

PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY

ORGAN STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XIV.

1 Stycznia 1932 r.

Zeszyt 1.

Redaktor inż. WACŁAW PAWŁOWSKI

Warszawa, Czackiego 5, tel. 690-23.

BADANIE ROZKŁADU POLA ELEKTRYCZNEGO PRZY WYŁADOWANIACH NIEZUPEŁNYCH METODĄ KOMPENSACJI PIERWSZEJ HARMONICZNEJ.

Prof. K. Drewnowski, inż. S. Szpor.

1. Cel pracy.

Metody doświadczalne, używane do badania rozkładów pól elektrycznych, dzielą się na odchyłowe, mostkowe i kompensacyjne [1]*). Wspólną cechą tych metod jest umieszczenie w badanym polu sondy, połączonej zapomocą doprowadzenia z przyrządem pomiarowym.

Przy metodach odchyłowych nie można uniknąć uchybów z powodu odkształcania pola przez sondę, która znacznie zmienia potencjał badanego punktu pola, ponieważ oporności, występujące między sondą i elektrodami, są znacznie większe od oporności przyrządów pomiarowych nawet wielkościowych.

W metodach mostkowych [2], [3] i kompensacyjnych [4] sonda otrzymuje odpowiedni potencjał z mostka lub z układu kompensującego, a przyrząd zerowy, włączony między takim dodatkowym źródłem i sondą, pozwala sprawdzić, czy potencjał sondy jest równy potencjałowi rozpatrywanego punktu pola, istniejącemu przed włożeniem sondy. Wielkie znaczenie ma możliwość zastosowania osłony elektrostatycznej na doprowadzeniu, dzięki czemu unika się błędów, pochodzących ze sprzężeń doprowadzenia z otoczeniem.

Metoda kompensacyjna z układem zerowym bywa stosowana z powodzeniem przy niskich i wysokich napięciach prądu zmiennego, kiedy niema wyładowań w układach izolacyjnych badanych [1], [4]. Przy wyładowaniach powstają ładunki przestrzenne, z powodu których, nawet przy napięciu zasilającym sinusoidalnym, napięcie w rozpatrywanym punkcie pola, czyli napięcie kompensowane, przestaje być sinusoidalne. Wyższe harmoniczne napięcia kompensowanego nie pozwalają na doprowadzenie do zera przyrządu zerowego zapomocą regulacji tylko sinusoidalnego napięcia kompensującego.

Zupełną kompensację, czyli zgodność wartości chwilowych napięć kompensowanego i kompensującego, daje przy wyładowaniach metoda k

sacji automatycznej [5], [6], która pozwala na zupełne badanie rozkładów pól elektrycznych przy częstotliwościach małych, naprzykład zdejmowanie przebiegów czasowych, pomiary wartości maksymalnych i skutecznych. Metoda kompensacji automatycznej jest jednak stosunkowo złożona i przedstawia znaczne trudności przy opracowywaniu praktycznym.

Szukając metody możliwie prostej i łatwej w zastosowaniu praktycznym, opracowaliśmy metodę kompensacji ręcznej ze źródłem sinusoidalnego napięcia kompensującego. Ograniczyliśmy się więc do kompensacji i pomiaru tylko sinusoidy podstawowej (pierwszej harmonicznej) napięcia kompensowanego.

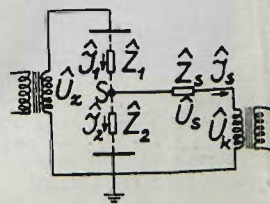
2. Zasada metody.

a) Kompensacja napięć sinusoidalnych.

Ogólny schemat metody kompensacyjnej jest pokazany na rys. 1. Napięcie kompensujące U_k przyłożone jest między sondą S a jedną z elektrod układu, zasilanego napięciem U_z . Ażeby sprawdzać zgodność napięcia kompensującego z pierwszą harmoniczną napięcia kompensowanego, włączono między sondą a transformatorem kompensującym układ pomiarowy, który będziemy nazywać *układem sprawdzania*. Napięcie na tym układzie wywołuje wskazanie przyrządu pomiarowego, którym kierujemy się, regulując napięcie kompensujące.

Dla określenia warunków czułości metody należy wyprowadzić zależność napięcia na układzie sprawdzania od innych wielkości.

Zajmiemy się tą zależnością najpierw dla przypadku, gdy napięcie zasilające ma przebieg sinusoidalny, a w układzie izolacyjnym badanym niema wyładowań. Rozpatrzmy układ oporności, przedstawiony na rys. 1, wprowadzając oznaczenia:



Rys. 1.

*) Liczby w nawiasach prostokątnych (pisane kursywą), odnoszą się do Literatury, podanej na końcu pracy.

- \hat{U}_z — napięcie zasilające,
 \hat{U}_p — napięcie w polu bez sondy, czyli napięcie kompensowane,
 \hat{U}_k — napięcie kompensujące,
 \hat{U}_s — napięcie na układzie sprawdzania,
 \hat{Z}_1, \hat{Z}_2 — oporności pozorne między sondą a elektrodami,
 \hat{Z}_s — oporność pozorna układu sprawdzania,
 \hat{I}_1, \hat{I}_2 — prądy między sondą a elektrodami,
 \hat{I}_s — prąd w układzie sprawdzania.

Oporności transformatorów zasilającego i kompensującego pomijamy, jako małe w porównaniu z opornościami \hat{Z}_1, \hat{Z}_2 .

Na podstawie praw Kirchhoff'a zestawiamy trzy równania z niewiadomymi prądami $\hat{I}_1, \hat{I}_2, \hat{I}_s$:

$$\begin{aligned}\hat{I}_1 \hat{Z}_1 + \hat{I}_2 \hat{Z}_2 &= \hat{U}_z, \\ \hat{I}_2 \hat{Z}_2 - \hat{I}_s \hat{Z}_s &= \hat{U}_k, \\ \hat{I}_1 - \hat{I}_2 - \hat{I}_s &= 0.\end{aligned}$$

Z tych równań określamy prąd \hat{I}_s :

$$\hat{I}_s = \frac{\frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \cdot \hat{U}_z - \hat{U}_k}{\frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} + \hat{Z}_s}.$$

Ponieważ napięcie kompensowane:

$$\hat{U}_p = \frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \hat{U}_z,$$

przeto $\hat{I}_s = \frac{\hat{U}_p - \hat{U}_k}{\frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} + \hat{Z}_s}$ (1)

A zatem poszukiwana zależność napięcia \hat{U}_s :

$$\hat{U}_s = \hat{Z}_s \hat{I}_s = \frac{\hat{U}_p - \hat{U}_k}{\frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} + \hat{Z}_s} = \frac{\hat{U}_p - \hat{U}_k}{\hat{k}}, \quad (2)$$

przyczem stosujemy oznaczenie:

$$\hat{k} = \frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2) \hat{Z}_s} + 1.$$

Oporność \hat{Z}_s jest zwykle mała w porównaniu z opornościami \hat{Z}_1, \hat{Z}_2 , wskutek czego można napisać w przybliżeniu:

$$\hat{k} = \frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2) \hat{Z}_s} \quad (3)$$

Wchylenie przyrządu pomiarowego w układzie sprawdzania zależy od modułu napięcia \hat{U}_s , który wyraża się wzorem:

$$U_s = \frac{\text{moduł}(\hat{U}_p - \hat{U}_k)}{\hat{k}}, \quad (4)$$

Przyczem \hat{k} jest modułem współczynnika \hat{k} :

$$\hat{k} = \frac{\hat{Z}_1 \hat{Z}_2}{\hat{Z}_s \cdot \text{moduł}(\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2)} \quad (5)$$

Ponieważ oporności Z_1, Z_2 są bardzo wielkie w porównaniu z opornością Z_s , współczynnik \hat{k} ma wartość znaczną. Napięcie \hat{U}_s jest zatem wielokrotnie mniejsze, niż moduł różnicy między napięciem kompensowanym i kompensującym.

Przy pewnej wartości modułu $(\hat{U}_p - \hat{U}_k)$ napięcie \hat{U}_s jest odwrotnie proporcjonalne do wyrażu \hat{k} . Czułość metody rośnie więc, gdy maleje współczynnik \hat{k} , czyli kiedy rośnie oporność Z_s .

Największa osiągalna wartość oporności Z_s układu sprawdzania powinna być tak duża, ażeby czułość metody była wystarczająca przy największych opornościach Z_1, Z_2 , jakie mogą wystąpić w badanych układach izolacyjnych. Przy mniejszych opornościach Z_1, Z_2 , czułość, odpowiadająca największej oporności Z_s , może się okazać zbyt wielką, a zatem wychylenia przyrządu pomiarowego mogą być za duże. Dlatego należy przewidzieć możliwość zmniejszenia czułości metody przez zmniejszenie oporności Z_s , albo przez zastosowanie w układzie sprawdzania dzielnika napięcia, któryby dawał na układzie pomiarowym tylko część napięcia \hat{U}_s .

Kiedy napięcie kompensujące równa się napięciu kompensowanemu wektorowo, wówczas moduł $(\hat{U}_p - \hat{U}_k)$ równa się zeru i napięcie \hat{U}_s jest równe zeru. Układ sprawdzania jest więc w przypadku napięć sinusoidalnych, bez wyładowań, *układem zerowym*. Jest to zasada metody kompensacyjnej zwykłej, o której była mowa na początku.

b) Kompensacja napięć odkształconych.

Napięcie kompensowane ma niekiedy przebieg czasowy niesinusoidalny, zawiera więc obok sinusoidy podstawowej (pierwszej harmonicznej) wyższe harmoniczne. Przyczyną wyższych harmonicznych napięcia kompensowanego mogą być wyższe harmoniczne napięcia zasilającego, albo perzodyczne wahania pojemności i upływności w badanym polu elektrycznym przy wyładowaniach.

Rozpatrzmy najpierw przypadek, gdy napięcie zasilające zawiera wyższe harmoniczne, napięcie kompensujące jest sinusoidalne, a wyładowań niema. Napięcie zasilające zawiera harmoniczną pierwszą \hat{U}_{zI} , drugą \hat{U}_{zII} , trzecią \hat{U}_{zIII} i wyższe. Napięcie kompensujące posiada tylko pierwszą harmoniczną \hat{U}_{kI} .

Oporności pozorne między sondą a elektrodami i oporność układu sprawdzania mogą mieć różne wartości dla poszczególnych harmonicznych. Dla pierwszej harmonicznej mamy oporności $\hat{Z}_{1I}, \hat{Z}_{2I}, \hat{Z}_{sI}$, dla drugiej $\hat{Z}_{1II}, \hat{Z}_{2II}, \hat{Z}_{sII}$, dla trzeciej $\hat{Z}_{1III}, \hat{Z}_{2III}, \hat{Z}_{sIII}$ i t. d.

Napięcie kompensowane składa się z harmonicznych, które wyrażają się wzorami:

$$\begin{aligned}\hat{U}_{pI} &= \frac{\hat{Z}_{2I}}{\hat{Z}_{1I} + \hat{Z}_{2I}} \hat{U}_{zI}, & \hat{U}_{pII} &= \frac{\hat{Z}_{2II}}{\hat{Z}_{1II} + \hat{Z}_{2II}} \hat{U}_{zII}, \\ \hat{U}_{pIII} &= \frac{\hat{Z}_{2III}}{\hat{Z}_{1III} + \hat{Z}_{2III}} \hat{U}_{zIII}.\end{aligned}$$

Spółczynniki $\hat{k}_I, \hat{k}_{II}, \hat{k}_{III}$, określone dla poszczególnych harmonicznych wzorem (3), nie są je-

dnakowe, ponieważ oporności pozorne, które występują w tym wzorze, zależą od częstotliwości.

Napięcie na układzie sprawdzania składa się z harmonicznych, które określamy według wzoru (2):

$$\hat{U}_{sI} = \frac{\hat{U}_{pI} - \hat{U}_{kI}}{\hat{k}_I}, \quad \hat{U}_{sII} = \frac{\hat{U}_{pII}}{\hat{k}_{II}}, \quad \hat{U}_{sIII} = \frac{\hat{U}_{pIII}}{\hat{k}_{III}} \quad (6)$$

Moduły harmonicznych \hat{U}_{sI} , \hat{U}_{sII} , \hat{U}_{sIII} określamy według wzorów:

$$U_{sI} = \frac{\text{modul}(\hat{U}_{pI} - \hat{U}_{kI})}{k_I}, \quad U_{sII} = \frac{U_{pII}}{k_{II}}, \quad U_{sIII} = \frac{U_{pIII}}{k_{III}} \quad (7)$$

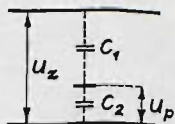
Wartość skuteczna napięcia na układzie sprawdzania wynosi:

$$U_s = \sqrt{U_{sI}^2 + U_{sII}^2 + U_{sIII}^2 + \dots} \quad (8)$$

Kiedy regulujemy napięcie kompensujące \hat{U}_{kI} , to zmienia się napięcie U_{sI} , a równocześnie U_s . Minimum napięcia U_s wypada wówczas, gdy U_{sI} równa się zeru, co według wzoru (7) zachodzi przy równości napięcia kompensującego i pierwszej harmonicznej napięcia kompensowanego. Własność tę wykorzystujemy w układzie sprawdzania z przyrządem pomiarowym wartości skutecznej.

Harmoniczne napięcia na układzie sprawdzania nie pozostają między sobą w takich samych stosunkach, jak harmoniczne napięcia kompensowane, ponieważ współczynniki \hat{k}_I , \hat{k}_{II} , \hat{k}_{III} nie są jednakowe. Poza to przy prawidłowej regulacji napięcia kompensującego pierwsza harmoniczna napięcia na układzie sprawdzania równa się zeru. Napięcie na układzie sprawdzania ma więc inny przebieg w czasie, niż napięcie kompensowane lub różnica napięcia kompensowanego i kompensującego.

Przechodzimy do rozpatrywania przypadku, gdy napięcia zasilające i kompensujące są sinusoidalne, a z powodu wyładowań napięcie kompensowane posiada wyższe harmoniczne. Zbadamy zależność między harmonicznymi napięciami kompensowanego a perjodycznymi wahaniami oporności w polu elektrycznym. Rozpatrzmy układ, w którym sprzężenia między wycinkiem powierzchni ekwipotencjalnej a elektrodami są tylko pojemnościowe (rys. 2).



Rys. 2.

Wprowadzamy oznaczenia:

$u_z = U_{zIm} \sin \omega t$ — wartość chwilowa napięcia zasilającego,

u_p — wartość chwilowa napięcia kompensowanego,

c_1, c_2 — pojemność między wycinkiem powierzchni ekwipotencjalnej a elektrodami.

Na rozpatrywanym wycinku powierzchni ekwipotencjalnej niema ładunku powierzchniowego, jest więc spełniona zależność:

$$c_2 \cdot u_p = c_1 (u_z - u_p),$$

z której określamy:

$$u_p = \frac{c_1}{c_1 + c_2} u_z \dots \dots \dots (9)$$

Przy wyładowaniach występują w polu ładunki przestrzenne, które zmieniają się perjodycznie

według krzywych, zawierających szereg harmonicznych. Zmiany ładunków przestrzennych wywołują perjodyczne wahania pojemności c_1, c_2 . Wyrażenie $\frac{c_1}{c_1 + c_2}$ przedstawi się zatem w czasie z powodu zmian c_1, c_2 jako krzywa, posiadająca szereg harmonicznych:

$$\frac{c_1}{c_1 + c_2} = A_0 + A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + A_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + A_4 \sin(4\omega t + \varphi_4) + \dots$$

Podstawiając do wzoru (9) wartości i przekształcając go trygonometrycznie, otrzymamy:

$$\frac{u_p}{U_{zIm}} = \frac{A_1}{2} \cos \varphi_1 + \left[A_0 \sin \omega t + \frac{A_2}{2} \cos(\omega t + \varphi_2) \right] + \left[-\frac{A_1}{2} \cos(2\omega t + \varphi_1) + \frac{A_3}{2} \cos(2\omega t + \varphi_3) \right] + \left[-\frac{A_2}{2} \cos(3\omega t + \varphi_2) + \frac{A_4}{2} \cos(3\omega t + \varphi_4) \right] + \dots (10)$$

Harmoniczna x wyrażenia $\frac{c_1}{c_1 + c_2}$ daje więc harmoniczne $(x - 1)$, $(x + 1)$ napięcia kompensowanego. Ponieważ wartości c_1, c_2 mają wahnięcia w tym samym kierunku przy obu znakach ładunku przestrzennego, przeło w czasie jednego okresu napięcia zasilającego występują dwa maksyma wyrażenia $\frac{c_1}{c_1 + c_2}$, które posiada więc znaczne harmoniczne parzyste. W napięciu kompensowanym zaś występują zgodnie z wzorem (10) silne harmoniczne nieparzyste. Wartości prądów jonowych i ładunków przestrzennych niekiedy nie są jednakowe przy obu znakach napięcia zasilającego. Wtedy występują dość wyraźnie harmoniczne nieparzyste

wyrażenia $\frac{c_1}{c_1 + c_2}$ i harmoniczne parzyste napięcia kompensowanego.

Jeżeli przy wyższych harmonicznymi napięcia kompensowanego, wywołanych przez wyładowanie, napięcie kompensujące jest sinusoidalne, to mamy warunki, zbliżone do pierwszego z rozpatrywanych przypadków. Przebiegi są jednak o tyle więcej skomplikowane, że sonda, posiadająca w przybliżeniu kompensujące napięcie sinusoidalne, może wywierać wpływ na rozkład ładunków przestrzennych. Wielkość tego wpływu sondy można oceniać doświadczalnie, porównując wyniki pomiarów przy zastosowaniu różnych sond.

Kompensacja wszystkich harmonicznymi napięcia w polu byłaby możliwa tylko w przypadku, gdyby napięcie kompensujące miało taki sam przebieg, jak kompensowane, co praktycznie jest osiągalne tylko przy kompensacji automatycznej [5], [6]. Tutaj ograniczymy się do kompensacji pierwszej harmonicznej, co może być w wielu przypadkach zupełnie wystarczające. W tym celu metoda kompensacji napięć sinusoidalnych [1], [4] została zmodyfikowana przez dodanie układu sprawdzającego zgodność pierwszych harmonicznymi).

*) Część pracy, odnosząca się do układu sprawdzania w połączeniu z termoelementem, została wykonana wspólnie z inż. J. Miłodrowskim.

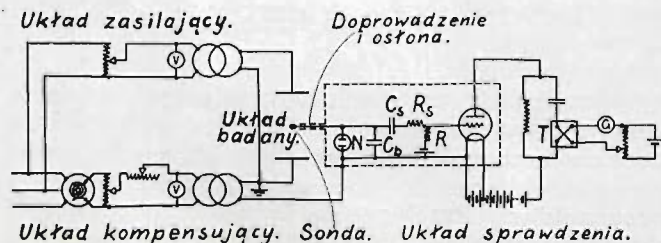
c) Układ sprawdzania z termoelementem.

Ze wzorów (7) i (8) wynika, że minimum wartości skutecznej napięcia na układzie sprawdzania, przy regulacji napięcia kompensującego zachodzi wówczas, gdy napięcie kompensujące równa się wektorowo pierwszej harmonicznej napięcia kompensowanego.

Przy poszukiwaniu odpowiedniego układu pomiarowego wartości skutecznej napięcia wysuwają się ważne względy, dotyczące czułości układu. Gdybyśmy zastosowali naprzykład woltomierz elektrostacyjny jako wielkooprowy wskaźnik napięcia, to skala jego musiałaby odpowiadać, z pewnym zapasem, przewidywanemu minimum napięcia. Przy dokładnym regulowaniu napięcia kompensującego, wychylenia woltomierza zmieniałyby się na niewielkim odcinku skali powyżej tego minimum, wskutek czego czułość układu byłaby mała.

Dla uzyskania większej czułości zastosowano termoelement, którego siłę elektromotoryczną kompensujemy całkowicie lub częściowo zapomocą dodatkowej siły elektromotorycznej, włączanej ze znakiem przeciwnym w obwodzie galwanometru. W takim układzie można kompensować siłę elektromotoryczną termoelementu, pochodzącą od wyższych harmonicznych, a wyzyskiwać znaczną część skali galwanometru dla obserwacji przyrostów wartości skutecznej prądu w grzejniku termoelementu, odpowiadających pierwszej harmonicznej. Używamy więc galwanometru znacznie czulszego, niż przy zwykłym połączeniu bez dodatkowej siły elektromotorycznej.

Schemat układu kompensacji pierwszej harmonicznej z termoelementem jest przedstawiony na rys. 3.



Rys. 3.

Schemat metody kompensacji pierwszej harmonicznej.
Układ sprawdzania z termoelementem.

Układ sprawdzania powinien ze względu na czułość przedstawiać znaczną oporność między doprowadzeniem a transformatorem kompensującym, czego nie można uzyskać przy bezpośrednim włączeniu termoelementu (T). Dlatego stosujemy lampę katodową w układzie wzmacniającym, przy czym oporność układu sprawdzania równa się oporności obwodu siatkowego, mierzonej między doprowadzeniem a katodą, i może posiadać wartość, zupełnie odpowiadającą warunkom czułości.

Przy odpowiednim ujemnym napięciu początkowym na siatce praca lampy katodowej odbywa się w zakresie prostoliniowej części charakterystyki statycznej, jeżeli amplituda napięcia zmiennego siatkowego nie jest zbyt wielka. W takich prawidłowych warunkach każda harmoniczna napięcia

na siatce wywołuje odpowiednią harmoniczną prądu anodowego, a nie ma wpływu na inne harmoniczne tego prądu.

Kiedy regulujemy napięcie kompensujące, minimum wartości skutecznej prądu anodowego zachodzi, kiedy pierwsza harmoniczna prądu jest równa zeru, a zatem przy pierwszej harmonicznej napięcia na układzie sprawdzania równej zeru.

Kondensator C_s przedstawia dla prądów zmiennych stosunkowo nieznaczną oporność, natomiast dla prądu stałego oddziela siatkę od doprowadzenia, dając pewność, że na siatce będziemy mieli odpowiednie napięcie początkowe z baterji siatkowej. Kondensator bocznikujący C_p i oporowy dzielnik napięcia R_s i R są elementami, zapomocą których wygodnie regulujemy czułość układu. Powiększając pojemność C_p i zmniejszając oporności R_s , R , zmniejszamy oporność układu sprawdzania Z_s , a zarazem czułość układu. Poza tem można zmniejszać czułość przez zmniejszanie stosunku $\frac{R}{R + R_s}$, który jest równy stosunkowi zmiennego napięcia siatkowego do napięcia na układzie sprawdzenia.

Należy unikać sprzężeń doprowadzenia i obwodu siatki z otoczeniem, gdyż przy takich sprzężeniach szkodliwych doprowadzenie i obwód siatki miałyby znaczenie sondy, występowałyby więc znaczne uchyby pomiarowe. Dlatego otaczamy doprowadzenie i obwód siatki osłoną elektrostacyjną, do której przyłączamy napięcie kompensujące.

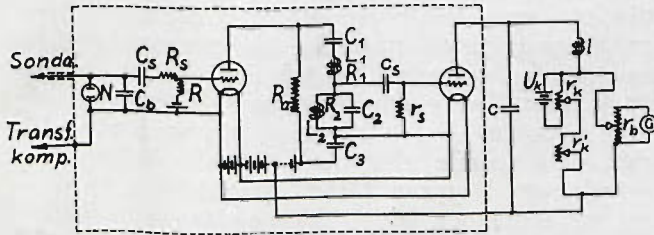
W obwodzie anodowym lampy wzmacniającej płynnie prąd stały i prąd zmienny, którego amplituda jest mniejsza od prądu stałego. Ażeby wyzyskać dla prądu zmiennego cały zakres pracy termoelementu, należy prąd stały przeprowadzać poza termoelementem. Dlatego w szereg z termoelementem włączamy kondensator, przedstawiający stosunkowo niewielką oporność dla prądu zmiennego, a dla prądu stałego włączamy równoległe opornik lub dławik, przez który przepływa nieznaczną część prądu zmiennego.

Badanie rozkładu pola przy silnych wyładowaniach niezupełnych jest połączone często z niebezpieczeństwem wyładowania zupełnego, a zatem nagłej zmiany napięcia kompensowanego, która powoduje gwałtowny wzrost napięcia na układzie sprawdzania. W układzie z termoelementem stan nieustalony przy wyładowaniu zupełnym przedstawia niebezpieczeństwo przepięcia na siatce lampy katodowej i przężenia w jej obwodzie anodowym, groźnego dla termoelementu. Dla zabezpieczenia przyrządów zastosowano lampę neonową

N, która przy odpowiednim stosunku $\frac{R}{R + R_s}$ w dzielniku napięcia ogranicza napięcie zmienne na siatce lampy katodowej do dowolnej wielkości. Zabezpieczenie działa jednak z pewnym opóźnieniem, które może spowodować spalanie termoelementu, przyrządu bardzo wrażliwego na przeciążenia nawet krótkotrwałe. Układ sprawdzania z termoelementem może więc być stosowany z zupełnym bezpieczeństwem tylko dla tych zakresów wyładowań niezupełnych, kiedy nie zachodzi możliwość wyładowań zupełnych.

d) Układ sprawdzania z filtrem.

Do badania rozkładów pól elektrycznych w szerszym zakresie wyładowań niezupełnych, aż do granicy wyładowań zupełnych opracowaliśmy układ sprawdzania z filtrem, stosując przyrządy mniej wrażliwe na przeciążenia chwilowe, niż termoelement. Układ ten, przedstawiony na rys. 4, jest jednak bardziej skomplikowany, niż układ z termoelementem.



Rys. 4.
Układ sprawdzenia z filtrem,

Zapomocą filtra wyodrębniamy z krzywej odkształcającej napięcia zmiennego na układzie sprawdzania sinusoidę podstawową i uzależniamy od niej wychylenie przyrządu pomiarowego. Jeżeli doprowadzimy to wychylenie do zera, regulując napięcie kompensujące, to pierwsza harmoniczna napięcia na układzie sprawdzania będzie równa zeru, a napięcie kompensujące równe pierwszej harmonicznej napięcia kompensowanego.

Celem uzyskania odpowiedniej czułości największej, oraz umożliwienia dogodnej regulacji czułości, zasilamy filtr za pośrednictwem lampy katodowej w układzie wzmacniacza oporowego. Zależność oporności układu sprawdzania od pojemności C_p i od oporności R_s, R , wpływ stosunku $R + R_s$ na czułość, znaczenia kondensatora C_s i rola lampy neonowej N przedstawia się podobnie, jak w układzie z termoelementem.

Jeżeli praca lampy katodowej odbywa się w zakresie prostoliniowej części charakterystyki statycznej, to każda harmoniczna napięcia na siatce wywołuje odpowiednią harmoniczną napięcia na oporniku R_a w obwodzie anodowym. Równolegle do opornika R_a przyłączamy filtr, którego oporności pozorne dla poszczególnych harmonicznych są stosunkowo wielkie, wskutek czego filtr ma tylko nieznaczny wpływ na przebieg napięcia na oporniku R_a .

Filtr składa się z członów rezonansowego i antyrezonansowego, z których pierwszy posiada pojemność C_1 , indukcyjność L_1 i stosunkowo niewielką oporność rzeczywistą R_1 , a drugi pojemność C_2 , indukcyjność L_2 i nieznaczną oporność rzeczywistą R_2 . Od napięcia na obwodzie antyrezonansowym uzależniamy wskazanie przyrządu pomiarowego. Stosunki amplitud poszczególnych harmonicznych tego napięcia do amplitud odpowiednich harmonicznych napięcia na oporność r nie są jednakowe i wynoszą dla pierwszej harmonicznej m_I , dla drugiej m_{II} , dla n -tej m_n .

Ze względu na czułość układu współczynnik m_I powinien być wielki, a konieczność eliminowania wyższych harmonicznych wymaga jak najmniej-

szych stosunków $\frac{m_{II}}{m_I}, \frac{m_{III}}{m_I}, \dots, \frac{m_n}{m_I}$. Warunki te można spełnić przy dostrojeniu obwodów rezonansowego i antyrezonansowego do częstotliwości podstawowej $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Wówczas wobec zależności:

$$\frac{1}{\omega C_1} = \omega L_1 \text{ i } \frac{1}{\omega C_2} = \omega L_2,$$

otrzymujemy wzory:

$$m_I = \frac{\omega L_1 \cdot \omega L_2 \cdot \frac{L_2}{L_1}}{R_1 \cdot \frac{\omega L_2}{R_2} \cdot \frac{L_2}{L_1} + 1}; \quad m_{II} = \frac{\frac{L_2}{L_1}}{9 - \frac{L_2}{L_1}};$$

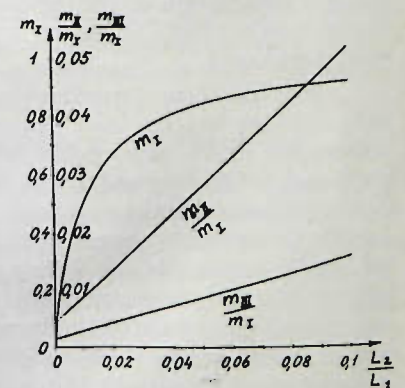
$$m_n = \frac{\frac{L_2}{L_1}}{(n^2 - 1)^2 - \frac{L_2}{L_1}};$$

$$m_{II} = \frac{\omega L_1 \cdot \omega L_2 \cdot \frac{L_2}{L_1} + 1}{R_1 \cdot \frac{\omega L_2}{R_2} \left(9 - \frac{L_2}{L_1} \right)};$$

$$m_n = \frac{\omega L_1 \cdot \omega L_2 \cdot \frac{L_2}{L_1} + 1}{R_1 \cdot \frac{\omega L_2}{R_2} \left[\frac{(n^2 - 1)^2}{n^2} - \frac{L_2}{L_1} \right]}.$$

Projektując filtr, tak dobieramy stosunki $\frac{\omega L_1}{R_1}, \frac{\omega L_2}{R_2}, \frac{L_2}{L_1}$, ażeby uzyskać duży współczynnik m_I , a małe wyrażenia $\frac{m_{II}}{m_I}, \frac{m_{III}}{m_I}, \dots, \frac{m_n}{m_I}$. Zarówno warunek pierwszy, jak drugi, wymagają wielkich stosunków $\frac{\omega L_1}{R_1}, \frac{\omega L_2}{R_2}$. Używamy więc dobrych dławików z żelazem o jaknajmniejszych stratach.

Natomiast w stosunku do wyrażenia $\frac{L_2}{L_1}$ zachodzi niezgodność obu warunków. Warunek czułości przemawia za wielką, warunek eliminacji wyższych harmonicznych za małą wartością $\frac{L_2}{L_1}$. Zależności wyrażen $m_I, \frac{m_{II}}{m_I}, \frac{m_{III}}{m_I}, \dots, \frac{m_n}{m_I}$ od stosunku $\frac{L_2}{L_1}$ mają takie przebiegi, że można łatwo wybrać dogodną wartość $\frac{L_2}{L_1}$, przy której zachodzi dostateczna eliminacja wyższych harmonicznych, a zarazem czułość jest dobra.



Rys. 5.

Charakterystyki $m_I = f\left(\frac{L_2}{L_1}\right)$,

$\frac{m_{II}}{m_I} = f\left(\frac{L_2}{L_1}\right), \frac{m_{III}}{m_I} = f\left(\frac{L_2}{L_1}\right)$ przy

$$\left(\frac{\omega L_1}{R_1} \cdot \frac{\omega L_2}{R_2}\right) = 100.$$

Rys. 5 przedstawia krzywe tych zależności w przypadku, gdy wyrażenie $\left[\frac{\omega L_1}{R_1} \cdot \frac{\omega L_2}{R_2}\right]$ równa

się 100, co można łatwo uzyskać w praktyce. Przy stosunku $\frac{L_2}{L_1}$ równym 0,01 otrzymujemy już dostateczną eliminację drugiej harmonicznej ($\frac{m_{II}}{m_I} = 0,00893$), trzeciej ($\frac{m_{III}}{m_I} = 0,00282$) i wyższych (jeszcze korzystniejsze wartości), a czułość jest dobra ($m_I = 0,5$). Przy małym współczynniku m_I można uzyskać wymaganą czułość układu sprawdzania przez zastosowanie odpowiednich elementów w obwodzie siatki lampy wzmacniającej.

Przy właściwej regulacji napięcia kompensującego pierwsza harmoniczna napięcia na filtrze znika, należy więc dostrajać filtr do częstotliwości podstawowej dla bardzo małych napięć, w zakresie w przybliżeniu stałych własności dławików z żelazem. Przy większych napięciach indukcyjności dławików zmieniają się, oporności rzeczywiste powiększają się, filtr ulega rozstrojeniu, a czułość zmniejsza się, co jest dopuszczalne, ponieważ wymagamy wielkiej czułości dopiero przy końcu regulowania napięcia kompensującego, kiedy pierwsza harmoniczna napięcia na filtrze dochodzi do zera.

Ze względu na wahania częstotliwości źródła napięcia zmiennego korzystne jest danie filtrowi charakteru widmowego, na przykład przez dostrojenie obwodu rezonansowego do częstotliwości nieco niższej, a obwodu antyrezonansowego do trochę wyższej, niż częstotliwość nominalna źródła.

Równolegle do obwodu antyrezonansowego włączamy układ zerowy, który powinien mieć dużą czułość, a oporność znaczną w porównaniu z filtrem, ażeby nie osłabiać działania filtru. Warunkiem tym odpowiada lampa katodowa w układzie detekcji siatkowej, jeżeli zastosujemy czuły galwanometr w obwodzie anodowym i odpowiednio wielką oporność r_s w obwodzie siatkowym. Opornik r_s i kondensator c_s stanowią charakterystyczne elementy detekcji siatkowej. Kondensator C_s o stosunkowo wielkiej pojemności zamyka prawie bezporowo obwód filtra, a zapobiega zwarceniu baterji anodowej.

W obwodzie anodowym stosujemy zwykły układ, który ma na celu przepuszczanie przez galwanometr tylko przyrostów składowej stałej prądu anodowego, wywołanych przez zmienne napięcie siatkowe. Większą część składowej zmiennej prądu prowadzimy przez kondensator c , a składową stałą przez dławik z żelazem l i dalsze przyrządy. Początkową składową stałą prądu przepuszczamy poza galwanometrem, stosując obwód kompensacji równoległej, złożony z baterji U_k i oporników r_k, r'_k , które tak regulujemy, aby galwanometr nie wychylał się przed włączeniem napięcia zmiennego. Przyrosty składowej stałej prądu anodowego rozgałęziają się przez galwanometr, bocznik r_b i obwód kompensacji równoległej.

Podobnie jak w układzie z termoelementem, należy osłonić elektrostycznie doprowadzenie i obwód siatkowy lampy wzmacniającej. Poza tem przy wysokich napięciach kompensujących zachodzi niebezpieczeństwo powstawania prądów pojemnościowych i ulotu między dalszemi elementami układu sprawdzania a otoczeniem. Prądy te mogą

wywoływać napięcie zmienne na siatce lampy detekcyjnej i wychylenie galwanometru, niezależnie od napięcia zmiennego na siatce lampy wzmacniającej. Ażeby uniknąć takiego działania, należy rozszerzyć osłonę elektrostatyczną na obwód anodowy lampy wzmacniającej i obwód siatki lampy detekcyjnej.

e) U c h y b y.

Stosując metodę kompensacji pierwszej harmonicznej, określamy zależność napięcia kompensującego, przy właściwej regulacji równego pierwszej harmonicznej napięcia kompensowanego, od napięcia zasilającego i od położenia badanego punktu w polu. Kiedy określamy napięcie kompensujące U_k , na przykład odczytując wskazanie woltomierza po stronie pierwotnej transformatora kompensującego i wyznaczając przekładnię transformatora zapomocą iskiernika pomiarowego, występuje uchyb ΔU_k , w którego skład wchodzi uchyb dokładności metody pomiarowej napięcia i uchyb ze względu na czułość układu sprawdzania.

Poza tem przy pomiarze napięcia zasilającego U_z mamy uchyb ΔU_z , a przy określaniu położenia punktu w polu, na przykład przez pomiar odległości x od jednej z elektrod, uchyb Δx . Kiedy przystępujemy do pomiaru napięcia U_k przy napięciu U_z w położeniu x , to z powodu uchybów $\Delta U_z, \Delta x$ wykonywamy pomiar przy napięciu $U_z + \Delta U_z$ w położeniu $x + \Delta x$, wskutek czego powstaje uchyb $\Delta U_k''$. Ponieważ napięcie kompensujące:

$$U_k = f(U_z, x),$$

więc uchyb:

$$\Delta U_k'' = \frac{\partial U_k}{\partial U_z} \cdot \Delta U_z + \frac{\partial U_k}{\partial x} \cdot \Delta x.$$

Uchyb całkowity określamy według wzorów:

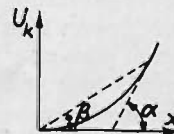
$$\Delta U_k = \Delta U_k' + \Delta U_k'' = \Delta U_k' + \frac{\partial U_k}{\partial U_z} \Delta U_z + \frac{\partial U_k}{\partial x} \Delta x;$$

$$\frac{\Delta U_k}{U_k} = \frac{\Delta U_k'}{U_k} + \frac{U_z}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial U_z} \cdot \frac{\Delta U_z}{U_z} + \frac{x}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial x} \cdot \frac{\Delta x}{x}. \quad (11)$$

Wartość wyrazu $\frac{U_z}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial U_z} \cdot \frac{\Delta U_z}{U_z}$ we wzorze (11) może przy wyładowaniach znacznie przekroczyć wartość uchybu $\frac{\Delta U_z}{U_z}$, jeżeli krzywa $U_k = f_1(U_z)$ przy stałym x ma charakter, przedstawiony na rys. 6. W takim przypadku, przy napięciu zasilającym większym od napięcia początkowego wyładowań niezupełnych, pochodna $\frac{\partial U_k}{\partial U_z} = \text{tg } \alpha$ jest znacznie większa, niż stosunek $\frac{U_k}{U_z} = \text{tg } \beta$, wskutek czego wyrażenie $\frac{U_z}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial U_z} \cdot \frac{\Delta U_z}{U_z}$ jest większe od uchybu $\frac{\Delta U_z}{U_z}$.



Rys. 6.



Rys. 7.

Uchyb $\frac{x}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial x} \cdot \frac{\Delta x}{x}$ może być wielki przy niejednostajnym rozkładzie pola, gdy krzywa $U_k = f_2(x)$ przy stałym U_z ma kształt, przedstawiony na rys. 7. Przy takim przebiegu pochodna $\frac{\partial U_k}{\partial x} = \text{tg } \alpha$ jest większa, niż stosunek $\frac{U_k}{x} = \text{tg } \beta$, wskutek czego wyrażenie $\frac{x}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial x} \cdot \frac{\Delta x}{x}$ jest większe od uchybu $\frac{\Delta x}{x}$.

W niektórych układach izolacyjnych przebieg krzywej $U_k = f_2(x)$ zbliża się przy wyładowaniach do prostoliniowego z powodu wpływu ładunków przestrzennych, dzięki czemu uchyb $\frac{x}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial x} \cdot \frac{\Delta x}{x}$ maleje.

Uchyb całkowity względny składa się więc według wzoru (11) ze składników, które ze wzrostem napięcia przy wyładowaniach rosną, maleją, lub pozostają bez zmiany. Zależnie od własności badanego układu izolacyjnego uchyb całkowity rośnie, lub maleje ze wzrostem napięcia zasilającego przy wyładowaniach niezupełnych.

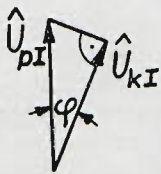
3. Wskazówki praktyczne.

a) Układ zasilający i układ kompensujący.

Układ kompensacji pierwszej harmonicznej powinien dawać możliwość dokładnej regulacji wielkości napięć zasilającego i kompensującego, oraz przesunięcia fazowego między nimi. Do regulacji wielkości napięć stosujemy potencjometry w obwodach pierwotnych transformatora zasilającego i kompensującego. Dla dokładniejszej regulacji napięcia kompensującego można włączyć w szereg z uzwojeniem pierwotnym transformatora kompensującego opornik suwakowy. Do regulacji przesunięcia fazowego służy przesuwnik fazowy, zasilający potencjometr transformatora kompensującego.

Napięcie zasilające lub kompensujące określa się na podstawie wskazania woltomierza w obwodzie pierwotnym transformatora, korzystając z krzywej zależności napięcia wtórnego od napięcia pierwotnego na transformatorze, wyznaczonej dokładnie (n. p. zapomocą iskiernika pomiarowego).

Przy wykonywaniu pomiarów powiększamy równocześnie napięcie zasilające i kompensujące, starając się utrzymywać w przybliżeniu minimum wychylenia galwanometru w układzie sprawdzania. Po ustaleniu napięcia zasilającego przystępujemy do dokładnej regulacji przesunięcia fazowego i wielkości napięcia kompensującego. Należy zacząć od regulacji przesunięcia fazowego. Gdybyśmy regulowali



Rys. 8.

napieć kompensowanym \dot{U}_{pI} i kompensującym \dot{U}_{kI} , to minimum różnicy ($\dot{U}_{pI} - \dot{U}_{kI}$) nie wystąpiłoby przy $U_{kI} = U_{pI}$, ale przy $U_{kI} = U_{pI} \cdot \cos \varphi$, co przedstawia rys. 8. Dlatego po wyregulowaniu

przesunięcia fazowego, musielibyśmy przy $\varphi = 0$ dodatkowo regulować wielkość napięcia kompensującego, aby uzyskać $U_{kI} = U_{pI}$. Takie postępowanie prowadziłoby więc niepotrzebnie do dwukrotnej dokładnej regulacji wielkości napięcia kompensującego.

b) Sonda, doprowadzenie i osłona.

Wykonanie sondy dostosowuje się do badanych układów izolacyjnych i do zakresów stosowanych napięć zasilających, przyczem należy brać pod uwagę kilka podstawowych warunków.

Sonda powinna leżeć w przybliżeniu w powierzchni ekwipotencjalnej, ażeby nie powodować odkształcenia badanego pola i dodatkowych uchybów. Prawidłowe ustawienie sondy jest łatwiejsze, kiedy sonda jest niewielka. Zbyt mała sonda ma jednak małe sprzężenie z elektrodami, co może powodować trudności przy uzyskiwaniu wymaganej czułości układu sprawdzenia. Przy odpowiednim wykonaniu doprowadzenia z osłoną i układu sprawdzania można uzyskać dostateczną czułość nawet przy bardzo małych sondach.

Przy napięciach zasilających znacznie wyższych od napięcia początkowego wyładowań u powierzchni cienkich sond powstają wyładowania niezupełne, wywoływane przez wyższe harmoniczne różnicy między napięciem kompensowanym i kompensującym. Ażeby uniknąć tych wyładowań, należy stosować grubsze sondy, niż wymagają poprzednie warunki.

Całe doprowadzenie między sondą i układem sprawdzenia powinno być starannie osłonięte elektrostatycznie. Poza tem należy starać się, ażeby w układzie izolacyjnym badanym doprowadzenie leżało mniej więcej w powierzchni ekwipotencjalnej i nie odkształcało zbyt rozkładu pola.

Pojemność między doprowadzeniem a osłoną wchodzi w skład pojemności C_p , ograniczając największą osiągalną czułość układu sprawdzania. Dla uzyskania dużej czułości można stosować na przykład doprowadzenie z drutu topikowego, umieszczonego w rurze szklanej, oklejonej cynfolią, która stanowi osłonę elektrostatyczną. Użyteczność między doprowadzeniem a osłoną ma zwykle mniejsze znaczenie.

c) Układ sprawdzania z termoelementem.

Wybór lampy katodowej ma znaczenie ze względu na czułość układu sprawdzania. Dla uzyskania dużego stosunku składowej zmiennej prądu anodowego do napięcia zmiennego na siatce korzystne jest jaknajwiększe nachylenie charakterystyki statycznej lampy, ponieważ oporność obwodu anodowego dla prądów zmiennych jest zwykle mała w porównaniu z opornością wewnętrzną lampy.

Zakres pracy lampy katodowej nie powinien przechodzić z jednej strony na dolne zakrzywienie charakterystyki statycznej prądu anodowego, a z drugiej strony na dodatnie napięcia siatki. Należy stosować także ujemne początkowe napięcie siatki, ażeby punkt pracy lampy leżał w połowie odległości między temi dwiema granicami. Amplituda napięcia zmiennego na siatce nie powinna przewyższać tego ujemnego napięcia początkowego.

Jeżeli w obwodzie siatkowym stosujemy dla zmniejszenia czułości dzielnik oporowy napięcia, to korzystne jest takie dobranie stosunku $\frac{R}{R+R_s}$, ażeby przy działaniu zabezpieczenia lampą neonową amplituda napięcia zmiennego na siatce była ograniczona do wartości, dopuszczalnej ze względu na warunki pracy lampy katodowej. Zwykle stosujemy zmniejszanie czułości zapomocą dzielnika napięcia przy silnych wyładowaniach jako regulację grubą. Dla delikatnej regulacji czułości zarówno bez dzielnika napięcia, jak przy włączonym dzielniku, dogodna jest zmiana pojemności bocznikowej C_p zapomocą szeregu kondensatorów z przełącznikami.

W stanie ustalonym przy wykonywaniu odczytów lampka neonowa nie powinna świecić się, gdyż powodowałoby to odkształcenie napięcia zmiennego na siatce. Świeceniu lampy neonowej można zapobiec przez zmniejszenie czułości układu.

Termoelement należy tak wybierać, ażeby największy prąd zmienny w obwodzie anodowym, określony według własności lampy katodowej, a ograniczony przez lampę neonową przy zastosowaniu dzielnika napięcia w obwodzie siatki, leżał poniżej granicy dopuszczalnych obciążeń termoelementu. Ze względu na czułość należy starać się, ażeby gałąź grzejnika termoelementu i pojemności, połączonej z nim szeregowo, przedstawiała małą oporność w porównaniu z opornikiem równoległym, gdyż wówczas większa część prądu zmiennego przepływa przez termoelement.

Wobec zastosowania w obwodzie galwanometru dodatkowej siły elektromotorycznej, kompensującej szeregowo część siły elektromotorycznej termoelementu, zachodzi niebezpieczeństwo spalania termoelementu przy braku silnego wychyleńa wskazówki galwanometru. Dlatego siła elektromotoryczna kompensacji szeregowej nie powinna przekraczać siły elektromotorycznej termoelementu, odpowiadającej jego największemu dopuszczalnemu obciążeniu. Jeżeli dodatkową siłę elektromotoryczną regulujemy zapomocą potencjometru, to należy umożliwić przesuwanie ruchomego styku opornika tylko do granicy, poza którą siła elektromotoryczna byłaby zbyt wielka. Przy takim dobraniu przyrządów galwanometr wychyla się poza skalę, jeżeli obciążenie termoelementu jest niebezpieczne.

Galwanometr należy tak wybierać, ażeby jego cała skala odpowiadała małej części największej siły elektromagnetycznej termoelementu, gdyż wtedy zasada kompensacji szeregowej w obwodzie galwanometru pozwala uzyskać wielką czułość.

Ponieważ na układzie sprawdzenia występuje wysokie napięcie kompensujące, należy stosować odpowiednią izolację od ziemi, a potencjometr kompensacji szeregowej sterować naprzykład zapomocą drążka izolacyjnego.

Ażeby uniknąć sił, którym mogłyby ulegać delikatne włókno termoelementu w silnym polu elektrycznym, osłaniamy termoelement elektrostatycznie, naprzykład cynfolią, przyłączając osłonę do jednego z zacisków grzejnika.

Ze względu na wrażliwość termoelementu nawet na krótkotrwałe przeciążenia należy zwracać

uwagę na zjawiska łączeniowe. Naprzykład włączenie napięcia anodowego przy rozżarzonej katodzie powoduje w pierwszej chwili w termoelementie prąd, równy w przybliżeniu składowej stałej prądu anodowego w stanie ustalonym. Dlatego korzystniejsze jest włączanie napięcia anodowego przed napięciem żarzenia. Z tych samych względów przy wyłączaniu należy zaczynać od napięcia żarzenia.

d) Układ sprawdzania z filtrem.

Pierwsza lampka katodowa pracuje w układzie oporowego wzmacniacza napięcia. Ze względu na czułość korzystne jest włączenie w obwodzie anodowym wielkiej oporności R_a . Zbyt duża oporność R_a powodowałaby jednak znaczny spadek składowej stałej napięcia anodowego i wymagałaby baterji anodowej na stosunkowo wielkie napięcie. Jeżeli więc możemy uzyskać dostateczną czułość dzięki odpowiednim elementom w obwodzie siatki, to włączamy raczej mniejszą oporność R_a , ażeby spadek napięcia stałego był na niej stosunkowo niewielki.

Jeżeli oporność R_a jest niewielka, to dla uzyskania dużego stosunku napięcia zmiennego na oporniku R_a do napięcia zmiennego siatkowego korzystne jest stosowanie lampy katodowej o dużym nachyleniu charakterystyki statycznej. Jeżeli natomiast wybieramy wielkie R_a w porównaniu z opornością wewnętrzzną lampy, to należy stosować lampę u dużym współczynniku amplifikacji.

Należy spełniać podobne warunki pracy lampy katodowej, jak w układzie z termoelementem. Praca lampy powinna odbywać się w zakresie prostoliniowej części charakterystyki statycznej przy ujemnych napięciach siatkowych. Należy więc stosować odpowiednie ujemne napięcie początkowe na siatce, którego nie powinna przekraczać amplituda napięcia zmiennego.

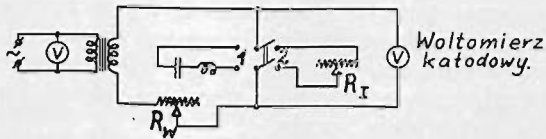
Przy wyborze elementów w obwodzie siatkowym lampy wchodzi w rachubę także same względny, jak w układzie z termoelementem.

Projektując filtr, staramy się o dobre dławiki z żelazem, któreby posiadały duże indukcyjności przy małych stratach. Wymagane własności dławików można uzyskać stosunkowo łatwo, ponieważ filtr pracuje przy bardzo niskich napięciach, a zatem przy małych stratach w żelazie stosunek indukcyjności dławika w obwodzie antyrezonansowym do indukcyjności dławika w obwodzie rezonansowym wybieramy zwykle dla uzyskania dobrej eliminacji wyższych harmonicznnych mały, naprzykład rzędu 0.01.

Dostrajanie obwodów rezonansowego i antyrezonansowego należy wykonywać przy bardzo małych napięciach. Przy doborze pojemności C_1 , C_2 robimy pomiary przy coraz mniejszych napięciach, dopóki zmiany napięcia nie przestaną mieć wpływu na własności badanych obwodów. W ten sposób określamy pojemność C_1 , C_2 , które dają rezonans, względnie antyrezonans przy najmniejszych napięciach.

Do wzorcowania członów rezonansowych lub antyrezonansowych można stosować układ, przedstawiony na rys. 9. Zasilamy napięciem zmiennym obwód, w którym mamy szeregowo połączenie

opornika wzorcowego R_w i (w 1-szem położeniu przełącznika) badanego człona. Przy doboru pojemności obwodu rezonansowego minimum napięcia na nim zachodzi przy rezonansie, a w przy-



Rys. 9.

Układ wzorcowania obwodów rezonansowych i antyrezonansowych dla bardzo małych napięć.

padku obwodu antyrezonansowego maksimum napięcia mamy przy antyrezonansie. Napięcie na członie rezonansowym, względnie antyrezonansowym określamy zapomocą woltomierza katodowego o stosunkowo wielkiej oporności, której działanie bocznikujące jest nieznaczne. Określiwszy pojemność, odowiadającą rezonansowi lub antyrezonansowi, możemy obliczyć indukcyjność badanego człona ($L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1}, L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2}$). Poza tem wyznaczamy oporność wypadkową obwodu rezonansowego (R_1), względnie antyrezonansowego ($\frac{\omega^2 L_2^2}{R_2}$) metodą porównawczą, przełączając obwód prądu zmiennego z badanego człona na oporność wzorcową R_I (w 2-gim położeniu przełącznika), którą tak regulujemy, ażeby wskazania woltomierza katodowego były jednakowe przy obu położeniach przełącznika. Na podstawie tych pomiarów możemy określić wszystkie charakterystyczne wielkości: R_1, L_1, R_2, L_2 . Napięcie zmiennie doprowadzamy z sieci za pośrednictwem transformatora napięciowego, otrzymując w układzie wzorcowania napięcie rzędu na przykład 1 wolta. Napięcie na członie rezonansowym, względnie antyrezonansowym, określamy przy znanej przekładni transformatora i przy znanych opornościach R_w, R_I na podstawie pomiaru napięcia po stronie pierwotnej transformatora.

Pojemność C_3 nie powinna działać rozstrajająco na filtr. Należy więc stosować pojemność C_3 dużą w porównaniu z pojemnością obwodu rezonansowego, albo też nastrojąc obwód rezonansowy z pojemnością C_3 dołączoną szeregowo.

Wielkości kondensatora c_s i opornika r_s mają wpływ na warunki detekcji siatkowej. Przy dużej pojemności c_s i wielkiej oporności r_s zmiany prądu anodowego ustalają się powoli. Przynosi to tę korzyść, że chwilowe zakłócenia w badanym polu elektrycznym mają mniejszy wpływ na galwanometr. Poza tem, przy dużych wartościach r_s działanie detekcyjne jest silniejsze. Wielka wartość oporności r_s jest korzystna również dlatego, że obwód siatkowy powinien wywierać jak najmniejszy wpływ na działanie filtra.

Lampa detekcyjna powinna pracować w zakresie dolnego zakrzywienia charakterystyki statycznej prądu siatkowego. Dlatego dołączamy obwód siatkowy do dodatniego zacisku baterji żarzenia. Ze względu na czułość korzystna jest duża wartość nachylenia charakterystyki statycznej prądu anodowego lampy.

W obwodzie anodowym lampy detekcyjnej należy starać się o dużą indukcyjność l i dużą pojemność c , ażeby przez galwanometr przepływała tylko mała część prądu zmiennego. Napięcie U_k baterji kompensującej i oporności r_k, r_k' tak doboramy, ażeby przy prądzie anodowym bez detekcji można było doprowadzać napięcie stałe na zaciskach bocznika galwanometru do zera.

4. Przykład.

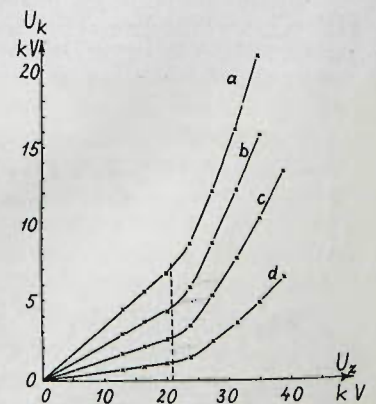
Metodę kompensacji pierwszej harmonicznej zastosowaliśmy do badania rozkładu pola elektrycznego przy ułocie w iskierniku walcowym o promieniu walca zewnętrznego $R = 7,5$ cm, o długości walca zewnętrznego bez wygięć krawędziowych równej 20 cm, a długości całkowitej wraz z wygięciami równej 30 cm.

Ponieważ badania były przeprowadzane aż do granicy wyładowań zupełnych, został wybrany układ sprawdzenia z filtrem. Stosowaliśmy lampy katodowe Philipsa B 409. W obwodzie siatki lampy wzmacniającej zmieniano pojemność C_p od 3000 $\mu\mu\text{F}$ do 0,1 μF , pojemność C_s wynosiła 0,1 μF , oporność R 5 M Ω , oporności R_s dzielnika napięcia nie używano. Oporność R_a w obwodzie anodowym była równa 1 k Ω . W obwodzie rezonansowym filtra było zastosowane uzwojenie 10000 V transformatora napięciowego 10000 V/110 V, a w obwodzie antyrezonansowym dławik o rdzeniu otwartym, przyczem było: $\omega L_1 = 127,3$ k Ω , $\frac{\omega L_1}{R_1} = 13,7$, $\omega L_2 = 3,79$ k Ω , $\frac{\omega L_2}{R_2} = 8,44$. Pojemność C_3 wynosiła 3 μF , pojemność c_s również 3 μF , a oporność r_s 5 M Ω . Transformatory zasilający i kompensujący były jednakowe, na napięcie nominalne 50 kV.

Rysunki 10 i 11 przedstawiają charakterystyki rozkładów pola przy promieniu elektrody wewnętrznej $r = 0,15$ cm, otrzymane przy użyciu sondy o średnicy równej 0,35 cm o długości równej 16 cm. Pomiaru porównawcze, wykonane przy sondach różnej grubości, były w przybliżeniu zgodne.

Wartość skuteczna napięcia początkowego wyładowań wynosiła 20,7 kV. Krzywa a) na rys. 11 przedstawia rozkład pola bez wyładowań, zgodny z wzorami elektrostatyki. Następane krzywe b), c), d), e), f) odpowiadają coraz silniejszym wyładowaniom. W miarę wzrostu napięcia zasilającego przy wyładowaniach rozkład pola elektrycznego zbliża się do jednostajnego.

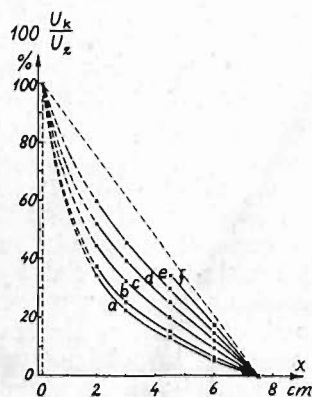
Uchyb całkowity jest zależny od położenia rozpatrywanego punktu w polu i od wielkości na-



Rys. 10.

Charakterystyki iskiernika walcowego $U_k = f(U_z)$ przy stałych odległościach x od osi: a) $x = 2$ cm; b) $x = 3$ cm; c) $x = 4,5$ cm; d) $x = 6$ cm. Promień elektrod $R = 7,5$ cm, $r = 0,15$ cm. Napięcia w wartościach skutecznych.

pięcia zasilającego. Uchyb przeliczono na podstawie wzoru (11) dla odległości od osi iskiernika $x = 3$ cm i dla średnich wyładowań.



Rys. 11.

Charakterystyki iskiernika walcowego $\frac{U_k}{U_z} = f(x)$ przy stałych

U_z . Napięcie zasilające w wartościach skutecznych: a) $U_z = 20$ kV; b) $U_z = 23,7$ kV; c) $U_z = 27,45$ kV; d) $U_z = 31,2$ kV; e) $U_z = 35$ kV; f) $U_z = 38,9$ kV. Promienie elektrod $R = 7,5$ cm, $r = 0,15$ cm.

go napięcia, a nie wynika z działania samej metody kompensacyjnej, ponieważ uchyb czułości układu sprawdzenia można doprowadzić do bardzo małej wartości.

5. Wnioski ogólne.

Metoda kompensacji pierwszej harmonicznej pozwala badać rozkłady pól elektrycznych zarówno przy wyładowaniach niezupełnych, jak bez wyładowań. Pomiary nie dają wprawdzie wyników, oświetlających zjawisko wszechstronnie, mogą jednak dostarczyć sporo materiału, dotyczącego przebiegu zjawisk i wpływu różnych czynników przy wyładowaniach. Szczególne zastosowanie może mieć ta metoda przy porównawczych badaniach układów izolacyjnych.

Jeżeli badania są przeprowadzane tylko przy stałych wyładowaniach, kiedy wyładowanie zupeł-

ne nie jest prawdopodobne, to można stosować układ sprawdzenia z termoelementem. W przypadkach, kiedy zachodzi możliwość wyładowania zupełnego, należy stosować układ sprawdzenia z filtrem, wprawdzie bardziej skomplikowany, ale zapewniający zupełne bezpieczeństwo przyrządów.

$$\frac{\Delta U_k'}{U_k} = \frac{\Delta U_z}{U_z} = 1,5\%;$$

$$\Delta x = 0,05 \text{ cm}$$

i oceniając w przybliżeniu na podstawie pomiarów pozostałe wielkości:

$$\frac{U_z}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial U_z} \approx 3;$$

$$\frac{x}{U_k} \cdot \frac{\partial U_k}{\partial x} \approx 1,$$

otrzymujemy wartość uchybu całkowitego:

$$\frac{\Delta U_k}{U_k} = 7,7\%.$$

Wielka wartość uchybu całkowitego pochodzi głównie od uchybów metod pomiarowych wysokiego

napięcia, a nie wynika z działania samej metody kompensacyjnej, ponieważ uchyb czułości układu sprawdzenia można doprowadzić do bardzo małej wartości.

Praca niniejsza została wykonana w Laboratorium Wysokich napięć Politechniki Warszawskiej przy studjach nad metodami badania pól elektrycznych wysokiego napięcia). Łączy się ona z niedawno ogłoszoną w Przegl. Elektr. metodą pomiaru pierwszej harmonicznej prądu przy wyładowaniach niezupełnych [7].

Literatura.

- [1]. K. Drewnowski — Détermination expérimentale de la répartition du champ électrostatique des isolateurs. (Confér. Intern. d. Gr. Réseaux, 1931).
- [2]. N. Semenoff i A. Walther—Ueber eine experimentelle Methode der Erforschung von elektrischen Feldern. (Zeitschr. u. Physik. 1923. T. 17, str. 67).
- Die physikalischen Grundlagen der elektrischen Festigkeitslehre, 1928 (Springer).
- [3]. J. Groszkowski — Kompensacyjna metoda badania pól elektrycznych (Przegl. Radjotechn., 1927, Nr. 1).
- [4]. S. Dunikowski — Badanie rozkładu potencjałów w układach elektrycznych (Przegl. Elektr., 1929, Nr. 19).
- [5]. K. Drewnowski i S. Dunikowski — Le méthode de compensation automatique adaptée à l'investigation des champs électriques. (Confer. Intern. d. Gr. Réseaux, 1931).
- [6]. S. Dunikowski — Nowa metoda oscylografowania i pomiaru potencjałów pól elektrycznych. (Przegl. Elektr., 1931, Nr. 9).
- [7]. K. Drewnowski, J. Miłodrowski i S. Szpor — Badanie prądów zmiennych przy wyładowaniach niezupełnych (Przegl. Elektr., 1931, Nr. 20).

*) Prace dyplomowe J. Miłodrowskiego i S. Szpora i późniejsze prace S. Szpora.

ZNAK JAKOŚCI — ZNAK PRZEPISOWY.

J. Skowroński.

Jako „znaki jakości” rozumiemy znaki umieszczane na towarze w celu wskazania pewnych jego cech lub własności i mające przez to uświadomić nabywcę o wynikających stąd zaletach tego towaru.

Z istnieniem typowych znaków jakości wraz z ich pierwiastkami publiczno-prawnymi (ochrona konsumenta) i prywatno-prawnymi (względ na wytwórcę-konkurenta) spotykamy się już w dawnych organizacjach cechowych, gdzie na mocy przywilejów królewskich, nadawanych poszczegól-

nym cechom, mistrzowie cechowi mieli prawo, a niekiedy i obowiązek, zaopatrywania swych wyrobów w określone znaki, stwierdzające pochodzenie i jakość wyrobu. Kontrolę jakości prowadziły cechy nawewnątrz jako organizacje zamknięte i bezwzględnie zwalczały na mocy swych przywilejów wszelką „konkurencję” z poza cechu.

Zmiany form wytwarzania i wymiany w czasach nowożytnych powodują zanik znaku jakości w tej postaci. Natomiast, w miarę rozwoju nowych metod organizacji wytwórczości, powstają nowe