

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 o wysokim oporze i bardzo małej obciążalności, jakimi są ogniwa normalne, jak i do pomiaru ogni o bardzo małym oporze, jakimi są akumulatory. Dokładne omówienie nowych metod poprzedza krótki przegląd i krytyka znanych metod pomiaru oporu ogni.

I. Uwagi wstępne.

DLA 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 na przykład 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 normalnych¹⁾.

Opór ogniwa 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 ogniowom 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

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 obszernie²⁾. Metody, opisywane w tych dziełach, pochodzą poczęści 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 przedewszystkiem zdadne do metod zerowych, w najlepszym razie jeszcze do określenia stosunku natężeń 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 pomiarach³⁾, 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.

²⁾ Patrz np. znane angielskie dzieło K e m p e'a i podręczniki Kittlera.

³⁾ 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.

¹⁾ 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.

Normalnie pomiary oporu ogniów, przy zastosowaniu prądu stałego, są wykonywane przy kierunku prądu w ogniwie odpowiadającym „wyladowaniu” ogniwa. W pewnych przypadkach, przede wszystkim przy akumulatorach i ogniwach normalnych, jest jednak pożądané, 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

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

I jest dodatnie, jeżeli ogniwo się „wyladowuje”, 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:

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

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

Z równań (2) wynika:

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

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).

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

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 ogniów galwanicznych jest zupełnie wystarczający pomiar napięcia zapomocą dobrego przyrządu ze stałym magnesem i ruchomą cewką o oporze co najmniej około 100 Ω na 1 V zakresu pomiaru, czyli o maksymalnym poborze prądu, nieprzekraczającym 10 mA. Opory ogniów pierwotnych suchych i mokrych są rzędu kilku dziesiątych do kilku ohmów i dlatego przy zastosowaniu przyrządów tego rodzaju można bez zastosowania jakiejkolwiek 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 Ω/V (I max. 5 mA), a w przyrządach specjalnych nawet do 10 000 Ω/V i wyżej (I max. 0,1 mA i nawet mniej)⁴⁾.

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

dy pomiaru oporu ogniów. Wystarczy tu wspomnieć np. o metodach Ohma i Waltenhofena - Beetz⁵⁾. 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 ogniów są znane w różnych odmianach. Najprostszym układem jest znany układ Kohlrauscha do pomiaru oporu elektrolitów. Wadą tego układu, przy włączeniu jako nieznany 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 ogniów. 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 Haagena. Ta metoda jest jednak nader skomplikowana i nie ma większego praktycznego zastosowania, jak zresztą wszystkie metody mostkowe pomiaru oporu ogniów.

Na zakończenie tego krótkiego przeglądu znanych metod pomiaru oporu ogniów należy stwierdzić, że jedyną stosowaną na szerszą skalę metodą jest pomiar napięcia nieobciążonego i obciążonego ogniwa zapomocą odpowiedniego przyrządu wskazówkowego. 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 ogniwem kondensator o większej pojemności. Zależnie od wielkości spadku napięcia wchodzi w rachubę różne metody pomiaru. Przy małych spadkach napię-

⁴⁾ Przepisy VDE (VDE 0807/1928 i VDE 0808/1928) przewidują np. zastosowanie przyrządów o oporze nie mniejszym, niż 100 Ω/V .

⁵⁾ 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 za pomocą 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 ogni w nie nadaje się właściwie do pomiaru oporu ogni normalnych i akumulatorów. Powody są w obu wypadkach pozornie różne.

Przy ogniach normalnych trudność polega na tem, że obciążalność tych ogni jest bardzo mała. Jakie obciążenie ogniwa normalnego można w poszczególnych przypadkach dopuścić, zależy zarówno od konstrukcji ogniwa, czasu obciążenia, jak przedewszystkiem od tego, do jakiej klasy dane ogniwo należy. W każdym razie przy ogniach, przeznaczonych do pomiarów najwyższej precyzji, unika się możliwie każdego niepotrzebnego obciążenia. Wystarczy może przytoczyć jako przykład, że przy porównaniach siły elektromotorycznej ogni w, wchodzących w skład podstawowego wzorca siły elektromotorycznej, w Laboratorium Elektrotechnicznym Politechniki Lwowskiej dopuszcza się chwilowo obciążenie ogniwa prądem o natężeniu najwyżej 5×10^{-9} A a w niektórych przypadkach nawet tylko 5×10^{-10} A. Jako najwyższe dopuszczalne obciążenie ogniwa przy pomiarze oporu można może przyjąć 5×10^{-8} do 1×10^{-7} A. Przy tych natężeniach prądu spadek napięcia przy oporze ogniwa rzędu 100 do 1000 Ω wynosiłby więc tylko około 5×10^{-6} do 1×10^{-4} V. Z tego wynika, że nawet przy zastosowaniu pierwszorzędного urządzenia kompensacyjnego, a tylko układy kompensacyjne wchodzą w ogóle 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 Ω , których wielkość jest znana z dokładnością paru procentów. Wykonanie pomiaru przy ujemnym prądzie nastęrcza trudności jeszcze większe. Zastosowanie do pomiaru oporu ogni 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 galvanometr wibracyjny) jest stosunkowo mała. Zastosowanie układów wzmacniających byłoby dalszą znaczną komplikacją.

Co się dotyczy ogni akumulatorowych, to trudność pomiaru oporu polega tu głównie na tem, że mierzony opór jest bardzo mały, wynosi on nawet przy stosunkowo małych przenośnych ogniach zaledwie 1×10^{-2} Ω , a przy większych ogniach stacyjnych może być mniejszy, niż 1×10^{-5} Ω . 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 mniej więcej dwie działki. W tych warunkach

miar 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 w ogóle 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 wchodzą oczywiście w ogóle w rachubę przy oporach, jakie spotykamy w akumulatorach. W zasadzie możnaby zastosować inną z metod, stosowanych do małych oporów, na przykład mostek Kelvina (Thomsona) albo metodę Hockin-Matthiessena. Zastosowanie tych metod przy prądzie zmiennym byłoby jednak co najmniej bardzo trudne. W literaturze znajdujemy co prawda wzmianki o tego rodzaju i innych metodach, zmierzających do pokonania trudności pomiaru oporu akumulatorów⁶⁾. 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 ogni w.

Z poprzedniego wynika, że metody pomiaru spadku napięcia zawodzą w wypadku ogni 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 co najmniej sprowadzić pomiar do pomiaru napięć rzędu tych spadków napięć. Rozumowanie to nasuwa następujące zasadnicze rozwiązanie zagadnienia: należy mierzyć różnice między napięciem 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, pożądaney dokładności i t. p. Omawianie wszystkich nasuwających się możliwości wykonania pomiaru wydaje się zbyt trudne. Wystarczy przytoczyć kilka charakterystycznych i celowych odmian metody. Ze względu na różny charakter pomiarów oporu akumulatorów i ogni normalnych oba rodzaje pomiarów będą traktowane oddzielnie. Układy, podane dla akumulatorów, nadają się oczywiście i do innych ogni 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 uwidoczniiony na rys. 1. Następne układy są rozwinięciem tego układu. Przeciwno 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 .

⁶⁾ 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. Mesure Electriques, Paris 1896, p. 364.

Różnica napięć $U_d = U_x - U_p$ obu ogniw 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:

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

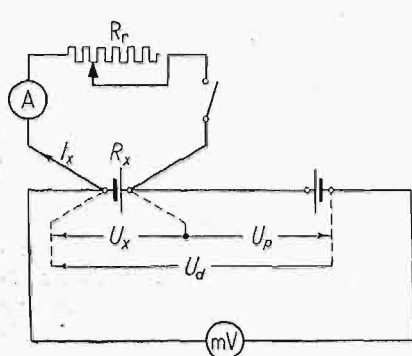
czyli

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

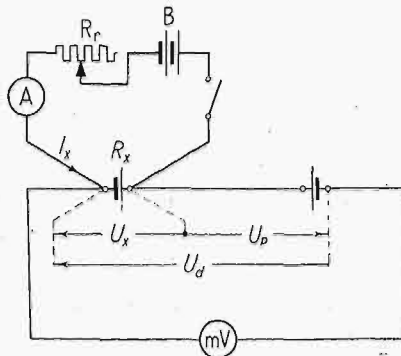
z czego wynika (patrz równanie 3):

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

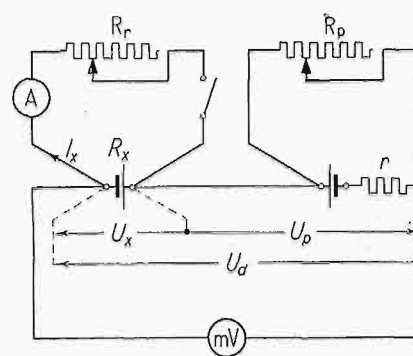
U_d jest dodatnie, jeżeli $U_x > U_p$ i odwrotnie. Przy zmianie obciążenia badanego ogniwa wielkość U_d może zmieniać swój znak. Jest więc celowe przyłączyć miliwoltomierz za pomocą przełącznika. Określenie znaku U_d nie nastręcza większych trudności. O ile nie chodzi o jakieś specjalne badania, to najwygodniej jest wykonać jeden z dwóch pomiarów napięcia U_d przy przerwaniu obwodu 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 obciążen badanego ogniwa $U_d = 0$. Jeżeli naprzykład 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 Ω . Oprócz tego ogniwo pomocnicze może być obciążone zapomocą 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 ogniw baterji stacyjnej można badane ogniwa obciążać zapomocą 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 perypetyczną 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 trzechgodzinnym wyładowaniu. 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 $(-31 + 40) = 9$ 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 $(-10 + 40) = 30$ mV, a z tego opór

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

2. *Pomiar oporu ogniwa 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:

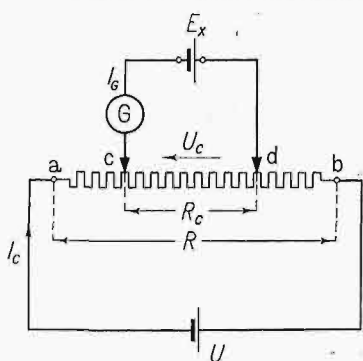
$$E_x = I_c R_c \dots \dots \dots (7)$$

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:

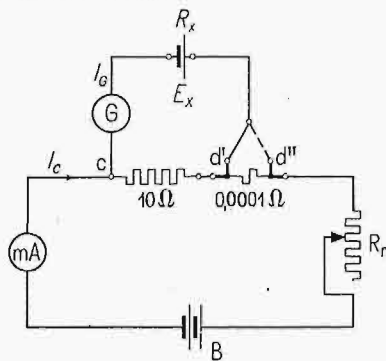
$$I_G = \frac{\Delta U}{R_x + R_G + R_c'} \dots \dots \dots (8)$$

We wzorze tym oznaczają: ΔU 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.

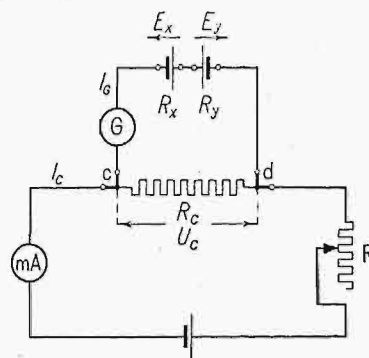
Stan kompensacji może być osiągnięty różnymi sposobami, np. przy stałej wartości R_c przez odpowiednią regu-



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” ΔU .

ΔU 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 ΔR_c ; wzór (9b) — wtedy, gdy przy niezmiennym oporze R_c prąd kompensacyjny został zmieniony o wielkość ΔI_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. (Tęgo 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 naraża na 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 ΔU . 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 Ω/V ($I_c = 0,1$ mA). Opór R_c nie powinien przekraczać przy pomiarze oporów ogniw normalnych 100 Ω/V . Odpowiedni układ można jednak łatwo zestawiać 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 Ω i 0,0001 Ω . 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 mA. Pomocniczym źródłem prądu jest bateria B, złożona z dwóch ogniw akumulatorowych.

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

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 1×10^{-5} , t. zn. o $\Delta U = E_x \cdot 10^{-5}$ V, czyli przy pomiarze oporu ogniwa Westona o $1,02 \times 10^{-5}$ 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 $a = 73,5$ mm, czyli $I_G = a C_I = 73,5 \cdot 0,115 \cdot 10^{-9} = 8,47 \cdot 10^{-9}$ 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 $0,01 \mu$ 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 normalnym⁷⁾. 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 ΔI_c , co powoduje zmianę U_c o $\Delta U_c = R_c \Delta I_c$.

Zmianie napięcia kompensacyjnego o ΔU_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:

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

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

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

⁷⁾ 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 ΔU . 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 ΔU 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 zmianie odchylenia miliamperomierza o jedną działkę odpowiada zmiana napięcia kompensacyjnego $2 \cdot 10^{-8}$ 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 $a_G = 100$ mm, t. zn. $I_G = 0,44 \times 10^{-7}$, były następujące:

$$\begin{aligned} \text{przy } R_x + R_y \quad \Delta U_1 &= 147 \cdot 10^{-8} \text{ V} \\ \text{przy } R_x + R_z \quad \Delta U_2 &= 142 \cdot 10^{-8} \text{ V} \\ \text{przy } R_y + R_z \quad \Delta U_3 &= 141 \cdot 10^{-8} \text{ V} \end{aligned}$$

Otrzymujemy więc następujące równania (patrz równanie 12).

$$R_x + R_y = \frac{\Delta U_1}{I_{G1}} - R_G = \frac{147 \times 10^{-8}}{0,44 \times 10^{-7}} - 385 = 3420 \Omega.$$

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.

ANTYREZONANSOWA 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 chodziło o opracowanie metody pomiarowej, pozwalającej na zbadanie dławika ściśle w tych warunkach, w jakich pracuje on w układzie, dla którego jest przeznaczony.

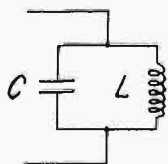
Przy wymienionych powyżej pomiarach nie chodziło o bardzo wysoki stopień dokładności, zależało raczej na otrzymaniu możliwie prostego i łatwego do obsługi układu pomiarowego.

Poniżej opisana metoda okazała się zupełnie zadowalającą; 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.

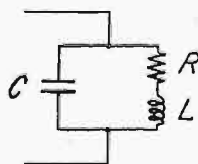
I. Zasada metody.

1. Układ antyrezonansowy.

Doskonałym układem antyrezonansowym nazywamy układ równoległe 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_c i X_l .

UA, włączony w obwód elektryczny, przedstawi dla prądów sinusoidalnych o określonej częstotliwości f pewną wypadkową oporność pozorną \hat{Z}_a o składowych rzeczywistej R_a i urojonej X_a . Otrzymamy:

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

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 \hat{Z}_a maksimum. UA będzie się znajdował wówczas w rezonansie z częstotliwością f . Dla stanu powyższego otrzymamy:

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

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

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

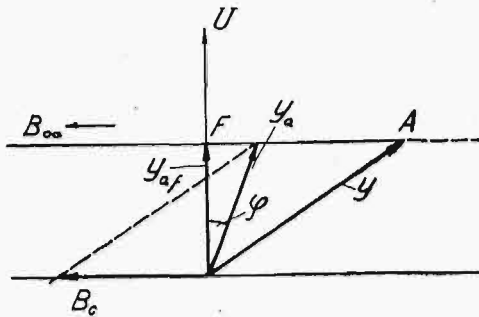
przyczem, jak zwykle, $X_{cf} = -\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_f}$, zaś $L = \frac{1}{2\pi \cdot f} \cdot X_l$.

Gdy więc należy zmierzyć niewiadomą oporność rzeczywistą i indukcyjność pewnego elementu dla określonej częstotliwości f i określonego napięcia U_a na tym elemencie, to, utrzymując niezmiennie f i U_a , załączamy równoległe do elementu badanego wycechowaną zmienną pojemność C , którą dobieramy w ten sposób, aby uzyskać dla otrzymanego w ten sposób UA maksimum Z_a , czyli doprowadzić go do stanu rezonansu. Znając w tym stanie wielkości C_f i $Z_{af} = R_{af}$, 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_{af} .

2. Graficzne rozwiązanie UA.

Wykres, przedstawiony na rys. 3, odpowiada przewodnościom 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_a

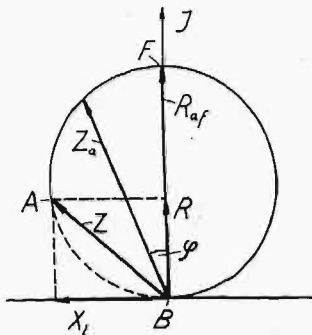
przesuwa się po pewnej prostej, równoległej do osi przewodności urojonych, zaś koniec wektora Z_a — po pewnym kole, stycznym do osi oporności urojonych, którego środek znajduje się na osi oporności rzeczywistej. Punkt F odpowiada na obu wykresach stanowi rezonansu układu, zaś



Rys. 3.

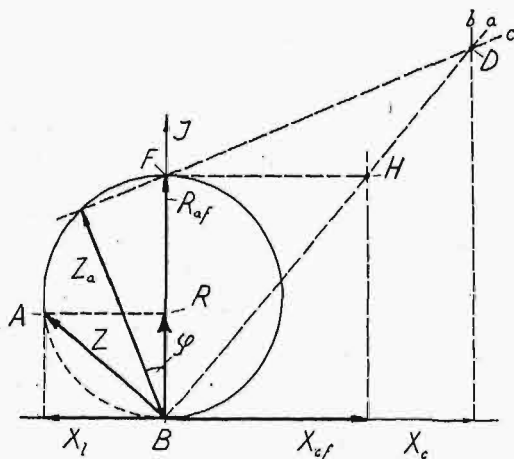
punkt B — przypadkowi granicznemu, gdy pojemność C jest nieskończenie wielka, czyli element indukcyjny zwarty pojemnościowo.

Każdemu kątowi fazowemu oporności Z_a , równemu φ , odpowiada taki sam kąt, tylko ze znakiem przeciwnym przewodności Y_a . Części kreskowane prostej na wykresie przewodności, względnie części kreskowanej 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 , prostą b 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.

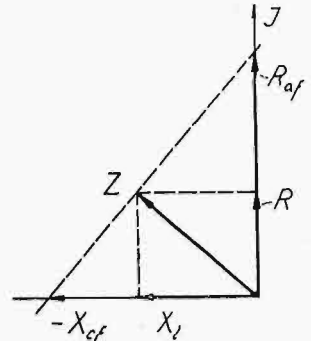
Dla stanu rezonansu przeprowadzamy konstrukcję odwrotną, wychodząc z punktu F , wyznaczając punkt H i wreszcie koniec wektora X_{cf} .

Dla liczbowego wyznaczenia samego jedynie X_{cf} wystarczy konstrukcja o wiele prostsza, przedstawiona na rys. 6.

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.

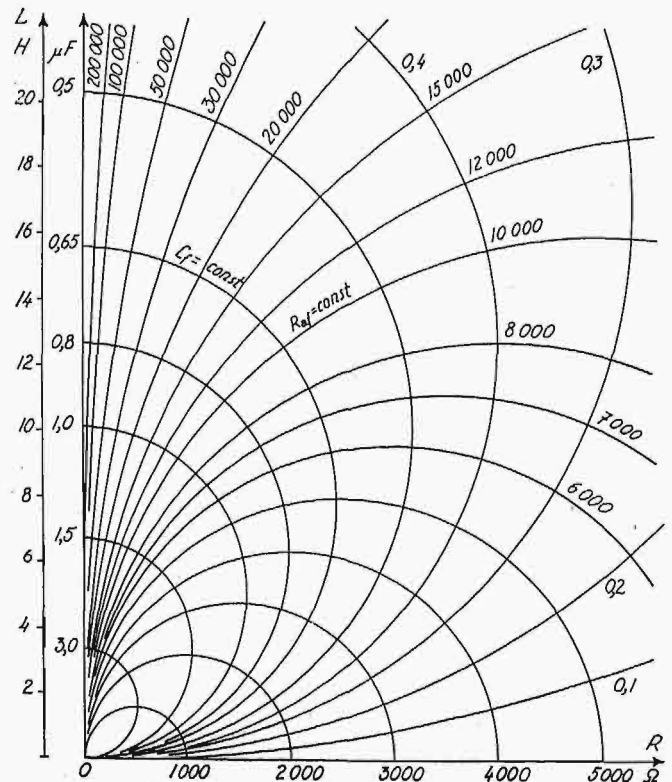
3. Topogramy R, L, C_f i R_{af} dla danej f .

Dla określonej częstotliwości f i dla UA , znajdujących 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



Rys. 6.

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 poza tym 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-

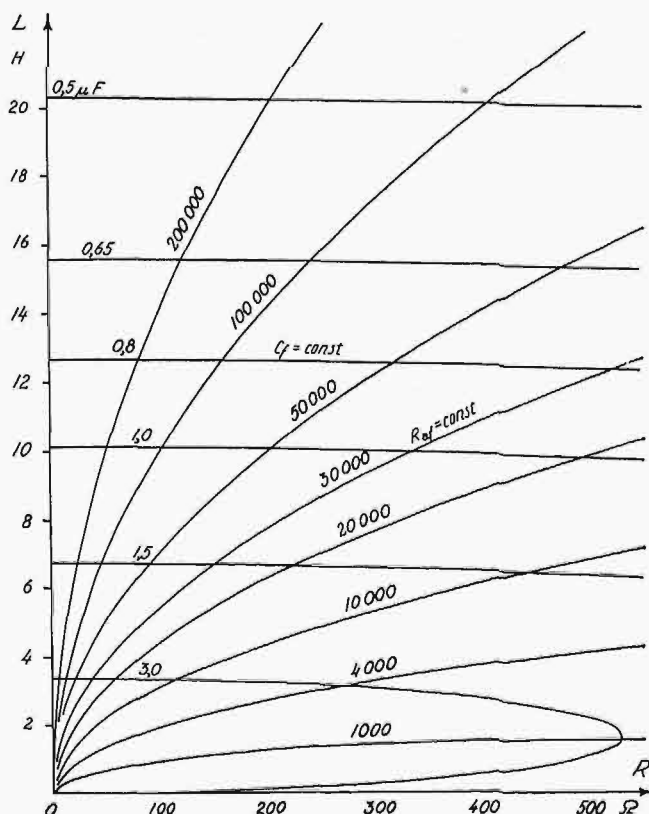


Rys. 7.

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 przekształcą 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 równoległą z nim UA , będącą 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 względnymi ΔC_f , ΔR_{af} i Δf . Opierając się na wzorach (3), otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} \Delta R &= \left[\frac{X_{cf}^2 - R_{af}^2}{X_{cf}^2 + R_{af}^2} \right] \cdot \Delta R_{af} + 2 \cdot \frac{R_{af}^2}{R_{af}^2 + X_{cf}^2} \cdot \Delta X_{cf} \\ \Delta X_{cf} &= 2 \cdot \frac{X_{cf}^2}{R_{af}^2 + X_{cf}^2} \cdot \Delta R_{af} + \left[\frac{R_{af}^2 - X_{cf}^2}{X_{cf}^2 + R_{af}^2} \right] \cdot \Delta X_{cf} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

przyczem:

$$\Delta X_{cf} = \Delta C_f + \Delta f$$

$$\Delta X_{cf} = \Delta L + \Delta f$$

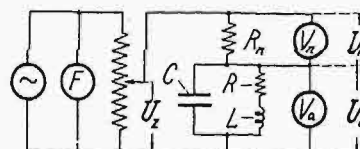
W wielu przypadkach $X_{cf} \ll R$ i co zatem idzie na zasadzie równań (2) $R_{af} \gg X_{cf}$. Wówczas można napisać:

$$\left. \begin{aligned} \Delta R &\approx \Delta R_{af} + 2 \Delta C_f + 2 \Delta f \\ \Delta L &\approx \Delta C_f + 2 \Delta f \end{aligned} \right\} \dots \dots (5)$$

II. Wykonanie techniczne układu pomiarowego.

1. Układ z woltomierzami elektrostatycznymi.

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_0 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 stosowności danego układu jest następujący:

$$\left. \begin{aligned} f &= 15 \div 1000 \text{ herców,} \\ U_a &= 20 \div 500 \text{ woltów,} \\ R_{af} &< 500 \text{ kiloomów,} \\ C_f &< 5 \text{ mikrofaradów.} \end{aligned} \right\}$$

Powyższe dane wynikają ze względu na możliwość doboru części układu, normalnie produkowanych dla celów laboratoryjnych.

Dokładność metody będzie:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_a = \Delta U_n &\approx 0,5\% \\ \Delta R_n &\approx 0,1\% \\ \Delta C_f &\approx 0,5\% \\ \Delta f &\approx 0,5\% \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} \Delta R_{af} &\approx 1,1\% \\ \Delta X_{cf} &\approx 1,0\% \end{aligned} \right\}$$

skąd na zasadzie równań (4) wyznaczyć można dokładność pomiaru. W przypadku, gdy $X_{cf} \gg R$, wówczas na zasadzie równań (5):

$$\left. \begin{aligned} R &\approx 3\% \\ L &\approx 1,5\% \end{aligned} \right\}$$

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 tym samym napięciu U_a na UA pobierze on z obwodu prąd o tej samej wartości skutecznej. Jeśli zastosować układ opisany poprzednio, to w obu przypadkach woltomierze V_a i V_n nie zmieniają swych wskazań.

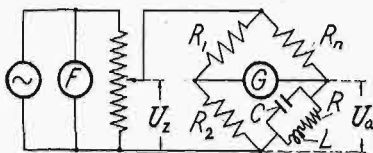
Opierając się na powyższym, można założyć $B_c' = 0$, a wówczas $B_c = 2 \cdot B_{cf}$. Jeśli zatem przeprowadzić modyfikację układu z rys. 9 w ten sposób, że w gałęzi C układu antyrezonansowego umieści się klucz i tak się dobierze wielkość C, aby po naciśnięciu tegoż klucza wskazania woltomierzy nie zmieniły 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 UA 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 stosowności 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:

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_1, \Delta R_2 \text{ i } \Delta R_n &\approx 0,1\% \\ \Delta C_f &\approx 0,2\% \\ \Delta f &\approx 0,5\% \end{aligned} \right\} \Delta R_{af} \approx 0,3\%$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_{af} &\approx 0,3\% \\ \Delta C_f &\approx 0,2\% \end{aligned} \right\} \Delta X_{cf} \approx 0,7\%$$

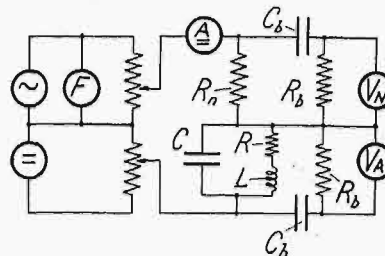
skąd na zasadzie równań (4) wyznaczyć można dokładność pomiaru. W przypadku, gdy $X_f \ll R$, wówczas na zasadzie równań (5):

$$\begin{aligned} R &\approx 1,7\% \\ L &\approx 1,2\% \end{aligned}$$

Powyżej osiągnięta dokładność rezultatów jest w danym przypadku znaczna.

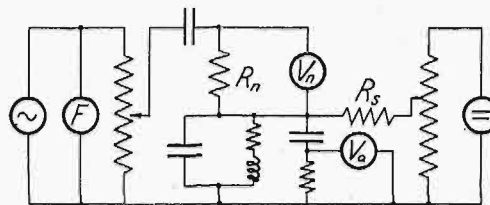
4. Układy pomiarowe z uwzględnieniem składowej stałej prądu, przepływającego przez element badany.

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.

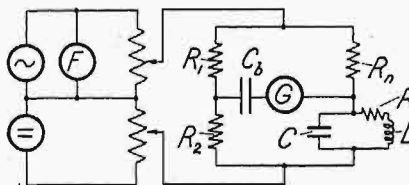
Dla prądu stałego tego rzędu, że może on przepływać przez opornik R_n bez obawy uszkodzenia go, stosuje się układ z woltomierzami elektrostatycznymi, przedstawiony na rys. 11. Gdy składowa stała prądu jest duża i poprzedni



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 upływowych 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 nasycen 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 napięcie jest nawet czysto sinusoidalne, jednak jeśli badany element posiada rdzeń żelazny, deformujący skutek swego nasycenia prze-

biegi sinusoidalne w układzie, to napięcie, występujące na badanym elemencie U_a , może się okazać niesinusoidalne. Powyższe zjawisko jest powodem pewnych uchybów, zazwyczaj 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

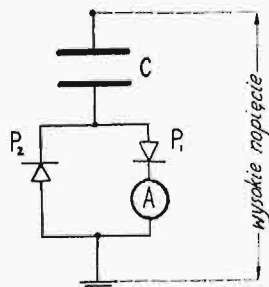
METODA PROSTOWNIKOWA Z PROSTOWNIKAMI ŚWIETŁACEMI DO POMIARU WYSOKIEGO NAPIĘCIA

Inż. J. L. JAKUBOWSKI

Streszczenie. Ułożono i sprawdzono doświadczalnie teorię układu prostownikowego z prostownikami świetłacem. 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]¹⁾, 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 $= 0$ 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).

której 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]¹⁾), łukowe [2], wre-

ście 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 μF), 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 μF). Jedyną niedogodnością kenotronów jest konieczność stosowania źródła prądu żarzenia (np. ładowania i sprawdzania akumulatorów); można ją ominąć, używając prostowników świetłacych. Prostowniki te przewyższają kenotrony jeszcze pod innym względem: nie powstaje przy stosowaniu ich prąd obiegowy, który sprawiał 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] zasilanego napięciem 240 V!²⁾). W każdym razie układ z prostownikami świetłacem 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 świetłą; 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-

¹⁾ Cyfry w nawiasach [] odnoszą się do literatury, podanej na końcu artykułu autora p. t. „Modyfikacja metody prostownikowej Kōniga”.

²⁾ 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 baterii dodatkowych i uzyskali niewielkie uchyby, ale tylko dzięki temu, że użyta przez nich pojemność wysokiego napięcia (rzędu 100 μF) była dużo większa, niż stosowane obecnie w laboratoriach 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:

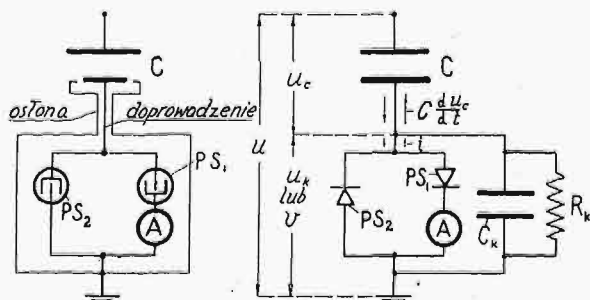
- PS — prostownik świetlający.
- PK — prostownik katodowy (kenotron).
- UP — układ prostownikowy.
- UPS — UP z PS.
- UPK — UP z PK.

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 nieznanym 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. $v = V = \text{const.}$

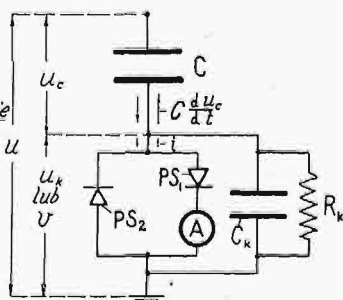
Jeśli długość zorzy dodatniej w prostowniku świetlającym jest b. mała, różnica między napięciem statycznego zapłonu i najmniejszym możliwym w warunkach statycznych napięciem świetlenia jest niewielka. Jakościowo to samo dotyczy prawdopodobnie napięć dynamicznych; dlatego teorię układu wyprowadzono najpierw 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 kenotronami (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; PS₁, PS₂ — prostowniki świetlające; A — mikroamperomierz magnetoelektryczny.



Rys. 3.

Układ podstawowy z uwidocznieniem pojemności i oporności między osłoną a doprowadzeniem (C_k i R_k).

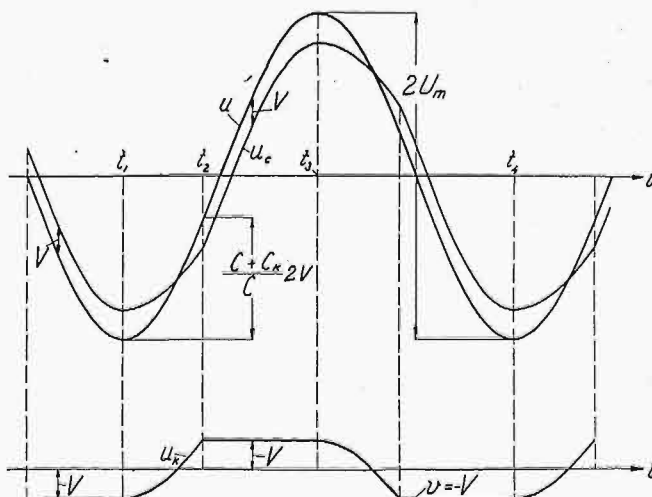
ujęciu v i u_k stanowią rzędne tej samej krzywej; będzie ona oznaczana często jako krzywa $v, u_k = \varphi(t)$.

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:

$$i = C \frac{du_c}{dt} - C_k \frac{d(v, u_k)}{dt} - \frac{(v, u_k)}{R_k}.$$

Są one bardzo zbliżone do odpowiednich krzywych z teorii Königa ([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:

$$I = fC \left(2U_m - \frac{C + C_k}{C} 2V \right)$$

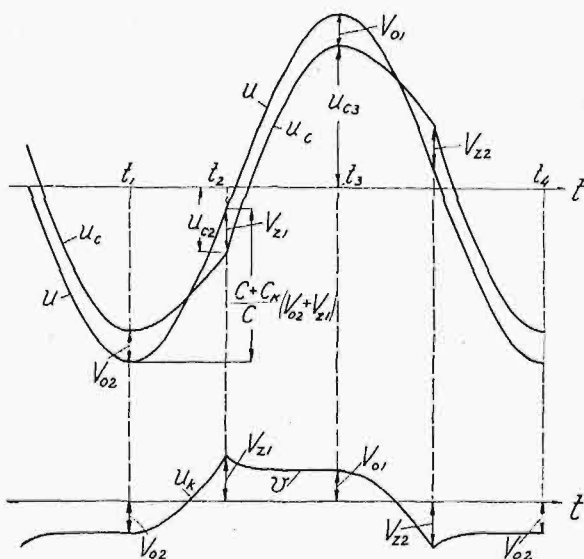
[I — prąd w amperach, f — częstotliwość w okr./sek, U_m , V — napięcia w voltach, C , C_k — pojemności w faradach]. Wyrażenie $\Delta U_m = -\frac{C + C_k}{C} V$ stanowi uchyb pomiaru napięcia U_m , wyrażenie $\Delta I_0 = -(C + C_k) f 2V$ — uchyb pomiaru prądu I_0 ($I_0 = 2fC U_m$).

Dla $R_k = \infty$ wielkość ΔU_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 laboratoriach 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 Kōniga 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, $\pm V_o$ — 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 zgaszenia³⁾, 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:

$$I = fC \left[2 U_m - \frac{C + C_k}{C} (V_{o1} + V_{o2}) \right]$$

[V_{o1} , V_{o2} — bezwzględne wartości napięć zgaszenia PS₁ i PS₂].

Jak widać, w przypadku ogólnym uchyb pomiaru napięcia U_m wynosi $\Delta_i U_m = -\frac{C + C_k}{C} \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2}$, a uchyb pomiaru prądu I_0 $\Delta_i I_0 = -f(C + C_k)(V_{o1} + V_{o2})$. Wzory te są podstawowe zarówno dla sprawdzenia eksperymentalnego słuszności teorii ogólnej, jak i dla rozważań konstrukcyjnych, gdyż wielkość C , C_k , $V_{o1} + V_{o2}$ można określić doświadczalnie.

³⁾ 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. PS₁ jest nierówność $\frac{dv}{dt} < \frac{C}{C + C_k} \frac{du}{dt}$, a warunkiem zgaszenia PS₁ lub

PS₂ — 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 przypad-

ku, 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 $\frac{dv}{dt} > 0$ 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 PS₁ i dla PS₂, wynosi on, jak łatwo obliczyć, $fC[U_{o1} - U_m] + fC[U_{o2} - U_m]$. Prąd I równa się bowiem

$$I = fC \left[[U_{o1} + U_{o2}] - \frac{C + C_k}{C} (V_{o1} + V_{o2}) \right]$$

[U_{o1} , U_{o2} — bezwzględne wartości u w chwili zgaszenia PS₁ i PS₂ (por. rys. 6)].

Ostatnie wzory pozwalają wyciągnąć następujące wnioski:

1. Uchyb dodatkowy pomiaru napięcia U_m nie zależy od tego, czy nierówności $U_o \neq U_m$ 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).

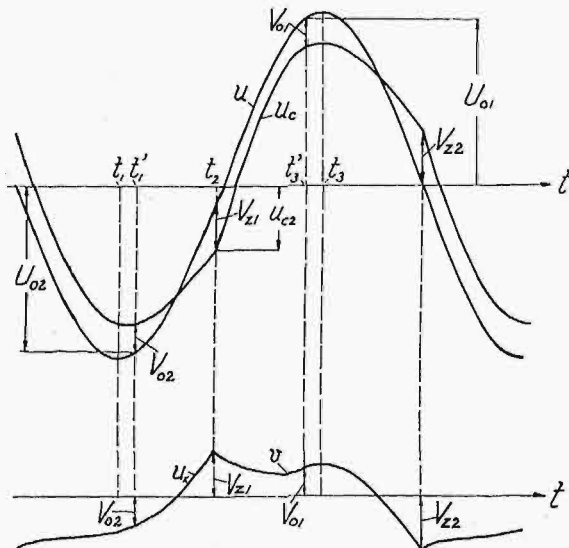
3. Dla danego $\left(\frac{dv}{dt}\right)_0$ uchyb dodatkowy jest tem mniejszy, im mniejszy jest stosunek $\frac{C + C_k}{C}$ oraz większa stała w

wyróżnieniu $u = \text{const.}$ $\varphi(t)$ ⁴⁾. 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 $\left(\frac{du}{dt}\right)_0$, 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 .

⁴⁾ Mowa o najczęściej spotykanych przebiegach u , dla których $\frac{d^2u}{dt^2}$ w sąsiedztwie chwili zgaszenia i przejścia $\frac{du}{dt}$ przez 0 nie zmienia znaku.

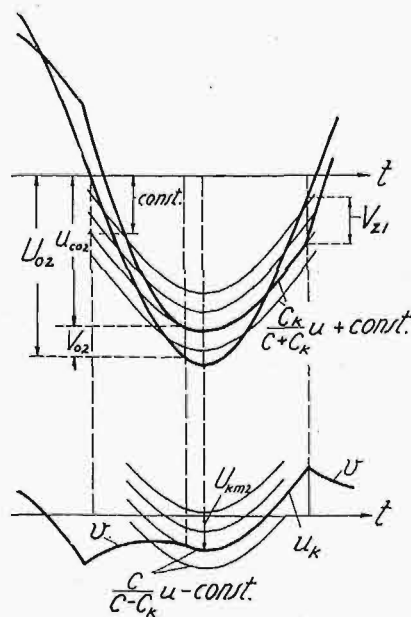
⁵⁾ W razie, gdy zgaszenie jest przedwczesne tylko dla jednego PS, do wzoru wchodzi wielkość U_{km} i V_0 np. $\Delta_t I_0 = -(C + C_k) \cdot f(U_{km1} + V_0)$.

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 $\frac{du}{dt}$ tak dużego, że po zgaszeniu nastąpi nowy zapłon tego samego PS a nawet serja zapłonów i zgaszeń. W takim przypadku sprawa uchybu wymaga szczegółowej 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. Dä 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 statycznej⁶⁾. 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 zgazienia, to jest w chwili, gdy C_k ma wartość statyczną. Tylko wtedy możnaby się spodziewać uchybów dodatkowych, gdyby prąd, związany z zamianą pojemności dynamicznej na statyczną, wywoływał zgazienia 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 nieścisłość teorii UPS, gdyż napięcie v , $u_k = \varphi(t)$ posiada harmoniczne wysokiego rzędu i o dużej amplitudzie. Nieścisłość 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 zgazienie.
- 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)

⁶⁾ O pojemności dynamicznej można znaleźć wzmianki w pracach [25], [30] i [37]. Sprzeczne z wyrażonym wyżej poglądem wyniki pomiarów Würschmidta [30] można prawdopodobnie wytłumaczyć przewodnością powierzchnią 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 (Rothe [38]), nie wydaje się słuszne.

i czy uchyb otrzymany ze wzorów teoretycznych (ΔI_0 , ΔI_m) odpowiada wyznaczonemu bezpośrednio doświadczalnie ($\Delta_e I_0$, $\Delta_e U_m$ — sprawdzenie ilościowe). Wielkości, które należało zmierzyć, były następujące:

a. 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 ΔI , i i $\Delta_e I_0$: na ostatnim miejscu omówiono te metody do badań jakościowych, które nie stanowią odmiann 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 μF).

AK — amplifikator z lampami katodowymi (np. AK A 141 — AK z lampą A 141).

LK — lampa katodowa (np. LK A 141).

OS — oscylogram.

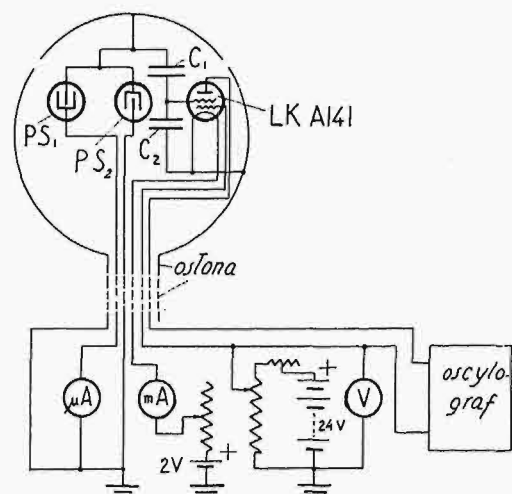
$(C + C_k)_n$ pojemności naturalne UPSP, t. zn. pojemności, gdy $\Delta C_k = 0$.

ΔC_k — pojemność skupiona, włączana do UPSP celem uzyskania dużego C_k .

ΔI_0 , ΔI_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

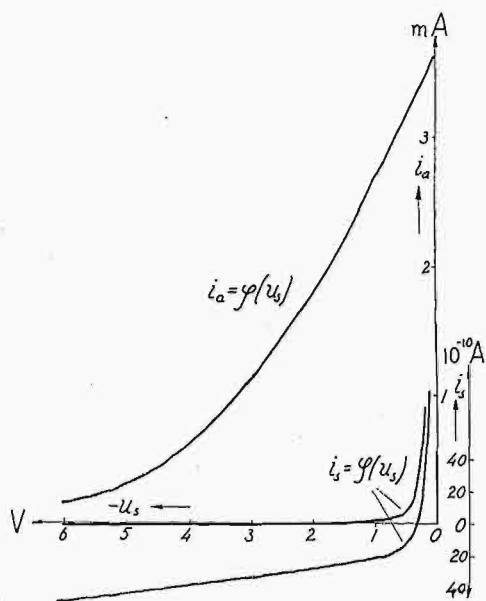


Rys. 8.

Układ połączeń do zdjęcia krzywej v , $u_k = \varphi(t)$. Linie przerywane oznaczają części przewodów ukryte w metalowym węźle (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_1 i PS_2 , na których panowało napięcie u lub u_k . Napięcie to było przyłożone do dzielnika pojemnościowego (DP): C_1 , C_2 (ok. $3 \mu F/300 \mu F$), 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_2 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 największemu i najmniejszemu 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_2 . Do pomiaru wartości szczytowej napięcia na całym DP posługiwano się ogólnie znanym układem, złożonym z PK oraz woltomierza elektrostatycznego i kondensatora, połączonych równolegle.

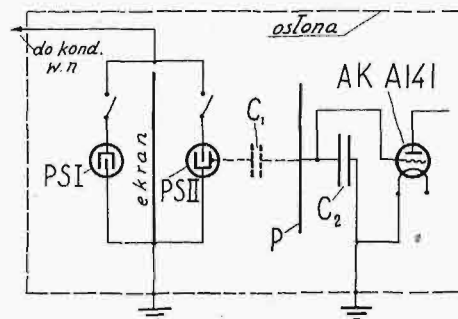
Chwilę wystąpienia V_0 wyznaczano bądź jako chwilę odpowiadającą przejściu $u, u_k = \varphi(t)$ przez maksimum bądź (orientacyjnie, w przypadku zgaszenia spóźnionego) przy pomocy OS $i = \varphi(t)$. Przy obliczaniu $V_{01} + V_{02}$ uwzględniano napięcie włączone w szereg z PS, o ile krzywa $u, u_k = \varphi(t)$ 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 $u, u_k = \varphi(t)$, zdjęty przy pomocy DP 3/300, ze zdjętym przy pomocy DP, dla którego wpływ prądu siatki LK, przewodności kondensatorów DP⁷⁾

i wpływ absorpcji dielektrycznej nie mogły przejawiać się pod postacią niepomijalnych odkształceń przebiegu napięcia na C_2 w stosunku do napięcia na całym DP.

b) Porównano przebieg $u, u_k = \varphi(t)$, zdjęty przy pomocy AK A 141, ze zdjętym przy pomocy AK pracującego napewno prawidłowo.



Rys. 10.

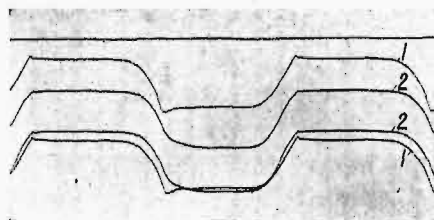
Układ do sprawdzenia czystości dielektrycznej kondensatora C_1 , utworzonego przez elektrodę PS II i okładzinę zewnętrzną (P). PS I i PS II włączone stałe, ale czynny jest zawsze tylko jeden PS. Oznaczą czystości dielektrycznej kondensatora C_1 jest jednakowy przebieg napięcia na C_2 i na całym DP.

c) Stwierdzono przy pomocy częstych pomiarów przekładni DP, że emisja LK A 141 nie zmieniała się.

d) Porównano przebieg $u, u_k = \varphi(t)$, zdjęty przy pomocy pętli typu V i pętli o innych własnościach mechanicznych (α i f_0 — por. rys. 19).

Sprawdzenie a) wykazało, że DP 3/300 działa prawidłowo, o ile na okładzinie kondensatora C_1 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_2 (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_1 nie jest więc czystą pojemnością.

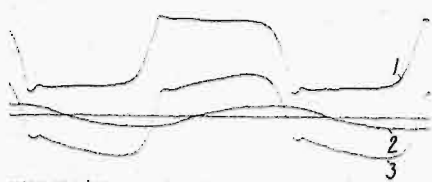
Sprawdzenie d) wykazało, że oscylograf odtwarza na ogół wiernie rzeczywisty przebieg $u, u_k = \varphi(t)$ w okolicy chwili wystąpienia napięcia V_0 . Do tego samego wniosku prowadzi oszacowanie sposobem Zölich'a [51], lub oparcie się na rys. 36 w podręczniku Jaegera [54]. Ponadto, jak wynika ze specjalnych pomiarów, można pomi-

⁷⁾ Wpływ tych czynników oszacowano również na drodze rachunkowej, przyczem określano składową napięcia na C_2 , wywołaną prądem siatki i przewodnością.

^{*)} Ekranowanie to jest szczególnie ważne dla AK, wzmiarkowanego 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 iskernikiem ([12], [58]) i UPK. Częstotliwość f mierzono częstociomierzem sprężynkowym.

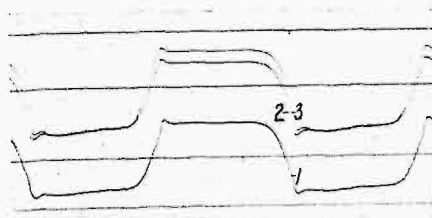


Rys. 12.

Wpływ osłon na prawidłowość działania DP. Krzywa 1: rzeczywisty przebieg napięcia u , $u_k = \varphi(t)$. Krzywa 3: napięcie u , $u_k = \varphi(t)$ określone przy pomocy DP, cechującego się usunięciem części osłon, niepozwalających na występowanie pola wysokiego napięcia w pobliżu DP. Krzywa 2: krzywa zdjęta przy pomocy DP w tych samych warunkach, co krzywa 3, z tą różnicą, że napięcia u , $u_k = \varphi(t)$ 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 u , $u_k = \varphi(t)$ 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 u , $u_k = \varphi(t)$, 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 taki sam przebieg (po uwzględnieniu detekcji AK A 141).

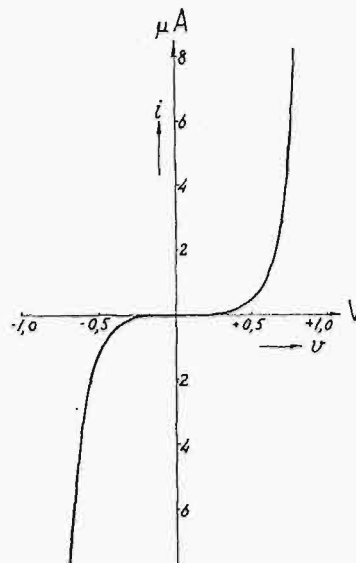
określano przy pomocy opisanych wyżej DP 3/300 i AK A 141.

Metoda mostkowa polegała na stosowaniu mostka Seibta w wykonaniu firmy tejże nazwy. Używano jej głównie do wyznaczania pojemności ΔC_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 ($1^0 = \text{ca. } 2,88 \cdot 10^{-9} \text{ A}$).

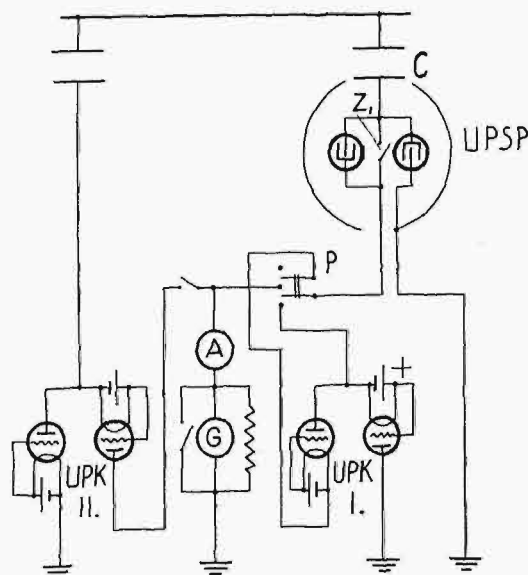
3. *Wyznaczenie $\Delta_e I_0$.* Znajomość wielkości $V_{u1} + V_{u2}$, C , C_k , f wystarcza do określenia uchybu teoretycznego $\Delta_e I_0$. Aby wyznaczyć uchyb rzeczywisty $\Delta_e I_0$, porównywano wielkość prądu wyprostowanego w UPS i w UPK (UPK I rys. 15^{*)}). Wykonywano w tym celu dwa pomiary,



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%).

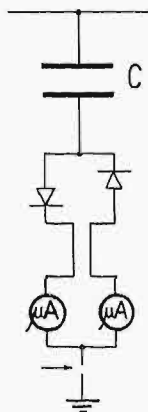


Rys. 15.

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.

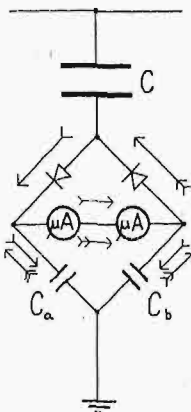
^{*)} Charakterystyki PK, patrz rys. 14.

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.

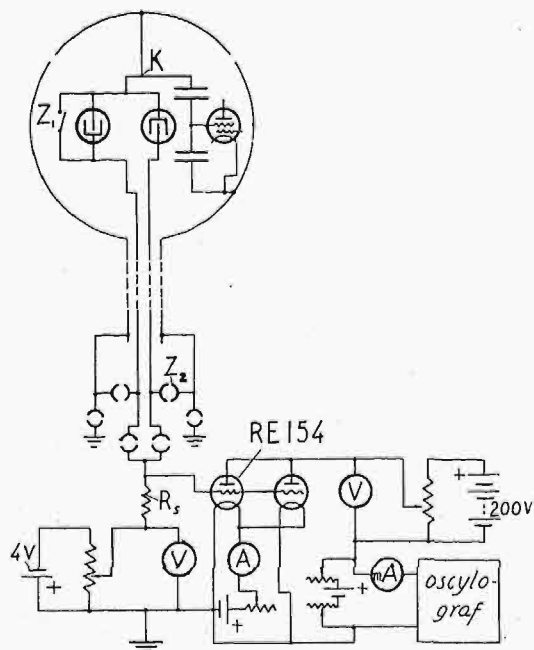
UP z przerwaniem uziemienia (w miejscu wskazanym strzałką).



Rys. 17.

Układ schematyczny, odpowiadający rys. 16.
($C_a \cong C_b \cong 800 \mu\mu F$;
 $C = \text{kilka } \mu\mu F$).

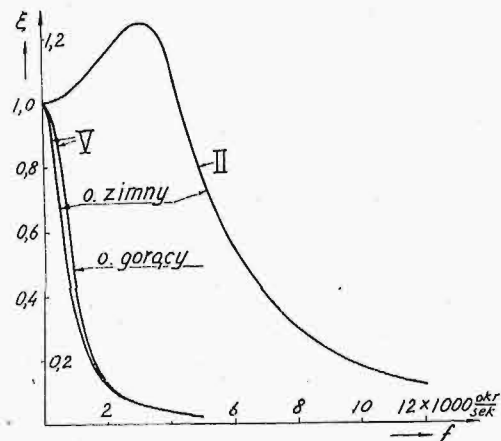
4. *Określenie przebiegów prądowych.* Przebiegi i , $C \frac{du}{dt}$, $C \frac{du_c}{dt} = \varphi(t)$, ważne dla rozważań jakościowych, określano przy pomocy oscylografu. Schemat zastosowanego układu pomiarowego daje rys. 18. Spadek napięcia na oporności R , ($3 \div 50 \text{ k}\Omega$) wywoływał zmiany prądu anodowego LK RE 154 (Telefunken), proporcjonalne a) do prądu i PS₁, lub PS₂, 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^o) (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 pętli typu II i V.

Znaczenia:

- o. zimny — olej tłumiący w temp. pokojowej;
- o. gorący — olej maksymalnie ogrzany przez uzwojenie magnesów oscylografu;
- ξ — 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 (α), 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.

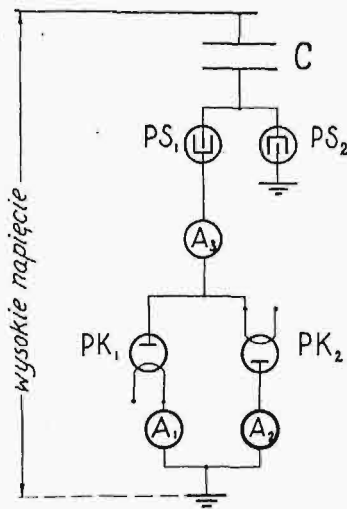
5. *Sprawdzenie jednostronności działania PS.* Układ do sprawdzenia, czy nie zachodzą okresy wspólnego działania PS, przedstawiony na rys. 20, nie wymaga objaśnień. Jego cecha istotna polega na rozdzieleniu prądów obu kierunków, gdyby takie prądy płynęły przez PS (PS₁ na rys. 20).

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, opisany 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-

^o) 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.

PS₁, PS₂ — elementy badanego UPS,

PK₁, PK₂ — elementy układu pomiarowego.

Baterię kenotronu z gałęzi zerowej wybrano o b. małych wymiarach¹⁰⁾ i umieszczono w dużej odległości od ziemi. Miało to na celu niezwiększenie C_k . Częstotliwość wyładowań relaksacyjnych wyznaczano, oscylografując ich prąd przy pomocy amplifikatora, współpracującego z pętlą typu II.

b. Dokładność określenia uchybów prądowych $\Delta_I I_0$ i $\Delta_e I_0$.

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 ($\Delta_I I_0$) otrzymywano z obliczenia, posługując się wzorem:

$$\Delta_I I_0 = -I(C + C_k)(V_{01} + V_{02}).$$

Wobec tego uchyb graniczny określenia $\Delta_I I_0$ był równy

$$\pm \frac{\delta(\Delta_I I_0)}{\Delta_I I_0} = \frac{\Delta(V_{01} + V_{02})}{V_{01} + V_{02}} + \frac{\Delta(C + C_k)}{C + C_k} + \frac{\Delta f}{f}.$$

Uchyb eksperymentalny prądowy UPS ($\Delta_e I_0$) otrzymywano z odczytu wskazania galwanometru lub mikroamperomierza. Wobec stosowania UPK, jako układu określającego $I_0 (= 2fCU_m)$, uchyby graniczne dodatni i ujemny ($\pm \delta(\Delta_e I_0)$) różniły się wielkością. Pierwszy był równy $+\Delta\alpha$ (α — odczyt miernika), drugi ($-\Delta\alpha - \Delta I_0$) gdzie ΔI_0 oznacza uchyb UPK, wywołany istnieniem C_k i $\frac{1}{R_k}$. Niestąłość C i f , lub niedokładność ich pomiaru nie grały roli.

Każda z wielkości $\frac{\delta(\Delta_I I_0)}{\Delta_I I_0}$ i $\frac{\delta(\Delta_e I_0)}{\Delta_e I_0}$ jest utworzona przez uchyby składowe, które będą rozpatrzone kolejno.

¹⁰⁾ Postępowanie dopuszczalne, gdyż zmiana prądu zarzenia kenotronu nawet o połowę wywoływała uchyb tylko 0,6 V przy określeniu charakterystyki statycznej PS.

1. Dokładność określenia $V_{01} + V_{02}$. 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_s podczas określania charakterystyki LK A 141;
- b) — miliamperomierza, mierzącego prąd anodowy i_a LK;
- c) — odczytu napięć V_{01} i V_{02} z charakterystyki LK;
- d) — odczytu V_{01} i V_{02} z OS;
- e) — określenia skali prądowej OS;
- f) — wywołany niestąłością charakterystyki LK.

Uchyby a)÷f) określano bądź bezpośrednio w jednostkach napięcia siatki u_s (a), c), e)), bądź w jednostkach prądu anodowego i_a LK, przyczem przechodzono 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 ($u_s = 3,2 - 0,5$ woltów), która b. mało odbiegała od przeciętnej. Ważny dla przejścia od przyrostów prądu i_a do przyrostów napięcia u_s , współczynnik $\frac{dV_s}{dI_a}$ wynosił okragło 1 i 2 wolt/miliamper, odpowiednio dla $u_s = 0,5$ 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 $5,8 + 0,85 \approx 6,7\%$, a całkowity uchyb określenia $V_{01} + V_{02}$ na $5,8 + 6,7 = 12,5\%$.

3. Dokładność określenia $C + C_k$. Dzięki stosowaniu trzech metod pomiarowych, wyznaczono stosunkowo wąskie granice dla $C + C_k$. Np. gdy $C + C_k$ wynosiło (w μF):

$$75 \div 56,2 \text{ (metoda dzielnikowa),}$$

$$69,4 \div 60,4 \text{ (metoda mostkowa),}$$

$$67,1 \div 55,1 \text{ (metoda prostownikowa),}$$

można było przyjąć, że $C + C_k = (63,7 \pm 3,3) \mu\text{F}$ [granice $67,1 \div 60,4$]. Powyższy sposób obliczania granic ma w tym przypadku duże znaczenie, ponieważ uchyby graniczne metody prostownikowej i mostkowej są asymetryczne (np. $57,0 + 10,1$ i $-1,9 \mu\text{F}$).

Dokładność poszczególnych metod pomiaru $C + C_k$ omówimy pokolei.

Metoda dzielnikowa. Wielkości, określające dokładność są:

a) Uchyb określenia napięcia na C_k , równy liczbowo uchybowi określenia $V_{01} + V_{02}$ (patrz wyżej), czyli 12,5%.

b) Uchyb pomiaru C (t. j. pojemności wysokonapięciowej DP, złożonego z C i C_k). Wobec stosowania meto-

dy prostownikowej do wyznaczenia C ($I' = 2fC U_m$), 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 $\pm 1 \mu F$ dla pojemności od 0 do $70 \mu F$, $\pm 10 \mu F$ — dla $240 \mu F$ oraz $\pm 38 \mu F$ — dla $1100 \div 2500 \mu F$.

b) Uchyb określenia pojemności, utworzonej przez doprowadzenie do mostka od C_k i ziemię, okazał się zawarty w granicach $0 \div -5 \mu F$.

W związku z powyższym, całkowity uchyb metody mostkowej w przypadkach, w których znalazła zastosowanie (pomiar $62,4$ oraz $1180 \mu F$), wynosił $\mp \frac{7}{2}$ i $\mp \frac{43}{38} \mu F$.

Metoda prostownikowa. Dla przykładu podaję obliczenie uchybu granicznego ([13], [15]) dla przypadku, gdy C_k wynosiło $57,0 \mu F$.

$$+100 \frac{\Delta C_k}{C_k} = 100 \cdot \left(\frac{\Delta f}{f} + \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta U_m}{U_m} \right) = 0,5 + 2 + 0,85 \approx 3,4\%$$

$$-100 \frac{\Delta C_k}{C_k} = 100 \cdot \left(\frac{\Delta f}{f} + \frac{\Delta I}{I} + \frac{2(C+C_k)u_{km}f}{I} + \frac{u_{km}}{2R_k I} + \frac{\Delta U_m}{U_m} \right) =$$

$$= 0,5 + 2,0 + 100 \frac{2(57 + 440) \cdot 10^{-12} \cdot 0,67 \cdot 50}{0,656 \cdot 10^{-6}} +$$

$$+ 100 \frac{0,67}{2 \cdot 114 \cdot 10^6 \cdot 0,656 \cdot 10^{-6}} + 0,85 =$$

$$= 0,5 + 2,0 + 5,1 + 0,45 + 0,85 = 8,9\%.$$

Graniczny uchyb ujemny należy ponadto zwiększyć o $5 \mu F$ (porównaj metoda mostkowa b)), wobec tego wynik pomiaru C_k może być napisany pod postacią $57 \pm 10,1$ — $1,9 \mu F$.

Wyniki wszystkich pomiarów $C + C_k$ umieszczono w tablicach I–V (cz. B, 2, d). Po uwzględnieniu innych składowych $\left(100 \frac{\Delta f}{f} = 0,5\% \right)$ uchybu granicznego określenia $\Delta_i I_0$,

górna granica $100 \frac{\delta(\Delta_i I_0)}{\Delta_i I_0}$ 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 ΔI_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 $0,86 \pm 0,04 \mu A$).

¹¹⁾ 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 $\Delta_i I_0$ 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 $\Delta_i I_0$, 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. Jeśli za cel badań ilościowych wziąć określenie dokładności, z jaką teoria UPS wyznacza wielkość I_0 , to uchyb stosunkowy sprawdzenia, jako odniesiony do całkowitego prądu $I_0 (= 2CfU_m)$, byłby dużo mniejszy. Jeśli na przykład $\Delta I_0 = 0,81 \pm 0,15 \mu A$, to uchyb odniesiony do ΔI_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].

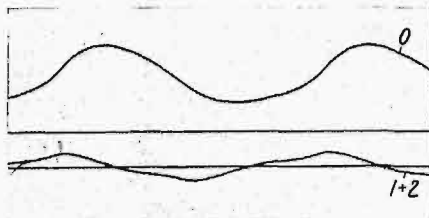
Z zastosowanych w niniejszej pracy PS najlepsze okazały się Ph 1091. Z 4 egzemplarzy, dostarczonych przez firmę, współdziałanie dwóch (Nr. 2 i 4) w stosowanym zakresie napięć okazało się bez zarzutu. Tylko jeden PS (Nr. 1)

nie nadawał się do współpracy z żadnym innym. Ponadto czasami można było obserwować zjawianie się normalnej współpracy PS Nr. 2 i 4 dopiero po $1 \div 2$ 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 anod¹²⁾ 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 $21 \mu A$ (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.

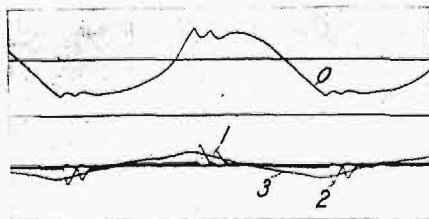
b. Wyniki jakościowe.

Rys. od 21 do 35 przedstawiają OS napięcia $v, u_k = \varphi(t)$ (krzywa 0), prądu dopływającego do PS₁ lub PS₂ (krzywe 1 i 2) i prądu $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ (krzywa 3), czyli nieprostowanego prądu pojemnościowego. OS oznaczone cyfra-



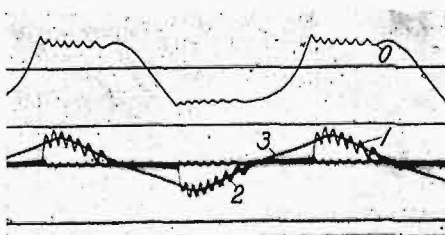
Rys. 21.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu F$, $U_m < 3$ kV. Pętla V. (0 — krzywa $v, u_k = \varphi(t)$, 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających z obu PS).



Rys. 22.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu F$, $U_m = 3,62$ kV. Pętla V. (0 — krzywa $v, u_k = \varphi(t)$, 1, 2 — krzywe prądów dopływających do PS₁ i PS₂, 3 — krzywa $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$).



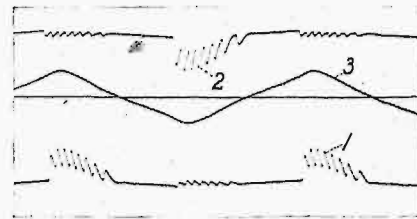
Rys. 23.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu F$, $U_m = 9,06$ kV. Pętla V.

¹²⁾ RGN 1500 posiada 2 anody i 1 katodę.

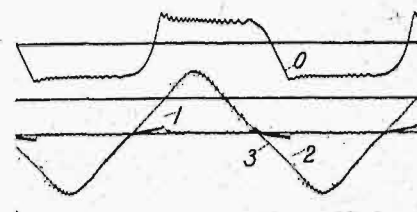
mi 1 + 2 przedstawiają prąd, jaki dopływa do obu PS (sumę rzędnych OS 1 i 2). Krzywe prądów 1, 2, 3 na OS nakładają się na siebie; aby uwidocznąć, jakie części OS należą do tych samych krzywych, przesunięto je względem siebie na oddzielnym OS (rys. 24, odpowiadający rys. 23).

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-



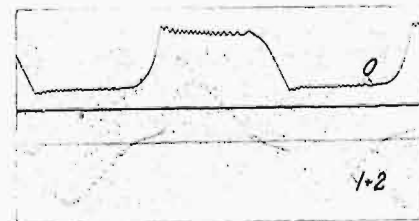
Rys. 24.

Jak rys. 23 (różnica: krzywe 1, 2 i 3 rozsunięte).



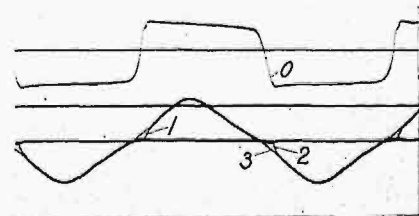
Rys. 25.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu F$, $U_m = 23,5$ kV. Pętla V.



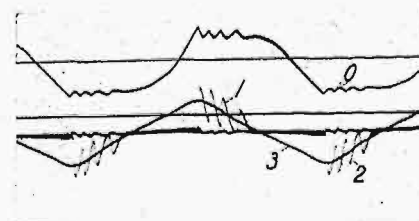
Rys. 26.

Jak rys. 25 (różnica: zamiast krzywych 1 i 2, ich suma 1+2).



Rys. 27.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu F$, $U_m = 94,2$ kV. Pętla V.

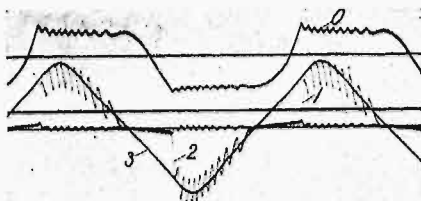


Rys. 28.

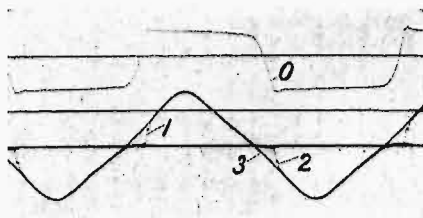
Ph 1091, $C + C_k = 115,1 \mu F$, $U_m = 9,06$ kV. Pętla V.

ny 2,1 mA). Na większości OS również na krzywych prądu zaznaczona jest oś (prąd = 0).

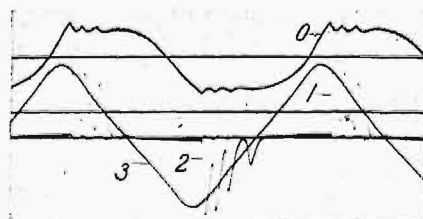
Głównego materiału do rozważań jakościowych dostarczyły prostowniki Ph 1091. Rozważania te są oparte na rys. od 21 do 35, uszeregowanych według wielkości $C + C_k$ (63,7, 115,1, 302, 1200, 2505 μF). Dla każdej pojemności C_k podane są OS dla różnych wielkości U_m (3,62, 9,06, 23,5, 94,2 kV). OS wykonywano również dla $U_m = 47,1$ i 188 kV;



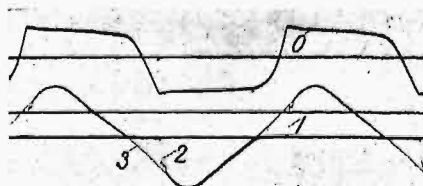
Rys. 29.
Ph 1091, $C + C_k = 115,1 \mu\text{F}$, $U_m = 23,5$ kV. Pętla V.



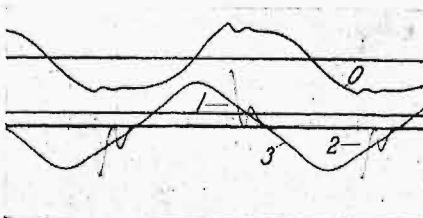
Rys. 30.
Ph 1091, $C + C_k = 115,1 \mu\text{F}$, $U_m = 94,2$ kV. Pętla V.



Rys. 31.
Ph 1091, $C + C_k = 302 \mu\text{F}$, $U_m = 23,5$ kV. Pętla V.



Rys. 32.
Ph 1091, $C + C_k = 302 \mu\text{F}$, $U_m = 94,2$ kV. Pętla V.

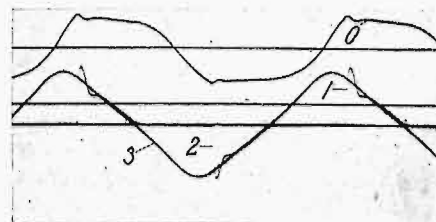


Rys. 33.
Ph 1091, $C + C_k = 1200 \mu\text{F}$, $U_m = 79,6$ kV. Pętla V.

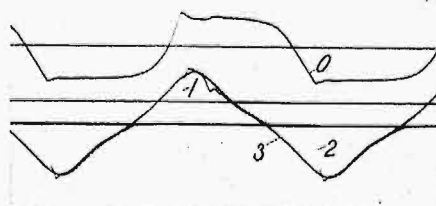
przyczyną niereprodukowania ich jest nieznaczna różnica między niemi, a OS dla $U_m = 94,2$ kV, przejawiająca się tylko w przesunięciu chwili zapłonu. Oprócz tego nie zamieszczono OS dla tych wartości U_m dla których PS nie były czynne (uchyb $\Delta_e U_m$ większy od U_m). Dla tych przypadków przebieg napięcia v , $u_k = \varphi(t)$ jest analogiczny do przedstawionego na rys. 21¹³⁾.

OS pozwalają sprawdzić następujące wnioski natury jakościowej, które można wyciągnąć z teorii ogólnej UPS.

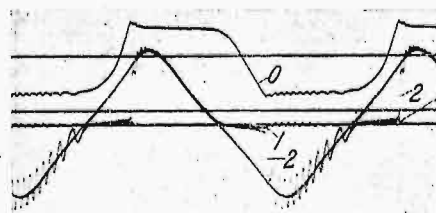
1. Zgodnie z założeniem, umożliwiającym stosowanie teorii UPS, prostowniki działają tylko w kierunku właściwym: okresy jednoczesnego działania nie występują. Wnioskowi powyższemu pozornie przeczy przebieg krzywych 1 i 2 na OS w czasie, w którym powinien występować pojemnościowy rozkład napięć. Sprzeczność zanika, gdy się uwzględni, że, zgodnie z teorią UPS, OS przedstawia właściwie nie sam prąd skrośny PS (1), 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, $C + C_k = 1200 \mu\text{F}$, $U_m = 94,2$ kV. Pętla V
(rys. prawie taki sam, jak dla $C + C_k = 2505 \mu\text{F}$,
 $U_m = 188$ kV).



Rys. 35.
Ph 1091, $C + C_k = 1200 \mu\text{F}$, $U_m = 188$ kV. Pętla V.



Rys. 36.
Ph 1091, $C + C_k = 115,1 \mu\text{F}$, $U_m = 23,5$ kV, PS₂ czynny w obie strony (0 — krzywa v , $u_k = \varphi(t)$, 1, 2 — krzywe prądów dopływających do PS₁ i PS₂). Pętla V.

¹³⁾ Nierówne 90° przesunięcie między krzywymi 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 $u = \text{konst.} \cdot \xi(t)$ (dla danego C_h).

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 zgaszeń 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:

$$(i - i_{sz}) + i_{sz} = C \frac{du}{dt} - (C + C_k) \frac{d(v - v_{sz})}{dt} - (C + C_k) \frac{dv_{sz}}{dt}$$

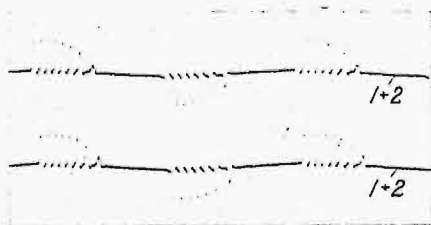
(v_{sz} — składowa szybkozmienna v).

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. Krzywym tym odpowiadają: górnej $C = 2,76 \mu\text{F}$, dolnej $C = 4,56 \mu\text{F}$, 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).

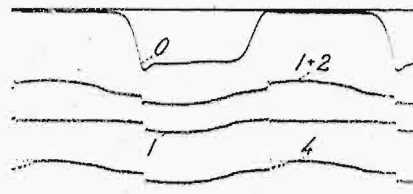
OS dotychczas omówione odnosiły się do przebiegów wysokiego napięcia ($u = \varphi(t)$) niedużo odbiegających od sinusoidy (o charakterze tych przebiegów świadczą uwidocznione na zdjęciach krzywe $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$). Dla sprawdzenia



Rys. 37.

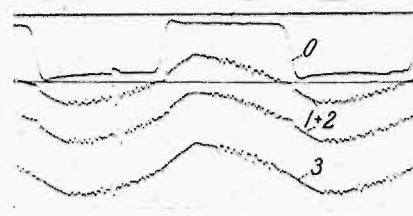
Ph 1091, krzywa górna $C = 2,76 \mu\text{F}$, krzywa dolna $C = 4,56 \mu\text{F}$. Dla obu krzywych $C_k \approx 64 \mu\text{F}$ oraz przebieg $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$ jest jednakowy (1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do PS₁ i PS₂). Zdjęcie wykonane przy pomocy pętli typu II.

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 ¹⁴⁾.



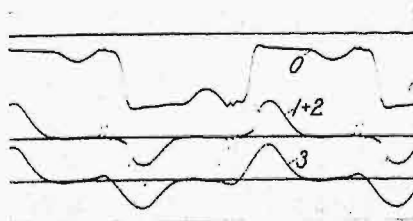
Rys. 38.

RGN 1500, $C + C_k = 59,3 \mu\text{F}$, $U_m = 34,0 \text{ kV}$ (0 — krzywa u , $u_k = \varphi(t)$, 1 — krzywa prądu dopływającego do PS₁, 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do PS₁ i PS₂, 4 — krzywa prądu, gdy działa tylko PS₁ (nie prostując)). Krzywe 1 + 2, 1, 4 zdjęto przy pomocy pętli typu II.



Rys. 39.

Ph 1091, $C + C_k = 65,5 \mu\text{F}$, $U_m = 105 \text{ kV}$, wyładowania na izolatorze przepustowym, krzywa $u = \varphi(t)$ wielowierzchołkowa (0 — krzywa u , $u_k = \varphi(t)$, 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do PS₁ i PS₂, 3 — krzywa $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$). Krzywe 1 + 2, 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II.



Rys. 40.

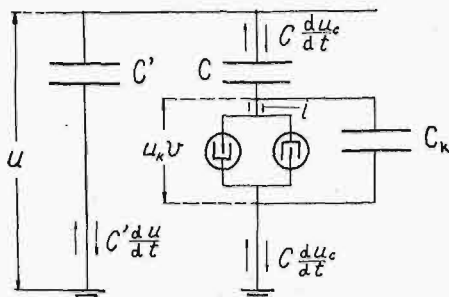
Ph 1091, $C + C_k = 65,5 \mu\text{F}$, $U_m = 23 \text{ kV}$, krzywa $u = \varphi(t)$ wielowierzchołkowa (0 — krzywa u , $u_k = \varphi(t)$, 1 + 2 — krzywa sumy prądów dopływających do PS₁ i PS₂, 3 — krzywa $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$). Krzywe 1 + 2, 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II.

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.

¹⁴⁾ 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.

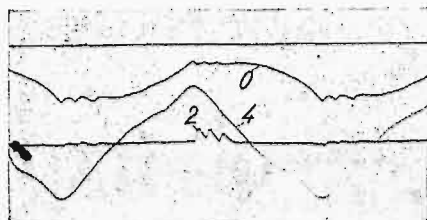
c. Analiza wyników jakościowych.

Szereg OS $i = \varphi(t)$ z rys. 21—35 charakteryzuje się nałożeniem szybkozmiennych oscylacji (ząbków) 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.

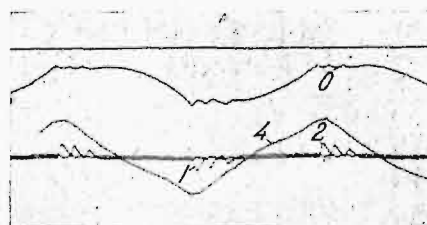
pokazujący wielkości zdjęte na OS z rys. 42 i 43.



Rys. 42.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$, $U_m = 5,8 \text{ kV}$ (0 — krzywa v , $u_k = \varphi(t)$, 2 — krzywa prądu dopływającego do PS₂, 4 — krzywa $C' \frac{du}{dt} = \varphi(t)$, zdjęta w czasie czynności UPS).

Pętla V.



Rys. 43.

Ph 1091, $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$, $U_m = 5,8 \text{ kV}$ (0 — krzywa v , $u_k = \varphi(t)$, 1, 2 — krzywe prądów dopływających do PS₁ i PS₂, 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. 43¹⁵⁾ — 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 równolegle do niego połączonych pojemności jest duży (np. 1000:3).

¹⁵⁾ Na rys. 42 i 43 krzywe 0 i 4 są zdjęte jednocześnie.

Wobec powyższego równanie zasadnicze UPS dla oscylacji można napisać pod postacią:

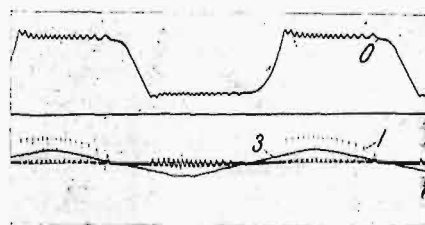
$$i_{sz} = -(C + C_k) \frac{dv_{sz}}{dt}$$

(v_{sz} , i_{sz} — szybkozmiennne 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 odwzorowaniem 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 .

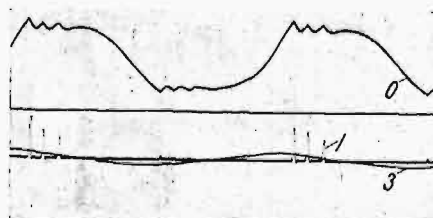
Np. OS prądów i i $C \frac{du}{dt}$ z rys. 44, zdjęte pętlą II, odpowiadają OS z rys. 25, zdjętą pętlą V; podobnie rys. 45 odpowiada rys. 31. O rzeczywistym przebiegu krzywych v , $u_k = \varphi(t)$ dają pojęcie rys. 46 i 47, odpowiadające rys. 44 i 45. Z rys. 44 i 45 widać, że chwilowe wartości i są dużo większe, niż wartości $C \frac{du}{dt}$ i że wobec tego i_{sz} bardzo odbiega od sinusoidy¹⁶⁾.

Dokładna analiza OS prądu, wykonanych przy pomocy pętlicy II, wykazuje, że przebieg „oscylacji” można opisać, jako szereg kolejnych zapłonów i zgaseń 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, $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$, $U_m = 23,5 \text{ kV}$. (0 — krzywa v , $u_k = \varphi(t)$, 1 — krzywa prądu dopływającego do PS₁, 3 — krzywa $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$).

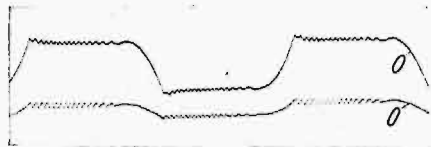


Rys. 45.

odpowiada rys. 31 z tą różnicą, że krzywe 1 i 3 zdjęto przy pomocy pętli typu II. Ph 1091, $C + C_k = 302 \mu\text{F}$, $U_m = 23,5 \text{ kV}$ (0 — krzywa v , $u_k = \varphi(t)$, 1 — krzywa prądu dopływającego do PS₁, 3 — krzywa $C \frac{du}{dt} = \varphi(t)$).

¹⁶⁾ Detekcja widoczna na OS prądu z rys. 29 i 31 staje się wobec tego zrozumiała (detekcja AK 2RE 154, wywołana powstaniem prądu siatki).

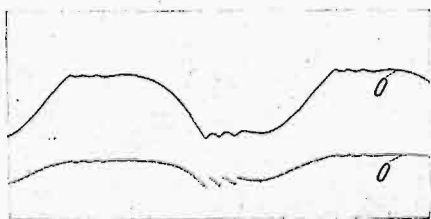
powiedzianem w rozważaniach teoretycznych (cz. A, 2, a), zachodzącym, gdy zgaszenie następuje dla b. dużych wartości $C \frac{du}{dt}$. Z drugiej strony przebieg u , i odpowiada wyładowaniom relaksacyjnym, występującym w układach, jak na rys. 48 i polegającym na perodycznym ładowaniu kondensatora C_k przez opór (prądem zasilającym i_z) i wyładowywaniu go przez element świetlający 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 u , $i_k = \varphi(t)$).

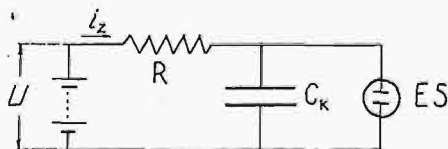
między przypadkiem zachodzącym w UPS, a przypadkiem z rys. 48 polega na tym, że rolę U gra w UPS u , rolę $R — C$, rolę ES — PS₁ i PS₂ na zmianę. Zachodzi tu nowe, nieopisane dotychczas zjawisko, które nazwiemy wyładowaniami relaksacyjnymi przy zasilaniu pojemnościowym (WRP), w odróżnieniu od zwykłych 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 u , $i_k = \varphi(t)$).

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 zbadany¹⁷⁾; 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 $u = \varphi(t)$ w okresie między zapłonem a zgaszeniem (początkiem i końcem działania

¹⁷⁾ Przyczyny występowania WRP, niewątpliwie takie same, jak przyczyny występowania WRO, nie będą rozpatrywane w niniejszej pracy. Odnosna literatura, patrz praca [40].

PS w danym półokresie¹⁸⁾). 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 WRP¹⁹⁾.

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 $\frac{1}{2}$ okresie¹⁸⁾, 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 przekształceniach²⁰⁾ powyższy ładunek wyniesie:

$$Q = 2 C U_m - (C + C_k) \cdot 2 V_0^{21)}$$

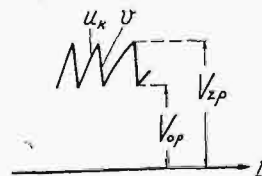
Do ostatniego wzoru doprowadza również sposób a); wskazuje to na równouprawnienie obu sposobów.

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 , $u_v = \varphi(t)$ podczas WRP.

¹⁸⁾ W następujących rozważaniach granicę półokresu są tak wybrane, że w ciągu półokresu płynie tylko prąd danego PS.

¹⁹⁾ 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.

²⁰⁾ Podstawienie:

$$C(u_{z(p+1)} - u_{op}) = (C + C_k)(V_{z(p+1)} - V_{op}).$$

²¹⁾ 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 pętla typu V. Wzmiankowane OS nadają się lepiej do wyciągnięcia wniosku 4²²⁾, niż OS zdjęte pętla typu II, oddającą prawidłowo prądy o dużych częstotliwościach. Inne wnioski (1, 2, 3, cz. B, 2b) można równie łatwo otrzymać z OS zdjętych pętla 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 ($C = 2,76 \mu\text{F}$). 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 $C = 4,56 \mu\text{F}$, 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, $C + C_k = 63,7 \mu\text{F}$, $C = 2,76 \mu\text{F}$ (UPSP)

U_m	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	94,2	188
I_0 ²³⁾	μA	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
$\Delta_t I_0$	μA	$0,94 \pm 0,17$	$0,84 \pm 0,15$	$0,81 \pm 0,15$	$0,87 \pm 0,16$	$0,84 \pm 0,15$	$0,83 \pm 0,15$
$\Delta_e I_0$	μA	$0,84 \pm 0,07$ $-0,02$	$0,87 \pm 0,08$ $-0,02$	$0,89 \pm 0,09$ $-0,02$	$0,91 \pm 0,10$ $-0,02$	$0,96 \pm 0,11$ $-0,02$	$0,96 \pm 0,12$ $-0,02$
Uchyb dodatkowy				?		?	?
OS na rys.		22	23	25	—	27	—

Tablica II.

Ph 1091, $C + C_k = 115,1 \mu\text{F}$, $C = 2,76 \mu\text{F}$.

U_m	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	94,2	188
I_0	μA		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
$\Delta_t I_0$	μA		$1,55 \pm 0,24$	$1,67 \pm 0,26$	$1,57 \pm 0,25$	$1,53 \pm 0,24$	$1,41 \pm 0,22$
$\Delta_e I_0$	μA		$1,67 \pm 0,09$ $-0,03$	$1,66 \pm 0,10$ $-0,03$	$1,66 \pm 0,11$ $-0,03$	$1,65 \pm 0,12$ $-0,03$	$1,67 \pm 0,13$ $-0,03$
Uchyb dodatkowy							?
OS na rys.			28	29	—	30	—

Tablica III.

Ph 1091. $C + C_k = 302 \mu\text{F}$.

U_m	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	94,2	188
I_0	μA			6,5	13	26	52
$V_{01} + V_{02}$	V			270	278	266	246
$\Delta_t U_m$	kV			14,7	15,2	14,5	13,7
$\Delta_e U_m$	kV			15,5	15,1	14,3	13,3
$\Delta_t I_0$	μA			$4,07 \pm 0,70$	$4,19 \pm 0,72$	$4,01 \pm 0,69$	$3,78 \pm 0,65$
$\Delta_e I_0$	μA			$4,27 \pm 0,16$ $-0,09$	$4,16 \pm 0,16$ $-0,08$	$3,95 \pm 0,16$ $-0,08$	$3,68 \pm 0,17$ $-0,07$
Uchyb dodatkowy						?	?
OS na rys.				31	—	32	—

²²⁾ Wymagane przez rozumowanie usunięcie drgań dużej częstotliwości jest w tym przypadku częściowo wykonane przez sam oscylograf.

²³⁾ Wartości I_0 zaokrąglone.

Tablica IV.
Ph 1091, $C + C_k = 1200 \mu\text{F}$.

U_m	kV	3,62	9,06	23,5	79,6	94,2	188
I_0	μA	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	UPS nieczynny			64,4	62,6	60,4
$\Delta_t I_0$	μA				$16,6 \pm 2,3$	$15,8 \pm 2,2$	$15,4 \pm 2,2$
$\Delta_e I_0$	μA				$17,8 + 0,3$ $- 0,2$	$17,3 + 0,3$ $- 0,2$	$16,7 + 0,3$ $- 0,2$
Uchyb dodatkowy						?	?
OS na rys.					33	34	35

Tablica V.
Ph 1091, $C + C_k = 2505 \mu\text{F}$.

U_m	kV	3,62	9,06	23,5	47,1	152	188
I_0	μA	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	UPS nieczynny				124	124
$\Delta_t I_0$	μA					$34,4 \pm 4,7$	$33,3 \pm 4,5$
$\Delta_e I_0$	μA					$34,4 + 1,8$ $- 1,7$	$34,3 + 1,8$ $- 1,7$
Uchyb dodatkowy						?	?
OS na rys.						—	—

por. rys. 34.

Tablica VI.
RGN 1500, $C + C_k = 59,3 \mu\text{F}$.

U_m	kV	4,71	13,0	34,0	40,9	62,6
I_0	μA	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
$\Delta_t I_0$	μA	$1,02 \pm 0,17$	$1,05 \pm 0,17$	—	$1,00 \pm 0,16$	$1,03 \pm 0,17$
$\Delta_e I_0$	μA	$1,17 + 0,07$ $- 0,02$	$1,28 + 0,09$ $- 0,03$	—	$1,36 + 0,11$ $- 0,03$	$1,36 + 0,11$ $- 0,03$
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 (Δ_t) i eksperymentalny (Δ_e). Uchyby $\Delta_t I_0$ nie zawierają składników, wywołanych istnieniem przewodności powierzchniowej i skrośnej ($\frac{1}{R_k}$) 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 $\frac{V_n}{2R_k} = \frac{135}{2 \cdot 10^{12}} \text{ A} = 0,00007 \mu\text{A}$; dla układu z RGN 1500 — od $\frac{170}{2 \cdot 10^{10}} \text{ A} = 0,004 \mu\text{A}$).

W rubryce zatytułowanej „uchyb dodatkowy” wyróżniono znakiem zapytania (?) te przypadki, w których określenie $\Delta_t I_0$ mogło być obciążone niepomijalnym uchybem dodatkowym (zgłoszenie 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 zgłoszeń równoczesnych, niż wtedy, gdy zgłoszenia są nierównoczesne. Wskazuje to na małą rolę, jaką gra zjawisko zgłoszenia nierównoczesnego.

4. Odchylenia V_0 od wartości stałej są nieznaczne²⁴⁾.

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.

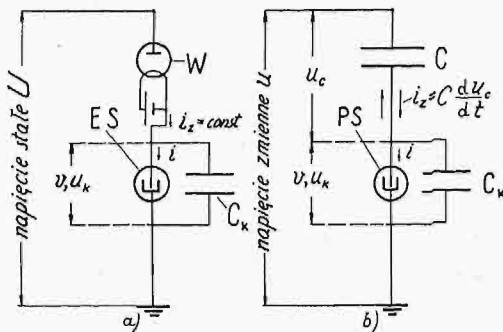
Wnioski 1 — 4 pozwalają na stosowanie wzoru teorii ogólnej UPS: $I = 2/3 C U_m - (V_{01} + V_{02}) / (C + C_k)$ ze stałymi V_{01} i V_{02} , jako podstawy do rozważań konstrukcyjnych. Przybliżona stałość $V_{01} + V_{02}$ wymaga jednak omówienia, któremu będzie poświęcona część następnego rozdziału.

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]²⁵⁾). 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 — lampka katodowa nasyczona, 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 UWRO²⁶⁾. Było to u motywowane dwoma względami: a) należało mieć materiał porównawczy dla zastosowanych w UPS prostowników Ph 1091 i RGN 1500; b) WRO dla prądów i_z rzędu $0,5 \div 50 \mu A$ i pojemności C_k rzędu kilkudziesięciu \div kilkuset μF były dotychczas b. mało badane (tylko prace [19] i [35]).

a. Przyczyny przybliżonej stałości V_0 .

Przybliżona stałość V_0 (granice zmienności dla Ph 1091²⁷⁾ ok. 21 V) jest ważnym czynnikiem, uwzględnionym przy konstrukcji UPSP (przesunięcie skali mikroampero-

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 wytłumaczenia 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: α . gdy zgaszenie jest poprzedzone wyładowaniami relaksacyjnymi; β . gdy zgaszenie jest poprzedzone wyładowaniem ciągłym, bez WR.

Warunki występowania przypadków α i β 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 β .

Rys. 51 pozwala również uczynić pewne przypuszczenia, tłumaczące stałość V_0 . Najpierw będzie rozpatrzony przypadek β . 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 CHS²⁸⁾. Jeśli przypuszczenie to jest słuszne, to wielkość V_0 powinna być stała we wszystkich przypadkach β , gdyż odpowiada ona stałej wielkości statycznego napięcia zapłonu.

W przypadku α 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 miałaby 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 α i β 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-

²⁴⁾ Okoliczność ta umożliwiła sprawdzenie wniosku 2 (cz. B, 2b).

²⁵⁾ Czytelnika niezaznajomionego z własnościami WRO odsyłam do mojej pracy [40], która może stanowić wstęp do niniejszego rozdziału.

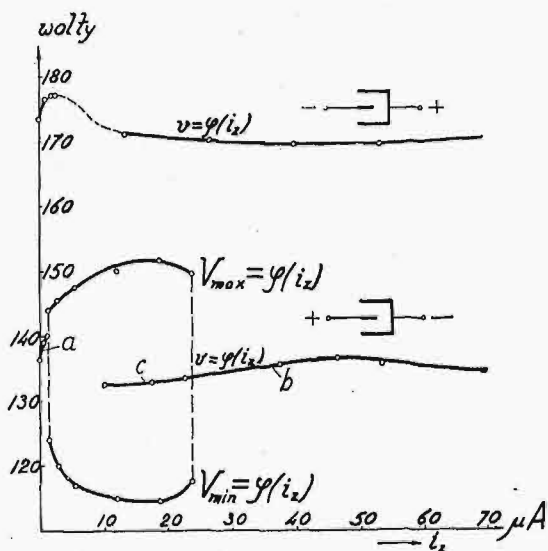
²⁶⁾ Od tego miejsca pod nazwą UWRO będzie rozumiany UWRO Geffckena.

²⁷⁾ W rozumowaniach poniższych prostowniki RGN 1500 naogół nie będą uwzględniane, jako mało zbadane podczas niniejszej pracy.

²⁸⁾ 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.

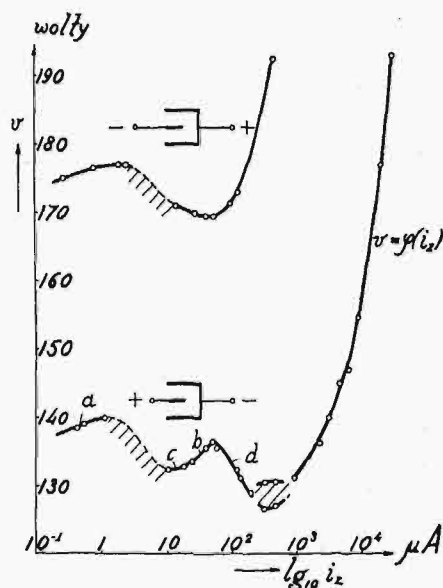
chodzi również dla typów PS innych, niż Ph 1091. Przeczącą odpowiedź na powyższe pytanie dają badania w UWRO dla RGN 1500. Krzywa $V_{min} = \varphi(i_z)$ dla tych PS (rys. 15 w pracy [40]) wskazuje, że zakres zmienności V_0 w UPS powinien być rzędu 65 V. Niestety, wielkość tego zakresu w UPS nie dała się sprawdzić doświadczalnie, gdyż prostowniki RGN 1500 działały w UPS bez WRP (duża elektroda — katoda) ²⁰⁾.

Zależność V_0 od czasu może być dwojaka: albo V_0 zmienia się od okresu do okresu wskutek niestalości własności PS, albo zmienia się wolno, w sposób ciągły w czasie. Badane PS (Ph 1091 i RGN 1500) były wolne od niestalości pierwszego rodzaju. Najlepszym tego dowodem jest ostrość krzywych na oscylogramach, reprodukowanych w niniejszej pracy. Aby uzyskać odpowiednią grubość linii ³⁰⁾, każdą krzywą zdejmowano 3 razy, przyczem zdjęcia wykonywano bądź w odstępach kilkusekundowych (kilkuset-okresowych), bądź dla okresów sąsiadujących z sobą. W tych warunkach każda niestalość 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 świecący: 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 ³¹⁾. W czasie między pomiarami mi-

przyczem znowu oddzielnie będą rozpatrzone przypadki α i β , w których zgaszanie 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, zgaszanie ³²⁾ jest poprzedzone skokiem prądu w PS. W drugim przypadku skok nie występuje (por. np. rys. 52 ³³⁾), a wyładowanie przed zgaszaniem (odpowiadające części a CHS) jest prawdopodobnie wyładowaniem bez ładunków przestrzennych, typowych dla wyładowania świetlającego (t. zw. wyładowaniem Townsenda [19], [35]).

Gdy zgaszanie jest poprzedzone przez WRP, może być ono zarówno równoczesne, jak spóźnione, lub przedwcześnie, w zależności od chwili wystąpienia ostatniego WR. Wiel-

²⁰⁾ Wobec tego przewidywany duży zakres zmienności V_0 nie stosuje się do danych w tablicy VI.

³⁰⁾ Oscylogramów z grubymi liniami używano prawie wyłącznie do reprodukcji; do określania $V_{01} + V_{02}$ wykonywano specjalne OS z cienkimi liniami.

³¹⁾ 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].

³²⁾ W niniejszej pracy pod nazwą „zgaszanie” rozumiane jest przejście prądu PS przez 0 („zgaszanie PS”). W literaturze wyładowań relaksacyjnych nazwa ta oznacza chwilę zniknięcia warunków umożliwiających wyładowanie świetlające („zgaszanie wyładowania świetlającego”).

³³⁾ 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 $\Delta I I_0$, 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 $\frac{dv}{dt} \left(= \frac{dv}{dt} \frac{dt}{dt} \right)$ 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 ($u = 94200 \sin \omega t$, $C + C_k = 63,7 \mu F$, $C = 2,76 \mu F$), 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 $\left(\frac{du}{dt} \right)_0$ założono równe $-C U_m \omega^2$. Przy uwzględnieniu tych danych otrzymuje się uchyb dodatkowy³⁴⁾ 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 $\left(= -128000 \frac{V}{\text{sek}} \right)$, 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

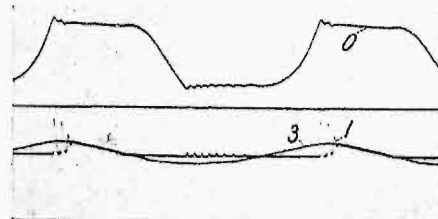
pomiarów w UWRO użyto zwykłych lamp świetlanych różnych typów (Tablica VII).

Tablica VII.

Kształt elektrod	Firma	Oznaczenie	Granice WR w μA
Płaski, litera 0	Osram	2—3 W, 111—124 V nap. zm. (I)	$0 \div 14,4$
Płaski, cyfra 1, przedzielone miką	"	3—5 W, 210—240 V (I)	$0 \div 41,4$
Spirale jednakowej długości	"	111—124 V, 2—3 nap. zm. 128	$0 \div 18,1$
Płytką kołową — płytką pierścieniową	"	100—115 V, Δ (Signal-Glimm-Lampe)	$0 \div 24,8$
Płytką kołową — walec	"	Zwerglampe 11 Δ	$0 \div 23,2$
Spiralki jednakowej długości	Philips	120 nap. zm. (XI)	$0 \div 21,0$
2 krzyże ażurowe	"	200 nap. zm. (4)	$0 \div 23,0$

Z tablicy VII widać, że zakres WR dla prądów rzędu $0 \div \text{ca. } 20 \mu A$ jest cechą wspólną dla elementów świetlanych różnych typów. Obserwacje oscylograficzne dla przypadku, gdy w UPS były włączone elementy świetlne, wymienione w tablicy VII³⁵⁾, 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 0³⁶⁾. Dla całości obrazu należy podać, że WR 2 i WR 3 można zaobserwować i w UPS (rys. 52 i rys. 53)³⁷⁾. Uwagi specjalnie na te formy WRP nie zwró-



Rys. 52.

Ph 1091, $C + C_k = 302 \mu F$, $U_m = 36,2$ kV. (0 — krzywa $u, u_k = \varphi(t)$, 1 — krzywa prądu dopływającego do PS, 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.

³⁵⁾ Elementy te oczywiście nie prostowały.

³⁶⁾ Przyczyny występowania WR 3 — patrz praca [40], str. 314.

³⁷⁾ 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 ξ z rys. 19 dla częstotliwości WR 2 i WR 3).

³⁴⁾ 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.

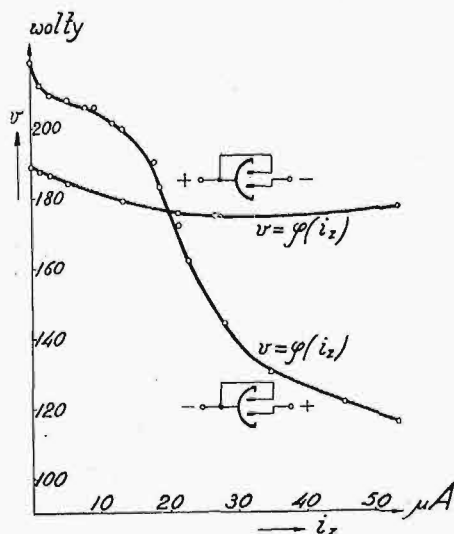
Ostatnim zagadnieniem, do wytłumaczenia którego mogą pomóc pomiary w UWRO, jest sprawa prawidłowego współdziałania PS w UPS. Już w założeniach leżących u podstawy teorii ogólnej UPS (cz. A, 1, b) uwzględniono, że takie współdziałanie jest możliwe tylko wtedy, gdy na-



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 PS₁ i PS₂). 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.

pięć 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 anodą³⁹). 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 graniu 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 $\left(1 + \frac{C_k}{C}\right)(V_{01} + V_{02})$. 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 odstepu elektrod) przez wielkość normalnego spadku katodowego, który w najlepszych warunkach jest równy ok. 60 V ([23], str. 351).

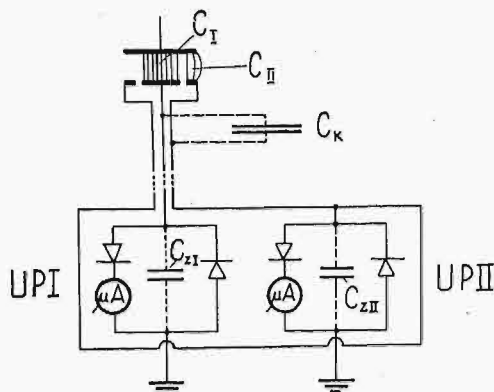
Wielkością, którą konstruktor dysponuje w dużym stopniu, jest natomiast stosunek $\frac{C_k}{C}$. Pierwszą drogą uzyskania małego uchybu $\Delta_e U_m$ jest danie dużego C . Zastępując np. PK przez PS w zwykłym UPK (odległość PK od C kilka m, doprowadzenie w osłonie, C_k rzędu 1000 μF) otrzymalibyśmy 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 μF , 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 $\left(1 + \frac{C_k}{C}\right)(V_{01} + V_{02})$ i uchyb dodatkowy, który może być wywołany zgazeniem 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.

³⁹) 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 zarzenia 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 wskazań 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 μ A). Kompensacja usuwała całkowicie uchyb UPK nawet dla $C_k = 50\,000\ \mu\text{F}$ (uchyb 5,5 μ 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.

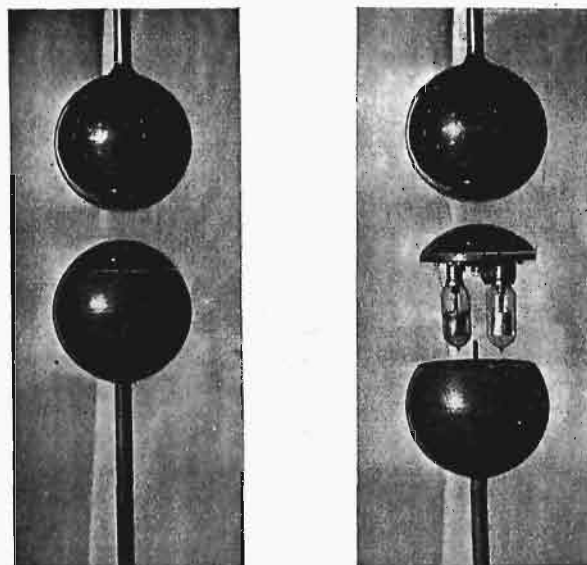
b. Zmniejszenie C_k drogą konstrukcyjną.

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 PS³⁰⁾. 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 μF . Dla tego układu uchyb pomiaru U_m przy stosowaniu Ph 1091 ($V_{01} + V_{02} \cong 270\text{ V}$) wynosił $\Delta_e U_m = \text{ca. } 3,25\text{ kV}$. 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 μF . 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 ($\Delta_e U_m = 3,25 \pm 0,22\text{ kV}$). 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 $\pm 0,22\text{ kV}$ ³⁰⁾.



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 μF ; odpowiedni kondensator jest stosunkowo niedrogi, a więc nadający się do laboratoriów przemysłowych). Uchyb $\Delta_e U_m$ dla UPSP, posiadającego C = 10 μF , 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

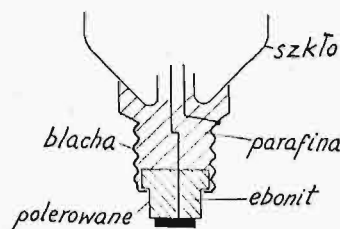
³⁰⁾ Zgłoszono zastrzeżenie w Urzędzie Patentowym R. P. (Nr. 43.677).

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].

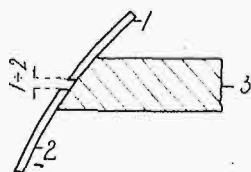
Oporność własna PS zależy w głównej mierze od konstrukcji PS i użytych materiałów izolacyjnych. Oporność tę badano kilkakrotnie dla zastosowanych w UPSP prostowników Ph 1091 Nr. 2 i 4, połączonych równolegle. Wynosiła ona

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 zmniejszenie 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.

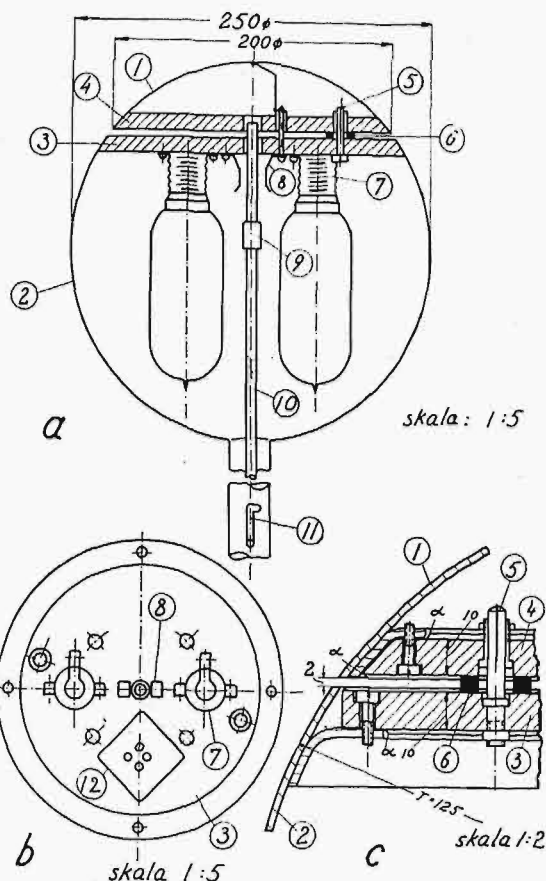
Powierzchnię szkła, która na rys. 57 styka się z parafiną, oczyszczono przed zalaniem, następnie wymyło alkoholem i PS suszono w ciągu 2 godzin w temperaturze 80°C. Po tej przeróbce łączna oporność Ph 1091 Nr. 2 i 4 była większa od 10⁶ MΩ i nie zmieniała się, co wykazały pomiary kontrolne, przeprowadzone 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 ciemności⁴⁰⁾, 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-

dzono jednak zmniejszenia R_k ($> 10^{12} \Omega$). Mimo to przewidziano możliwość pokrycia powierzchni ebonitu warstwą parafiny (patrz rys. 59, szczegół c, pierścień utrzymujący α) posiadającej ([44] rys. 153 i 154), jako materiał tłusty, niezwykłe 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 ziemioną osłoną tej okładziny. Zrezygnowano przytem ze zwykłej konstrukcji tego układu izolacyjnego (rys. 58), stosowa-



Rys. 59.

a) Przekrój ogólny przez elektrodę kondensatora C układu UPSP, zaprojektowanego przez autora. b) Widok części 3 od dołu (PS wykrecone). c) Szczegół, pokazujący rodzaj izolacji między częściami 1 i 2 (przekrój).

- okładzina C.
- osłona okładziny C.
- 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.
- płyta ebonitowa, służąca do połączenia części 1 i 2, przymocowana do części 1.
- pierścienki do utrzymywania parafiny.
- wtyczka sprężynująca, służąca do utrzymywania części 1.
- wkładka utrzymująca stały odstęp między płytami 3 i 4.
- oprawka do PS.
- kontakty zwieracza (Z_1 na rys. 15).
- walec metalowy, mogący zwierać kontakty 8.
- drażek ebonitowy, na którym osadzany jest walec 9.
- otwór w uchwycie części 2, pozwalający przesuwac drażek 10.
- 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.

⁴⁰⁾ Ponadto ciemność nie dopuszczała do znaczniejszych prądów fotoelektrycznych w PS ([28], str. 206).

wanej przez firmę Haefely i uprzednio przez autora niniejszej pracy. Pomiar wykazały, że kurz nagromadzający się szcześnie w szczeliny 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 spadała nawet do 16 MΩ. Nowa konstrukcja³⁰⁾ 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 μF).

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 zgazienia prostownika świetłacego).

Przewidywane odchylenia od powyższego wzoru mogą być wywołane: a) zgazieniami prostowników nierównocześnie z przejściem wysokiego napięcia przez maksimum, b) 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. Szczególne 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 jakościowe 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 ilościowe 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 zgazienia 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 . Drogę kompensacji C_k pominięto, jako mniej praktyczną. Dużą wielkość oporności izolacji C_k uzyskano przez specjalną konstrukcję trzonków i oprawek 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:

a) nie wymaga stosowania i sprawdzania źródeł prądu żarzenia,

b) 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. Drewnowskiemu, Kierownikowi wyżej wzmiankowanego Zakładu.