gdy pożądaný jest *DSSg* (dwustronny *SSg*), dołączać należy urządzenie, odtworzone linjami punktowanimi. Wtedy tworzy się:

O25 : rys. 6, + *SB1*, *SL<sup>f</sup>*, *L<sup>D</sup><sub>AS</sub>*, z. 4 s. III-IV, rys. 5, z. 4 s. III-IV, *L<sub>d</sub>*, rys. 9, *L<sub>d</sub>*, *r<sub>d</sub>*, *TB<sup>a</sup>*, - : *SB1(+)* i realizuje schemat 2 *SrL* wg. rys. 3<sup>B</sup>; *SM2*, dołączone poprzez *SB1<sup>b</sup>* i *SB1<sup>d</sup>* z jednej strony i kondensatory z drugiej strony do *L<sup>A</sup><sub>AS</sub>* i *L<sup>B</sup><sub>AS</sub>*, zostają wskutek przerywania odpowiednich kontaktów odłączone; *PAb* otrzymuje zasilanie wprost od *TM* i *SI2*; relais te są więc kontrolowane przez *PAb*.

II. Trafik wejściowy.

*Tt* wstawia *WSt* (wywoławczy sztepsel) do *FJ* i, prze-



Rys. 13.

chylając  $Kg$  na pozycję 3, nadaje prąd zmienny (induktorowy według:

$O26$ : rys. 11, induktor, szyna 3,  $Kg^a$ ,  $WSt$ ,  $Fa$ , rys. 10,  $Fa$ ,  $FT^a$ ,  $L_S^A$ , z. 1 s. XXI—XXII, rys. 9, z. 1 s. XXI—XXII,  $Cr$ ,  $TW$ ,  $TE^c$ ,  $TC^a$ ,  $TI^b$ , z. 2 s. XXI—XXII, rys. 10, z. 2 s. XXI—XXII,  $L_S^B$ ,  $FT^b$ , rys. 11,  $F_b$ ,  $FJ^b$ ,  $WSt$ ,  $Kg^d$ , szyna 4, induktor:  $TW$  (+);

$O27$ : rys. 10, +,  $TV$ ,  $TW^a$ , — :  $TV$  (+).

Następnie  $Tt$ , nacisnąwszy  $P2$ , przestawia  $Kg$  w położenie 2; powstaje wtedy:

$O28$ : rys. 11, +,  $FS^a$ ,  $Kg^h$ ,  $MQ2$ ,  $P2$ , — :  $MQ2$  (+), zaś, wobec przerwania wysyłania prądu indukcyjnego (przerwany  $O26$ ),  $TW$  (—), wobec czego:

$O29$ : rys. 10, +,  $TE$ ,  $TV^a$ ,  $TW^b$ , — :  $TE$  (+).

$O30$ : rys. 11, +,  $MS2$ ,  $MQ2^c$ ,  $Kg^c$ ,  $WSt$ ,  $FJ^b$ ,  $Fb$ , rys. 10,  $Fb1$ ,  $FT^b$ ,  $L_S^B$ , z. 2 s. XXI—XXII, rys. 9, z. 2 s. XXI—XXII,  $TE^b$ ,  $TA$ ,  $TP$ , z. 1 s. XXI—XXII, rys. 10, z. 1 s. XXI—XXII,  $L_S^A$ ,  $FT^a$ ,  $Fa1$ , rys. 11,  $Fa$ ,  $FJ^a$ ,  $WSt$ ,  $Kg^b$ ,  $MQ2^a$ ,  $MS2$ , — :  $TP$  przedstawia się na  $TP^a$ .

$O31$ : rys. 9, +,  $TK$ ,  $TP^a$ , — :  $TK$  (+).

$O32$ : rys. 9, +,  $TE$ ,  $TE^a$ ,  $TK^d$ , — : przytrzymanie  $TE$ . Obwody 13, 14, 15, 16 i 17 stają się aktualne;  $AC1$  wystawia  $AZSg$  do telefonistki  $Tt$  ( $MC$ ), która impulsuje według wyżej wspomnianych obwodów i wybiera  $PAb$ .

Przy trafieniu na zajętego,  $Tt$  i  $AAb$  otrzymują  $BSg$ ; przymusowego dołączenia i rozłączenia w omawianym schemacie nie przewidziano.

Przy trafieniu na wolnego,  $Tt$  przestawia  $Kg$  w położenie 1; prąd w  $O30$  zmienia kierunek:  $TP$  przestawia się na  $TP^b$ ;  $O15$  staje się aktualny i  $TQ$  (+).  $O18$  staje się aktualny i po ok. 200 msek  $TB$  (+). Relais  $TE$  powinno podtrzymać pętlę tak długo, żeby  $TB$  zdążyło przyciągnąć i relais  $SB1$  w  $SrL$  przełączyło, co wywoła ponowne przyciągnięcie  $TM$  i  $TK$ .  $TE$  jest kontrolowane przez  $TK$ , a mianowicie przez  $TK^d$ ; ponieważ osiągnąć opóźnienie ok. 500 msek, konieczne dla technicznie pewnego działania  $TK$ , jest trudne w jednym relais, należy przystawić do  $TK$  pomocnicze relais, niepokazane na rys. 9. Po przemianie schematu  $TM$  i  $SJ$  będą równolegle zasilaty  $Tf$  i  $p$ . Kiedy  $PAb$  powiesi  $MiTe$ ,

puści relais  $TM$ , po ok. 500 msek puści  $TE$ , przerwie pętlę ( $O30$ ) i  $SL2$  u  $Tt$  zapali się z powodu puszczenia  $MS2$ ;  $Tt$ , wyjmując  $WSt$ , anuluje wtedy połączenie.

### III. Trafik tandemowy.

Przy trafiku tandemowym od  $MC$  do  $AC2$ ,  $Tt$ , wybierając numer kierunkowy translacji do centrali  $AC2$ , za pomocą analogicznych manipulacji łączy z  $PAb$ .  $SSg$  odbywa się w sposób podobny, jak wyżej.

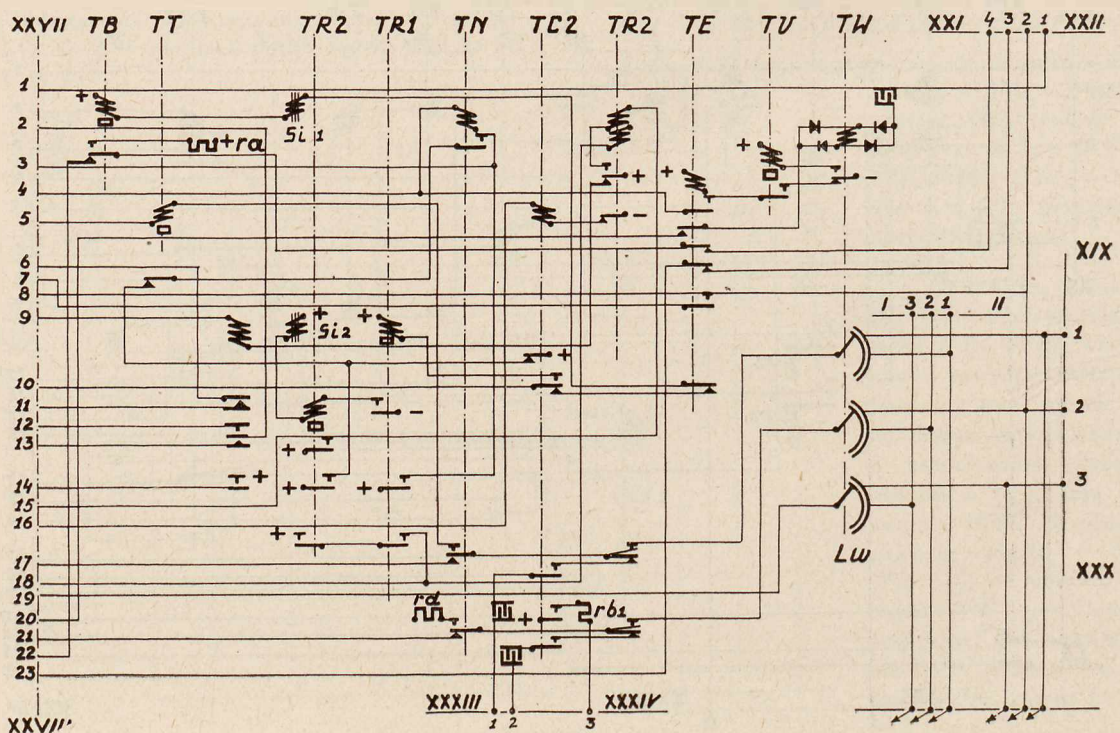
Przy trafiku tandemowym od  $AC2$  do  $MC$ ,  $AAb$  centrali  $AC2$  po podniesieniu  $MiTe$  otrzymuje linię połączeniową do  $AC1$ ; dalszy przebieg łączenia jest taki sam, jak w wypadku trafiku  $AC1$ — $MC$ .

### IV. Uszkodzenia; ograniczenia czasowe.

Niedozorowana centrala automatyczna może mieć utrudniony trafik, jeżeli znaczniejsza ilość linii abonenckich uszkodzi się (zewrze). Taka zwarta linja zajmie  $SrL$ ;  $AC1$  otrzymuje alarm zupełnie tak samo, jak w wypadku normalnego alarmu od  $AAb$ ; urządzenie czasowe alarmuje (poko. 10 sek)  $Tt$ ;  $Tt$ , przekonawszy się, że w danym wypadku jest to uszkodzenie (fałszywy alarm), powinna mieć możliwość odłączyć uszkodzoną linię od centrali tak, żeby taka zwarta linja nie mogła zająć innej  $SrL$ .

Zespół linjowych relais ( $Ab LR$ ), dostosowany do spełnienia omówionej możliwości, odwzorony na rys. 5, różni się od zwykle używanych tem, że linjowe alarmowe relais ( $LR$ ) nie puszcza, kiedy oddzielające linjowe relais ( $BR$ ) przyciąga, ponieważ tworzy się wtedy podany wyżej:  $O4$ : rys. 5, +,  $LR$ ,  $BR^b$ ,  $r_a$ , — :  $LR$  pozostaje więc przyciągnięte.

Jeżeli testujący obwód pozbawić bieguna dodatniego, to  $BR$  puści. Niema trudności wykonać tak sprężyny  $BR$ , że najpierw utworzy się kontakt  $BR^a$ , a dopiero potem przerwie się kontakt  $BR^b$ ; wtedy  $LR$  pozostanie (+) w obwodzie: rys. 5, +,  $LR$ ,  $BR^c$ , uszkodzona (zwarta) pętla  $Ab$ ,  $BR^d$ ,  $r_b$ , —. Relais  $LR$  może być tak zrobione, żeby przy przyciągniętej armaturze zapadki nie pozwalały na utworzenie się kontaktów  $BR^e$  i  $BR^b$ , o ile  $BR$  było aktywne;



Rys. 14.



puszczenie zatem  $BR$  w obwodzie testującym, przy aktywnym  $LR$ , nie będzie miało w konsekwencji ani dania start-minusa przez  $BR^f$ , ani dania możliwości lustracji przez  $BR^e$ ; przez to do czasu, aż  $LR$  puści,  $AAb$  o zwartej pętli nie może zająć innej  $SrL$ .

Układ rys. 5 przewiduje możliwość perlustracji na uszkodzoną pętlę ze strony  $LW$  (linowego wybieracza), wobec czego należy przewidzieć jednostronny  $SSg$  i rozłączenie od  $AAb$ . W razie jednak, gdyby był pożądanym dwustronny  $SSg$ , można uniemożliwić perlustrację na uszkodzoną pętlę przez przepuszczenie  $Lc$  od  $LW$  przez 2 równoległe włączony: odłącznik na  $LR$  i włącznik na  $BR$ .

Przy odbieraniu plusa w testującym obwodzie należy zachować pewną ostrożność: jeżeli bowiem odebrałoby się plus w tym czasie, kiedy którykolwiek z  $Ab$  grupy, przydzielonej do danego pęczka  $SrL$  alarmuje, to póki  $BR$  nie puści, co trwa kilkadziesiąt milisekund, ponieważ jest ono bocznikowane przez  $r_c$ , jakaś  $SrL$  mogłaby perlustrować na uszkodzoną pętlę; wobec powyższego należy na pewien czas przerwać w danym pęczku  $SrL$  możliwość lustracji przez wszystkie  $SrL$ , a dopiero potem odebrać testplus w aktualnej  $SrL$ ; w zależności od układu  $SrL$  omawiana procedura trwa różnie: w zwykłych układach od 200 do 400 msek. Odbierać testplus można albo automatycznie po pewnym określonym czasie, (to rozwiązanie może ograniczać długość rozmowy); albo przez pewne manipulacje  $Tt$ , które polegają albo na anormalnym zwiększeniu wartości prądu pętli wg.  $O30$ , np. przez zwarcie  $MS1$ , lub dołączeniu dodatkowej baterji; wtedy relais  $TA$  (rys. 9), które przy normalnej wartości prądu nie przyciąga, zapracuje, zbocznikuje  $TI$  i  $SI$  opornikami  $r1$  i  $r2$  tak, że te ostatnie puszczą: w konsekwencji puści  $BR$ , ale  $LR$  pozostanie przyciągnięte przez swartą pętlę i nie dopuści do zajęcia innej  $SrL$  w myśl wyżej przytoczonego opisu.

2. Jeżeli jest pożądanym, aby długość rozmów lokalnych, przebiegających bez dozoru  $Tt$ , była ograniczona, np. do 6 minut, to stosuje się pewne urządzenie czasowe, które może być również wykorzystane zamiast  $TA$  do odłączania uszkodzonej pętli. Na rys. 8 uwidocznione jest wspomniane wyżej urządzenie. Na osi  $O1$  umocowane jest koło  $K3$ ; oś  $O2$  przesunięta jest przez armaturę elektromagnesu  $E2$  tak, że z chwilą zadziałania tegoż koła  $K5$  i  $K6$  sprzęgają się i oś  $O3$  zaczyna się obracać. Elektromagnes  $E2$  przyciąga z chwilą zajęcia  $SrL$ , przekładnia zaś jest tak obliczona, że po dalszych 6 minutach sztyft  $S3$  tworzy kontakty  $K6^a$  i  $K6^b$ . Powstają wtedy obwody:

$O33$ : rys. 8, +,  $CA$ ,  $K6^b$ , — :  $CA$  (+).

$O34$ : rys. 8, +,  $Si1$ ,  $CP$ ,  $K6^a$ , — : po ca 300 msek  $CP$  (+).  $CA$  przerwie start na pęczek sznurowych linii, a  $CP$  — obwód lustrujący  $[O2]$  i  $BR$ (—);  $SrL$  zostaje zwolniona;  $LR$  przytrzymuje się przez uszkodzoną pętlę i nie pozwoli na zajęcie innej  $SrL$ .

#### V. Trafik lokalny automatyczny.

W celu dania aparatom  $STA$  możliwości realizowania lokalnego trafiku bez pomocy  $Tt$ , urządzenie czasowe automatycznie nadaje cyfrę kierunkową z pewnym opóźnieniem; jeżeli jednak w międzyczasie  $Ab$   $STA$  zacznie impulsować, to powstanie

$O35$ : rys. 8, +,  $CB$ ,  $CB^b$ ,  $CI1^b$ ,  $CI2^a$ , z. 6. s. XIII—XIV, rys. 6, z. 6 s. XIII—XIV,  $SR^a$ ,  $SI^b$ , — :  $CB$ (+), przytrzyma się przez  $CB^a$  od minusa z zac. 5 s. XIII—XIV, przerwie  $CB^c$  i przez to uniemożliwi wogóle nadanie cyfr kierunkowych przez urządzenie czasowe.

#### VI. Trafik przez translację z indywidualnym linowym wybieraczem.

Uproszczona translacja według schematu rysunku 9 przepuszczała lokalny trafik od aparatów  $CB$  i  $LB$  przez 2  $SrL$ ; w schemacie tym nieprzewidziane były również urządzenia dla przymusowego dołączenia i rozłączenia, często pożądane przy trafiku trunkingowym. W celu zmniejszenia ilości koniecznych  $SrL$ , oraz umożliwienia uskuteczniania przymusowego dołączenia i rozłączenia, możliwa jest pewna modyfikacja translacji. Fragmentowe schematy trafiku wyjściowego i wejściowego są pokazane na rys. 12, schemat zaś odpowiedniej translacji na rys. 13 i 14. Trafik wyjściowy przebiega w sposób analogiczny, jak w translacji według rys. 9. Trafik lokalny nie zajmuje drugiej  $SrL$ , a  $PAb$  zostaje wybrany specjalny  $LW$ , przydzielony do  $TL$ ; wskutek tego  $TL$  w pewnym stopniu może być traktowana, jak specjalna  $SrL$ . Trafik wejściowy nie zajmuje zupełnie  $SrL$  w  $AC1$  i  $TL$  odgrywa rolę specjalnej  $SrL$  dla rozmów trunkingowych (międzymiastowych). Powyższe okoliczności wpływają w ten sposób na ilość  $SrL$  w  $AC1$ , że ta może być odpowiednio mniejsza, niż w wypadku  $TL$  według schematu 9.

Analogicznie, jak wyżej,  $Tt$  dostaje się do  $TL$ :  $TE$ (+),  $TP1$  przestawia się na  $TP^a$ ,  $TK1$ (+),  $TK2$ (+) (rys. 13 i 14).  $AZSg$  nadawany jest przez indukcyjnie sprzężone uzwojenie  $TA$ ; start  $AZSg$  kontrolowany jest przez kontakt  $P^d$  elektromagnesu podnoszącego i  $TK2^f$  na z. 1 s. XXXI—XXXII, do którego dołączony jest (zmultiplikowany) wspólny zummer (Summer,  $SU$ ).  $Tt$  impulsuje, jak wyżej.

$O36$ : rys. 13 +,  $TQ1$ ,  $TQ2^c$ , z. 6 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 6 s. XXVII—XXVIII, kontakt elektromagnesu obrotowego  $O^a$ , z. 11 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 11 s. XXVII—XXVIII,  $P^b$ ,  $TK2^g$ , — :  $TQ1$ (+).

Podczas przerwy pierwszego impulsu powstaje

$O37$ : rys. 13, +,  $TU$ ,  $TK2^c$ ,  $TP1^b$ , — :  $TU$ (+).

$O38$ : rys. 13, +,  $TQ1^a$ ,  $P$ ,  $TQ2^e$ ,  $TU^e$ , — :  $P$  przyciąga i realizuje podnoszenie.

Podczas zwarcia pierwszego impulsu  $O37$  i  $O38$  anulują się:  $TU$ (—) i  $P$  puszcza. Z chwilą zadziałania, t. j. wyjścia mechanizmu z położenia wyjściowego, oba przełączniki przełączyły i przy puszczonej  $P$  nie wracają już do położenia wyjściowego, a pozostają w położeniu przestawionem;

$O36$  anuluje się, ale relais  $TQ1$  pozostanie podczas impulsowania (1 serji) aktywne według

$O39$ : rys. 13, +,  $TQ1$ ,  $TQ2^c$ , z. 6 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 6 s. XXVII—XXVIII,  $O^a$ , z. 11 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 11, s. XXVII—XXVIII,  $P^a$ ,  $TU^e$ , —.

Dalsze impulsy pierwszej serji będą przyjmowane według  $O37$  i  $O38$ . Po skończonej serji  $TU$  puści na dłużej (więcej niż 400 msek),  $O39$  anuluje się i  $TQ1$ (—).

$O40$ : rys. 13, +,  $TQ2$ , z. 2 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 2 s. XXVII—XXVIII,  $O^c$ , z. 13 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 13 s. XXVII—XXVIII  $TQ1^b$ ,  $P^c$ , — :  $TQ2$ (+).

Podczas przerwy pierwszego impulsu 2-jej serji  $O37$  staje się aktualny.

$O41$ : rys. 14, +,  $TP2^b$ ,  $O$ , z. 9 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 9 s. XXV—XXVIII,  $TQ2^d$ ,  $TU^e$ , — :  $O$  realizuje ruch obrotowy. Podczas zwarcia  $O37$  i  $O41$  anulują się i  $O$  puszcza. Kiedy wskutek obrotu mechanizm  $O$  opuścił położenie wyjściowe, kontakty przełączyły i  $O40$  anuluje się, ale relais  $TQ2$  pozostaje (+) według

$O42$ : rys. 13, +,  $TQ2$ , z. 2 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 2 s. XXVII—XXVIII,  $O^b$ , z. 12 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 12 s. XXVII—XXVIII,  $TQ2^f$ ,  $TU^e$ , —.

Dalsze impulsy 2-jej serji będą przyjmowane według  $O37$  i  $O41$ .

Kiedy  $TQ2(+)$  według  $O40$ , powstał

$O43$ : rys. 13, +,  $TQ1$ ,  $TQ2^b$ , —:  $TQ1(+)$ ;  $TQ1^b$  zostaje przerwany;  $TQ2$  zostaje przytrzymane poprzez własny kontakt  $TQ2^i$  i  $TK2^g$  od minusa baterji.

Po skończonej serii  $TU(-)$  i  $TQ2(-)$ .

Z chwilą, kiedy  $TQ2(-)$ , a  $TQ1$  jeszcze (+), następuje perlustracja według

$O44$ : rys. 14, +,  $O^d$ , z. 14 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 14 s. XXVII—XXVIII,  $TQ2^h$ ,  $TQ1^c$ , z. 15 s. XXVII—XXVIII, rys. 14 z. 15 s. XXVII—XXVIII,  $TP2$ , z. 18 s. XXVII—XXVIII, rys. 13 z. 18 s. XXVII—XXVIII,  $TK2^k$ , z. 19 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 19, s. XXVII—XXVIII,  $LC_{LW}$ , z. 3 s. I—II, rys. 5, z. 3 s. I—II, BR i równoległe  $r_c$ , —.

Przy trafieniu na wolnego,  $O44$  realizuje się i  $TP2(+)$  oraz  $BR(+)$ .

Kiedy  $TQ2$  było (+), powstał

$O45$ : rys. 13, +,  $TQ2^a$ , z. 3 s. XXVII—XXVIII, rys. 14 z. 3 s. XXVII—XXVIII,  $TN$ , z. 4 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 4 s. XXVII—XXVIII,  $TK2^d$ , —:  $TN(+)$ , przygotowuje obwody: perjodycznego wywołania i samotrzymania się, kontrolowanego przez tripprelais  $TT$ .

Po przyciągnięciu  $TP2$  następuje wywołanie według  $O46$ : +, niepokazany na rysunku transformator, rys. 13, z. 2 s. XXVII—XXVIII, z. 5 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 5 s. XXVII—XXVIII,  $TT$ ,  $TN^b$ ,  $TP2^d$ ,  $LA_{LW}$ , pętla  $PAb$ ,  $LB_{LW}$ ,  $TP2^i$ ,  $TN^d$ ,  $r_d$ , —.

Kiedy  $PAb$  podnosi  $MiTe$ ,  $O46$  staje się aktualny dla prądu jednokierunkowego i  $TT(+)$ ;  $TN$  przytrzymywał się dotąd według:

$O47$ : rys. 14, +,  $TC2^a$ ,  $TT^a$ ,  $TN^a$ ,  $TN$ , z. 4 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 4 s. XXVII—XXVIII,  $TK2^d$ , —;  $TT$ , przyciągając, przerywa  $TT^a$ , anuluje więc  $O47$ ;  $TN(-)$  i dołącza poprzez  $TN^c$  i  $TN^e$   $PAb$  do fonicznego obwodu  $AAb$ .

Przy trafieniu na zajętego,  $O44$  realizuje tak małą wartość prądu, że  $TP2$  pozostaje pasywne. Wtedy po pewnym czasie, ca 200 msek, puści  $TQ1$  i uruchomi relais zajętości  $TC2$  według:

$O48$ : rys. 14, +,  $O^d$ , z. 14 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 14 s. XXVII—XXVIII,  $TQ2^h$ ,  $TQ1^i$ , z. 16 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, s. 16 s. XXVII—XXVIII,  $TC2$ ,  $TP2^c$ , —:  $TC2(+)$ , anuluje  $O47$ , więc  $TN(-)$ .

Przerwany  $Su$ , jako  $BSg$ , nadawany jest przez urządzenie, dołączone do zacisków 1 i 2 sztrypsu XXXIII—XXXIV (rys. 14).

Otrzymałszy  $BS$ , telefonistka może: albo wycofać się, albo przymusowo dołączyć się do  $PAb$ .

W pierwszym wypadku, kiedy  $Tt$  wyjmuje  $WSI$ ,  $TP1$  przestawia się na  $TP1^b$ ; powstaje wtedy

$O49$ : rys. 14, +,  $TRI$ ,  $TC2^b$ , z. 10 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 10 s. XXVII—XXVIII,  $TQ2^g$ ,  $TU^e$ , —:  $TRI(+)$ , i, aczkolwiek w konsekwencji zamyka się

$O50$ : rys. 14, +,  $Si2$ ,  $TR2$ ,  $TR1^a$ , —:  $TR2(+)$  po ca 300 msek, nie nastąpi jednak przymusowe odłączenie (wg. przebiegu podanego niżej), gdyż  $TK2$ , kontrolujące je, już przedtem puściło i kontakt  $TK2^k$  został przerwany. Tymczasem, kiedy  $TRI(+)$ , po ca 200 msek  $TU(-)$ , więc  $O49$  zostaje zanulowany i po dalszych ca 400 msek  $TRI(-)$ , potem i  $TR2(-)$ . Układ relais translacji wrócił więc do stanu wyjściowego. Również, kiedy  $TK2(-)$ , elektromagnes zwalniający  $Z(+)$ ,  $LW$  translacji wraca do położenia wyjściowego. W II wypadku, t. j. przymusowego dołączenia się i anulowania dotychczasowego połączenia innego  $Ab$  z  $PAb$ ,  $Tt$  nadaje po pierwsze możliwie długą serję impulsów, np. zero (10 impulsów). Wtedy  $O49$  będzie aktualny ca 1000 msek, tak samo i  $O50$  oraz  $TR2(+)$ . Wobec czego (i aktywności  $TK2$ ) zostanie uskutecznione przymusowe odłączenie  $SrL$ , która była przedtem dołączona, według:

$O51$ , rys. 14, +,  $TR2^c$ ,  $TR1^c$ , z. 18 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 18 s. XXVII—XXVIII,  $TK2^k$ , z. 19 s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 19 s. XXVII—XXVIII,  $LC_{LW}$ : czysty plus zostaje dołączony do  $TP2$  innej  $SrL$ , która obsługiwała  $PAb$ ;  $TP2$  zostaje więc zwarte i puszcza, przerywając sobie przytrzymujący plus.

Kiedy  $TRI$ , po rozłączającej serii od  $Tt$ , puści, nastąpi perlustracja na obecnie już odłączonego od poprzedniej  $SrL$ ,  $PAb$  według

$O52$ : rys. 14, +,  $TR2^a$ ,  $TP2$ , z. 18 s. XXVII—XXVIII, rys. 13, z. 18, s. XXVII—XXVIII,  $TK2^k$ , z. 19, s. XXVII—XXVIII, rys. 14, z. 18, s. XXVIII,  $LC_{LW}$ , z. 3 s. I—II, rys. 5, z. 3 s. I—II, BR, —:  $TP2(+)$  i zapewnia sobie przytrzymujący plus. Ostrzegawcze dzwonicie (ca 100 msek) realizowane jest przez  $TN$  (rys. 14); w razie powieszenia  $MiTe$  przez  $PAb$  wielokrotnie perjodyczne dzwonicie może być zrealizowane przez dodatkowe powtarne impulsowanie od  $Tt$ ; wtedy w konsekwencji relais  $TN(+)$  i nadaje prąd wywoławczy, kontrolowany przez  $TT$ , jak przy trafieniu na wolnego abonenta.

Trafik tamdem przez nową translację przebiega analogicznie, pozwalając na przymusowe rozłączenie zapomocą tych samych czynności telefonistki [ $Tt$ ].

## CHARAKTERYSTYKI DYNATRONU

Prof. Dr. JANUSZ GROSZKOWSKI  
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

**Streszczenie.** Opierając się na analizie zjawisk, zachodzących w układach z emisją wtórną, autor w części I niniejszej pracy ustala równanie charakterystyki dynatronu; w części II sprawdza jego zgodność z doświadczeniem.

### Wstęp.

**D**YNATRON i jego działanie w układach generacyjnych jest przedmiotem licznych prac teoretycznych i doświadczalnych. Również zjawisko fizyczne, na którym opiera się działanie dynatronu, a mianowicie zjawisko wtórnej emisji elektronowej, zostało wielokrotnie, aczkolwiek nie zawsze w sposób wyczerpujący, zbadane. Jednak dynatron, jako przyrząd specjalnie i celowo zbudowany (w szczególności jako generator, znajdujący coraz to szersze zastosowanie

w radjotechnice), nie był dotychczas dostatecznie omówiony pod tym kątem widzenia.

Praca niniejsza jest próbą wyrażenia charakterystyk dynatronu przy pomocy wzorów matematycznych na podstawie znajomości budowy lampy, a więc na zasadzie wymiarów jej elektrod rodzaju materiału i t. p., podobnie, jak to się dzieje z lampami elektronowymi, w których jest wykorzystana pierwotna emisja elektronowa.

### CZĘŚĆ I — TEORETYCZNA.

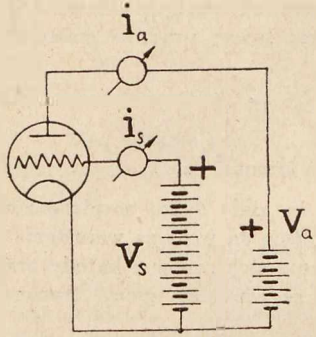
#### 1. Dynatron.

Dynatronem nazywa się lampa elektronowa, posiadająca zazwyczaj oprócz katody nie mniej, niż dwie elektro-

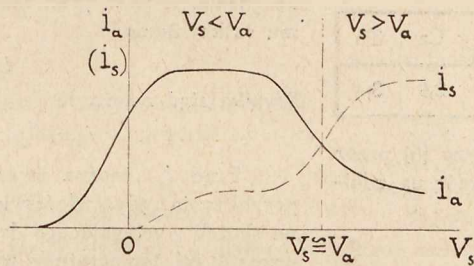
dy o dodatnich — względem katody — potencjałach. W najprostszej postaci jest to lampa trój elektrodowa w układzie jak na rys. 1, pracująca w t. zw. dynatronowym zakresie charakterystyk (rys. 2), t. j. w zakresie dodatnich i wyższych od potencjału anody potencjałów siatki. W zakresie tym zależność prądu anodowego  $i_a$  w funkcji potencjału anody  $v_a$  przy stałym prądzie emisyjnym całkowitym  $I_{ec}$  i stałym potencjale siatki  $V_s$ :

$$i_a = f(v_a) \text{ przy } I_{ec} = \text{const i } V_s = \text{const} \dots (1)$$

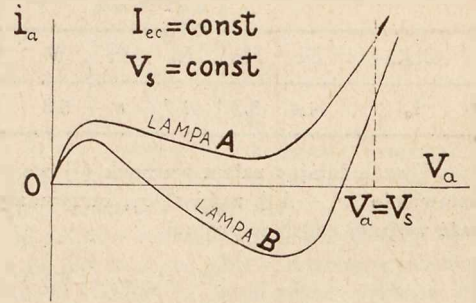
czyli t. zw. charakterystyka dynatronu, posiada przebieg pokazany dla typowego przypadku na rys. 3.



Rys. 1.



Rys. 2.



Rys. 3.

Szereg charakterystyk (1) przy różnych  $I_{ec}$  i różnych  $V_s$  tworzy rodzinę charakterystyk dynatronu. Są to charakterystyki t. zw. spadające, t. zn. posiadają odcinki o nachyleniu ujemnym, a więc takie, dla których oporność, określona zależnością

$$\frac{d v_a}{d i_a} = \rho \dots (2)$$

jest ujemna.

### 2. Emisja wtórna.

Jak wiadomo, działanie dynatronu opiera się na własności wtórnej emisji elektronów z anody. Emisja ta wywołana jest przez prąd elektronów pierwotnych  $i_{a1}$ , które pod wpływem sił wypadkowego pola elektrycznego, wytworzonego przez siatkę  $s$  i anodę  $a$  o potencjałach odpowiednio  $V_s$  i  $V_a$ , dosięgają anody i w nią uderzają.

Powierzchnia anody, bombardowana przez elektrony prądu  $i_{a1}$ , może być uważana za źródło elektronów, które są bądź to elektronami wtórnymi nowowytraconymi z powierzchni anody przez elektrony uderzające, bądź też elektronami pierwotnymi, które zostały tylko odbite przy uderzeniu lub odchylone przy przejściu obok anody. Elektrony te stanowią t. zw. prąd anodowy wtórny  $i_{a2}$ . Prąd wtórny  $i_{a2}$ , odpowiadający wszystkim wychodzącym w danych warunkach elektronom z anody, nazwiemy prądem wtórnym całkowitym  $I_{ac}$ , analogicznie do prądu emisyjnego całkowitego z katody  $I_{ec}$ .

Zgodnie z dzisiejszym stanem wiadomości [1]<sup>1)</sup>, prąd wtórej emisji  $i_{a1}$ , zależy od: 1) ilości, szybkości i kąta padania elektronów pierwotnych oraz 2) od rodzaju powierzchni anody.

Zależność pierwsza zawiera zatem w sobie wpływ natężenia prądu pierwotnego  $i_{a1}$  (ilość elektronów), wpływ potencjału anody (szybkość i kształt torów elektronów) oraz wpływ położenia anody względem linii pola.

Zależność druga obejmuje rodzaj materiału anody, jej zanieczyszczenia oraz wpływ stanu próżni w lampie.

Zdolność wtórnej emisji bywa wyrażana [2] stosunkiem prądu wtórnego do pierwotnego:

$$\gamma_a = \frac{i_{a2}}{i_{a1}} \dots (3)$$

Spółczynnik  $\gamma_a$  może być przedstawiony w postaci iloczynu dwóch czynników

$$\gamma_a = \delta_a \cdot \epsilon_a \dots (4)$$

gdzie  $\epsilon_a$  jest miarą ilości elektronów, które są wyswabiane przez jeden elektron pierwotny, zaś  $\delta_a$  pokazuje, jaka część elektronów wtórnych zostaje od anody odprowa-

dzana (a więc do niej nie wraca). Czynniki  $\epsilon_a$  jest funkcją szybkości elektronów pierwotnych oraz kąta ich padania. Rośnie on wraz ze wzrostem tego kąta (względem normalnej) oraz naogół wraz z szybkością elektronów; ponadto zależy od rodzaju materiału anody.

Czynnik  $\delta_a$  może dążyć asymptotycznie do jedności, jednak zazwyczaj wartości tej nie osiąga. Jeżeli chodzi o określenie zdolności emisji wtórnej całkowitej

$$\gamma_{ac} = \frac{I_{ac}}{I_{a1}} \dots (5)$$

to tutaj będzie  $\gamma_{ac} = \epsilon_a$ , zaś  $\delta_a = 1$ , gdyż zakładamy, że wszystkie elektrony wtórne zostają odprowadzone do anody.

W lampie o danej konstrukcji elektrod, rozkład pola elektrycznego, a przeto i kształt torów elektronów będzie stały, jeśli stosunek napięć  $V_a$  i  $V_s$  będzie stały. Ta stałość torów odnosi się tak do elektronów pierwotnych, jak i do wtórnych. Przy zmianie stosunku ( $V_a : V_s$ ) zmienia się kąt padania elektronów. Jednakże w istniejących i normalnie stosowanych lampach wpływ zmian tego stosunku na kąt padania jest względnie niewielki. Wpływ ten występuje dopiero wyraźniej w przypadku zastosowania pól magnetycznych, odchylających wybitnie tory elektronów, powodując w ten sposób styczne ich uderzenie o powierzchnię anody.

Wpływ rodzaju materiału anody na zdolność wtórnej emisji jest bardzo znaczny. Dla metali (wolfram, molibden, nikiel, miedź, żelazo) o powierzchni czystej i wolnej od gazów okludowanych, współczynnik  $\gamma_a$  jest zawarty między 1,2 a 1,5, dla powierzchni zanieczyszczonych wynosi kilka, zaś dla powierzchni specjalnie pokrytych tlenkami (np. metali ziem alkalicznych) dochodzi do kilkunastu [1]. B. van der Pol [3] dla niklu — w zakresie napięć  $v_a = 150 \div 1000$  V — podaje wzór na współczynnik  $\gamma_a$  w postaci

$$\gamma_a = a v_a^{1/2} \dots (6)$$

opierając się na założeniu, że emisja wtórna powinna być proporcjonalna do szybkości elektronów pierwotnych, a więc do  $v_a^{1/2}$ .

Wzór (6) nie uwzględnia jednak tej okoliczności, iż dla wywołania wtórnej emisji z anody elektrony pierwotne muszą już mieć pewną szybkość dostatecznie dużą, aby

<sup>1)</sup> P. Bibliografja na końcu artykułu.

energja, oddana przez nie — podczas uderzenia — elektronom swobodnym w metalu, wystarczała do spowodowania wytrącenia tych ostatnich nazewnątrz. Rozważania bardziej szczegółowe pokazują, że powinien tu być spełniony warunek<sup>2)</sup>

$$V_1 \geq \xi_0 \dots \dots \dots (7)$$

gdzie  $V_1$  oznacza (wyrażoną w woltach) dolną graniczną szybkość elektronów pierwotnych, zaś  $\xi_0$  maksymalną szybkość elektronów w danym metalu w temperaturze zera bezwzględnej. Wartości  $\xi_0$  dla niektórych ciał podane są w tablicy I.

Tablica I.

Ciała	Fe	Mo	Ni	Pt	W	Ta	Ca	Th
$\xi_0$	11,4	8,3	11,7	6	5,3	6	2,9	3,4

Uwzględniając zatem warunek (7) we wzorze (6) przez wstawienie  $(v_a - V_1)$  zamiast  $v_a$ , otrzymamy wzór na zdolność wtórnej emisji w postaci:

$$\gamma_{ac} = \frac{I_{ac}}{i_{a1}} = a(v_a - V_1)^{1/2} \dots \dots \dots (8)$$

(obowiązujący począwszy od  $v_a = V_1$ ).

Jak się okazało, wzór (8) daje lepszą zgodność z doświadczeniem, aniżeli wzór (6).

Dla napięć anody niższych od  $V_1$  występują w lampie zjawiska t. zw. odbicia, polegające na częściowym odchyleniu elektronów pierwotnych (zdążających do anody) pod wpływem działania sił jądra atomu powierzchniowego [4], wskutek czego przebieg charakterystyki dynatronowej dla tych napięć ulega często zniekształceniom.

O ile chodzi o górną granicę obowiązywania wzoru (8), to istnieją tu rozbieżności tak w poglądach, jak i w otrzymanych wynikach doświadczalnych. Mianowicie, według niektórych prac zdolność emisyjna wzrasta wraz z napięciami tylko do pewnego stopnia, osiąga maksimum dla napięć rzędu kilkuset woltów, a następnie spada, według innych prac natomiast maksimum tego niema.

Wydaje się jednak, iż w granicach napięć, które są interesujące ze względu na zastosowanie generacyjne niewielkich dynatronów (napięcia poniżej tysiąca woltów), zmniejszania się zdolności całkowitej emisji nie należy się spodziewać<sup>3)</sup>.

3. Prądy w obwodach elektrod dynatronu.

W interesującym nas zakresie działania dynatronowego potencjał siatki  $v_s$  musi być wyższy od potencjału anody  $v_a$  dlatego, aby mogła być odprowadzona wtórna emisja  $i_{a2}$  z anody.

Zatem w zakresie tym równania prądów, płynących w obwodach elektrod dynatronu, będą następujące:

Prąd anodowy, mierzony w obwodzie zewnętrznym anody, jest różnicą prądu anodowego pierwotnego dopływającego i wtórnego odpływającego

$$i_a = i_{a1} - i_{a2} \dots \dots \dots (9)$$

Prąd siatki jest sumą prądu pierwotnego siatki i wtórnego anody, który dopływa do siatki

$$i_s = i_{s1} + i_{a2} \dots \dots \dots (10)$$

<sup>2)</sup> P. np. W. Majewski. Wtórna emisja elektronów z metalu w świetle nowych poglądów fizyki. Przegl. Elektr., t. XVI, z. 19 i 20, 1934.

<sup>3)</sup> Oczywiście mowa tu o emisji wtórnej całkowitej, a więc zakłada się, że istnieje zawsze możliwość odprowadzania wtórnych elektronów od anody. Również własności anody przy zwiększaniu  $v$  nie powinny ulegać zmianie.

Do równań tych nie wchodzi prąd wtórnej emisji z siatki, gdyż wobec warunku  $v_s > v_a$  prąd ten nie może być od siatki odprowadzany, a przeto można przyjmować  $i_{s2} = 0$  Prąd emisyjny z katody będzie oczywiście sumą (9) i (10)

$$i_e = i_a + i_s = i_{a1} + i_{s1} \dots \dots \dots (11)$$

Prąd ten jest określony przez równanie lampy trójelektrodowej

$$i_e = c \left( \frac{1}{K} v_a + v_s \right)^{3/2} = c(v_e)^{3/2} \dots \dots \dots (12)$$

Wobec tego, iż napięcie  $v_s$  jest tu zazwyczaj wysokie, napięcie zastępcze  $v_e$  jest większe od napięcia zastępczego nasycenia, a więc prąd staje się równy prądowi emisyjnemu całkowitemu

$$i_e = I_{ec} \dots \dots \dots (13)$$

Wynika stąd zależność

$$i_{a1} + i_{s1} = I_{ec} \cong \text{const} \dots \dots \dots (14)$$

Prąd  $I_{ec}$  można uważać za stały tylko w pierwszym przybliżeniu, gdyż właściwie rośnie on wraz ze wzrostem  $v_e$  na skutek wyciągającego działania elektronów z katody oraz wzrostu jej temperatury wraz ze wzrostem mocy, traczonej w anodzie i siatce.

Rozdział prądów pierwotnych  $i_{a1}$  i  $i_{s1}$  (stanowiących prąd emisyjny  $i_e = I_{ec}$ ) pomiędzy anodę i siatkę, przy dodatnich potencjałach tych elektrod, jest określony — jak wiadomo — wzorem o postaci ogólnej

$$\frac{i_{s1}}{i_{a1}} = \Phi \left( \frac{v_s}{v_a} \right) \dots \dots \dots (15)$$

Tank [5] i Lange [6] funkcji tej przypisują kształt

$$\Phi \left( \frac{v_s}{v_a} \right) = \mu \sqrt{\frac{v_s}{v_a}} \dots \dots \dots (16)$$

gdzie dla układu cylindrycznego elektrod jest [6]

$$\mu = \frac{F_s}{F_o} \sqrt{\frac{\lg \frac{2r_a}{\delta_k}}{\lg \frac{2r_s}{\delta_k}}} \dots \dots \dots (17)$$

- $F_s$  jest powierzchnią rzutu żeberk siatki na jej cylinder,
- $F_o$  — powierzchnią otworów siatki na ten cylinder,
- $r_a$  i  $r_s$  — promieniami cylindrów anody i siatki,
- $\delta_k$  — średnicą katody.

Dla siatki cylindrycznej spiralnej o skoku  $d_s$  i grubości drutu spirali  $\delta_s$  jest

$$\frac{F_s}{F_o} = \frac{\delta_s}{d_s - \delta_s} \dots \dots \dots (18)$$

Wzór (16) został wyprowadzony przy pewnych bardzo ograniczonych założeniach, a przeto posiada on wąski zakres stosowności. Zgodnie z doświadczeniem, daje on dostateczną zgodność jedynie w zakresie  $v_a \cong v_s$ ; dla  $v_a < v_s$  daje wartości zbyt małe, zaś dla  $v_a > v_s$  — zbyt duże, przyczem błędy dochodząc tu mogą do kilkudziesięciu procentów, szczególnie dla małych wartości  $v_a$ . Składają się na to różne przyczyny, jak to: obecność ładunku przestrzennego, odchylające oddziaływanie żeberk siatki na elektrony, przechodzące przez otwory w siatce, kontaktowe różnice potencjałów materiału elektrod i t. d.

Pomiary, przeprowadzone nad pewną ilością lamp, wykazały, że lepszą zgodność z doświadczeniem daje wzór kształtu

$$\frac{i_{s1}}{i_{a1}} = \mu \left( \frac{v_s}{v_a} \right)^{1/2} \dots \dots \dots (19)$$

Ponieważ czasami otrzymywane stąd wartości okazały się nieco za duże w stosunku do doświadczalnych, należy przypuszczać, że właściwa postać wzoru (19) powinna być

$$\frac{i_{s1}}{i_{a1}} = \psi \left( \frac{v_s}{v_a} \right)^{1/n} \dots (20)$$

przyczem  $n$  w wykładniku potęgi jest tu zawarte w granicach

$$n = 2 \div 3$$

Uwzględniając równanie (20), możemy z równania (14) określić prąd anodowy pierwotny jako

$$i_{a1} = I_{ec} \frac{1}{1 + \mu \left( \frac{v_s}{v_a} \right)^{1/n}} = I_{ec} \frac{v_a^{1/n}}{v_a^{1/n} + \mu v_s^{1/n}} \dots (22)$$

Ten właśnie prąd  $i_{a1}$ , płynąc od anody, wywołuje emisję wtórną, która określa się całkowitym prądem wtórnej emisji  $i_{a2c}$ .

**4. Odprowadzanie prądu emisji wtórnej.**

Dla odprowadzenia prądu emisji wtórnej  $i_{a2}$  niezbędna jest elektroda o potencjale wyższym od potencjału anody. Rolę takiej elektrody spełnia siatka w zakresie  $v_s > v_a$ . Otóż w tych warunkach układ elektrod „anoda-siatka”, w odniesieniu do wtórnej emisji z anody, można rozpatrywać jako lampę dwuelektrodową o katodzie ( $k'$ ), utworzonej przez

zaś zamiast  $\beta^2$  przyjmuje się  $(-\beta)^2$ , przyczem

$$(-\beta)^2 = f \left( \frac{r_a}{r_s} \right) \dots (26)$$

Zależność (26) dla spotykanych wartości stosunku  $\frac{r_a}{r_s}$  podana jest w tablicy II<sup>5)</sup>.

Równanie (23) obowiązuje oczywiście w zakresie napięć  $v$  mniejszych od napięcia nasycenia lampy  $k'a'$ .

Dla odprowadzenia od anody  $a$  (katody  $k'$ ) prądu  $I_{a2c}$ , odpowiadającego całkowitej emisji wtórnej, potrzebne jest conajmniej napięcie  $V_{nas'}$  spełniające zależność

$$I_{a2c} = c' V_{nas'}^3 \dots (27)$$

a więc powinien być spełniony warunek

$$(v_s - v_a) \geq V_{nas'} \dots (28)$$

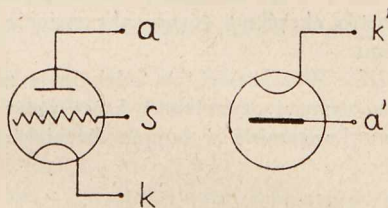
Jeśli przy danym i stałym  $V_s$  będziemy zwiększać  $v_a$ , to począwszy od  $v_a = V_s - V_{nas'}$  prąd  $i_a$  nie będzie już równy prądowi  $i_{a2c}$ , lecz będzie się zmniejszać.

Przejdźcie od zakresu obowiązywania wzoru (23) do zakresu nasycenia nie jest tu nagłe, gdyż elektrony, wychodzące z katody  $k'$  (wtórne z anody  $a$ ), mają różne szybkości. Należy się przeto spodziewać w rzeczywistej krzywej  $i_{a2} = f(v)$  górnego zakrzywienia o przebiegu stosunkowo łagodnym, nie zaś załamania. Potwierdzenie doświadczalne przebiegu charakterystyk (23) podane jest w Dodatku I<sup>6)</sup>.

Tablica II.

$\frac{r_a}{r_s}$	1,5	1,8	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	3,0	3,4	4,0
$(-\beta)^2$	0,228	0,557	0,835	1,009	1,184	1,371	1,570	1,780	1,999	2,23	2,47	2,98	4,11	6,06

anodę ( $a$ ) dynatronu, zaś o anodzie ( $a'$ ), utworzonej przez siatkę ( $s$ ) dynatronu, jak to pokazuje rys. 4.



Rys. 4.

Dla obliczenia prądu anodowego w takiej lampie oczywiście stosujemy równanie Langmuir'a

$$i_{a2} = c' v^{3/2} = c' (v_s - v_a)^{3/2} \dots (23)$$

w którym  $i_{a2}$  oznacza prąd odprowadzany od anody dynatronu, zaś  $v = v_s - v_a$  różnicę potencjałów między anodą  $a'$  a katodą  $k'$ , równą różnicy potencjałów siatki i anody dynatronu.  $c'$  jest stałą, zależną od układu elektrod; dla cylindrycznego układu elektrod wyraża się ona wzorem<sup>4)</sup>:

$$c' = 1,47 \cdot 10^{-2} \frac{l_k}{r \beta^2} \dots (24)$$

Tutaj jest  $r$  promieniem cylindra anody,  $l_k$  — długością cylindra anody i katody,  $\beta$  — współczynnikiem, będącym funkcją stosunku średnic anody i katody.

W odniesieniu do katody zewnętrznej, a anody wewnętrznej — jak ma to miejsce w rozpatrywanym przypadku — jest

$$r = r_s \dots (25)$$

**5. Równanie charakterystyki dynatronu.**

Powyższe rozważania umożliwiają napisanie równania charakterystyki dynatronu. Charakterystykę tę możemy podzielić na trzy odcinki.

*Odcinek I* obejmuje zakres od  $v_a = 0$  do  $v_a = V_1$ , t. j. zakres, gdzie nie występuje jeszcze ta emisja wtórna z anody, która odgrywa właściwą rolę w pracy dynatronu.

Tutaj równanie prądu anodowego określone jest przez (22), a więc:

$$i_a = I_{ec} \frac{v_a^{1/n}}{v_a^{1/n} + \mu v_s^{1/n}} \text{ dla } v_a = 0 \div V_1 \dots (I)$$

*Odcinek II* obejmuje zakres od  $v_a = V_1$  do  $v_a \cong V_s - V_{nas'}$ , t. j. zakres, gdzie emisja wtórna z anody występuje i jest odprowadzana całkowicie do siatki. Tutaj prąd anodowy jest różnicą prądu pierwotnego  $i_{a1}$  i wtórnego  $i_{a2}$ , zgodnie ze wzorem (9). Podstawiając do (9) otrzymane ze wzoru (7) wyrażenie

$$I_{a2c} = i_{a1} a (v_a - V_1)^{1/2}$$

i zastępując w niem  $i_{a1}$  przez wyrażenie (22), otrzymamy równanie charakterystyki dynatronu w zakresie II-im jako:

$$i_a = I_{ec} \frac{v_a^{1/n}}{v_a^{1/n} + \mu v_s^{1/n}} \left[ 1 - a (v_a - V_1)^{1/2} \right] \dots (II)$$

dla  $v_a = V_1 \div (V_s - V_{nas'})$ .

<sup>5)</sup> Banneitz, Taschenbuch der drahtlosen Telephonie u. Telephonie, 1927, str. 453.

<sup>6)</sup> Na końcu artykułu.

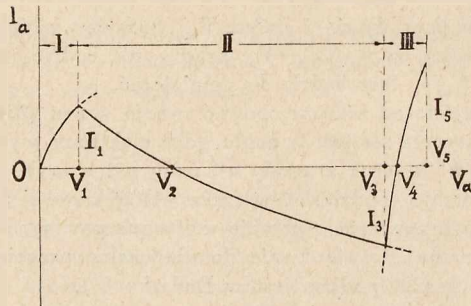
<sup>4)</sup> Langmuir a. Blodgett, Phys. Rev. (2), 22, 1923, s. 347.

Odcinek III obejmuje zakres od  $v_a = V_s - V_{nas}$  do  $v_a = V_s$ , t. j. zakres, w którym emisja wtórna z anody nie jest całkowicie odprowadzana wskutek niedostatecznie wysokiej różnicy potencjałów między siatką a anodą. Odprowadzany prąd wtórny  $i_{a2}$  ( $< I_{azc}$ ) określony jest równaniem (23), a przeto, wstawiając (23) do (9) i uwzględniając (22), otrzymamy równanie:

$$i_a = I_{ec} \frac{v_a^{1/n}}{v_a^{1/n} + \mu v_s^{1/n}} - c' (V_s - v_a)^{3/2} \quad (III)$$

dla  $v_a = (V_s - V_{nas}) \div V_s$ .

Poszczególne odcinki charakterystyki przedstawione są na rys. 5 liniami ciągłymi.



Rys. 5.

Podana tu tytułem przykładu charakterystyka przechodzi pod oś  $v_a$  t. zn., iż prąd anodowy zmienia znak, a więc w lampie tej przeważa prąd emisji wtórnej (wyrażenie w nawiasie kwadratowym wzoru (II) staje się ujemne). Przypadek taki nie zawsze jednak ma miejsce; jeśli zastosowane napięcie  $v_s$  jest niedostatecznie wysokie, wówczas zakres (III) może się zacząć wcześniej, niż prąd zmieni znak, a zatem punkt przecięcia krzywej (II) z osią  $v_a$  znajdzie się poza zakresem (II).

Otrzymanie charakterystyki, przecinającej w zakresie II oś  $v_a$ , jest zawsze możliwe. Jest to tylko kwestja zastosowania odpowiednio wysokiego napięcia siatki  $v_s$  (oczywiście należy się liczyć z mocą admisyjną siatki).

## 6. Odchylenie od wzoru.

Rzeczywista charakterystyka dynatronu wykazuje odchylenia od linii teoretycznych, określonych równaniami (I), (II) i (III). Odchylenia te są znaczniejsze przede wszystkim na pograniczach poszczególnych zakresów. Niektóre z przyczyn wywołujących je rozpatrzone są poniżej.

**Zakres I.** W zakresie tym obowiązuje wzór (1), wyrażający prawo rozdziału prądu w lampie trój elektrodowej. Przyczyny odchylen od tego wzoru zostały rozpatrzone w pracy Lange'go [6] dla przypadku  $n=2$ ; są to mianowicie: 1) spadek napięcia wzdłuż katody oraz pole magnetyczne prądu żarzenia, 2) ładunki przestrzenne, 3) odbicie elektronów pierwotnych (t. zw. echte Reflexion), 4) początkowa szybkość elektronów, 5) potencjały kontaktowe. Poprawki, odpowiadające tym przyczynom, uwzględnione przez uzupełnienie wzoru (16), nie usuwają jednak całkowicie rozbieżności między teorią a doświadczeniem. Dalsze badania pokazały, że przyczyny tych odchylen leżą w wpływie kształtu elektrod, a w szczególności w wpływie konstrukcji siatki, na kształt torów elektronów. Kształt torów elektronów, oczywiście decydujący o rozdziale prądów między elektrody, zależy w dużym stopniu od odchyłającego działania siatki na elektrony, które przebiegają tuż obok jej żeberek. W zależ-

ności od wartości stosunku  $v_a : v_s$ , siły odchyłające działają w kierunku od żeberek lub ku żeberkom, co jest równoznaczne niejako pozornemu zwiększeniu lub zmniejszeniu wymiarów żeberka.

Jednakże nie wszystkie z tych wpływów dadzą się ująć w takie wyrażenia matematyczne, aby poprawiony wzór mógł znaleźć zastosowanie dla celów praktycznych.

Co się tyczy efektów odbicia, o którym była powyżej mowa, to według Lange'go efekt ten występuje w granicach od 3 do 9 woltów, wykazując maksimum w okolicach 6 V. Powoduje on pewne zmniejszanie się prądu anodowego  $i_a$  w tym zakresie, w wyniku czego charakterystyka  $i_a = f(v_a)$  otrzymuje niewielkie wklęsnięcie na tym odcinku swego przebiegu.

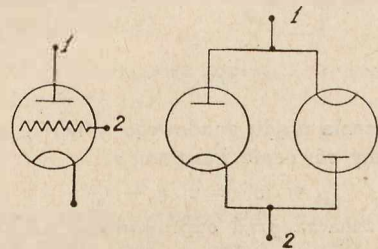
**Pogranicze zakresów I/II.** Pogranicze to charakteryzuje się zjawianiem się wtórnej emisji z anody, początek której — zgruba biorąc — określony jest wielkością napięcia  $V_1$ . Ponieważ jednak początkowe szybkości elektronów wtórnych zawarte są w pewnych granicach około szybkości średniej, przeto również i wielkość napięcia  $V_1$  nie jest jednakowa dla wszystkich elementów; zatem krzywa  $i_a = f(v_a)$  w otoczeniu punktu  $v_a = V_1$  będzie właściwie wypadkową z wielu charakterystyk o różnych  $V_1$  zawartych w granicach odpowiadających tym szybkościom<sup>7)</sup>.

Należy się przeto spodziewać spłaszczenia wierzchołka charakterystyki w otoczeniu napięcia  $V_1$ .

**Zakres II.** W środku tego zakresu zgodność teorii z doświadczeniem jest stosunkowo b. dobra, co jest o tyle korzystne, iż odpowiadający mu odcinek charakterystyki odgrywa główną rolę w większości zastosowań dynatronu.

**Pogranicze zakresów II/III.** Ze wzrostem  $v_a$ , w miarę zbliżania się do napięcia  $V_s - V_{nas}$ , odchylenie od wzoru teoretycznego może się zwiększyć wskutek wkraczania w zakres nasycenia lampy dwuelektrodowej, utworzonej przez układ elektrod „anoda-siatka”. Ponieważ elektrony wtórne z anody posiadają różne szybkości początkowe, różne będą odpowiadające im napięcia nasycenia  $V_{nas}$ , a zatem również granica zakresów II i III nie będzie ostro określona tak, jak np. nie jest ostro określone górne zakrzywienie charakterystyki kenotronu.

**Zakres III.** W zakresie tym odchylenia spowodowane są naogół temi samymi czynnikami, które powodują odchylenia od wzoru Langmuir'a w lampie dwuelektrodowej. Po-



Rys. 6.

nadto dochodzi tu — w pobliżu  $v_a = V_s$  — wpływ wtórnej emisji z siatki, bowiem dla  $v_a > V_s$  rola elektrod w lampie dwuelektrodowej „anoda-siatka” odwraca się (siatka staje się katodą, zaś anoda — anodą). Charakterystykę dynatronową w otoczeniu punktu  $v_a = V_s$  należy przeto uważać za wypadkową z dwóch charakterystyk, odpowiadających dwu lampom dwuelektrodowym, połączonym w sposób, pokazany na rys. 6. Dzięki początkowym szybkościom elektronów, wychodzących z katod obu lamp, przebieg charakterystyki wypadkowej, otrzymanej przez zsumowanie nieco przesuniętych

<sup>7)</sup> Szybkości te nie przekraczają napięcia rzędu dziesięciu woltów.

charakterystyk lamp poszczególnych, będzie w otoczeniu punktu  $v_a = V_s$  bardzo zbliżony do prostoliniowego (patrz Dodatek II).

**7. Oporność ujemna dynatronu.**

Dla celów generacyjnych największe znaczenie posiada odcinek II charakterystyki wraz z pograniczymi I/II i II/III. Wobec tego, iż przebieg charakterystyki w tym odcinku jest zbliżony do prostoliniowego, nachylenie jej możemy określić np. dla punktu  $v_a = V_2$ , t. j. dla

$$1 - a (v_a - V_1)^{1/2} = 0 \dots \dots \dots (30)$$

Z równania (II) otrzymujemy — po uwzględnieniu (30):

$$\rho = \frac{1}{\frac{d i_a}{d v_a}} = - \frac{2}{a^2 I_{ec}} \left[ 1 + \mu \left( \frac{v_s}{v_a} \right)^{1/2} \right] \dots \dots (31)$$

W dalszym ciągu, podstawiając do (31) wartość na  $v_a$ , określoną z (30), otrzymamy.

$$\rho = - \frac{2}{a^2 I_{ec}} \left[ 1 + \mu \left( \frac{a^2 V_s}{1 + a^2 V_1} \right)^{1/2} \right] \dots \dots (32)$$

Ponieważ zazwyczaj jest  $a \ll 1$ , zaś  $V_1$  rzędu kilkunastu, przeto — z pewnym przybliżeniem — można (32) napisać w postaci:

$$\rho \cong - \frac{2}{a^2 I_{ec}} \left[ 1 + \mu (a^2 V_s)^{1/2} \right] \dots \dots (33)$$

Przyjmując, iż w odcinku II jest  $n \cong 2$ , otrzymamy (33) jako

$$\rho \cong - \frac{2}{a^2 I_{ec}} (1 + \mu a V_s^{1/2}) \dots \dots \dots (34)$$

Oporność ujemna dynatronu maleje wraz ze zwiększaniem prądu emisyjnego całkowitego z katody oraz ze zwiększeniem się zdolności wtórnej emisji z anodą.

Wpływ potencjału siatki na  $\rho$  jest stosunkowo nieznaczny.

**8. Określenie wielkości charakterystycznych.**

Wielkości, wchodzące do wzorów (I), (II) i (III) charakterystyki dynatronu, są częściowo określone przez wymiary geometryczne elektrod ( $\mu$ ,  $c'$ ), częściowo przez ich własności fizyczne ( $I_{ec}$ ,  $V_1$ ,  $a$ ).

Te ostatnie, a w szczególności współczynnik  $a$ , mogą być określone jedynie na drodze doświadczalnej, często nawet indywidualnie dla danego egzemplarza lampy tego samego typu, gdyż wartość  $a$  może się znacznie zmieniać w zależności od własności powierzchni anody (przegrzania i t. d. [7]).

**Określenie  $I_{ec}$ .** Określenie prądu  $I_{ec}$  nie nasuwa specjalnych trudności; w lampie trójelektrodowej, stosowanej jako dynatron, jest to prąd emisyjny całkowity (otrzymany w obwodzie razem połączonych elektrod: anody i siatki, posiadających wysoki potencjał siatki). W lampie dwusiatkowej, stosowanej jako pliodynatron, równoważny prąd  $I_{ec}$  jest określony przez potencjał siatki wewnętrznej i otrzymuje się przez pomiar prądu płynącego w obwodzie razem połączonych elektrod siatki zewnętrznej i anody, posiadających wysoki potencjał.

**Określenie  $V_1$ .** Z dostatecznym przybliżeniem można określić  $V_1$  na drodze doświadczalnej, przyjmując  $V_1$  równe napięciu, odpowiadającemu wierzchołkowi charakterystyki na pograniczu zakresów I/II. Jeżeli materiał anody jest znany (np. czysty metal), wówczas wartość  $V_1$  może być wzięta z tablicy I jako  $V_1 = \xi_0$ .

**Określenie  $a$ .** Na podstawie zależności (30), słusznej dla punktu przecięcia się charakterystyki z osią  $V_a$  (punkt  $v_a = V_2$ , rys. 5), podstawiając do (30) poprzednio określone  $V_1$ , otrzymujemy:

$$a = \frac{1}{(V_2 - V_1)^{1/2}} \dots \dots \dots (36)$$

W razie, gdy przecięcia niema ( $i_a$  nie staje się równe zero), napięcie  $V_2$  można określić z dostatecznym przybliżeniem przez ekstrapolację charakterystyki nazewnątrz jej zakrzywienia.

**Określenie  $\mu$ .** Określamy  $\mu$  przy pomocy wzoru (17) lub też doświadczalnie, przez pomiar rozplywu prądów  $i_a$  i  $i_s$  przy  $v_a = V_s$ , korzystając ze wzoru

$$\mu = \frac{i_{s1}}{i_{a1}} = \frac{i_s}{i_a} = \frac{I_{ec} - I_a}{I_s} \dots \dots \dots (37)$$

otrzymanego z (16) przez założenie  $v_a = V_s$ .

Wzory (17) i (37) mogą dawać różnice wskutek obecności ładunków przestrzennych.

**Określenie  $c'$ .** Wielkość  $c'$  można określić bądź to przy pomocy wzoru (24), bądź też doświadczalnie na podstawie znajomości napięcia  $V_4$  i prądu  $I_s$ , posługując się wzorem (23), który daje zależność:

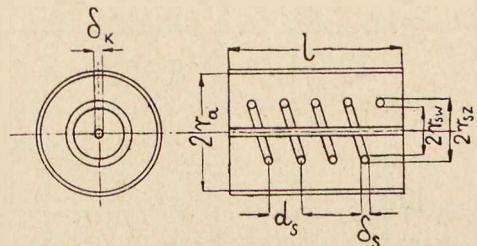
$$c' \cong \frac{I_s}{(V_s - V_4)^{3/2}} = \frac{I_{ec}}{(1 + \mu) (V_s - V_4)^{3/2}} \dots \dots (38)$$

**CZĘŚĆ II — DOŚWIADCZALNA.**

Celem sprawdzenia zgodności podanych wyżej wzorów z doświadczeniem, przeprowadzono badania kilku lamp w dynatronowym zakresie napięć. Badania przeprowadzono nad lampami trójelektrodowymi odbiorczymi lub nadawczymi małej mocy o katodzie wolframowej.

Lampy pracowały przy napięciach i prądach, nieprzekraczających granic, dopuszczalnych ze względu na moc admisyjną elektrod i trwałość katody.

Lampy E 121, Lampa E 121 („La Radiotechnique“) jest lampą trójelektrodową o cylindrycznym układzie elektrod i posiada następujące dane (rys. 7):



Rys. 7.

Anoda (niklowa):

$$2 r_a = 11,5 \text{ mm}, \quad I_a = 21 \text{ mm} (= I_k') \\ \text{Moc admisyjna: } P_a \cong 10 \text{ W.}$$

Siatka spiralna (molibdenowa):

$$2 r_{s, \text{sr}} = 4,6 \text{ mm}, \quad I_s = 25 \text{ mm} (= I_a') \\ \delta_s = 0,41 \text{ mm}, \quad d_s = 1,25 \text{ mm} \\ 2 r_{s, \text{zewn}} = 5,0 \text{ mm},$$

Katoda (wolframowa):

$$\delta_k = 0,1 \text{ mm}, \quad l_k = 23 \text{ mm.} \\ \text{Napięcie żarzenia } V_k \cong 5 \text{ V.}$$

Dla lampy tej obliczamy na podstawie odpowiednich wzorów

$$\frac{F_s}{F_a} = 0,49, \quad \mu = 0,55, \quad (-\beta)^2 = 1,37, \quad c' = 9 \cdot 10^{-2}.$$

Dla anody niklowej, zgodnie z tablicą I, mamy

$$\xi_0 = V_1 = 11,7.$$

Wykresy na rys. 8 przedstawiają rodzinę charakterystyk dynatronowych lampy Nr. 1 przy różnych wartościach prądu emisyjnego całk. katody

$I_{ec} = 1; 2,5; 5; 7,5; 10; 20$  i  $30$  mA oraz przy napięciu  $V_s = 224$  V.

Na rys. 9 natomiast zestawione są charakterystyki tej samej lampy przy  $I_{ec} = 5$  i  $10$  mA, zdjęte dla dwóch różnych napięć siatki  $V_s = 224$  i  $278$  V. (Ponadto podane są charakterystyki prądu siatki  $i_s$ ).

Przy zdejmowaniu tych charakterystyk prąd  $I_{ec}$  był stale kontrolowany i utrzymywany na stałej wartości, jaka odpowiada danej krzywej. Również były zachowane wszelkie ostrożności w celu uniknięcia możliwości powstawania oscylacji w obwodach.

Z przebiegu charakterystyk wyciągamy następujące wnioski:

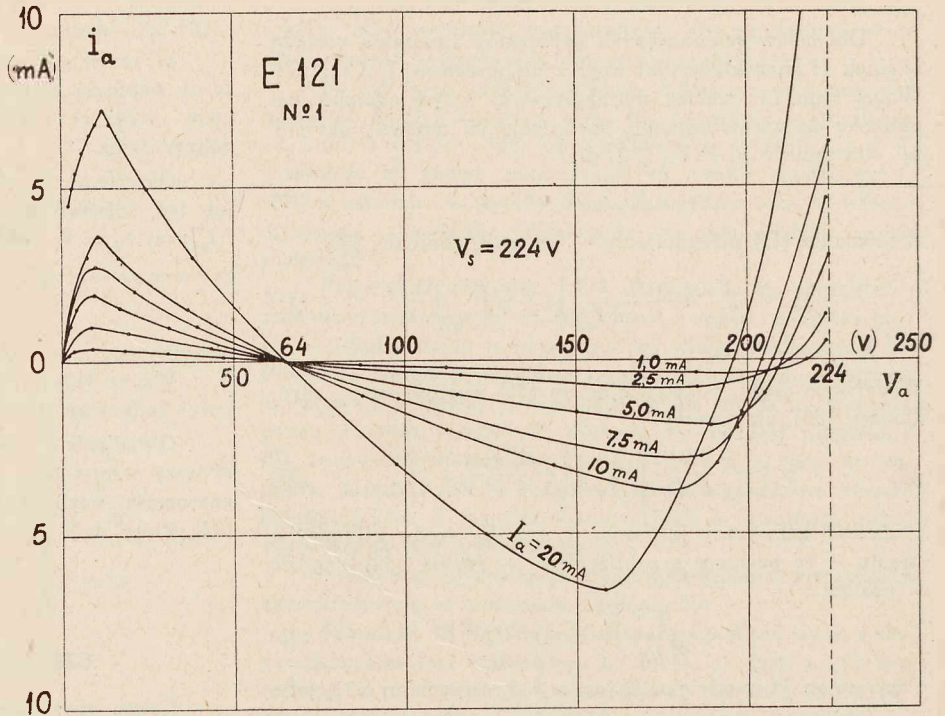
1) Wszystkie charakterystyki przecinają się w jednym punkcie, leżącym na osi  $V_a$  i odpowiadającym napięciu  $V_2$ , niezależnie od wartości  $I_{ec}$  i  $V_s$ .

2) Przy zmianie  $V_s$  przesunięciu ulega odcinek III charakterystyki. Przesunięcie to jest równoległe i równe jest zmianie  $v_s$ , w ten sposób, iż napięcia  $V_3$  i  $V_4$  utrzymują przyrosty równe przyrostom  $V_s$ . Natomiast przebieg krzywej na odcinku I i II nie ulega zmianie.

3) Wartości prądu  $I_1$ ,  $I_3$  i  $I_5$  są proporcjonalne do  $I_{ec}$ .

4) Max. prąd  $I_1$  występuje w granicach paru woltów w otoczeniu napięcia  $V_1$ ,

Wykresy na rys. 10 przedstawiają zależności napięć  $V_1$  i  $V_2$ , prądów  $I_1$  i  $I_3$ , oraz nachylenia charakterystyk (odwrotność oporności) w punkcie  $V_2$  w zależności od prądu  $I_{ec}$ .



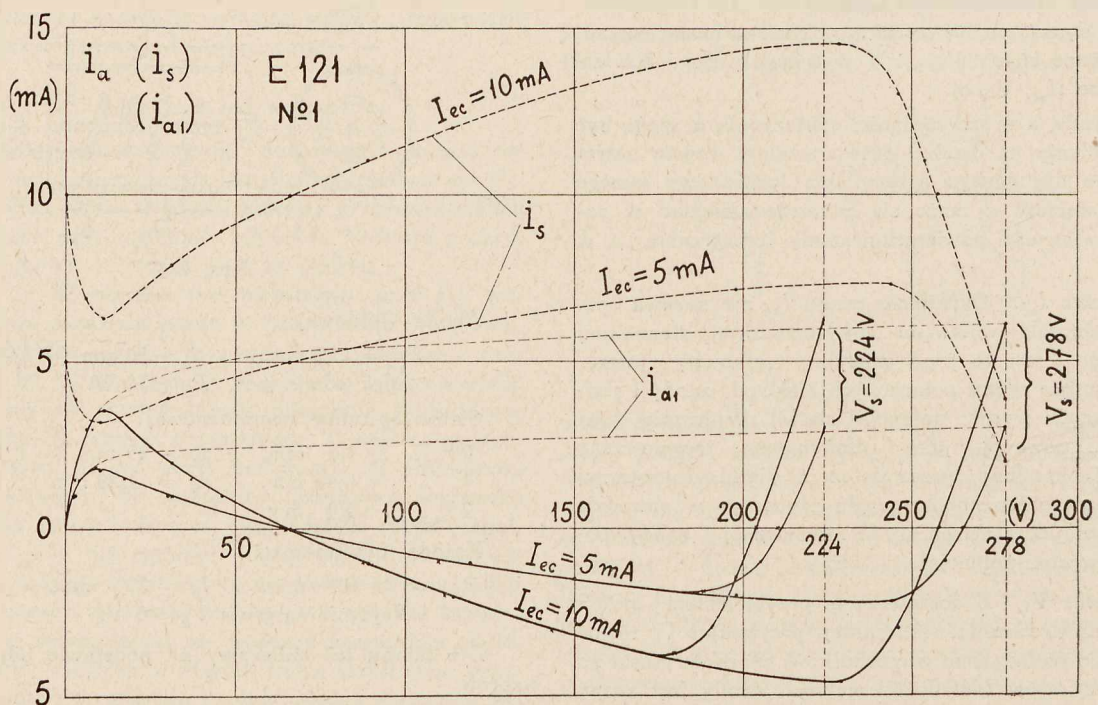
Rys. 8.

Na podstawie charakterystyk określamy dla lampy Nr. 1:

$V_2 \approx 64$  V;  $V_1 \approx 9 \div 12$  V; przyjmijmy  $V_1 = 11$  V. Ze wzoru (36) obliczamy

$$a = 0,137.$$

Obliczając  $\mu$  ze wzoru (37), otrzymujemy różne wartości, odpowiadające różnym  $I_{ec}$ . Zawierają się one w gra-



Rys. 9.



nicach  $\mu = 0,58 \div 0,65$ , a więc różnica w stosunku do  $\mu$  obliczonego nie jest zbyt duża, jeśli się zważy poprzednio omówione okoliczności.

Na zasadzie wzoru (38) obliczamy  $c'$  dla różnych krzywych: otrzymujemy wartość  $c' = 7,10^{-2} \div 8,10^{-2}$ .

Dla porównania teorii z doświadczeniem, wykreślamy charakterystykę (I) + (II) + (III), przyjmując następujące dane:

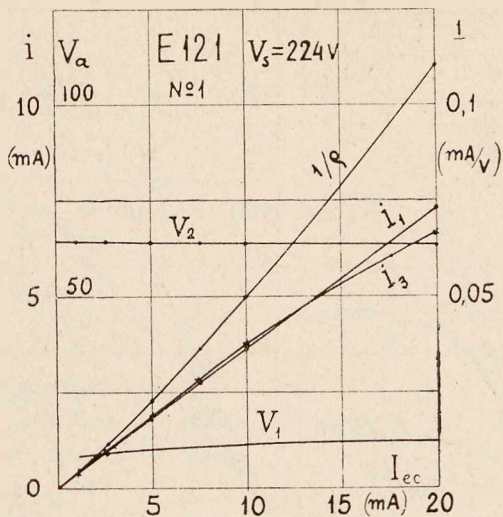
$$V_1 = 11, a = 0,137, \mu = 0,6, c' = 9 \cdot 10^{-2}$$

dla: 1)  $V_s = 224 \text{ V}$  i 2)  $V_s = 278 \text{ V}$ .

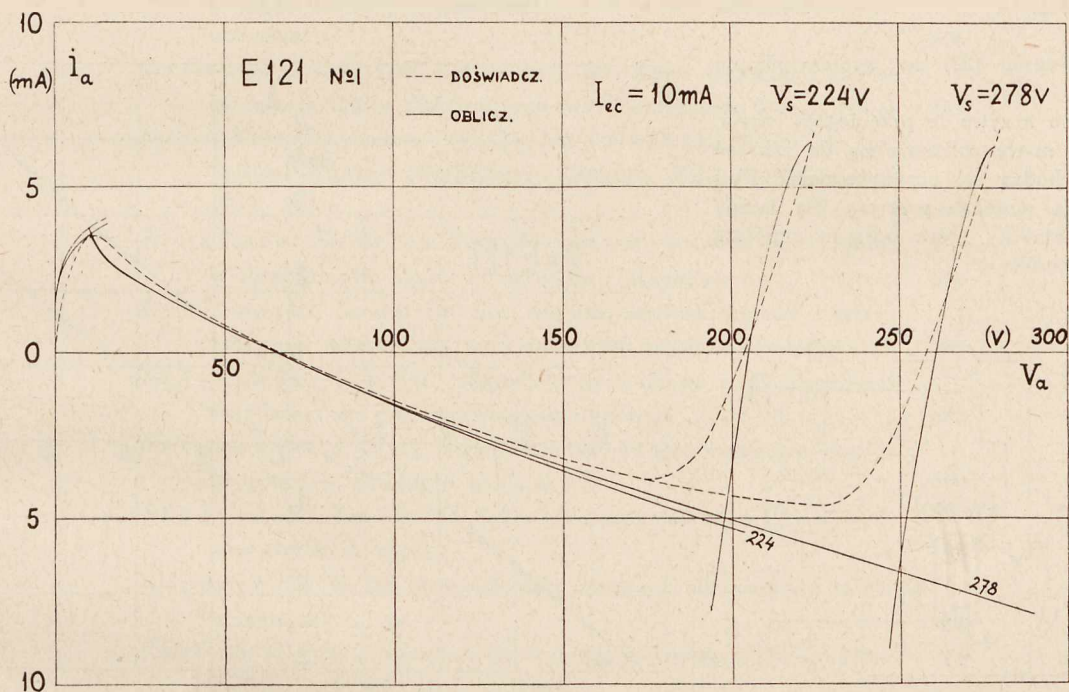
We wzorze (I) przyjęto w wykładniku potęgi  $n = 3$ . Prąd  $I_{ec} = 10 \text{ mA}$ .

Wykresy na rys. 11 przedstawiają przebieg tej charakterystyki w trzech odcinkach na tle charakterystyk doświadczalnych (linje przerywane).

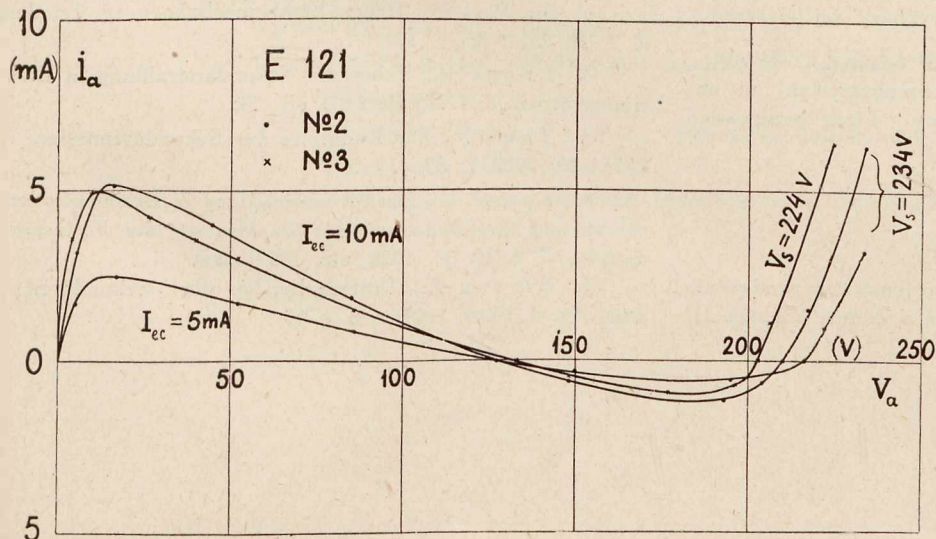
Lampa Nr. 2 tego samego typu posiadała  $a = 0,093$ , lampa Nr. 3 —  $a = 0,091$ . Dla obu tych lamp  $c'$  oraz  $\mu$ , określone doświadczalnie, były takie same jak dla lampy Nr. 1.



Rys. 10.



Rys. 11.



Rys. 12.

Charakterystyki tych lamp przedstawione są na rys. 12.

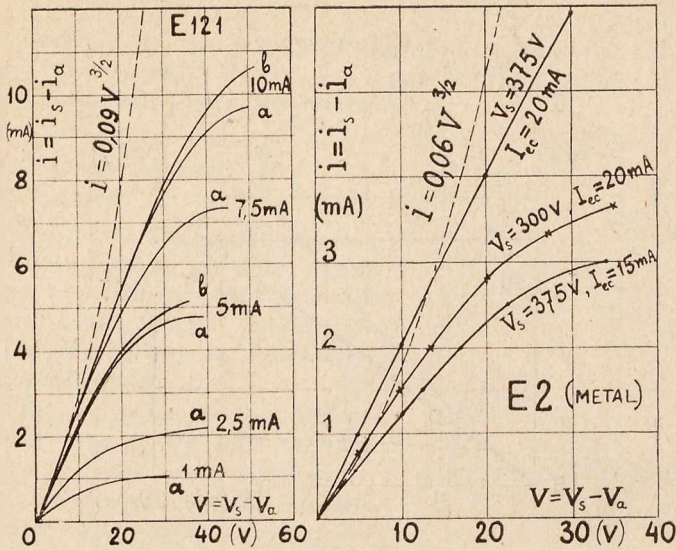
DODATEK I.

W celu sprawdzenia zależności (23), charakterystyki dynatronowe dla kilku lamp typu E 121 przy różnych  $I_{ec}$  i  $V_s$  przedstawiono razem na wykresie, sprowadzając je do wspólnego punktu, odpowiadającego prądowi  $I_s$ . W ten sposób odcinki III utworzyły pęk krzywych o wspólnym punkcie 0 (rys. 13a).

Równanie tych krzywych jest oczywiście:

$$I_s - i_a = f(V_s - V_a).$$

Na tym samym wykresie pokazano krzywą teoretyczną, odpowiadającą

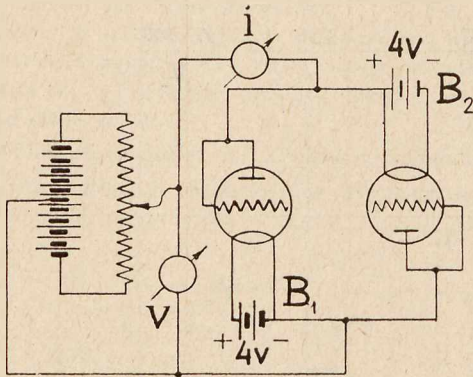


Rys. 13a.

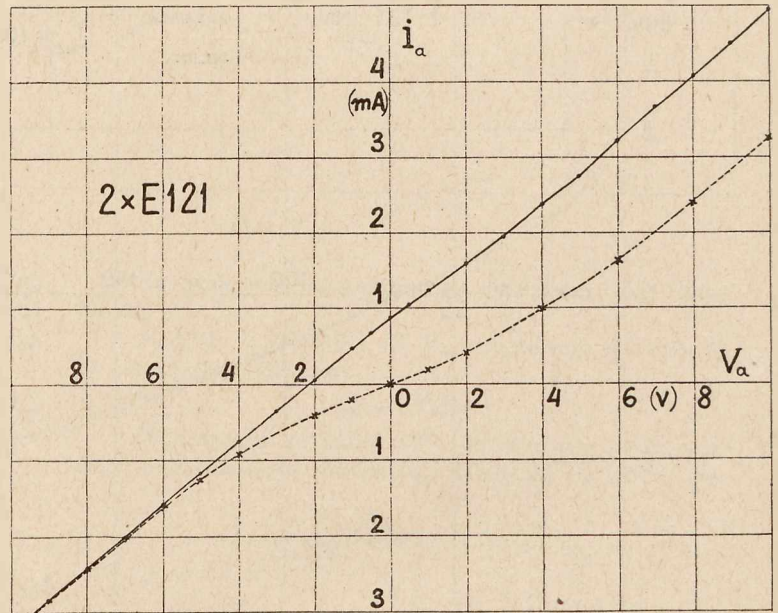
Rys. 13b.

wiadającą równaniu (23) ze współczynnikiem  $c' = 0,09$ .

Początkowo krzywe te przebiegają razem, a następnie, w miarę zbliżania się do zakresu nasycenia, rozchodzą się coraz bardziej. Rys. 13b przedstawia podobne wykresy dla lampy typu E 2 („Metal”), która posiada mniejszą wartość współczynnika  $c'$ .



Rys. 14.



Rys. 15.

Podstawiając do wzoru (24) wymiary jej elektrod  $2 r_{a.wewn} = 13$  mm,  $2 r_{s.zew.} = 5$  mm,  $l_a \approx l_s \approx 20$  mm, otrzymujemy  $c' = 0,06$ . Przebieg charakterystyki w odcinku III jest przeto mniej stromy. Linja przerywana przedstawia tu równanie:

$$i = 0,06 (V_s - V_a)^{3/2}$$

DODATEK II.

Dla sprawdzenia słuszności rozumowania odnośnie odchyłań w przebiegu charakterystyki w końcu odcinka III

(w pobliżu  $V_a = V_s$ ), zdjęto zależność prądu  $i_a$  od napięcia  $v_a$  w układzie przedstawionym na rys. 14. Bateria zarzenia jednej z lamp miała odwrócone znaki, co odpowiada niejako zwiększeniu wyjściowej szybkości elektronów, tak jak ma to miejsce w przypadku emisji wtórnej (rzędu kilku woltów).

Jako lampy użyto dwie lampy tego samego typu (E 121), których siatki były połączone z anodami.

Przebieg wypadkowej charakterystyki przedstawiony jest na rys. 15; dla porównania pokazana jest tam również (linią przerywaną) krzywa, odpowiadająca odwrotnym znakom baterji  $B_2$ .

BIBLIOGRAFJA.

1. Langmuir a. Compton. Electrical Discharge in Gases, Rev. of. Mod. Phys., 2, 1930, s. 123.
2. de Lussanet de la Sablonière C. J. Die Sekundäremission in Elektronenröhren, namentlich Schirmgitterröhren, Z. f. H. 41, 1933.

v. der Pol B., Ueber Elektronenbahnen in Trioden, Z. f. H. 25, 1925. s. 121.

4. Lange H., Ueber die Sekundärstrahlung in Elektronenröhren, Z. f. H., 26, 1925, str. 38.

5. Tank F., Zur Kenntniss der Sekundäremission, Z. f. H., 20, 1922, s. 82.

6. Lange H., Die Stromverteilung in Dreielektrodenröhren und ihre Bedeutung für die Messung der Voltaspannungen, Z. f. H. 31, 1928, str. 105 i nast.

7. Sixtus K., Untersuchungen über Sekundäremission, An. d. Phys. 1929, z. 8, s. 67.

## S P I S R Z E C Z Y

	Str.
Od Zarządu Głównego Stowarzyszenia Elektryków Polskich . . . . .	633
Kwiatkowski, E. Wyciąg pracy prof. Ignacego Mościckiego . . . . .	634
Modzelewski, Jan Dr. Wspomnienia z pobytu Pana Prezydenta Ignacego Mościckiego we Fryburgu Szwajcarskim w latach 1900 do 1913 . . . . .	635
Drewnowski, K. Prof. Prace Ignacego Mościckiego z zakresu tech- niki wysokich napięć w świetle poglądów ówczesnych i obecnych	639
Drewnowski, K. Prof. Nowy pawilon elektryczny Politechniki War- szawskiej . . . . .	656
Drewnowski, K. Prof. i Hoser J. Inż. Zarys organizacji zakre- su prac Instytutu Elektrycznego przy Politechnice Warszawskiej	665
Groszkowski, Janusz Prof. Dr. Inż. i Dobrski, Konstanty Inż. Zadania i prace Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego (P. I. T.) . . . . .	668
Krukowski, W. Dr. Inż. Prof. Nowe metody pomiaru oporu ogni- w, w szczególności ogni- w normalnych i akumulatorów . . . . .	679
Dunikowski, Samuel Dr. Inż. Antyrezonansowa metoda pomiaru oporności rzeczywistej przy zmiennych prądach sinusoidalnych	685
Jakubowski, J. L. Inż. Metoda prostownikowa z prostownikami światłocemami do pomiaru wysokiego napięcia . . . . .	689
Jakubowski, J. L. Inż. Modyfikacja metody prostownikowej Königa do pomiaru wysokiego napięcia . . . . .	713
Skowroński, Jerzy I. Inż. Szkło jako materiał izolacyjny w tech- nicie wysokich napięć . . . . .	718
Kopczyński, W. Inż. Doświadczalne określenie sił zwarcia w trans- formatorach . . . . .	732
Partum, H. Inż. Przyczynek do wykresu kołowego silników asyn- chronicznych wg. prof. Ossanny . . . . .	735
Smolański, August Inż. Zwarcie z ziemią w długich linjach dale- konośnych . . . . .	741
Jaworski, Cz. Inż. „Trasograf” . . . . .	748
Grabiński, Z. Inż. Elektryczne hamowanie zwarciovie silników tramwajowych . . . . .	753
Trechciński, Roman Inż. Prof. Szczególne zagadnienia trafiku małych central telefonicznych . . . . .	759
Groszkowski, Janusz Dr. Prof. Charakterystyki dynatronu . . . . .	768

ZESZYT JUBILEUSZOWY WYDANO Z FUNDUSZU  
KOMITETU UCZCZENIA 30-LECIA PRACY NAUKOWEJ  
PANA PREZYDENTA RZECZYPOSPOLITEJ POLSKIEJ  
PROF. Dr. h. c. IGNACEGO MOŚCICKIEGO

---

---

POPIERSIE PANA PREZYDENTA UWIDOCZNIONE  
NA STRONIE OKŁADKOWEJ ZESZYTU JEST DZIEŁEM  
PROF. STANISŁAWA ROMANA LEWANDOWSKIEGO  
(P R O J E K T I W Y K O N A N I E)

---

---

OKŁADKĘ ZESZYTU PROJEKTOWALI:  
WANDA ZAWIDZKA I PROF. LUDWIK GARDOWSKI

---

---

KLISZE WYKONANE ZOSTAŁY PRZEZ  
ZAKŁADY GRAFICZNE B. WIERZBICKI I S-KA  
WARSZAWA, UL. CHMIELNA 61

---

---

ODBITO CZCIONKAMI SP. AKC. ZAKŁ. GRAF.  
„DRUKARNI POLSKIEJ”, WARSZAWA, SZPITALNA 12

---

---

---

---

WYDAWNICTWO CZASOPISMA  
„PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY”  
SPÓŁKA Z OGR. ODPOW. WARSZAWA, CZACKIEGO 5  
TELEFON 690-23. KONTO PKO NR. 363

---

---

C E N A Z E S Z Y T U 2 3 - G O — 4 Z Ł.



## - CZĘŚĆ OPISOWA -

**DZIESIĘCIOLECIE****Elektrowni Okręgu Warszawskiego  
Spółki Akcyjnej****(dawniej Elektrownia Okręgowa w Pruszkowie, Sp. Akc.)**

W sierpniu r. b. minęło dziesięć lat normalnej pracy Elektrowni Okręgu Warszawskiego, Sp. Akc., gdyż w sierpniu 1924 roku została uruchomiona wytwórnia w Pruszkowie.

Przed rokiem 1924 obecne terytorjum zasilania E. O. W. nie było prawie zupełnie zelektryfi-

cowane (istniały w kilku miejscowościach drobne elektrownie lokalne oraz kilka większych fabryk posiadało własne elektrownie fabryczne). Rozwój zatem E. O. W. świadczy, jak szybkie tempo osiągnęła elektryfikacja na tem terytorjum. Jako przykład służyć mogą następujące cyfry porównawcze:

	rok 1925 pierwszy pełny rok eksploat. przedsiębior.	Cyfy przybliżone za rok 1934	W z r o s t
Moc zainstalowana . . . . .	8 500 kW	31 500 kW	4-krotny
Najwyższe obciążenie . . . . .	2 151 kW	10 000 kW	4,6-krotny
Wytwórczość . . . . .	7 592 447 kWh	35 500 000 kWh	4,6-krotny
Sprzedaż . . . . .	4 988 622 kWh	28 000 000 kWh	5,6-krotny
Ilość odbiorców . . . . .	2 111	22 500	11-krotny
Długość linii: 35 kV . . . . .	14,0 km	109 km	
„ „ 15 kV . . . . .	—	20 km	
„ „ 5 kV . . . . .	38,4 km	220 km	
„ „ 0,38/0,22 kV . . . . .	63,2 km	461 km	
razem . . . . .	115,6 km	810 km	
Ilość stacji transform.:			
35/5 kV . . . . .	1	11	
35/0,38/0,22 kV . . . . .	—	1	
15/5 kV . . . . .	—	2	
5/0,38/0,22 kV . . . . .	29	143	
razem . . . . .	30	157	
Moc łączna transformatorów:			
35 kV . . . . .	4 500 kVA	21 660 kVA	5-krotny
5 kV . . . . .	4 126 kVA	22 815 kVA	5-krotny
Wartość inwestycji . . . . .	Zł. 7 899 909.—	Zł. 32 681 800.—	4-krotny

Początkowy obszar zasilania obejmował tylko Pruszków i teren b. gminy Czyste (przedmieścia Wola i Ochota m. st. Warszawy), obecnie zaś obejmuje oprócz tego cały powiat warszawski na lewym brzegu Wisły, powiat błoński, gminę Jazgarzew powiatu grójeckiego oraz Bielany w granicach m. st. Warszawy. Razem terytorjum zasilania obejmuje 1 900 km<sup>2</sup> o zaludnieniu około 380 000 mieszkańców.

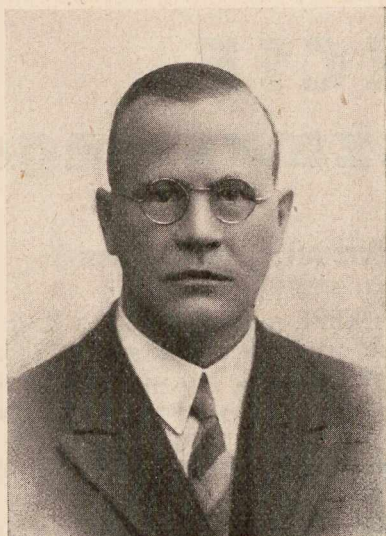
Na terytorjum tem E. O. W. zasilają bezpośrednio ponad 50 miast, osiedli, lotnisk i t. p. oraz dostarcza hurtowo energię siedmiu innym przedsiębiorstwom rozdziału energii.

Dla ułatwienia mieszkańcom zasilanych terytorjów korzystania z energii elektrycznej E. O. W. wprowadziła cały szereg udogodnień finansowych: wykonuje na raty (za pośrednictwem koncesjonowanych instalatorów) instalacje elektryczne, sprzedaje na raty motory, pompy, bujłery, różne aparaty elektryczne użytku domowego, jak: że-

laska, imbryki, kuchenki i t. d., następnie żyrandole, świeczniki i żarówki.

Akcja szerszej elektryfikacji gospodarstw domowych pociągnęła za sobą konieczność reformy taryfikacji. Jako pierwsze próby w tym kierunku wprowadzono taryfę specjalną dla gospodarstw domowych, opartą na zasadzie obliczania osobno zużycia na światło na podstawie mocy zainstalowanej — co okazało się jednak niedogodne ze względu na konieczność ciągłej kontroli. Następnie wprowadzono liczniki odliczające zużycie energii przez aparaty użytku domowego. Obecnie od dwóch lat E. O. W. propaguje wśród swoich odbiorców taryfę blokową złożoną z trzech bloków o różnych cenach, opartą jedynie na ilości izb.

Szybki rozwój elektryfikacji w pierwszych latach najcięższych pod względem finansowym dla E. O. W. pociągnął za sobą bardzo znaczne wydatki inwestycyjne, za które nie podążyła ekspansja Elektrowni w takich rozmiarach, jak było spodziewane przy przystępowaniu do tych inwestycji.

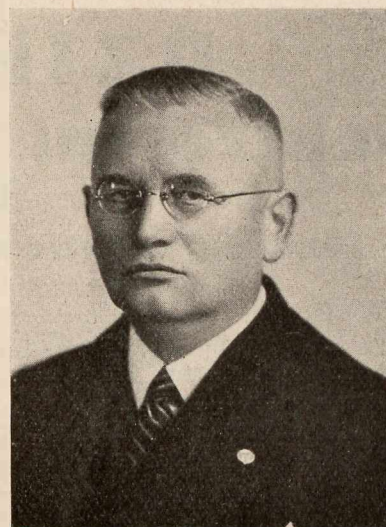


R. J. Raeside

# NEWALLS

## w Polsce

### 1925 – 1935



Fr. Ożarowski

Dziesięć lat upływa od wprowadzenia do Polski izolacji termicznej zapomocą mas izolacyjnych azbestowo - magnezjowych NEWALLS, na Zachodzie, a nawet w carskiej Rosji oddawna znanych i uznanych.

Pionierami były: Tow. Akc. Kaliskiej Manufaktury Pluszu i Aksamitu, elektrownie Pruszkowska i Warszawska. Propaganda, prowadzona początkowo przez inż. Br. Kapałczyńskiego, później przez ś. p. Wacława Chmielewskiego, miała poważne trudności w postaci braku zainteresowania sfer przemysłowych angielskich eksportem do Polski. Magnezja Newalls była b. droga, płatna gotówką z góry, a przytem główna reprezentacja spoczywała w rękach firmy wiedeńskiej, reprezentantki na Bałkany i Czechosłowację. Ignorancja angielska w sprawach kontynentalnych, a szczególnie naszych stosunków, znalazła więc i tutaj dobitny swój wyraz.

Dopiero zakład izolacyjny p. f. Franciszek Ożarowski, podjąwszy w r. 1928 zadanie spopularyzowania w Polsce znakomitych materiałów izolacyjnych Newalls, w braku surowców i półfabrykatów krajowych do celów izolacji wysokich temperatur, — dzięki nabytej jeszcze przed wojną znajomości stosunków angielskich, nawiązał kontakt osobisty i bezpośredni z wytwórcami, wyeliminował pośrednictwo Wiednia, uzyskał obniżenie cen i kredyt długoterminowy, co mu umożliwiło wykonanie b. poważnych robót izolacyjnych w nowopowstałych fabrykach i w wielu elektrowniach.

Tutaj należy się wzmianka naczelnemu dyrektorowi zakładów Newalls, Robertowi J. Raeside'owi, który z samego początku okazał całkowite zrozumienie dla naszych stosunków. Ten przyjaciel Polski odwiedza ją prawie co roku we wszystkich dzielnicach, a szczególnie ulubionym miastem jego jest Kraków, skąd zawsze na poważne sumy wywozi wyroby ludowe, które rozpowszechnia w kole swych licznych przyjaciół. In-

teresując się szczerze historją martyrologii polskiej, nie przepuści żadnej książki angielskiej o Polsce, chętnie je kolportując. Jako jednostka wybitna w sferach gospodarczych często zabiera głos na łamach prasy angielskiej, nawołując do ożywienia stosunków z Polską.

Z propagandą zatem handlową łączy się też propagandę polityczną na rzecz naszego dostępu do morza, który jest najlepszym czynnikiem rozwoju wzajemnej wymiany towarowej Polski z Wielką Brytanią. Te momenty osobisto - polityczne są korzystne jako jedno z wielu ogniw w zbliżeniu naszym z tym krajem.

Największą jednak i to namacalną korzyść z zastosowania mas izolacyjnych Newalls odnosimy w postaci olbrzymiej oszczędności węgla dla naszej gospodarki narodowej.

Jeżeli przyjąć, że tylko 500 t. magnezji wprowadzono w tym okresie do Polski i zastosowano w przeciętnej grubości warstwy izol. 2" przy przeciętnej temp. wewnętrznej 175°C i że przeciętna zdolność krycia tego materiału jest 208 m<sup>2</sup> na t. 25 mm grub., to całkowita powierzchnia pokryta ilością 500 t. izolacji wynosi 52 000 m<sup>2</sup>. Przekiętna dzielność izolacji o grubości warstwy 2" przy temp. 175°C jest 92% przy temp. otoczenia 20°C. Straty ciepła gołej powierzchni przy temp. 175° wynoszą 2 365 kg. cal. na m<sup>2</sup>/godz. przy temp. otoczenia 20°. Z tego zaoszczędza się 92% zapomocą izolacji z magnezji Newalls. Licząc 350 dni roboczych w roku po 24 godzin, uwzględniając przeciętną wartość opałową węgla użytego 6 400 K. cal. na Kgm. i wydajność kotła 70%, wówczas oszczędność na węglu dzięki zastosowaniu izolacji z magnezji wyniesie 429 t. węgla od 1 t. izolacji na rok, czyli że owe 500 t. izolacji dają rocznie 215 000 ton węgla w zysku!

Taki import, nawet w czasach najdalej posuniętej samowystarczalności, jest pożądanym dla kraju i zasługuje na poparcie.