

A 13001/3

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Nr 3

ELEKTRYKA

II

WROCŁAW 1954
PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE

SPIS TREŚCI

A. Kordecki, <i>Pomiar nagrzania stojanów silników asynchronicznych metodą obciążenia zastępczego</i>	3
F. Andrzejewski, <i>Dwustopniowy wzmacniacz maszynowy (amplidyndyna) ze stosunkiem biegunów 1:1 w obu stopniach wzmocnienia</i> .	13
J. Kisza, <i>Pomiar prądu ziemnozwarciowego</i>	27
J. Sorokiewicz, <i>Pomiar zawilgocenia izolacji elektrycznej metodą dwu różnych częstotliwości</i>	41
J. Juchniewicz, <i>O możliwości zastosowania pomiaru stratności do oceny jakości olejów izolacyjnych</i>	55

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ
Nr 3

ELEKTRYKA
II

WROCŁAW 1954
PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE

REDAKTOR ZESZYTÓW NAUKOWYCH
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Jerzy Skowroński

REDAKTOR ZESZYTU

Jarosław Kuryłowicz

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE
WARSZAWA 1, KRAKOWSKIE PRZEDMIEŚCIE 79

Nakład 800 + 160 egz.	Oddano do składania 4.III. 1954
Ark. wyd. 4, druk. 4	Podpisano do druku 17.VI. 1954
Papier druk. sat. kl. V, 70 g, 70 × 100	Druk ukończono w lipcu 1954
Cena zł 5.20	Zam. nr 280/54 — F-5-19074

W R O C Ł A W S K A D R U K A R N I A N A U K O W A

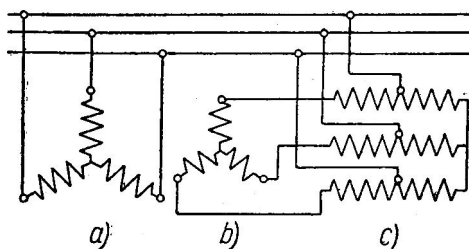
POMIAR NAGRZANIA STOJANÓW SILNIKÓW ASYNCHRONICZNYCH METODĄ OBCIĄŻENIA ZASTĘPCZEGO

ANDRZEJ KORDECKI, mgr inż., z-ca prof. Katedry Maszyn Elektrycznych

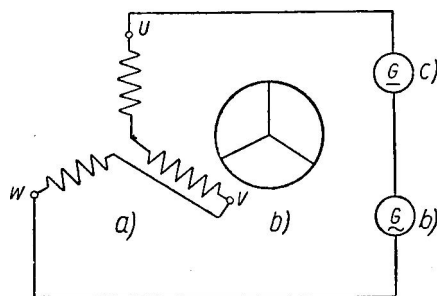
Podano metodę pomiaru nagrzania stojanów trójfazowych silników asynchronicznych przy obciążeniu zastępczym. Obciążenie to osiąga się w ten sposób, że silnik pracuje jednofazowo, przy czym faza odłączona jest obciążona regulowaną zawadnością.

1. CEL I METODY OBCIĄŻEŃ ZASTĘPCZYCH DO POMIARÓW NAGRZANIA STOJANÓW

Pomiar nagrzania stojanów silników asynchronicznych metodą obciążenia zastępczego (bez obciążenia mocą znamionową) ma na celu stwierdzenie czy maszyna przy swoich znamionowych stratach nagrzewa się w granicach dopuszczalnych przyrostów temperatur. Pomiar nagrzania przeprowadza się przy znamionowych obrotach maszyny dla zachowania niezmiennych warunków chłodzenia, przy czym nie jest ona napędzana dodatkowym silnikiem. Poza tym maszyna jest obciążona zasadniczo tylko swoimi stratami.



Rys. 1. Układ pomiarowy dla metody
Eliaszewicza
a) — stojan, b) — wirnik, c) — regulator
indukcyjny.



Rys. 2. Układ pomiarowy dla metody
Kostienki biegu jednofazowego
a) — stojan, b) — wirnik.

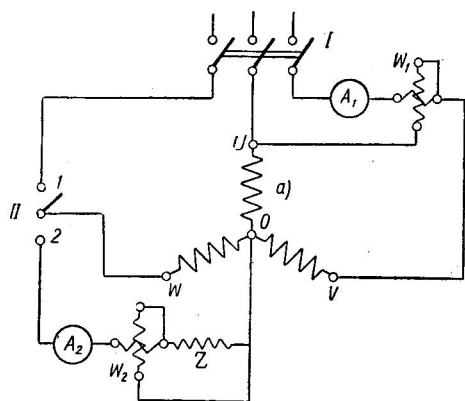
Spośród znanych i stosowanych metod najczęściej jest w użyciu *metoda Eliaszewicza*, polegająca na równoczesnym zasilaniu stojana i wirnika prądem zmiennym oraz *metoda Kostienki* biegu jednofazowego,

polegająca na zasilaniu uzwojenia stojana połączonego w szereg (z odwróconą jedną fazą) równocześnie prądem zmiennym i stałym. Metoda Elia-szewicza (rys. 1) ogranicza się do badania maszyn nisko- i wysokonapięciowych ze stałe przylegającymi szczotkami, natomiast metoda biegu jednofazowego Kostienki (rys. 2) — do maszyn ze stałe przylegającymi i podnoszonymi szczotkami oraz do maszyn o wirniku zwartym, lecz tylko małych i niskonapięciowych, ze względu na trudności pomiarowe prądów, napięć i mocy, które wynikają z tej okoliczności, że przez uzwojenia płynie równocześnie prąd stały i zmienny.

Omawiana dalej metoda autora nadaje się do wszystkich silników, a więc o wirniku zwartym oraz pierścieniowym ze stałe przylegającymi i podnoszonymi szczotkami, zarówno nisko-, jak i wysokonapięciowych.

2. ZASADA METODY AUTORA

Silnik połączony np. w gwiazdę uruchamia się na biegu jałowym trójfazowo, a następnie odłącza się jedną fazę od napięcia i włącza (przełącznikiem II) na zawadność Z według schematu (rys. 3). Silnik



Rys. 3. Układ pomiarowy dla metody obciążenia zastępczego
a) — stojan, b) — zawadność obciążająca.

pracuje jednofazowo mając prawie znamionowe obroty, przy czym faza obciążona zawadnością Z pracuje jako generator. Na podstawie pomiarów i analizy przeprowadzonej za pomocą metody składowych symetrycznych stwierdzono, że napięcia na fazach zasilanych są prawie

$$\text{równe i wynoszą około } \frac{U}{\sqrt{3}}, \text{ na fazie}$$

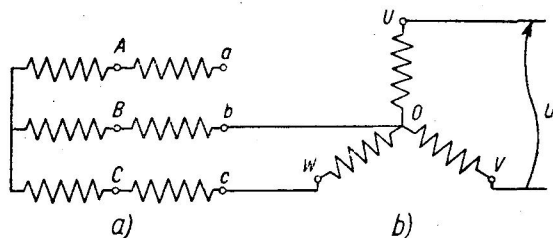
obciążonej zaś napięcie jest mniejsze. Natomiast sem. różnią się nieznacznie i są przesunięte względem siebie prawie o 120° . Wobec tego pole wirujące jest tylko lekko eliptyczne. Powoduje to jednak

obciążenie wirnika stratami w miedzi i w żelazie. W sumie straty te są tego rzędu co straty wirnika przy znamionowym trójfazowym obciążeniu.

Ze względu na przestrzenne rozmieszczenie faz pod kątem 120° elektrycznych, siła elektromotoryczna w fazie obciążonej indukuje się wyłącznie za pośrednictwem wirującego pola. Ponieważ sem. poszczególnych faz różnią się od siebie nieznacznie, więc i indukuje, a co za tym idzie straty w żelazie stojana, różnią się od siebie niewiele. Zatem straty w że-

lazi stojana przy biegu jednofazowym są dla wszystkich faz prawie jednakowe i nieco tylko mniejsze od strat znamionowych dla biegu trójfazowego przy znamionowym napięciu.

Obciążenie prądowe, a więc i straty w miedzi stojana reguluje się przez zmianę zawadności Z .



Rys. 4. Schemat obciążenia silnika regulatorem indukcyjnym
a) — regulator indukcyjny, b) — silnik.

Należy dążyć do tego, aby prądy w fazach zasilanych i obciążonych były w miarę możliwości równe i bliskie wartości znamionowej. Chodzi bowiem o to, by straty w miedzi przy obciążeniu zastępczym były możliwie zbliżone do strat przy obciążeniu znamionowym dla biegu trójfazowego. Jednak uzyskanie takich samych strat w żelazie i w miedzi stojana przy biegu z obciążeniem zastępczym, jak przy biegu trójfazowym, nie jest ani możliwe, ani konieczne, ponieważ różnice temperatur wynikające z tego powodu koryguje się po dokonanych pomiarze.

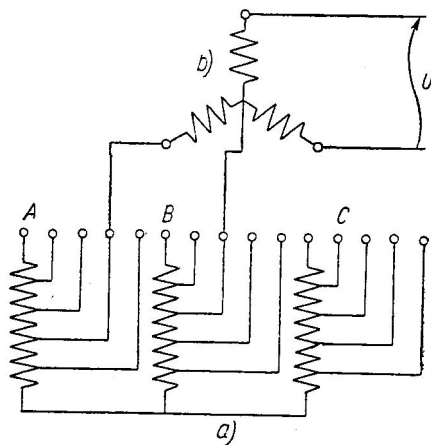
Jako zawadności obciążającej Z używa się:

a) regulatora indukcyjnego tak połączanego, aby spełniał rolę dławika regulowanego (rys. 4),

b) transformatora przyłączonego zaczeпами o mniejszym napięciu niż napięcie biegu jałowego fazy obciążonej (rys. 5),

c) regulowanego opornika o oporności czynnej, np. wodnego.

Ze względów ekonomicznych najlepiej używać zawadności dwóch pierwszych typów. Obciążenie opornością czynną można stosować bądź w przypadku badania małych silników, bądź też dla uzyskania drobnej regulacji przy obciążeniu za pomocą transformatora z zaczeпами. Najwygodniejszy jednak do tego jest regulator indukcyjny.

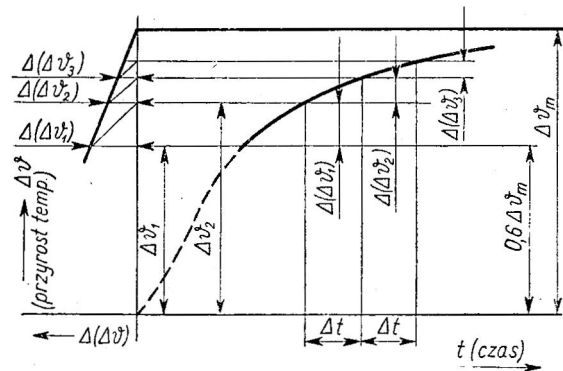


Rys. 5. Schemat obciążenia silnika transformatorem z zaczeпами
a) — transformator, b) — silnik.

3. WYZNACZENIE PRZYROSTU TEMPERATURY

Jedynie celowym pomiarem temperatur jest pomiar za pomocą wbudowanych wskaźników. Pomiar temperatur metodą oporową jest związany z wieloma trudnościami, zwłaszcza w przypadku dużych maszyn otwartych o długim czasie wybiegu i nie mających hamowania.

Ustalony przyrost temperatury najlepiej określić metodą ekstrapolowania, której zasadę przedstawia rys. 6. Do ekstrapolowania wykorzystuje się punkty przyrostów powyżej 0,6 ustalonego przyrostu temperatury, ponieważ dopiero dla tych punktów można maszynę uważać za ciało jednorodne, a nagrzanie za przebiegające według krzywej wykładniczej.



Rys. 6. Wykreślne wyznaczenie końcowego przyrostu temperatury przez ekstrapolację krzywej nagrzania.

Przez ekstrapolację uzyskuje się wynik o dokładności przynajmniej takiej samej jak przy prowadzeniu próby do końca, natomiast czas jest co najmniej dwukrotnie skrócony.

Skrócenie czasu pomiaru jest ważne, ponieważ zmiana temperatury otoczenia, a specjalnie temperatury powietrza chłodzącego, zmienia warunki chłodzenia i nagrzania wyznaczone drogą ekstrapolacji wymaga dodatkowej poprawki.

Prawdziwy ustalony przyrost temperatury odpowiadający przyrostowi $\Delta\vartheta_m$ przy znamionowym obciążeniu trójfazowym oblicza się z ustalonego przyrostu $\Delta\vartheta_m^*$ wyznaczonego dla biegu jednofazowego o obciążeniu zastępczym.

Do tego obliczenia korygującego potrzebna jest znajomość strat ΔP w miedzi i w żelazie każdej fazy przy obciążeniu znamionowym trójfazowym oraz przy biegu jednofazowym z obciążeniem zastępczym ΔP^* . Korektę przeprowadza się na podstawie proporcjonalności przyrostu temperatury do strat. Pomija się więc tę część strat odprowadzonych przez promieniowanie, która jest proporcjonalna do przyrostu temperatury w stopniu wyższym niż pierwszy. Ponieważ dla różnicy temperatur objętych korektą ta część strat mieści się w granicach uchybów pomiarowych, więc nie wpływa na wynik. Skorygowany przyrost temperatury wylicza się zatem z wzoru

$$\Delta\vartheta_{mk} = \Delta\vartheta_m^* \frac{\Delta P}{\Delta P^*}. \quad (1)$$

4. WYZNACZENIE STRAT SILNIKA

WYZNACZENIE STRAT BIEGU TRÓJFAZOWEGO

Straty mechaniczne ΔP_m biegu trójfazowego wyznacza się najłatwiej wykreślnie ekstrapolując, po odjęciu strat w miedzi, krzywą strat biegu jałowego przedstawioną w zależności od kwadratu napięcia (rys. 7).

Z tego samego wykresu wyznacza się straty w żelazie maszyny ΔP_{Fe} dla biegu trójfazowego. W przypadku gdy straty w żelazie wirnika można pominąć, straty w żelazie maszyny równają się stratom w żelazie stojana ΔP_{sFe} .

Straty w miedzi stojana wynoszą

$$\Delta P_{sCu} = 3I^2 R_s, \quad (2)$$

gdzie R_s jest opornością jednej fazy mierzonej prądem stałym (straty dodatkowe w miedzi można uwzględnić współczynnikiem k_{Cu} ; wtedy wstawia się do wzoru $k_{Cu} R_s$).

Straty stojana:

$$\Delta P_s = \Delta P_{sFe} + \Delta P_{sCu}. \quad (3)$$

Straty w miedzi wirnika:

$$\Delta P_{wCu} = P_M \cdot s, \quad (4)$$

gdzie

$$P_M = P_1 - \Delta P_s \quad (5)$$

jest to moc w szczelinie, przy czym

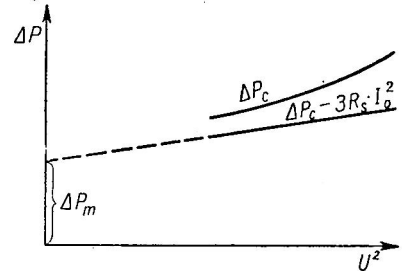
- s — poślizg przy obciążeniu znamionowym,
- P_1 — znamionowa moc doprowadzona do stojana,
- ΔP_s — znamionowe straty stojana.

WYZNACZENIE STRAT BIEGU JEDNOFAZOWEGO Z OBCIĄŻENIEM ZASTĘPCZYM¹⁾

Straty mechaniczne

$$\Delta P_m^* = \Delta P_m. \quad (6)$$

Zależność ta wynika z równości obrotów przy obciążeniu zastępczym i trójfazowym.



Rys. 7. Wykreślnie wyznaczenie strat mechanicznych przez ekstrapolację krzywej strat jałowych.

¹⁾ Symbole wielkości odnoszące się do biegu jednofazowego zostały oznaczone gwiazdką.

Straty w miedzi stojana:

$$\Delta P_{sCu}^* = (2 I_u^2 + I_w^2) R_s, \quad (7)$$

gdzie

I_u — prąd w fazach zasilanych,

I_w — prąd w fazie obciążonej,

R_s — oporność jak we wzorze (2).

Straty w żelazie:

$$\Delta P_{sFe}^* = \Delta P_{sFe} \left(\frac{E_n^*}{E_n} \right)^2, \quad (8)$$

gdzie

E_n — sem. fazowa w uzwojeniu stojana przy biegu trójfazowym i znamionowym napięciu,

E_n^* — zastępcza sem. fazowa w uzwojeniu stojana przy biegu jednofazowym z obciążeniem zastępczym i znamionowym napięciu zasilania, przy czym

$$E_n^* = \sqrt{\frac{E_{nu}^{*2} + E_{nv}^{*2} + E_{nw}^{*2}}{3}}. \quad (9)$$

Tutaj E_{nu}^* , E_{nv}^* , E_{nw}^* — sem. fazowe. Najprościej jest wyznaczyć je wykreślnie z napięć i spadków napięć czynnych i biernych; ostatnie uzyskuje się z pomiaru zwarcia.

Całkowite straty maszyny ΔP^* wyznaczają się z różnicy wskazań watomierzy W_1 i W_2 (rys. 3):

$$\Delta P^* = P_1 - P_2. \quad (10)$$

Straty wirnika przy biegu jednofazowym o obciążeniu zastępczym są z reguły większe niż przy biegu trójfazowym i obciążeniu znamionowym, ponieważ dochodzą jeszcze straty w żelazie (od składowej pola przeciwnie wirującej o częstotliwości prawie podwójnej).

Straty w wirniku:

$$\Delta P_w^* = \Delta P^* - \Delta P_s^*. \quad (11)$$

5. WYZNACZENIE NAGRZANIA

Nagrzanie występujące przy pracy trójfazowej i obciążeniu znamionowym oblicza się z biegu jednofazowego przy obciążeniu zastępczym, jak następuje. Zmierzone przyrosty temperatur $\Delta \vartheta_m^*$ koryguje się za pomocą stosunków strat ΔP^* i ΔP według wzoru (1) uzyskując wstępnie skorygowany przyrost $\Delta \vartheta_{mk}$. Ponieważ na ogół $\Delta P_w^* > \Delta P_w$, wobec

tęgo zasadniczo trzeba wprowadzić drugą korektę, w celu uzyskania końcowego poprawnego przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_m$.

Sposób przeprowadzenia tej korekty opiera się na zasadzie proporcjonalności przyrostu temperatury do strat, a ponadto zależy od budowy silnika i rodzaju przewietrzania.

W silnikach zamkniętych z chłodzeniem zewnętrznym przeprowadza się ją według wzoru

$$\Delta\vartheta_m = \Delta\vartheta_{mk} \frac{\Delta P}{\Delta P + (\Delta P_w^* - \Delta P_w)}. \quad (12)$$

W przypadku silników o chłodzeniu promieniowo-osiowym drugą korektę określa wzór

$$\Delta\vartheta_m = \Delta\vartheta_{mk} \frac{\Delta P}{\Delta P + b (\Delta P_w^* - \Delta P)}, \quad (13)$$

gdzie b jest stosunkiem ilości powietrza chłodzącego wirnik do całkowitej ilości powietrza chłodzącego.

Wreszcie w przypadku przewietrzania wyłącznie osiowego, przy którym oddzielne strugi powietrza chłodzą wirnik a oddzielne stojan, przeprowadzenie drugiej korekty jest zbędne; wobec tego

$$\Delta\vartheta_m = \Delta\vartheta_{mk}.$$

6. WNIOSKI KOŃCOWE

1. Uzyskanie najmniejszych uchybów przy wyznaczaniu nagrzania w metodzie z obciążeniem zastępczym jest możliwe w przypadku równości prądów w fazach zasilanej i obciążonej. Również napięcia powinny nieznacznie się różnić od napięcia znamionowego. Gdy taki stan jest osiągnięty, wtedy istnieje równomierny rozkład strat w poszczególnych fazach (miedź i żelazo), a zatem występują jednakie przyrosty temperatur, zarówno dla obciążenia zastępczego, jak również po przeprowadzeniu korekty.

2. Gdy nie udaje się uzyskać równości we wszystkich fazach (ze względu na regulację skokami napięcia i zawadności), wtedy prądem, który ma wartość najbardziej zbliżoną do prądu znamionowego, powinien być prąd w fazach zasilanych. W tym przypadku miarodajnym nagrzaniem, które jest podstawą do obliczenia końcowego, jest wyłącznie nagrzanie faz zasilanych.

3. Regulując obciążenie zastępcze należy mieć na uwadze, ażeby przede wszystkim uzyskać możliwie dokładną równość prądów w fazach zasilanych i obciążonej. Prądy te powinny być zbliżone do wartości prądu znamionowego. Stan ten osiąga się zwykle przy napięciu różnym od napię-

cia znamionowego, co nie jest jednak tak ważne jak uzyskanie równych prądów. Wynika to z okoliczności, że w silniku asynchronicznym straty w żelazie są z reguły mniejsze od strat w miedzi. Regulując równość prądów przez dobór zawadności obciążającej i napięcia zasilającego trzeba mieć na uwadze, żeby nie przeprowadzać próby przy napięciu znacznie wyższym od znamionowego; orientacyjnie biorąc, napięcie zasilające może być większe od napięcia znamionowego o około 5% dla maszyn wysokonapięciowych i o około 10% dla niskonapięciowych.

4. Z przytoczonych powyżej powodów wynika, że dla uzyskania końcowego rezultatu nagrzania obciążonego najmniejszym uchybem należy:

a) za podstawę do obliczenia korekcyjnego przyjmować przyrosty temperatury fazy zasilanej;

b) prądy i napięcia, a więc i straty przypadające na poszczególne fazy (dla miedzi i dla żelaza) utrzymywać możliwie blisko odpowiednich znamionowych wielkości;

c) stosować zasady pomiarowe i korekcyjne omówione w rozdziale 3 i 4;

d) przy obliczaniu strat mieć na uwadze ewentualny wpływ strat dodatkowych.

7. WYNIKI POMIARÓW PORÓWNAWCZYCH

Wyniki pomiarów nagrzania silnika asynchronicznego trójfazowego, które są podane przy końcu tego rozdziału, otrzymano przez porównanie nagrzania przy obciążeniu trójfazowym (obciążeniem była prądnica hamulcowa) i obciążeniu zastępczym. Pomiary wykonano na silniku z pierścieniami ślizgowymi, firmy AEG; uzwojenie stojana jednowarstwowe połączone w gwiazdę, przewietrzanie zarówno stojana jak i wirnika wyłącznie osiowe, uzyskane za pomocą wentylatora ssącego, żłobki stojana półzamknięte, wirnika zamknięte.

Poza tym silnik miał następujące dane: stojan 215 V; 14,5 A; wirnik 60 V; moc ciągła 5 KM; 965 obr/min; 50 Hz.

Z uwagi na budowę silnika nie uwzględniono przy pierwszym korygowaniu ostatecznego przyrostu temperatury i strat dodatkowych, ani nie wprowadzono drugiej korekty (wzór 14).

Procentowe uchyby δ , skorygowanych przyrostów temperatur $\Delta\theta$ dla nagrzania przy biegu jednofazowym z obciążeniem zastępczym w odniesieniu do rzeczywistych przyrostów przy obciążeniu trójfazowym wyniosły:

a) dla miedzi $3,38 \div 2,36\%$ w fazach zasilanych; większy uchyb odnosi się do części żłobkowej, mniejszy do połączeń czołowych;

b) dla żelaza $0,94 \div 0,25\%$; większy uchyb odnosi się do miejsca w jarzmie pod żłobkiem, w połowie długości pakietu, uchyb mniejszy — do miejsca w jarzmie pod żłobkiem na skraju pakietu.

Drugich, a nawet pierwszych miejsc po przecinku nie należy brać pod uwagę, ponieważ wynikły one jedynie z operacji rachunkowych i nie mają uzasadnienia wobec dokładności użytych przyrządów pomiarowych, które były w klasie $0,2 \div 0,5\%$. Niemniej jednak widać, że dokładność wyników pomiaru nagrzania metodą obciążenia zastępczego łatwo jest utrzymać poniżej 5% .

Jakkolwiek próba porównawcza została przeprowadzona na silniku małej mocy (5 KM, 965 obr/min), to jednak można z całą pewnością twierdzić, że i na silnikach wielkiej mocy sprawdzi się użyteczność tej metody, gdyż analiza rozplywu prądów i rozkładu napięć przeprowadzona za pomocą symetrycznych składowych (nie podana w niniejszym streszczeniu z braku miejsca) obowiązuje zarówno silniki małe, jak i duże.

LITERATURA

[1] J. Kozakiewicz, K. Szulc, *Uproszczone badanie cieplne silników asynchronicznych*, P. El. (1936) nr 7. 153.

[2] M. P. Kostienko, *Koswiennyj metod tieplovo ispytanija asinchronnych dwigateliej*, Elektrichestwo nr 2 (1934).

[3] E. B. Eliaszewicz, *Nowyj metod iskustwiennoj nagruzki triochfaznych indukejonnych dwigateliej*, Izwiestija Azierbajdzanskowo Gosudarstwiennowo Politechniczeskowo Instituta, Baku (1928).

[4] W. A. Tołwiński u. S. M. Hochberg, *Asynchrone Betriebsweisen der Drehstrominduktionsmaschine bei doppelter Speisung von ein u. demselben Netz*, Arch. El. 20 (1928) 162.

[5] A. M. Bamdas, *Eine neue Methode zur künstlichen Belastung von Induktionsmotoren*, E. u. M (1931) Heft 5, 86.

[6] Osborne, *Was ist unter der Erwärmungskonstante einer elektrischen Maschine zu verstehen?*, ETZ (1930) Heft 25. 902.

[7] C. Trettin, *Die Berechnung und Messung der Wärmeströmungen in Gleichstrommaschinen*, W. V. Siemens-Konzern (1936) Heft 2. 1.

[8] M. Liwschitz u. H. Raymund, *Zur Frage der Erwärmung elektrischer Maschinen* W. V. a. d. S.-K.

[9] R. F. Franklin, *Short-Circuit Currents of Synchronous Machines Transactions*, A. I. E. E. (1925) 420.

Katedra Maszyn Elektrycznych

Wpłynęło w czerwcu 1953.

ИЗМЕРЕНИЕ НАГРЕВА СТАТОРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МЕТОДОМ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ НАГРУЗКИ

Статья подает метод измерения нагрева статоров трехфазных асинхронных двигателей при помощи эквивалентной нагрузки. Нагрузку такую получают, переводя двигатель на однофазную работу, при чем отключенную фазу нагружают регулируемым импедансом.

MEASUREMENT OF ASYNCHRONOUS MOTORS STATOR HEATING BY SUBSTITUTE LOAD METHOD

The paper offers a method of measuring the heating of stators of three-phase asynchronous motors using substitute load. This is managed by the motor working single-phase, while the disconnected phase is loaded with controlled impedance.

DWUSTOPNIOWY WZMACNIACZ MASZYNOWY (AMPLIDYNA) ZE STOSUNKIEM BIEGUNÓW 1:1 W OBU STOPNIACH WZMOCNIENIA

FELIKS ANDRZEJEWSKI, mgr inż.

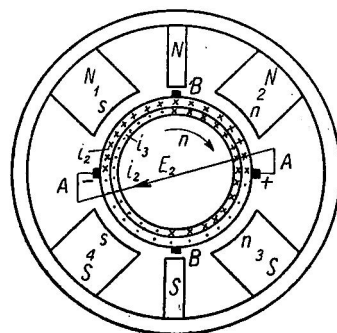
W artykule tym, który jest fragmentem pracy obszerniejszej, podane są zależności współczynników wzmacnienia w stanie ustalonym od innych parametrów maszyny. Uwzględnione są wpływy prądu obwodu zwartego oraz prądu obwodu wyjściowego na współczynnik wzmacnienia. Dla zilustrowania wielkości poszczególnych parametrów przytoczone są dane liczbowe z wykonanego modelu.

Wzmacniacz maszynowy ze stosunkiem biegunów 1:1 jest maszyną dwubiegunową o „rozdzielonych” biegunach, jak widać to na rys. 1.

W tego rodzaju wzmacniaczach twornik ma zawsze dwubiegunowe uzwojenie faliste proste. Uzwojenie sterujące w postaci skupionych cewek na pieńkach biegunowych 1, 2, 3, 4 wytwarza bieguny N, N, S, S .

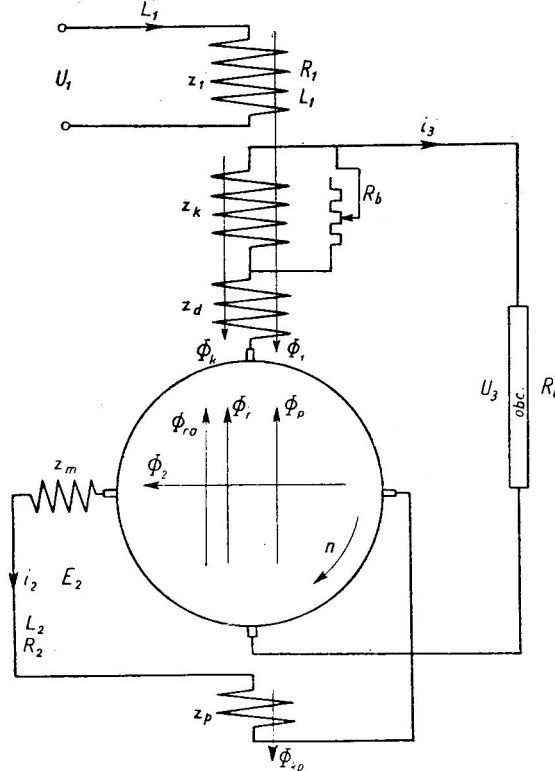
Pod wpływem strumienia sterowania Φ_1 indukuje się między szczotkami AA sem. E_2 , pod wpływem której płynie w obwodzie zwartym prąd i_2 . Zatem obwód sterowania i obwód zwarty stanowią pierwszy stopień wzmacnienia. Prąd i_2 płynący przez uzwojenie twornika wytwarza w osi poprzecznej maszyny nieruchomy strumień Φ_2 , który daje bieguny s, n, n, s . Przy wirowaniu twornika w tym polu zostaje indukowana w osi szczotek BB sem. E_3 obwodu wyjściowego i przy zamknięciu tego obwodu opornością obciążenia R_0 popłynie prąd i_3 . Obwód zwarty i obwód wyjściowy tworzą więc drugi stopień wzmacnienia.

Jak wynika z powyższego, wzmacniacz maszynowy jest równoważny dwu maszynom prądu stałego o jednakowych wymiarach i całkowity współczynnik wzmacnienia w stosunku do mocy jest równy iloczynowi współczynników obu równoważnych maszyn. Dzięki temu osiąga się duży współczynnik wzmacnienia, dochodzący do kilkunastu tysięcy.



Rys. 1. Schemat ideowy
wzmacniacza.

Ponieważ strumień obwodu sterującego Φ_1 jest bardzo słaby, wzmacniacz musi być wyposażony w uzwojenie kompensujące oddziaływanie twornika od prądu obciążenia i_3 . Tego typu wzmacniacze mają uzwojenie kompensacyjne skupione, obejmujące bieguny 1 i 2 oraz 3 i 4 (rys. 2).



Rys. 2. Rozkład strumieni magnetycznych we wzmacniaczu.

z_k — uzwojenie kompensacyjne, Φ_k — strumień uzwojenia kompensacyjnego, z_d — uzwojenie biegunów komutacyjnych, z_m — dodatkowe uzwojenie magnesujące, z_p — dodatkowe uzwojenie kompensacyjne, Φ_r — strumień oddziaływania twornika od prądu i_3 , Φ_{ra} — strumień połączeń czołowych twornika, Φ_p — strumień oddziaływania twornika od prądu i_2 , Φ_{kp} — strumień wytworzony przez dodatkowe uzwojenie kompensacyjne.

Ponieważ mamy tu bieguny wystające, więc ze względu na różny kształt pola oddziaływania twornika i pola wytworzonego przez uzwojenie kompensacyjne całkowita kompensacja jest niemożliwa, mamy zawsze pewną niedokompensację, przez co zmniejsza się całkowity współczynnik wzmocnienia.

Rozpatrując tylko pracę wzmacniacza w stanie ustalonym uzyskuje się wyrażenie na sem. obwodu zwartego, w postaci następującej:

$$E_2 = \frac{pn}{60} \cdot \frac{N}{a} \Phi_1 \cdot 10^{-8} = \frac{pn}{60} \cdot \frac{N}{a} \cdot \frac{i_1 L_1}{\delta_1 z_1}.$$

Stosunek sem. obwodu zwartego do napięcia sterowania daje nam współczynnik wzmocnienia w stosunku do napięć w I stopniu w postaci:

$$m_1 = \frac{E_2}{U_1} = 4f \frac{z_a}{z_1} \frac{T_1}{\sigma_1}, \quad (1)$$

gdzie

$T_1 = \frac{L_1}{R_1}$ — stała czasowa obwodu sterowania;

$i_1, U_1, R_1, L_1, z_1, \Phi_1$ — prąd, napięcie, oporność, indukcyjność, liczba zwojów i strumień obwodu sterowania;

σ_1 — współczynnik rozproszenia uzwojenia sterującego.

W drugim stopniu wzmocnienia wejściową wielkością jest sem. E_2 , a wyjściową sem. E_3 obwodu wyjściowego, indukowana strumieniem Φ_2 :

$$E_3 = \frac{pn}{60} \frac{N}{a} \Phi_2 \cdot 10^{-8} = 4f \frac{i_2 L_2}{\sigma_2}.$$

Współczynnik wzmocnienia w stosunku do napięć w II stopniu otrzymuje się jako stosunek E_3 do E_2 :

$$m_2 = \frac{E_3}{E_2} = 4f \frac{T_2}{\sigma_2}, \quad (2)$$

gdzie

$T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ — stała czasowa obwodu zwartego;

σ_2 — współczynnik rozproszenia uzwojenia twornika;

i_2, E_2, R_2, L_2 — prąd, sem., oporność i indukcyjność obwodu zwartego;

Φ_2 — strumień w poprzecznej osi wzmacniacza.

Zatem całkowity idealny współczynnik wzmocnienia w stosunku do napięć w stanie ustalonym wynosi

$$m = m_1 m_2 = \frac{E_3}{U_1} = 16f^2 \frac{z_a}{z_1} \frac{T_1 T_2}{\sigma_1 \sigma_2}. \quad (3)$$

Moce poszczególnych obwodów wyrażają się następującymi zależnościami:

$$P_1 = U_1 i_1 = \frac{U_1^2}{R_1};$$

$$P_2 = E_2 i_2 = \frac{m_1^2 U_1^2}{R_2};$$

$$P_3 = U_3 i_3 = m_1^2 m_2^2 U_1^2 \frac{R_0}{R_3},$$

gdzie

R_3 — oporność całkowita obwodu roboczego,
 R_0 — oporność obciążenia,
 i_3, U_3 — prąd i napięcie obwodu wyjściowego.

Całkowity idealny współczynnik wzmocnienia w stosunku do mocy otrzymamy w postaci

$$\xi = \frac{P_3}{P_1} = \frac{R_1 R_0}{R_3^2} m_1^2 m_2^2. \quad (4)$$

Aby otrzymać rzeczywiste współczynniki wzmocnienia, należy uwzględnić wpływ prądu i_2 obwodu zwartego oraz wpływ prądu obciążenia i_3 na obwód sterowania.

1. Wpływ prądu i_2 .

a. Przy wirowaniu twornika w strumieniu Φ_2 powstają w żelazie prądy wirowe, które dają wypadkowy strumień Φ_{Fe} , przeciwdziałający strumieniowi sterowania Φ_1 . Przepływ odpowiadający temu strumieniowi wynosi Θ_{Fe} .

b. Przy zwolnionej komutacji prądu i_2 w obwodzie zwartym (jeżeli brak biegunów pomocniczych w poprzecznej osi maszyny) powstają dodatkowe prądy, dające roz magnesowujący przepływ Θ_k .

c. Przesunięcie szczotek w poprzecznej osi, zgodnie z kierunkiem wirowania twornika, o kąt α daje roz magnesowujący przepływ Θ_α . Całkowity przepływ wywołany oddziaływaniem prądu i_2 wynosi

$$\Theta_p = \Theta_{Fe} + \Theta_k + \Theta_\alpha.$$

Jeżeli przepływ obwodu sterowania potrzebny dla pokonania oporu magnetycznego wynosi $\Theta_{1\delta}$, to po uwzględnieniu Θ_p wyniesie

$$\Theta_1 = \Theta_{1\delta} + \Theta_p.$$

Przepływ Θ_p zmniejsza więc współczynnik wzmocnienia maszyny w stosunku

$$k = \frac{\Theta_1}{\Theta_{1\delta}}.$$

Ponieważ sem. E_p indukowana strumieniem Φ_p w obwodzie poprzecznym ma taki sam kierunek jak i spadki napięć w tym obwodzie, więc działanie Φ_p zmniejsza k razy współczynnik wzmocnienia w drugim stopniu.

Przy uwzględnianiu tego wpływu współczynnik wzmocnienia wyniesie $\frac{m_2}{k}$.

Zatem rzeczywisty współczynnik wzmocnienia w stosunku do mocy przy biegu jałowym maszyny będzie miał wartość

$$\xi = \frac{R_1 R_0}{R_3^2} \frac{m_1^2 m_2^2}{k^2}. \quad (5)$$

2. Wpływ prądu obciążenia i_3 .

a. Strumień nieskompensowany; we wzmacniaczu istnieją lokalne nieskompensowane strumienie Φ_n oddziaływania twornika od prądu i_3 ; ponieważ strumień niedokompensacji Φ_n zachowuje się tak samo jak strumień Φ_p , więc jego działanie można zastąpić napięciem U_n przyłożonym do wejścia wzmacniacza.

b. Strumień połączeń czołowych twornika jest stały w przestrzeni i indukuje w zwartym obwodzie wzmacniacza sem., E_{ra} , którą można zamienić napięciem U_{ra} przyłożonym do wejścia wzmacniacza.

Całkowite napięcie wywołane prądem obciążenia wynosi $U_n + U_{ra}$; można je wyrazić zależnością

$$U_n + U_{ra} = b E_3,$$

gdzie

$$b \sim \frac{\Phi_n + \Phi_{ra}}{\Phi_r} - \text{współczynnik wyrażający wpływ obciążenia,}$$

Φ_r — strumień oddziaływania twornika od prądu i_3 ,

Φ_{ra} — strumień połączeń czołowych twornika.

Przy uwzględnieniu wpływu prądu i_2 oraz i_3 zależność (3) przyjmie postać następującą:

$$\frac{m_1 m_2}{k} (U_1 - b E_3) = E_3,$$

a po przekształceniu

$$\frac{m_1 m_2}{k(1+a)} = \frac{E_3}{U_1}, \quad (6)$$

gdzie

$$a = b \frac{m_1 m_2}{k}.$$

Rzeczywisty współczynnik wzmocnienia w stosunku do mocy obciążanego wzmacniacza przyjmie postać

$$\xi = \frac{R_1 R_0}{R_3^2} \frac{m_1^2 m_2^2}{k^2 (1+a)^2}. \quad (7)$$

Jak wynika ze wzoru (7), wpływ prądu i_2 obwodu zwartego wyraża się współczynnikiem k^2 zmniejszającym współczynnik wzmocnienia. Współczynnik k można zmniejszyć przez stosowanie w obwodzie zwartym

szczotek twardych i wąskich w stosunku do wycinka komutatorowego, cewek twornikowych o małej zwojności oraz blach twornikowych cienkich i o małej stratności. Charakterystyczne dla wykonanego modelu wzmacniacza jest to, że został on wyposażony w dodatkowe uzwojenie kompensujące wpływ prądu i_2 ; uzwojenie to jest zasilane prądem i_2 , a jego oś pokrywa się z osią podłużną maszyny. Za pomocą tego uzwojenia można skompensować całkowicie oddziaływanie prądu i_2 niezależnie od wyżej podanych warunków odnośnie szczotek, blach twornikowych itd.

Wpływ kompensacji oddziaływania prądu i_2 na współczynnik wzmocnienia jest widoczny z przytoczonych danych liczbowych.

W dalszym ciągu zostanie rozpatrzona zależność współczynnika wzmocnienia od wymiarów maszyny, obrotów, indukcji w szczelinie i okładu prądowego.

1. Drugi stopień wzmocnienia.

Moc wewnętrzna maszyny w obwodzie wyjściowym jest określona zależnością

$$P_3 = i_3 E_3 = i_3 \frac{pn}{60} \frac{N}{a} \Phi_2 \cdot 10^{-8},$$

moc zaś w obwodzie zwartym:

$$P_2 = i_2 E_2 = i_2^2 R_2.$$

Stosunek obu mocy daje współczynnik wzmocnienia w drugim stopniu:

$$\xi_2 = \frac{P_3}{P_2} = \frac{\frac{pn}{60} \frac{N}{a} \Phi_2 i_3 \cdot 10^{-8}}{i_2^2 R_2}.$$

Określając strumień Φ_2 z zależności

$$\psi_2 = L_2 i_2 = \sigma_2 z_a \Phi_2,$$

gdzie

$$z_a = \frac{N}{2 \cdot 2a} = \frac{N}{4}$$

oraz uwzględniając, że

$$\pi D A_3 = \frac{i_3 N}{2a}$$

uzyskuje się następujące wyrażenie na współczynnik wzmocnienia:

$$\xi_2 = \frac{2pn}{60} \cdot \frac{\pi D A_3 T_2}{\sigma_2 \Theta_2}. \quad (8)$$

Zakładając, że Θ_2 idą tylko na pokonanie oporu magnetycznego szczeliny powietrznej bez uwzględnienia oporu magnetycznego żelaza, mamy

$$\Theta_2 = 1,6 k_c \delta B_{2\delta};$$

przyjmując, że $k_c \sim 1,3$ ponieważ $2p = 2$, otrzymujemy ostatecznie

$$\xi_2 = \frac{5}{\sigma_2} \cdot \frac{n}{100} \cdot \frac{D}{\delta} \cdot \frac{A_3}{B_{2\delta}} \cdot T_2. \quad (9)$$

2. Pierwszy stopień wzmocnienia.

Analogicznie do (8) można napisać wyrażenie dla współczynnika wzmocnienia w pierwszym stopniu:

$$\xi_1 = \frac{2pn}{60} \cdot \frac{\pi D A_2 T_1}{\sigma_1 \Theta_1}, \quad (10)$$

gdzie

$$\psi_1 = L_1 i_1 = \sigma_1 z_1 \Phi_1,$$

$$A_2 = \frac{i_2 N}{2\pi D},$$

$$2a = 2,$$

Θ_1 — przepływ obwodu sterowania.

Nie uwzględniając oporu magnetycznego żelaza oraz przyjmując te same założenia co poprzednio, uzyskuje się

$$\xi_1 = \frac{5}{\sigma_1} \cdot \frac{n}{100} \cdot \frac{D}{\delta} \cdot \frac{A_2}{B_1 \delta} T_1. \quad (11)$$

Z (9) i (11) wynika wartość całkowitego współczynnika wzmocnienia w postaci następującej zależności:

$$\xi = \xi_1 \xi_2 = \frac{2,5}{\sigma_1 \sigma_2} \cdot \frac{n^2}{1000} \left(\frac{D}{\delta} \right)^2 \cdot \frac{A_3}{B_2 \delta} \cdot \frac{A_2}{B_1 \delta} T_1 T_2. \quad (12)$$

Dzieląc współczynnik wzmocnienia wyrażony zależnością (12) przez całkowitą stałą czasową $T = T_1 T_2$, otrzyma się charakterystyczną wielkość wyrażającą wzmocnienie na 1 sek, czyli tzw. współczynnik „dobroci” wzmacniacza:

$$e = \frac{\xi}{T} = \frac{2,5}{\sigma_1 \sigma_2} \cdot \frac{n^2}{1000} \left(\frac{D}{\delta} \right)^2 \cdot \frac{A_3}{B_2 \delta} \cdot \frac{A_2}{B_1 \delta}. \quad (13)$$

Wzmacniacz powinien posiadać duży współczynnik wzmocnienia przy jednocześnie małej stałej czasowej. Ponieważ jednak ze wzrostem wzmocnienia rośnie również i stała czasowa, więc należy tak dobrać poszczególne parametry maszyny, aby otrzymać większy wzrost współczynnika wzmocnienia niż stałej czasowej, tzn. możliwie duży współczynnik dobroci.

Z porównania poprzednio podanych zależności wynikają następujące wnioski odnośnie do powyższych warunków:

- 1) ilość obrotów maszyny powinna być duża;
- 2) okład A_3 prądu obciążenia i_3 powinien być duży;
- 3) indukcja w szczelinie $B_{2\delta}$ obwodu poprzecznego powinna być mała;
- 4) szczelina powietrzna powinna być mała;
- 5) duże A_2 powinno się uzyskiwać przy dużej ilości prętów N , a małym prądzie i_2 .

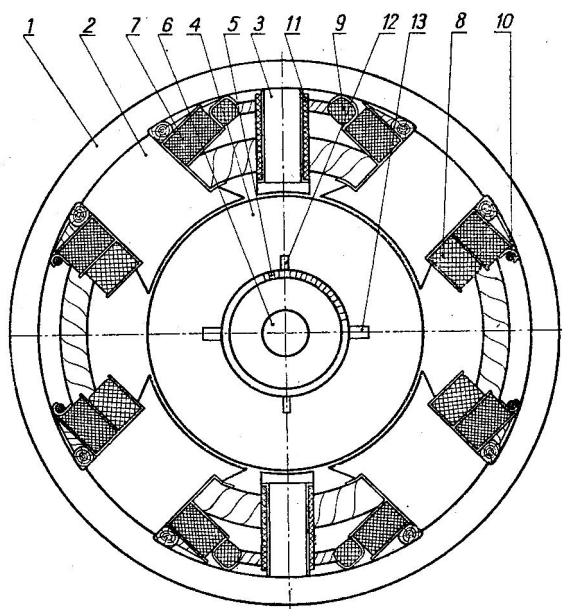
Jeżeli chodzi o prąd i_2 , to powinien on być mały z następujących względów:

- 1) współczynnik wzmocnienia maleje ze wzrostem i_2 ;
- 2) komutacja w obu osiach wzmacniacza jest lepsza przy małym prądzie i_2 , gdyż wówczas można nie stosować biegunów komutacyjnych w poprzecznej osi;
- 3) przez to samo uzwojenie twornika przepływa prąd i_2 oraz i_3 w ten sposób, że w jednej połowie uzwojenia płynie ich suma, a w drugiej różnica; ze względu na lepsze wykorzystanie miedzi twornika, prąd i_2 powinien być mały.

W Katedrze Maszyn Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej wykonano wzmacniacz maszynowy (rys. 3) o następujących danych:

- średnica twornika $D = 22$ cm;
- długość twornika $l = l_i = l_{Fe} = 8,5$ cm;
- idealny łuk bieguna rozdzielonego $b_i = (2 \cdot 11,3) = 22,6$ cm;
- liczba zębów $Z = 29$;
- liczba wycinków komutatora $K = 87$;
- liczba boków w jednej warstwie $u = 3$;
- zwojność cewek $z = 9$;
- liczba prętów $N = 1566$.

We wzmacniaczu tym zastosowano dodatkowo uzwojenie magnesujące, pozwalające na otrzymanie małego prądu i_2 w obwodzie zwartym, niezależnie od ilości prętów N . Liczba zwojów dodatkowego uzwojenia magnesującego na dwa rozdzielone bieguny wynosi $z_m = 300$.



Rys. 3. Układ cewek wzmacniacza: 1 — jarzmo, 2 — biegun główny, 3 — biegun komutacyjny, 4 — twornik, 5 — komutator, 6 — wał, 7 — uzwojenie sterujące, 8 — uzwojenie kompensacyjne, 9 — dodatkowe uzwojenie magnesujące, 10 — dodatkowe uzwojenie kompensujące Φ_p , 11 — uzwojenie biegunów kompensacyjnych, 12 — szczotka obwodu zwartego, 13 — szczotka robocza.

1. Dane wzmacniacza przy zastosowaniu dodatkowego uzwojenia magnesującego bez dodatkowego uzwojenia kompensującego:

liczba obrotów $n = 2000$;

napięcie wyjściowe $U_3 = 220$ V;

prąd obwodu wyjściowego $i_3 = 9$ A;

sem. obwodu zwartego $E_2 = 14,2$ V;

prąd obwodu zwartego $i_2 = 2,04$ A;

napięcie obwodu sterowania $U_1 = 7$ V;

prąd obwodu sterowania $i_1 = 0,0336$ A;

współczynniki wzmocnienia w stosunku do mocy $\xi = 8425$;

stała czasowa $T = 0,0441$ sek.

Indukcja w pierwszym stopniu wzmocnienia $B_{1\delta} = 186$ Gs;

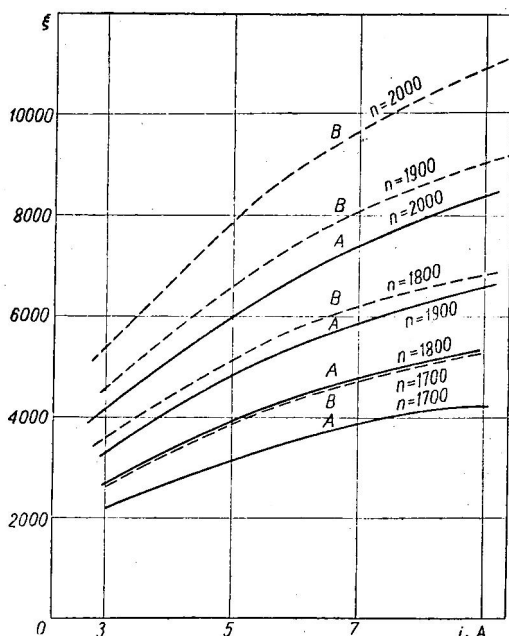
maksymalna indukacja w osi poprzecznej $B_{2\delta} = 4570$ Gs;

sem. E_p indukowana przez strumień Φ_p wynosi $E_p = 4,25$ V;

współczynnik $k = 1,3$;

współczynnik uwzględniający wpływ prądu obciążenia $(1 + a) \approx 4$;

współczynnik dobroci $q = \frac{\xi}{T} = 191 \cdot 10^3$.



Rys. 4. Zależność współczynnika wzmocnienia ξ od prądu obciążenia i_3 przy stałym napięciu $U_3 = 220$ V obwodu wyjściowego.

Krzywe A — bez dodatkowego uzwojenia kompensacyjnego, krzywe B — z dodatkowym uzwojeniem kompensacyjnym.

2. Dane wzmacniacza przy zastosowaniu dodatkowego uzwojenia magnesującego oraz dodatkowego uzwojenia kompensującego:

liczba obrotów $n = 2000$;

napięcie wyjściowego $U_3 = 220$ V;

prąd obwodu wyjściowego $i_3 = 9$ A;

sem. obwodu zwartego $E_2 = 14,4$ V;

prąd obwodu zwartego $i_2 = 2,04$ A;

napięcie obwodu sterowania $U_1 = 6,15$ V;

prąd obwodu sterowania $i_1 = 0,0294$ A;

współczynnik wzmocnienia w stosunku do mocy $\xi = 10\,950$;

stała czasowa $T = 0,0505$ sek;

indukcja w pierwszym stopniu wzmocnienia $B_{1\delta} = 169$ Gs;

maksymalna indukacja w obwodzie poprzecznym $B_{2\delta} = 4570$ Gs;

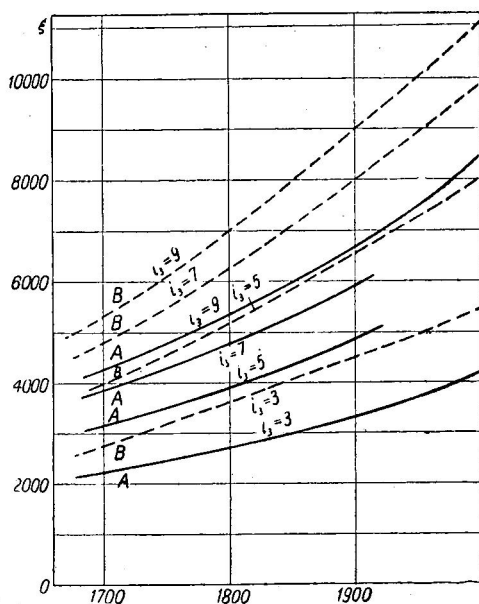
sem. indukowana przez Φ_p , a nieskompensowana całkowicie przez dodatkowe uzwojenie kompensacyjne $E_p = 2,35$ V;

współczynnik $k = 1,165$;

współczynnik uwzględniający wpływ prądu obciążenia $(1 + a) \approx 3,9$;

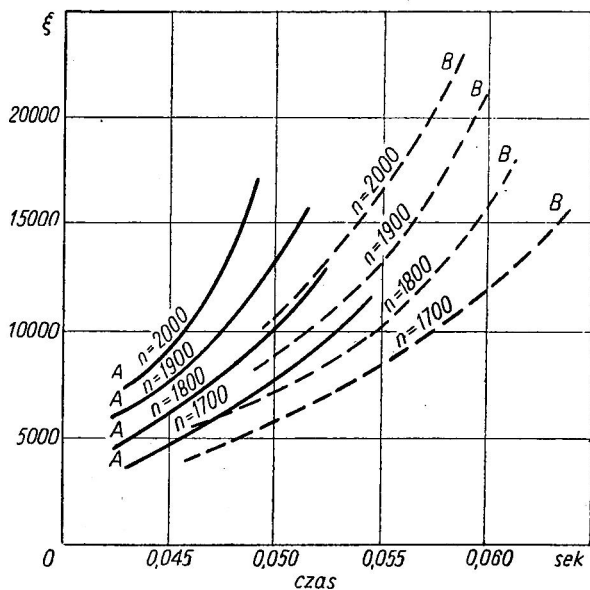
współczynnik dobroci $q = \xi/T = 217 \cdot 10^3$.

Charakterystyki wzmocnienia dla przypadku 1 i 2 przedstawione są na rys. 4 do 7.



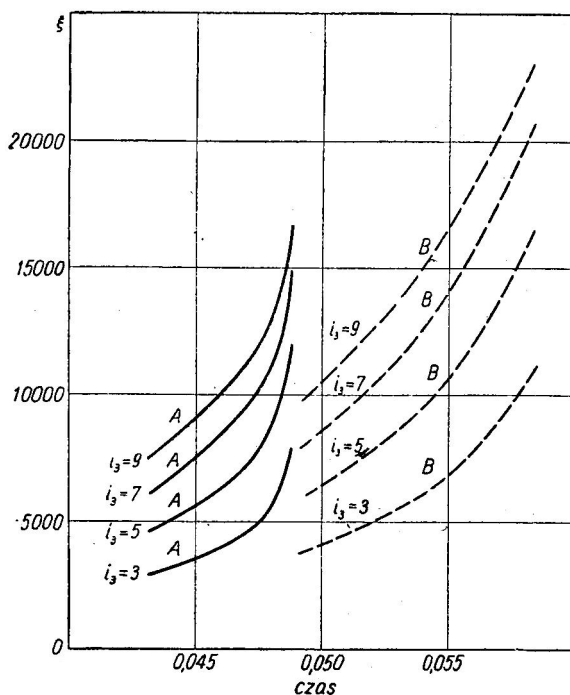
Rys. 5. Zależność współczynnika wzmocnienia ξ od liczby obrotów na minutę n przy stałym napięciu $U_3 = 220$ V obwodu wyjściowego.

Krzywe A — bez dodatkowego uzwojenia kompensacyjnego, krzywe B — z dodatkowym uzwojeniem kompensacyjnym.



Rys. 6. Zależność współczynnika wzmocnienia ξ od stałej czasowej T przy stałym prądzie $i_3 = 9$ A obwodu wyjściowego.

Krzywe A — bez dodatkowego uzwojenia kompensacyjnego, krzywe B — z dodatkowym uzwojeniem kompensacyjnym.



Rys. 7. Zależność współczynnika wzmocnienia ξ od stałej czasowej T przy stałych obrotach $n=2000$.

Krzywe A — bez dodatkowego uzwojenia kompensacyjnego, krzywe B — z dodatkowym uzwojeniem kompensacyjnym.

LITERATURA

- [1] M. P. Kostienko, *Elektriczieskije masziny*. Specjalnaja czast'.
- [2] K. W. Czertoryżskij, *Elektrowtomatika metallorieczuszczych stankow*.
- [3] D. A. Popow, Charakteristiki amplidinnno-selsyjnnnoj synchronno-sljediaszcziej sistemy, *Elektriczestwo*, nr 2 (1948).
- [4] W. P. Byczkow, *Tieoria mietod raszczeta i sistemy gienierator — dwigatiel s elektromaszinnym regulatorem*, *Elektriczestwo*, nr 2 (1950).
- [5] W. P. Byczkow, *Kwadraticznaja sistema s primienienjem elektrc-maszinnowo usilitiela*, *Elektriczestwo*, nr 4 (1952).
- [6] F. A. Gorianow, *Staticzeskije režimy elektromaszinnowo regulatora s prodlonnym polem*, I zd. Ak. Nauk. SSSR, Otd. Teehn. Nauk nr 2 (1950).
- [7] N. M. Jakimienko, *Elektromaszinnij usilitiel kak eliemnt regulirujuszczej sistemy*, *Elektriczestwo*, nr 9 (1948).
- [8] N. A. Monoszon, *Niektoriye osobiennosti tieorii i projektirowannia elektromaszinnobo usilitiela*, *Elektriczestwo*, nr 9 (1948).
- [9] *Industrielle Anwendung des Verstärker — Generator (Amplidyne)*, ETZ (1941), 38/39, str. 796.

[10] E. F. W. Alexanderson, M. A. Edwards, K. K. Bowman, *The amplidyne generator — a dynamoelectric amplifier for power control*, Gen. Elektr. Rev. (1940), 43, str. 104.

Katedra Maszyn Elektrycznych

Wpłynęło w maju 1953 r.

ДВУХСТЕПЕННЫЙ МАШИННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ (AMPLIDYNE) С СООТНОШЕНИЕМ ПОЛЮСОВ 1:1 В ОБОИХ СТЕПЕНЯХ УСИЛЕНИЯ

В этой статье, которая является только отрывком обширной работы, по-дана зависимость коэффициентов усиления в состоянии, обусловленном иными параметрами машины. Взято во внимание влияние тока исходной цепи на коэффициент усиления. Для иллюстрации величины отдельных параметров приведены числовые данные полученные при помощи модели.

TWO-STAGE MACHINE AMPLIFIER (AMPLIDYNE) WITH POLE RATIO 1:1 IN BOTH STAGES OF AMPLIFICATION

In the article, forming but a fragment of a larger work, are given relations of amplification coefficients in established state to other machine parameters. The bearing of the output circuit current on the amplification coefficient is taken into account. To illustrate the magnitude of individual parameters are quoted numerical data taken on the constructed model.

POMIAR PRĄDU ZIEMNOZWARCIOWEGO¹⁾

JAN KISZA, mgr inż., asystent Kat. Gospodarki Elektrycznej

Opis technicznej metody pomiaru prądu ziemnozwarciowego, w sieciach z dowolną asymetrią naturalną, przy użyciu wektoromierza. Analiza zjawisk zachodzących w sieci podczas pomiaru z dławikiem, opornikiem lub kondensatorem użytym w charakterze dodatkowej przewodności pomiarowej, ze specjalnym uwzględnieniem ferorezonansu trójfazowego. Przykłady wykonanych pomiarów.

1. WSTĘP

Przy opracowywaniu zagadnienia kompensacji pojemnościowego prądu jednofazowego zwarcia z ziemią w sieciach wysokiego napięcia oraz do prawidłowego zaprojektowania urządzeń gaszących nieodzowna jest znajomość wartości tego prądu z dokładnością $5 \div 10\%$, w zależności od rodzaju sieci. Wartość tę można obliczyć lub zmierzyć.

Obliczenie prądu pojemnościowego z geometrycznych wymiarów linii jest często niemożliwe z powodu braku odpowiedniej dokumentacji. Pomiar przez bezpośrednie uziemienie jednej fazy nie może być stosowany na szerszą skalę z powodu związanego z nim ryzyka wystąpienia podwójnego zwarcia z ziemią oraz przerwy w pracy linii.

W niniejszej pracy opisana jest pośrednia metoda pomiaru wielkości prądu ziemnozwarciowego, nie wprowadzająca żadnych zakłóceń do pracy sieci. Metoda ta została poraz pierwszy opracowana przez L. J. Sirotńskiego, w zastosowaniu do sieci z małą asymetrią naturalną [1]. Późniejsze opracowanie [2] rozszerzyło ją także na sieć o dowolnej asymetrii naturalnej, jednak sposób pomiaru zaproponowany przez jego autorów jest niepraktyczny i bardzo uciążliwy w użyciu. Dla tych przyczyn opracowano prostszy i dogodny w użyciu sposób pomiaru prądu ziemnozwarciowego przy użyciu wektoromierza.

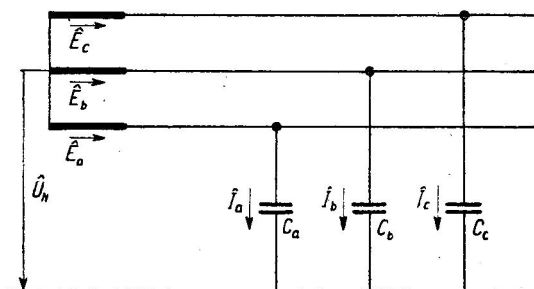
Z uwagi na niebezpieczeństwo związane ze stosowaniem dławika jako dodatkowej przewodności pomiarowej przeanalizowane zostały po-

¹⁾ Za opracowanie opisanej metody autor otrzymał III nagrodę na Konkursie Młodych Naukowców Energetyków, ogłoszonym Przez Ministerstwo Energetyki w r. 1953.

krótkie zjawiska zachodzące w sieci podczas pomiaru, co pozwala uniknąć poważnych zakłóceń ruchowych. Na końcu podano przykładowo wyniki kilku pomiarów w krajowych sieciach 10 i 15 kV przy użyciu dławika i oporu czynnego jako dodatkowej przewodności pomiarowej.

2. ZASADA POMIARU

Sieć trójfazowa o dowolnym układzie przewodów może być przedstawiona za pomocą uproszczonego schematu według rys. 1. Uproszczenie polega tu na skupieniu przewodności doziemnych poszczególnych faz w jednym punkcie sieci oraz na pominięciu oporności czynnych i biernych przewodów i ziemi. Dalsze rozważania przeprowadzone będą dla tego uproszczonego modelu sieciowego.



Rys. 1. Uproszczony schemat zastępczy sieci z izolowanym punktem zerowym.

Układamy równania Kirchhoffa dla obwodów i węzłów:

$$\left. \begin{aligned} \hat{E}_a - \frac{\hat{I}_a}{\hat{Y}_a} - \hat{U}_N &= 0, \\ \hat{E}_b - \frac{\hat{I}_b}{\hat{Y}_b} - \hat{U}_N &= 0, \\ \hat{E}_c - \frac{\hat{I}_c}{\hat{Y}_c} - \hat{U}_N &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\hat{I}_a + \hat{I}_b + \hat{I}_c = 0, \quad (2)$$

gdzie

$\hat{E}_a, \hat{E}_b, \hat{E}_c$ — fazowe napięcia źródła,

$\hat{Y}_a, \hat{Y}_b, \hat{Y}_c$ — przewodności pozorne przewód-ziemia dla faz a, b, c ,

$\hat{U}_N$ — napięcie punktu zerowego,

$\hat{I}_a, \hat{I}_b, \hat{I}_c$ — prądy w przewodnościach $\hat{Y}_a, \hat{Y}_b, \hat{Y}_c$.

Obliczamy prądy z równań (1) i podstawiamy do (2). Po zgrupowaniu wyrazów otrzymamy

$$(\hat{E}_a - \hat{U}_N) \hat{Y}_a + (\hat{E}_b - \hat{U}_N) \hat{Y}_b + (\hat{E}_c - \hat{U}_N) \hat{Y}_c = 0, \quad (3)$$

a stąd napięcie punktu zerowego

$$\hat{U}_N = \frac{\hat{E}_a \hat{Y}_a + \hat{E}_b \hat{Y}_b + \hat{E}_c \hat{Y}_c}{\hat{Y}_a + \hat{Y}_b + \hat{Y}_c}. \quad (4)$$

Wzór (4) zapisujemy w następujący skrócony sposób:

$$\hat{U}_N = \frac{\sum_a^c \hat{E}_i \hat{Y}_i}{\sum_a^c \hat{Y}_i}. \quad (5)$$

Można wykazać, że napięcie punktu zerowego $\hat{U}_N$ jest wprost proporcjonalne do asymetrii napięć fazowych źródła i asymetrii przewodności doziemnych, a odwrotnie proporcjonalne do całkowitej przewodności doziemnej układu. Stąd pochodzi często używana nazwa — napięcie asymetrii.

Pomiar prądu ziemnozwarciowego polega na wywołaniu dodatkowego napięcia asymetrii w sieci przez włączanie dodatkowej przewodności pomiarowej $\hat{Y}_d$ po kolei między każdą z faz a ziemią.

Napięcie punktu zerowego, przy dodatkowej przewodności pomiarowej między dowolną fazą k a ziemią, jest równe odpowiednio

$$\hat{U}_{Nk} = \frac{\sum_a^c \hat{E}_i \hat{Y}_i + \hat{E}_k \hat{Y}_d}{\sum_a^c \hat{Y}_i + \hat{Y}_d}. \quad (6)$$

Przekształcamy wzory (5) i (6) w ten sposób, by wyrazić prąd ziemnozwarciowy w funkcji $\hat{E}_k$, $\hat{U}_N$, $\hat{U}_{Nk}$ oraz prądu $\hat{I}_{dk}$ płynącego przez dodatkową przewodność $\hat{Y}_d$:

$$\hat{U}_N \sum_a^c \hat{Y}_i = \sum_a^c \hat{E}_i \hat{Y}_i, \quad (5a)$$

$$\hat{U}_{Nk} \left(\sum_a^c \hat{Y}_i + \hat{Y}_d \right) = \sum_a^c \hat{E}_i \hat{Y}_i + \hat{E}_k \hat{Y}_d. \quad (6a)$$

Odejmujemy stronami równanie (5a) od (6a) i grupujemy odpowiednio wyrazy:

$$(\hat{U}_{Nk} - \hat{U}_N) \sum_a^c \hat{Y}_i = (\hat{E}_k - \hat{U}_{Nk}) \hat{Y}_d. \quad (7)$$

Prawa strona równania (7) przedstawia prąd płynący w dodatkowej przewodności pomiarowej załączonej między fazę k a ziemię:

$$(\hat{E}_k - \hat{U}_{Nk}) \hat{Y}_d = \hat{I}_{dk}. \quad (8)$$

Przyjmujemy, że prąd zwarcia z ziemią fazy k jest równy

$$\hat{I}_{zk} = \hat{E}_k \sum_a^c \hat{Y}_i. \quad (9)$$

Obliczając $\sum_a^c \hat{Y}_i$ ze wzorów (7) z uwzględnieniem (8) i podstawiając do (9) otrzymamy wyrażenie na prąd ziemnozwarciowy fazy k w funkcji wielkości mierzonych:

$$\hat{I}_{zk} = \hat{I}_{dk} \frac{\hat{E}_k}{\hat{U}_{Nk} - \hat{U}_N}. \quad (10)$$

Jeżeli sieć jest symetryczna, to

$$\hat{U}_N = 0$$

i wzór (10) przyjmie postać

$$\hat{I}_{zk} = \hat{I}_{dk} \frac{\hat{E}_k}{\hat{U}_{Nk}}. \quad (10a)$$

Ze wzoru (10) wynika sposób określenia wartości prądu ziemnozwarciowego dla poszczególnych faz. Zwykle przyjmuje się, że prądy te są sobie równe, co jest ściśle prawdziwe tylko w przypadku całkowitej symetrii napięć fazowych źródła oraz równości przewodności doziemnych poszczególnych faz. Warunek ten jest w przybliżeniu spełniony w sieciach kablowych. W ogólnym przypadku należy określić średni prąd ziemnozwarciowy ze wzoru

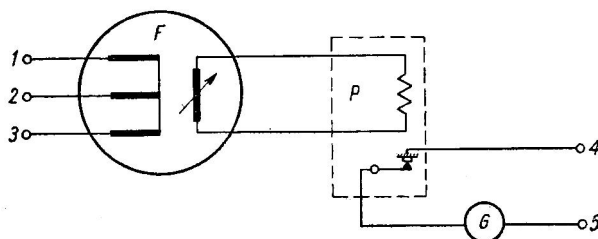
$$\hat{I}_z = \frac{\sum_a^c \hat{I}_{zk}}{3}. \quad (11)$$

Ażeby móc wykonać działania zaznaczone we wzorze (10), należy zmierzyć nie tylko moduły, ale i argumenty występujących w nim wielkości. Ponieważ jednak interesują nas tylko wartości bezwzględne prądów, a nie ich argumenty, więc wystarczy wykonać geometryczne odejmowanie zaznaczone w mianowniku prawej strony wzoru (10), natomiast działania mnożenia i dzielenia-algebraicznie.

Poszczególne etapy określania wartości prądu ziemnozwarciowego są więc następujące:

- 1) pomiar napięcia asymetrii własnej $\hat{U}_N$;
- 2) pomiar napięć fazowych;
- 3) załączenie dodatkowej przewodności $\hat{Y}_d$ po kolei na każdą fazę i zmierzenie dodatkowych napięć asymetrii $\hat{U}_{Nk}$ oraz prądów $\hat{I}_{dk}$;
- 4) wykonanie działań określonych równaniem (10).

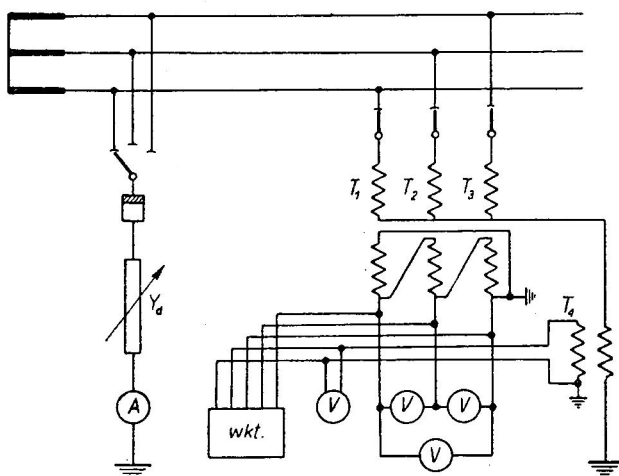
Cała trudność pomiaru polega na określeniu kątów fazowych $\hat{U}_{Nk}$ i $\hat{U}_N$. Najprościej jest użyć do tego celu przyrządu zwanego wektromierzem. Może on być zbudowany np. przy użyciu prostownika mechanicznego, według zasady podanej na rys. 2.



Rys. 2. Schemat ideowy wektromierza.

Wirnik przesuwника fazowego F jest połączony za pomocą odpowiednich przekładni zębatych ze skalą kątową umożliwiającą odczyt z dokładnością do $0,1^\circ$. Odbierane z wirnika napięcie o dowolnie zmiennej fazie doprowadzamy do uzwojenia wzbudzającego prostownika mechanicznego P . Na zaciski 4 i 5 włączamy po kolei napięcia, których wzajemne przesunięcia fazowe — mierzymy i dla określonych wskazań przyrządu zerowego odczytujemy kąty na podziałce.

Kompletny schemat połączeń układu pomiarowego podany jest na rys. 3.

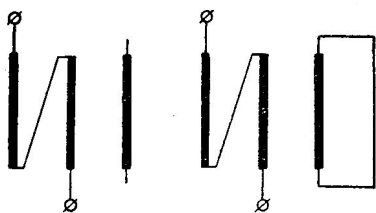


Rys. 3. Schemat ideowy układu pomiarowego
wkt — wektromierz.

Przekładniki napięciowe T_1 , T_2 i T_3 służą do pomiaru napięć fazowych, a jednocześnie stanowią sztuczny punkt zerowy. Między nim a ziemią mierzymy napięcie punktu zerowego za pomocą przekładnika T_4 .

3. DOBÓR DODATKOWEJ PRZEWODNOŚCI POMIAROWEJ

Najistotniejszym elementem pomiarowym w opisywanej metodzie jest dodatkowa przewodność włączana po kolei między poszczególne fazy a ziemię. Wartość jej należy dobrać w zależności od długości mierzonej



Rys. 4. Połączenie uzwojeń wysokiego napięcia transformatora 3-fazowego wykorzystane jako dławik.

sieci, tak aby uzyskać odpowiednią dokładność pomiaru, a równocześnie nie zakłócić normalnej pracy sieci.

Dodatkowa przewodność pomiarowa może mieć charakter indukcyjny, omowy lub pojemnościowy. W grę wchodzi więc dławik, opornik lub kondensator. Jako dławik wyzyskać można odpowiednio przełączone uzwojenia wysokiego napięcia zwykłego transformatora trójfazowego niewielkiej mocy, rzędu $5 \div 30$ kVA. Na rys. 4

podano kilka połączeń uzwojeń takiego transformatora, które pozwalają na uzyskanie możliwie prostoliniowej charakterystyki prądowo-napięciowej.

Opornik, podobnie jak i kondensator wysokonapięciowy, należy specjalnie do tego celu wykonać.

Zadźmy we wzorze (6):

$$\sum_a^c \hat{E}_i \hat{Y}_i = 0$$

i obliczmy z niego $\hat{Y}_a$; przyjmując

$$\sum_a^c \hat{Y}_i = 3j\omega C$$

otrzymamy w ten sposób

$$\hat{Y}_a = \frac{u}{1-u} 3j\omega C, \quad (12)$$

gdzie

$$u = \frac{U_{Nk}}{E_k} - \text{względne przemieszczenie punktu zerowego.}$$

Wartość względnego przemieszczenia punktu zerowego u należy przyjmować rzędu $0,05 \div 0,1$.

Dla dławika otrzymamy, przyjmując $\hat{Y} = \frac{1}{jX_d}$, następujący wzór na oporność indukcyjną:

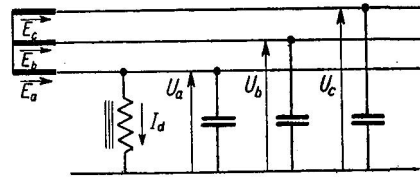
$$X_d = \frac{1-u}{u} \cdot \frac{1}{3\omega C}. \quad (13)$$

Można więc napisać, że oporność indukcyjna dławika powinna być zawarta w granicach

$$\frac{20170}{C} \geq X_d \geq \frac{9550}{C}, \quad (14)$$

gdzie C jest pojemnością do ziemi jednej fazy w μF .

Dobranego w ten sposób dławika nie można stosować bezkrytycznie. Należy go sprawdzić na możliwość wystąpienia zjawiska tzw. ferorezonansu. Aby lepiej zrozumieć zasadę tego sprawdzenia, podaje się pokrótce opis zjawiska ferorezonansu w układzie trójfazowym (rys. 5), który różni się dość istotnie od analogicznego zjawiska w układzie jednofazowym.



Rys. 5.

Ferrezonansowy układ 3-fazowy.

Ograniczając się do pierwszej harmonicznej prądów i napięć otrzymamy za pomocą analizy metodą składowych symetrycznych napięcie względem ziemi fazy np. a , na którą jest załączony dławik:

$$\hat{U}_a = \hat{E}_a + j\hat{I}_d \frac{1}{3\omega C}. \quad (15)$$

Na podstawie wzoru (15) można skonstruować dwa wykresy wektorowe (α) i (β) odpowiadające dwom stanom układu: przed i po wystąpieniu zjawiska ferorezonansu (rys. 6).

Napięcia występujące w układzie są ze sobą związane następującymi równaniami skalarowymi:

α) dla stanu „normalnego“ (przed wystąpieniem ferorezonansu):

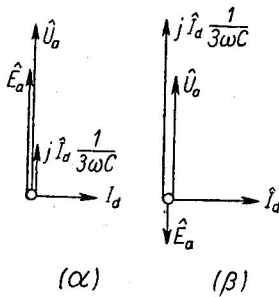
$$U_{\alpha\alpha} = \frac{1}{3\omega C} I_d + E_a, \quad (16)$$

β) dla stanu przy ferorezonansie:

$$U_{\alpha\beta} = \frac{1}{3\omega C} I_d - E_a. \quad (17)$$

Uwzględnienie wszystkich harmonicznych nie zmienia zasadniczo interpretacji zjawiska.

Wzory (16) i (17) wyrażają napięcia na pojemności przewód-ziemia w stanach układu: normalnym „ α ” i przy ferre rezonansie „ β ”. Ponieważ



Rys. 6.

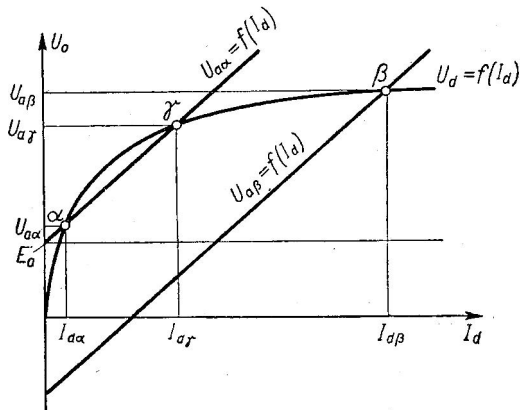
Wykresy wektorowe napięć ferre rezonansowych.

gdy z poprzednich rozważań wynikało, że możliwe są tylko 2 stany układu. Łatwo jednak można stwierdzić, że tylko punkty α i β odpowiadają „równowadze trwałej” układu, zaś punkt γ — równowadze niestrawnej. Ze wszystkich stanów pośrednich zawartych między osią rzędnych a punktem γ układ powróci zawsze do stanu α , natomiast ze stanów odpowiadających punktom położonym na prawo od punktu γ , układ przejdzie zawsze do stanu β . Punkt γ jest więc punktem zwrotnym między dwoma możliwymi stanami układu, który może pozostawać w stanach innych niż określonych punktami α i β tylko podczas stanu niestrawnego, np. przy załączaniu itp. Stan β cechuje znaczny podskok napięcia, które może przewyższyć kilka razy napięcie fazowe układu. Stąd wynika niebezpieczeństwo przy użyciu dławika.

Dobierając odpowiednio charakterystykę dławika $U_d = f(I_d)$ oraz nachylenie prostych $U_a = f(I_a)$ możemy uzyskać to, że przetną się one w jednym, dwóch lub trzech punktach, albo że nie przetną się wcale (rys. 8, 9, 10, 11).

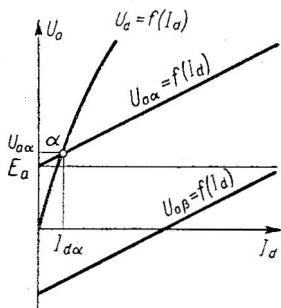
równoległe do tej pojemności jest przyłączony dławik, przeto na jego zaciskach musi wystąpić to samo napięcie. Kreśląc w jednym układzie współrzędnych (U_a, I_d) charakterystykę prądowo-napięciową dławika $U_d = f(I_d)$ oraz proste $U_{a\alpha} = f(I_d)$ i $U_{a\beta} = f(I_d)$ według równań (16) i (17), otrzymamy graficzne rozwiązania na ustalone napięcia i prądy dla obydwu stanów α i β , jako punkty przecięcia się odpowiedniej prostej z charakterystyką dławika (rys. 7).

Otrzymujemy w ten sposób, dla ogólnego przypadku, 3 punkty przecięcia określające parametry układu w 3 różnych stanach α , β i γ , podczas

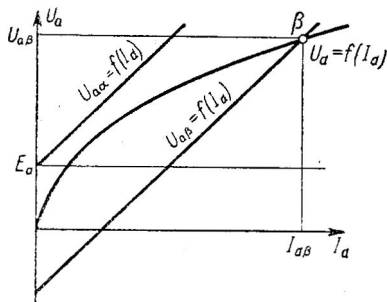


Rys. 7. Graficzne wyznaczanie napięć ferre rezonansowych.

Charakterystyki prądowo-napięciowe dławików przyjmujemy tutaj, począwszy od pewnego punktu, jako prostoliniowe. Dla przypadku przedstawionego na rys. 8 nachylenie prostoliniowej części charakterystyki jest większe od nachylenia prostych $U_{a\alpha}$ i $U_{a\beta}$, natomiast na rys. 11 nachylenia te są jednakowe.

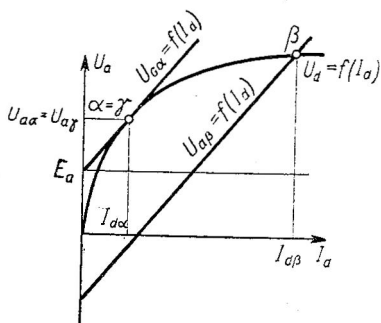


Rys. 8. Ferrorezonans 3-fazowy.
Jeden punkt (α) równowagi trwałej układu.

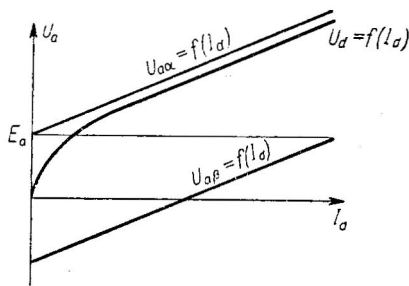


Rys. 9. Ferrorezonans 3-fazowy.
Jeden punkt (β) równowagi trwałej układu.

Wzór (15) otrzymano przy założeniu, że dławik i pojemność nie mają strat. Interpretacja graficzna zjawiska według rys. 7—11 stanowi więc pewne przybliżenie, jednak zupełnie wystarczające dla określenia przydatności dławika do pomiaru prądu ziemnozwarciowego. Dławik należy mianowicie tak dobrać do pojemności sieci, aby istniał tylko punkt α , tzn. by jego charakterystyka prądowo-napięciowa przecinała się tylko w jednym punkcie z prostą $U_{a\alpha} = f(I_a)$ (rys. 8).



Rys. 10. Ferrorezonans 3-fazowy.
Jeden punkt (β) równowagi trwałej układu oraz jeden punkt ($\alpha=\gamma$) równowagi nietrwałej.



Rys. 11. Ferrorezonans 3-fazowy.
Brak punktów równowagi.

Ponieważ przystępując do pomiaru nie znamy jeszcze dokładnie pojemności sieci, którą mierzymy, należy zatem liczyć się z możliwością

pojawienia się mniejszej pojemności od spodziewanej. Zwiększenie się pojemności zmniejsza możliwość wystąpienia ferorezonansu. Charakterystyki prądowo-napięciowe dławika należy zdjąć do podwójnej wielkości fazowego napięcia sieci mierzonej i w tym zakresie powinny one jeszcze mieć charakter nienasycony.

Rozpatrzmy teraz, jak zachowuje się układ przy zastosowaniu opornika jako dodatkowej przewodności pomiarowej. Analogicznie jak dla dławika otrzymujemy za pomocą składowych symetrycznych równanie na napięcie fazy, na którą jest załączony opornik:

$$\hat{U}_a = \frac{\hat{E}_a}{1 + j\alpha}, \quad (18)$$

gdzie

$$\alpha = \frac{1}{3\omega CR},$$

R — oporność opornika pomiarowego.

Koniec wektora $\hat{U}_a$ przy zmianie α w granicach $0 \leq \alpha \leq \infty$ opisuje półkole, którego średnicą jest $\hat{E}_a$ (rys. 12).

Wprowadzając, jak poprzednio, względne przemieszczenie punktu zerowego

$$u = \frac{U_{Nk}}{E_k}$$

obliczamy potrzebną do wywołania go wielkość oporu

$$R_i = \frac{1}{3\omega C} \frac{\sqrt{1-u^2}}{u}. \quad (19)$$

Przyjmując, że względne przemieszczenie u powinno leżeć w granicach $0,05 \div 0,1$, otrzymamy zakres wielkości oporu pomiarowego

$$\frac{21\,380}{C} \geq R \geq \frac{10\,560}{C}, \quad (20)$$

gdzie C — pojemność doziemna jednej fazy w μF .

Przy użyciu pojemności w charakterze dodatkowej przewodności pomiarowej uzyskuje się następujące wyrażenie na napięcie do ziemi fazy, na którą jest załączony kondensator:

$$\hat{U}_a = \hat{E}_a \frac{3C}{3C + C_a}, \quad (21)$$

gdzie

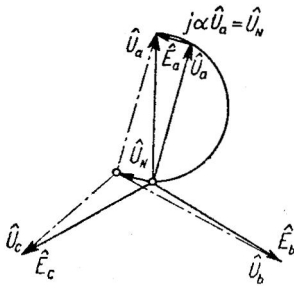
C_a — pojemność kondensatora.

Ze wzoru (21) widać, że napięcie do ziemi fazy, na którą jest załączony kondensator C_a , jest mniejsze od napięcia fazowego i zgodnie z nim skierowane (rys. 13). Wartość dodatkowej pojemności obliczamy ze wzoru

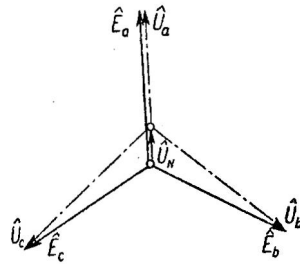
$$C_a = 3C \frac{u}{1-u}. \quad (22)$$

Zakładając, że względne przemieszczenie u powinno być zawarte w granicach $0,05 \leq u \leq 0,1$, otrzymamy zakres zmienności dodatkowej pojemności

$$0,1578 C \leq C_a \leq 0,3333 C. \quad (23)$$



Rys. 12. Wykres wektorowy napięć w układzie z opornością czynną.



Rys. 13. Wykres wektorowy napięć w układzie z kondensatorem.

Jak widać ze wzorów (18) i (21), zastosowanie do pomiaru oporności czynnej lub pojemności nie przedstawia żadnego niebezpieczeństwa dla sieci i urządzeń elektrycznych. Z tego powodu zaleca się stosowanie ich jako dodatkowej przewodności pomiarowej. Korzystna jest zwłaszcza oporność czynna, którą dogodnie jest wykonać z pojedynczych mniejszych oporów. Przez łączenie ich w szereg lub równolegle uzyskuje się kilkanaście zakresów pomiarowych.

Dobierając wartość oporności pomiarowej dla $u=0,1$, można w większości przypadków pominąć naturalną asymetrię sieci U_N wobec asymetrii dodatkowej U_{Na} wywołanej załączeniem opornika. W ten sposób pomiar i obliczenie prądu ziemnozwarciowego upraszczają się znacznie.

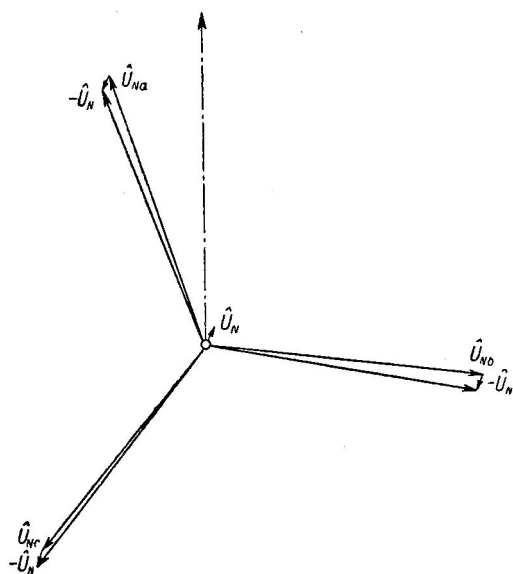
4. PRZYKŁADY POMIARÓW W KRAJOWYCH SIECIACH 10 i 15 kV

W tablicy 1 podane są wyniki dwóch pomiarów: za pomocą dławika (nr 1) oraz opornika (nr 2). Długości mierzonych sieci (kol. 2) są orientacyjne.

Tablica 1

Nr	Sieć mierzona		Y_d na fazie	U_{fk}	U_{Nk}		I_{dk}	I_{zk}	I'_{zk}	$I_{z\acute{s}r}$
	Długość km	U		V	kąt fazowy α	V	A	A	A	A
		kV								
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	82 km linii napow. 2 km kabla	15	0	8630	338	14,4	—			
			a	8550	19	264	0,254	8,58	8,70	
			b	8670	263	258	0,254	8,67	8,66	8,66
			c	8520	141	243	0,248	8,49	8,66	
2	64 km linii napow. 0,2 km kabla	10	0	6400	207	24,0				
			a	6500	160	618	0,248	2,68	2,38	
			b	6500	275	603	0,250	2,74	2,43	2,36
			c	6500	38	570	0,246	2,67	2,37	

Prądy ziemnozwarciowe (kol. 9) obliczono według wzoru (10). Wykreślną konstrukcję mianowników ($\hat{U}_{Nk} - \hat{U}_N$) pokazano na rys. 14.



Rys. 14. Wykreślna konstrukcja wektorów ($\hat{U}_{Nk} - \hat{U}_N$) dla przykładu 1.

W kolumnie 10 tabl. 1 podane są prądy ziemnozwarciowe odniesione do znamionowego napięcia fazowego sieci, a w kol. 11 — średni prąd według wzoru (11).

Dla sprawdzenia tych wyników wykonano pomiary kontrolne przez bezpośrednie uzziemienie fazy *a* w obydwu sieciach. W pierwszym przypadku (sieć 15 kV) otrzymano prąd ziemnozwarciowy $I_z = 9,1$ A. Przyjmując wartość z pomiaru sprawdzającego za prawdziwą, otrzymamy błąd pomiaru pośredniego

$$b = \frac{8,70 - 9,10}{9,10} \cdot 100 = -4,4\%.$$

W drugim przypadku (sieć 10 kV) otrzymano prąd ziemnozwarciowy $I_z = 2,33$ A, zatem błąd pomiaru pośredniego

$$b = \frac{2,38 - 2,33}{2,33} \cdot 100 = +2,15\%.$$

Dokładność przytoczonych pomiarów jest przeciętna i uzyskana bez żadnych specjalnych starań. W sprzyjających okolicznościach można ją powiększyć i uzyskać błąd poniżej 2%.

Opisaną metodą wykonano około 200 pomiarów w krajowych sieciach 10 i 15 kV przy użyciu dławika i opornika jako dodatkowej przewodności pomiarowej. W celu sprawdzenia tak otrzymanych wyników dokonano 14 pomiarów sprawdzających przez bezpośrednie uziemienie jednej fazy. Średni błąd tych 14 pomiarów jest równy +1,4%, przy czym maksymalny błąd nie przekroczył $\pm 5\%$. Przy pomiarach używano przekładników napięciowych klasy 0,5 oraz przyrządów klasy 1,0. Uwzględniając wpływ wszystkich czynników od których zależy dokładność pomiaru można stwierdzić, że nawet w przeciętnych warunkach średni błąd pomiarów nie przekroczy 5%. Stanowi to zupełnie wystarczającą dokładność dla opracowania zagadnienia kompensacji ziemnozwarciowej.

LITERATURA

[1] A. I. Łurje, *Elektriceskije izmierenija w sietiach silnowo toka*, 268, Gosenergoizdat, (1948).

[2] A. A. Spirin, G. W. Wiecehajzer: *Izmierenije jemkostnych tokow od-nopoljusnowo zamykanija na zemlju w sistiemach z izolirowannoj nejtralju*, „Elektriczestwo“ (1951), zes. 11. 56.

[3] R. Rüdenberg, *Elektrische Schaltvorgänge*, Berlin (1933).

[4] R. Willheim, *Das Erdschlussproblem in Hochspannungsnetzen*, Berlin (1936).

Zakład Elektroenergetyki

Wpłynęło w grudniu 1953.

ИЗМЕРЕНИЕ ЗЕМНОЗАМКНУТОГО ТОКА

Дано техническое описание метода измерения земнозамкнутого тока в сетях с любой натуральной асимметрией при помощи векторметра. Приведен анализ явлений происходящих в сети во время измерения при помощи дросселя, реостата или конденсатора, примененного в качестве дополнительной проводимости измерения со специальным учетом трехфазного феррорезонанса. Приведены примеры произведенных измерений.

MEASUREMENT OF EARTH LEAKAGE CURRENT

The article offers a technical description of the method of measuring earth leakage current in networks with any natural asymmetry using vectormeter. It gives an analysis of phenomena occurring in the network during the measurement with choking coil, rheostat, or condenser used as additional measuring conductivity, with special consideration of three-phase ferroresonance. Examples of measurements carried out are given.

POMIAR ZAWILGOCENIA IZOLACJI ELEKTRYCZNEJ METODĄ DWU RÓŻNYCH CZĘSTOTLIWOŚCI¹⁾

JERZY SOROKIEWICZ, *mgr inż., st. asystent Kat. Techn. Wys. Napięć*

Omówienie niektórych zjawisk związanych z wilgotnością izolacji oraz możliwości wykrywania i pomiaru tej wilgotności. Opis skonstruowanego przyrządu pomiarowego, własności i obsługa przyrządu, wyniki pomiarów. Porównanie z wynikami otrzymanymi za pomocą przyrządu o nieco odmiennej konstrukcji.

1. ZAWILGOCENIE IZOLACJI ELEKTRYCZNEJ

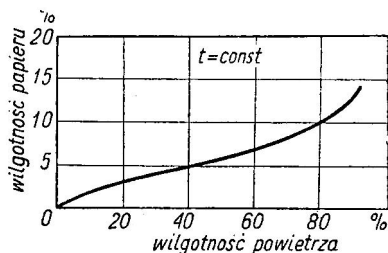
Woda może się znajdować w izolacji włóknistej organicznej jako chemicznie związana lub w postaci wolnej. W tym ostatnim przypadku może ona być zawarta między micellami, powodując pęcznienie włókien, oraz między włóknami w szczelinach makroskopowych.

Grożne z punktu widzenia elektrotechniki są tylko dwie ostatnie postacie. Woda związana chemicznie nie jest szkodliwa, pod warunkiem że przy pracy nie wydzieli się ona ze związku w postaci wolnej.

Działanie wilgoci w izolacji elektrycznej można podzielić na doraźne i długotrwałe. W obu przypadkach następuje obniżenie oporności i wytrzymałości dielektrycznej. Działanie doraźne wody nie zmienia własności chemicznych izolacji, a jego skutki mogą być usunięte przez suszenie. Działanie długotrwałe koroduje przewód, rozkłada izolację i osadza w niej sole metalu korodowanego. Zachodzi ono dopiero po przekroczeniu zdolności adsorpcyjnych materiału izolacyjnego. Mechaniczne rozsadzanie izolacji przez krystalizującą się sól i zmiany chemiczne powodują znaczny spadek wytrzymałości mechanicznej materiału, osłabiając odporność izolacji na uszkodzenia. Wynika stąd wniosek, że również samo magazynowanie zawilgoconych maszyn elektrycznych jest niedopuszczalne. W czasie normalnej pracy izolacja jest ciepła, przez co następuje jej samoosuszanie.

¹⁾ Za opracowanie opisanej aparatury autor otrzymał II nagrodę na Konkursie Młodych Naukowców Energetyków ogłoszonym przez Ministerstwo Energetyki w r. 1953.

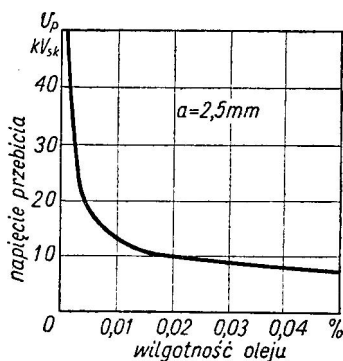
Zależność wilgotności papieru kablowego od wilgotności otoczenia podaje rys. 1. Z bardzo grubym przybliżeniem można przyjąć, że w granicach wahań wilgotności powietrza, wilgotność papieru jest wprost proporcjonalna do wilgotności otoczenia.



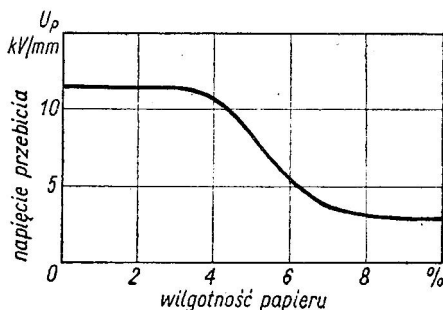
Rys. 1. Wilgotność papieru kablowego w zależności od wilgotności powietrza (Bogorodicki).

wilgość w oleju mało wpływa na oporność, bardzo silnie natomiast na wytrzymałość dielektryczną (rys. 2). Objaśnia się to bardzo małą rozpuszczalnością wody w oleju.

Wpływ krótkotrwały wilgoci na obniżenie własności elektrycznych izolacji ma charakter odwracalny. Wobec tego wykrycie w porę i usunięcie zawilgocenia może zapobiec wielu awariom. Rysunek 3 podaje zależność wytrzymałości dielektrycznej preszpanu od zawartości wilgoci. Zależność ta ma podobny przebieg dla każdej izolacji celulozowej. Z rysunku 3 wynika, że suszenie izolacji celulozowej, a w szczególności papierowej, przestaje się opłacać poniżej około 4% wilgoci.



Rys. 2. Zależność wytrzymałości dielektrycznej oleju od zawartości wilgoci (Bogorodicki).



Rys. 3. Wytrzymałość dielektryczna papieru w zależności od jego wilgotności (Renne).

W wyniku zmian wilgotności wytrzymałość dielektryczna danego materiału nie może się zmieniać od 0 do ∞ , co odnosi się również do oporności elektrycznej. Tak więc krzywa wytrzymałości w funkcji wilgotno-

ści musi mieć dwie asymptoty poziome, a przebieg taki musi zachodzić dla każdego materiału izolacyjnego higroskopijnego. Różnice wystąpią w położeniu punktu przegięcia i maksimum stromości krzywej oraz w położeniu asymptot. Prawdopodobnie obowiązuje to również dla układu papier-olej, jednakże z uwagi na kontynuowanie pracy nie zostało to jeszcze sprawdzone. Zmiana temperatury może wpłynąć na wyżej wymienione własności krzywej, jednakże nie zmieni ogólnego jej przebiegu.

Jest to ważne z ruchowego punktu widzenia, gdyż znajomość przebiegu krzywej pozwala zdecydować o konieczności odstawienia maszyny czy transformatora w ruchu. Nie należy także dążyć do doskonałego wysuszenia izolacji jednostek już eksploatowanych, gdyż mało się zyskuje na polepszeniu izolacji. W miarę dokładności koszty suszenia bardzo silnie rosną, a skurec celulozy może spowodować jej pękanie. Wyjątek stanowią tu nowozbudowane jednostki przed impregnacją. Samosusze nie się izolacji przy obciążeniu maszyny pozwala włączyć do ruchu jednostki bez uprzedniego ich suszenia. Dla uniknięcia gromadzenia się wody w warstwach chłodnych, bliskich powierzchni swobodnej izolacji, obciążenie maszyny powinno następować powoli. Do tych wniosków doszedł Kułakowski [5], niestety zbyt mało doświadczeń wykonał, aby je można było uogólnić.

2. METODY POMIARU WILGOTNOŚCI MATERIAŁÓW

Metoda ważenia polega na określeniu różnicy ciężaru materiału wilgotnego i dokładnie osuszonego. Koniec suszenia następuje po uzyskaniu niezmienności ciężaru mimo dalszego suszenia. Jako metoda bezwzględna jest ona najdokładniejsza, ale pochłania dużo czasu i daje się zastosować tylko do próbek.

Metoda pomiaru oporu jest bardzo wrażliwa na czynniki uboczne, jak temperatura, zanieczyszczenia i budowa chemiczna materiału, jego własności kierunkowe, czas działania przyłożonego napięcia itd. Jako metoda jakościowa wykrywająca obecność wilgoci jest ona stosowana bardzo często.

Metoda pomiaru stosunku dwóch oporów jest to ilościowa metoda oparta na zjawisku adsorpcji, polegająca na wyznaczeniu stosunku $\frac{R_{60}}{R_{15}}$.

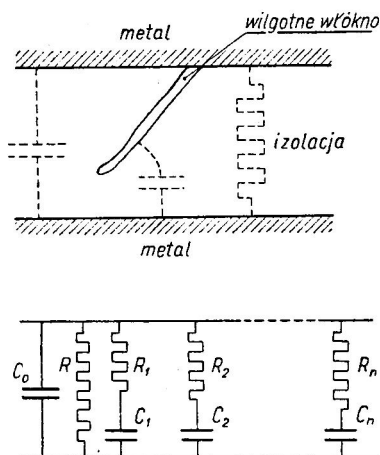
R_{15} i R_{60} są to opory izolacji zmierzone po upływie 15 i 60 sekund od chwili przyłożenia napięcia pomiarowego.

Pomiar współczynnika stratności $\text{tg}\delta$ pozwala również wykryć zawilgocenie. Zdarza się niekiedy, że nawet bardzo sucha izolacja ma duży współczynnik stratności. Jednakże obecność wilgoci zawsze powoduje powiększenie stratności, co może być wykorzystane do pomiarów ilościowych.

Pomiar współczynnika przenikalności dielektrycznej ϵ służy również do oceny stopnia zawilgocenia izolacji. Wilgoć zwiększa przenikalność dielektryczną izolacji włóknistej. Rdzeń, izolacja i uzwojenie maszyny stanowią swego rodzaju kondensator, którego pojemność zmienia się ze zmianą zawilgocenia izolacji. Pojemność izolacji w stanie wysuszonym jest zwykle nieznana. Przy stałej wilgotności pojemność ta, a więc i ϵ zmienia się także przy zmianie częstotliwości prądu lub temperatury pomiaru, i to tym bardziej, im więcej jest wilgoci w izolacji. Na tej podstawie opracowano metodę dwu temperatur lub dwu częstotliwości. Stosunek pojemności zmierzonych przy różnych temperaturach lub różnych częstotliwościach dla izolacji suchej wypada bliski jedności. Metoda 2 różnych temperatur, jako mniej dogodna, jest bardzo rzadko stosowana. Stwierdzono na podstawie doświadczeń, że zadowalające wyniki daje porównanie pojemności pomierzonych przy 2 i 50 okresach, i stąd nazwano pomiar metodą $\frac{C_2}{C_{50}}$ lub ogólnie $\frac{C_m}{C_n}$.

3. TEORETYCZNE UZASADNIENIE I ODMIANY METODY $\frac{C_m}{C_n}$

Własności elektrycznego układu zastępczego izolacji (rys. 4). Wilgoć wnika do wnętrza izolacji włóknistej przeważnie wzdłuż



Rys. 4. Układ zastępczy wilgotnej izolacji włóknistej (Kułakowski).

suchej jest nieskończenie duża, można opisać matematycznie zjawisko zmiany pojemności pod wpływem zmiany częstotliwości przy stałej wilgotności.

włókien, przez co te ostatnie, jeżeli częściowo leżą na powierzchni, a częściowo wewnątrz izolacji, wilgną silniej. W związku z tym powstaje różnica ich przewodności. Każde włókno stanowi układ RC o indywidualnej stałej czasowej. Jeżeli włókno jest ułożone równoległe do powierzchni izolacji lub utworzy się cienka warstwa półprzewodząca również równoległa do powierzchni, to zmiana oporu, a tym samym i wilgotności, bardzo mało wpłynie na zmianę pojemności. W tym przypadku metoda $\frac{C_2}{C_{50}}$ zawodzi, co ma

miejsce przy mikanicie. Przy założeniu, że oporność włókna nie zależy od przyłożonego napięcia i że oporność izolacji

Przewodność pozorna układu wynosi

$$\frac{1}{\hat{Z}} = \frac{1}{R} + \hat{\omega} C_0 + \sum_{i=1}^{i=n} \frac{1}{\sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega C_i}\right)^2}},$$

gdzie

R_i, C_i — opory i pojemności poszczególnych włókien,

R — opór izolacji spowodowany przez włókna przebiegające skrośnie,

C_0 — pojemność układu odpowiadająca stanowi dokładnego wysuszenia izolacji.

Stąd pojemność pozorna

$$C = C_0 + \frac{1}{R\omega} + \sum_{i=1}^{i=n} \sqrt{\frac{C_i^2}{\omega^2 R_i^2 C_i^2 + 1}}.$$

Ponieważ stałe czasowe $R_i C_i$ są większe od kilkunastu sekund (co wiadomo na podstawie zjawiska prądu adsorpcji), można jedynie pod znakiem pierwiastka pominąć, otrzymując wzór

$$C = C_0 + \frac{1}{R\omega} + \sum_{i=1}^{i=n} \frac{1}{\omega R_i}.$$

Jeżeli opory są bardzo duże, co ma miejsce przy suchej izolacji, to

$$\lim_{R, R_i \rightarrow \infty} C = C_0,$$

czyli pojemność suchej izolacji nie zależy od częstotliwości. W izolacji wilgotnej $R, R_i < \infty$ i dlatego C rośnie z maleniem ω . Wzrost temperatury obniża wartości R, R_i , a przez to zwiększa C . W parze z tym idzie zwiększenie wpływu ω na wartość C . Wynika stąd, że przy obniżaniu

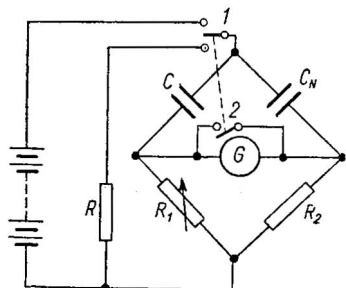
temperatury pomiaru czułość metody oraz stosunek $\frac{C_m}{C_n}$ powinny ma-

leć, co potwierdza doświadczenie. Rozważania powyższe odnoszą się do prądu sinusoidalnego. Jednakże, wobec możliwości rozkładu na szereg Fouriera każdego przebiegu okresowego, opisane własności układu będą istniały także przy prądzie niesinusoidalnym. Jest to duże ułatwienie w technice pomiarowej. Istnieje szereg możliwości wykonania pomiaru

stosunku $\frac{C_m}{C_n}$. Wspólną ich wadą jest konieczność osobnego pomiaru pojemności i obliczania wyżej wymienionego stosunku.

Pomiar pojemności przy użyciu mostka Maxwella zasilanego impulsami prądu stałego. Przełączniki 1 i 2 pracują synchronicznie (rys. 5) i są uruchamiane za pomocą impulsów elektrycznych o dowolnie regulowanej częstotliwości. Po zrównoważeniu mostka pojemność mierzona wyznacza się z wzoru

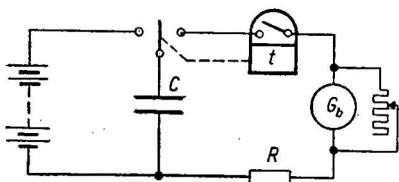
$$C = C_N \frac{R_1}{R_2}.$$



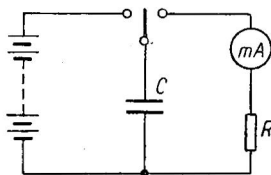
Rys. 5. Mostek Maxwella z prostownikiem mechanicznym.

Pojemność mierzy się przy częstotliwości m i n i oblicza stosunek $\frac{C_m}{C_n}$.

Pomiar za pomocą galwanometru balistycznego i wyłącznika czasowego. Pomiar ten daje się wykonać tylko w warunkach laboratoryjnych. Potrzebny do tego układ podaje rys. 6. Zmieniając czas wyładowania otrzymuje się szereg wartości ładunków, a co za tym idzie, pojemności w funkcji czasu wyładowania. Na tej



Rys. 6. Pomiar rozładowania kondensatora za pomocą galwanometru balistycznego.



Rys. 7. Pomiar średniego prądu periodycznie powtarzających się wyładowań kondensatora.

podstawie można obliczyć stosunek $\frac{C_m}{C_n}$. Opór rozładowujący dobiera się tak, aby stała czasowa RC była rzędu setnych części sekundy.

Pomiar średniego prądu periodycznie powtarzających się wyładowań da się wykonać w warunkach warsztatowych. Opór R jest włączony dla ochrony miernika prądu (rys. 7) przed zbyt silnymi impulsami. Przełącznik może pracować z dowolnie regulowaną częstotliwością. Pojemność wylicza się z wzoru

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I}{fU}$$

stąd stosunek pojemności wynosi

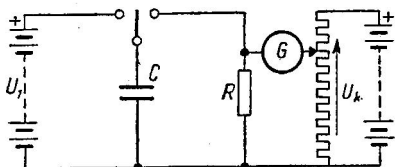
$$\frac{C_m}{C_n} = \frac{I_m}{I_n} \frac{f_n}{f_m}.$$

Prąd można mierzyć także metodą kompensacyjną.

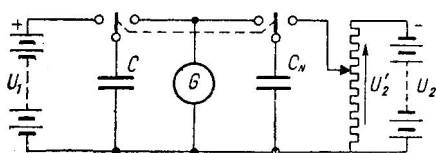
Przy kompensacji prądem stałym (rys. 8) niedogodność pewną stanowi wahanie się wskazówki przyrządu zerowego przy niskich częstotliwościach. Aby temu zapobiec, obiera się przyrząd o dużym okresie wahań i stosuje filtr dla złagodzenia pulsacji prądu. Przy częstotliwościach rzędu kilku herców złagodzenie pulsacji jest trudne. Zmierzoną pojemność wyznacza się z wzoru

$$C = \frac{U_k}{U_1} \cdot \frac{1}{fR}.$$

Niedogodna jest tu konieczność zmiany prądu kompensującego (np. przez zmianę U_k) przy zmianie częstotliwości, nawet jeśli pojemność mierzona nie ulegnie zmianie, co wynika z wzoru.



Rys. 8. Pomiar pojemności metodą kompensacji prądem stałym (Kułakowski).



Rys. 9. Pomiar pojemności metodą kompensacji impulsami.

Wygodniejszy jest pomiar w układzie jak na rys. 9, w którym kompensacja odbywa się impulsami prądu. Pojemność mierzoną C i wzorcową C_N ładuje się za pomocą napięć o różnych znakach. Napięcie U'_2 reguluje się tak, aby ładunki na obu pojemnościach były jednakowe. Wtedy, po zadziałaniu przełączników zsynchronizowanych, ładunki obu kondensatorów zobojętniają się wzajemnie i przyrząd zerowy nie dozna wychylenia. Ponieważ krzywe rozładowania obu kondensatorów mają kształt zbliżony, wahanie napięcia na zaciskach przyrządu zerowego jest niewielkie, co pozwala wygodnie mierzyć pojemność nawet przy najniższych częstotliwościach. Pojemność wzorcowa C_N musi być niezależna od częstotliwości. W przypadku gdy i C będzie niezmiennie, mimo zmiany częstotliwości nie zajdzie potrzeba zmiany napięcia U'_2 . Może to być od razu wskaźnikiem, czy C zależy od częstotliwości, a tym samym pozwala sądzić o zawilgoceniu izolacji. Pojemność mierzoną oblicza się z wzoru

$$C = C_N \frac{U'_2}{U_1}$$

Napięcie U'_2 można wyznaczyć z położenia α potencjometru opatrzonego podziałką 100 stopniową, mianowicie

$$U'_2 = U_2 \frac{\alpha}{100},$$

co po podstawieniu do (9) daje wzór

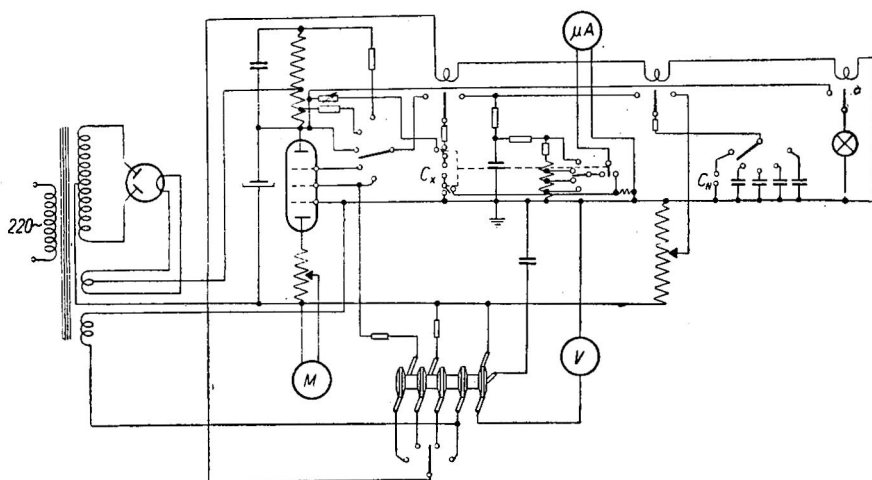
$$C = C_N \frac{\alpha}{100} \frac{U_2}{U_1}.$$

Ponieważ pod wpływem zmiany częstotliwości zmiana C jest niewielka i wartości C_N i U_1 są niezmiennie, przeto wzór na stosunek pojemności znacznie się upraszcza i przyjmuje ostateczną postać

$$\frac{C_m}{C_n} = \frac{\alpha_m}{\alpha_n}.$$

4. WYKONANE POMIARY WILGOTNOŚCI IZOLACJI ELEKTRYCZNEJ

Opis przyrządu. Przyrząd został wykonany w oparciu o zasadę pomiaru średniego prądu rozładowań kondensatora metodą kompensacji impulsami. Schemat i fotografię przyrządu przedstawiają rys. 10 i 11.

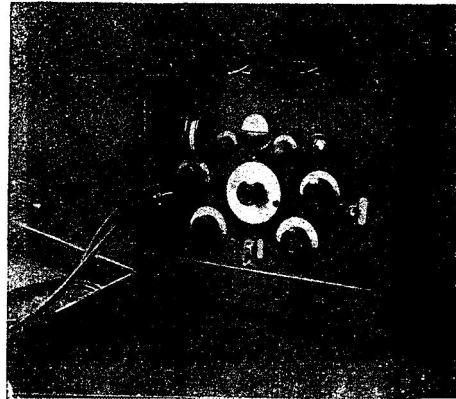


Rys. 10. Schemat przyrządu skonstruowanego przez autora

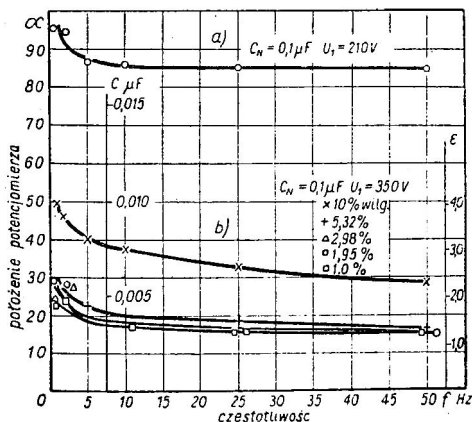
Role przełączników spełniają przekaźniki spolaryzowane, poruszane prądem o dającej się zmieniać częstotliwości. Prąd ten otrzymuje się z prądu stałego przy użyciu mechanicznego mutatora. Przyrząd jest zasilany prądem zmiennym. Specjalny nacisk przy konstruowaniu położono na zapewnienie odporności na uszkodzenia mechaniczne i elektryczne oraz

na zabezpieczenie przed wpływem wahania napięcia sieci zasilającej. Przyrząd oprócz pomiaru pojemności w granicach $1000 \text{ pF} \dots 0,2 \text{ }\mu\text{F}$ może służyć do pomiaru oporu izolacji metodą odchyłową od 0 do $50 \text{ M}\Omega$. Częstotliwość prądu pomiarowego daje się zmieniać w sposób ciągły w granicach $1 \dots 50 \text{ Hz}$. Odczyt wyniku pomiaru odbywa się na podstawie położenia potencjometraża.

Pomiary na próbkach. Jako próbek użyto papieru kablowego o następujących własnościach: grubość $0,1 \text{ mm}$, ciężar objętościowy $0,79 \text{ g/cm}^3$, przepuszczalność powietrza 36 ml/min , wyciąg wodny $\text{pH}=7,9$. Papier był badany między 9 metalowymi płytkami $100/100 \text{ mm}$ w ilości 8 próbek podwójnie złożonych. Docisk w czasie pomiaru wynosił 4 kG . W czasie pomiaru stale kontrolowano temperaturę i wilgotność powietrza. Próbki pobierano z różnych miejsc na szerokości taśmy papieru i klimatyzowano około 24 godz. w atmosferze 100% wilgotności względnej i temperaturze pokojowej.



Rys. 11. Fotografia przyrządu skonstruowanego przez autora.

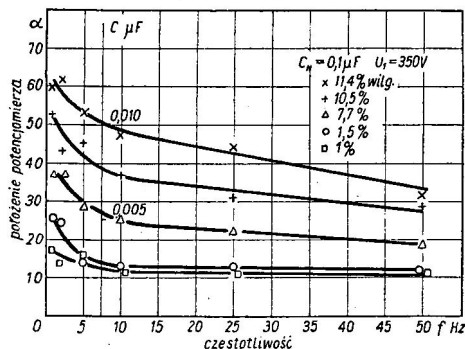


Rys. 12. Pojemność kondensatora w funkcji częstotliwości prądu pomiarowego
a) kondensator mikowy, b) papier kablowy (próbka).

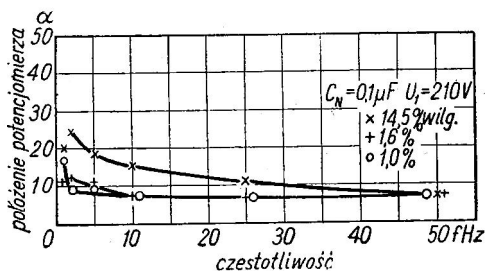
Próbki suszono stopniowo przy dostępie powietrza w temperaturze $100 \div 105^\circ\text{C}$. Co pewien czas ochładzano je w eksykatorze do temperatury 21°C i mierzono pojemność kondensatora utworzonego z próbek i wspomnianych płytek metalowych. Próbki były ważone przed i po pomiarze, a do obliczenia wilgotności brano średnią wartość ciężaru. Ponieważ w czasie przenoszenia papieru do eksykatora i w czasie ważenia papier chłonił wilgoć, tak że zmieniał w sposób dostrzegalny swój ciężar, przyjęto orientacyjnie wilgotność bezwzględną papieru równą 1% w stanie osiągalnego najlepszego wysuszenia.

Rysunki 12 i 13 podają przykładowo wyniki pomiarów na próbkach i na kondensatorze mikowym dla porównania (rys. 12, krzywa a). Prze-

przewodzą pomiary dla sprawdzenia wpływu zawilgocenia jedynie powierzchniowego izolacji. W tym celu dokładnie wysuszony papier nawilgocono przez włożenie go na 10 minut między 2 arkusze wilgotnego



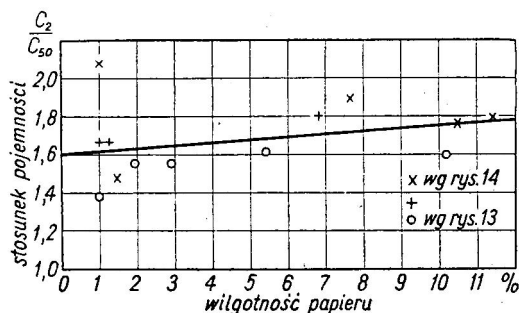
Rys. 13. Pojemność kondensatora probierczego z papierem kablowym w zależności od częstotliwości.



Rys. 14. Pojemność w funkcji częstotliwości dla papieru kablowego zawilgoconego powierzchniowo.

(zmoczonego i osuszonego bibułą) papieru. Wyniki (rys. 14) wskazują, że w tym przypadku częstotliwość 50 Hz mniej wpływa na zmianę pojemności niż przy zawilgoceniu skrośnym.

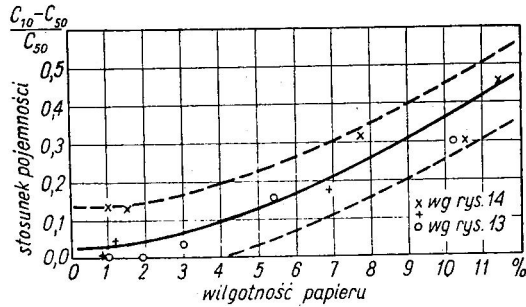
Rysunek 15 podaje zależność stosunku $\frac{C_2}{C_{50}}$ od wilgotności. Duży rozrzut można przypisać tak wpływowi niekontrolowanych i nieznanych czynników, jak i niedoskonałości prototypu przyrządu. Większą regularność wykazuje zależność stosunku $\frac{C_{10} - C_{50}}{C_{50}}$, co widoczne jest z rys. 16.



Rys. 15. Zależność stosunku $\frac{C_2}{C_{50}}$ od wilgotności próbki papieru.

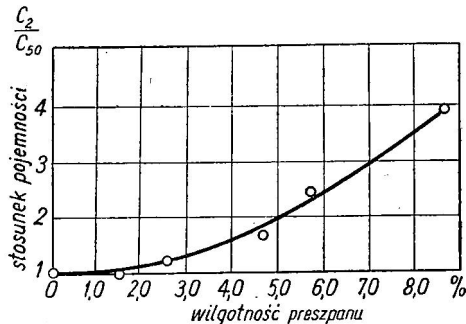
Krzywa otrzymana ma ten sam charakter i wartości zbliżone do krzywej podanej przez Kułakowskiego [3] (rys. 17) i pozwala określić procentową zawartość wilgoci w izolacji papierowej nieimpregnowanej.

Pomiary na maszynach i transformatorach. Jednym z pierwszych obiektów mierzonych jakościowo na wilgotność izolacji był stojan silnika SZJb14 (0,37 kW). Rysunek 18 przedstawia wyniki pomiarów. Stojan z uzwojeniem izolowanym oprzędem bawełnianym był w stanie nieimpregnowanym przez 1 miesiąc w wilgotności względnej powietrza



Rys. 16. Zależność stosunku $\frac{C_{10} - C_{50}}{C_{50}}$ od wilgotności próbki papieru.

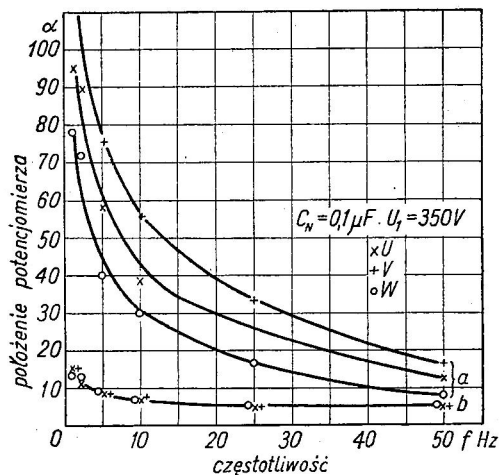
ok. 70%. Krzywe *a* zostały wykonane dla 3 odrębnych faz w stanie wilgotnym, przy temperaturze 17°C. Następnie stojan był suszony przez 52 godz. w suszarce. Wyniki pomiarów izolacji w stanie wysuszonym, przy temperaturze pomiaru 37°C, podaje krzywa *b* (3 krzywe pokrywające się). Pomiary wykonane na szeregu silników i transformatorów potwierdziły ogólny przebieg krzywej $C = g(f)$. Dla przykładu podanych



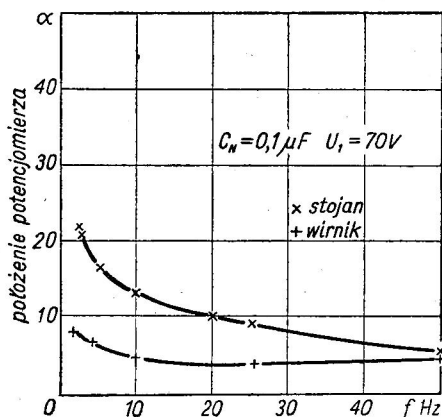
Rys. 17. Zależność stosunku $\frac{C_2}{C_{50}}$ od wilgotności preszpanu (Kułakowski).

jest kilka wykresów. Rysunek 19 wykonano na podstawie pomiaru silnika pierścieniowego 52 kW 220/380 V. Silnik ten pochodził z bieżącej produkcji i był ustawiony w czasie pomiaru na stacji prób. Widać wyraźnie, że wirnik został osuszony zadowalająco, stojan natomiast o wiele

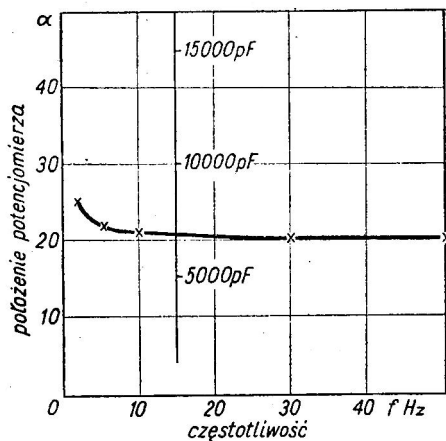
gorzej. Temperatura otoczenia wynosiła w czasie pomiaru 23°C . Rysunek 20 dotyczy transformatora z bieżącej produkcji napełnionego olejem, o mocy 6,3 MVA i napięciach 30/6,6/3,15 kV, badanego przy tempe-



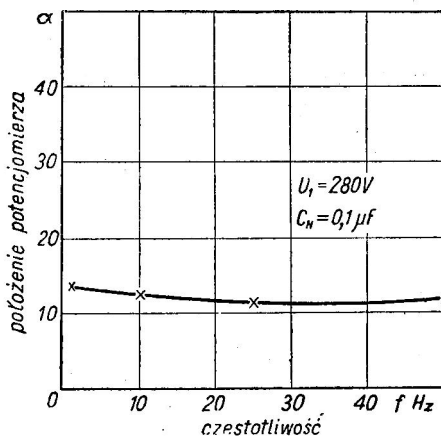
Rys. 18. Pojemność izolacji bawelnianej silnika 0,37 kW w zależności od częstotliwości: a) w stanie wilgotnym, b) po wysuszeniu.



Rys. 19. Pojemność izolacji silnika pierścieniowego 52 kW 220/380 V.



Rys. 20. Pojemność uzwojenia transformatora 6,3 MVA 30 kV.



Rys. 21. Pojemność transformatora 16 MVA 110 kV przed nasyceniem olejem.

raturze 23°C . Rysunek 21 otrzymano przy pomiarze transformatora 16 MVA 110/6,6 kV w temperaturze 24°C . Uzwojenie tego świeżo wykonanego i wysuszonego transformatora nie było nasiąknięte olejem.

Część pomiarów wykonano wspólnie z mgr inż. J. Słowikowskim, przedstawicielem Instytutu Elektrotechniki z Warszawy, który swoim

aparatem, pozwalającym mierzyć pojemność przy 2 i 50 Hz przy kompensacji prądem stałym, wykonał równoległe pomiary porównawcze. Wyniki pomiarów ujęto w tabl. 1.

Tablica 1

Lp.	Obiekt	Temperatura	Stosunek C_2/C_{50} wg pomiarów		Uwagi
			J. Słowikowski	J. Sorokiewicz	
1	Transformator 6,3 MVA 30/6, 6/3,15 kV w oleju	24°C	1,3	1,25	Rys. 20 uzwojenie 30 kV
2	Transformator 3,15 MVA 40/10,5 kV w oleju	24°C	1,42	1,37	uzwojenie 40 kV
3	Transformator 16 MVA 110/6,6 kV bez oleju	24°C	1,1	1,08	Rys. 21 uzwojenie 110 kV nienasycone

5. WNIOSKI Z WYKONANYCH POMIARÓW

Pomiary potwierdziły wyniki spotykane w literaturze co do zależności pojemności izolacji elektrycznej od wilgotności i częstotliwości. Dowiodły one, że dla osiągnięcia zadowalających wyników pomiaru wystarczy wykonać pomiar przy 10 i 50 Hz. Jest to znaczne ułatwienie wobec trudności wynikających przy stosowaniu do pomiaru częstotliwości 2 Hz. Przyrząd opisany poprzednio może być użyty do ilościowego pomiaru wilgotności izolacji. Uwzględniając rozrzut (linie przerywane wyznaczono na podstawie największego rozrzutu), rys. 15 pozwala określić granice, w jakich zawarta jest liczbowa wartość wilgotności izolacji z papieru nieimpregnowanego. Porównując rysunki 3 i 15 można jednoznacznie określić, czy w danym przypadku należy suszyć wymieniony rodzaj izolacji, czy też nie.

Tak więc jeśli stosunek

$$\frac{C_{10} - C_{50}}{C_{50}} < 0,04, \quad \text{czyli} \quad \frac{C_{10}}{C_{50}} < 1,04,$$

to takiej izolacji na pewno nie trzeba suszyć, jeśli zaś

$$\frac{C_{10} - C_{50}}{C_{50}} > 0,2, \quad \text{czyli} \quad \frac{C_{10}}{C_{50}} > 1,2,$$

to wilgotność izolacji papierowej na pewno przekracza 4% i należy ją oddać do suszenia. Wprawdzie izolacja z papieru nieimpregnowanego jest rzadko spotykana, jednakże płynące stąd wnioski ogólne dadzą się prawdopodobnie rozciągnąć i na inne rodzaje izolacji włóknistej; potwierdzenie tego oraz pomiar dopuszczalnych wartości wilgotności jest celem dalszych pomiarów.

Należy pamiętać, że wytrzymałość elektryczna izolacji jest uzależniona od najsłabszego jej miejsca. Wobec tego może się zdarzyć, że izolacja nawet stosunkowo silnie, lecz równomiernie zawilgocona może mieć dużą wytrzymałość [5]. Z tego powodu należy łączyć opisaną metodę z innymi metodami pomiaru jakości izolacji dla wydania ostatecznej opinii.

W zakończeniu składam podziękowanie Prof. dr J. Skowrońskiemu, pod którego kierownictwem skonstruowałem przyrząd i prowadzę pomiary.

LITERATURA

[1] T. Renne, B. Karandiejew, *Elektrotechnicheskie materialy techniki słabowo toka*, KUBUCz (1939).

[2] N. P. Bogorodickij, W. W. Pasynkow, B. M. Tariejew, *Elektrotechnicheskie materialy*, GEI (1951).

[3] W. B. Kułakowski, *Kontrol własności izolacji po metodzie „jemkost’ cza-stota”*, „Elektriczestwo” (1951) N° 2.

[4] I. A. Syromiatnikow, *Opriedelenie stiepieni uwlażniennosti i suszka transformatorow i gienieratorow*, „Elektriczestwo” (1952) N° 8.

[5] W. B. Kułakowski, I. W. Ezrina, *Ispytanije uwlażnionnoj izolacji statora krupnowo gienieratora*, „Elektriczestwo” (1953) N° 6.

Katedra Techniki Wysokich Napięć

Wpłynęło w lipcu 1953

ИЗМЕРЕНИЕ СТЕПЕНИ ВЛАЖНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ИЗОЛЯЦИИ МЕТОДОМ ДВУХ РАЗНЫХ ЧАСТОТ

Изложены некоторые явления связанные с влажностью изоляций, а также возможности выявления и измерения этой влажности. Дано описание сконструированного измерительного прибора, его свойств и способов измерения, а также результаты измерений. Приведено сравнение с результатами полученными при помощи прибора отличающегося в конструкции.

MEASUREMENT OF ELECTRICAL INSULATION MOISTURE BY TWO DIFFERENT FREQUENCIES METHOD

The article discusses some phenomena connected with insulation moisture, as well as possibilities of detecting and measuring that moisture. It gives a description of the constructed measuring instrument, together with its characteristics and management, and the results of measurements. The latter are compared with results obtained by means of an instrument of somewhat different construction.

O MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA POMIARU STRATNOŚCI DO OCENY JAKOŚCI OLEJÓW IZOLACYJNYCH

JAROSŁAW JUCHNIEWICZ, *mgr inż.*,
aspirant przy Katedrze Techniki Wysokich Napięć

Na tle stosowanych obecnie metod oceny jakości olejów izolacyjnych omówiono możliwość zastosowania do tego celu pomiaru stratności. Dla ułatwienia szerszego zastosowania tej metody dobrano takie parametry pomiarowe, które umożliwiają dokonywanie pomiarów mostkami technicznymi. Podano wyniki pomiarów przeprowadzonych mostkiem przemysłowym „Tesla” na oleju starzonym sztucznie dla zakresu temperatur od 50 do 100°C i częstotliwości 400 i 1000 Hz. Porównano otrzymane wyniki prób fizyko-chemicznych.

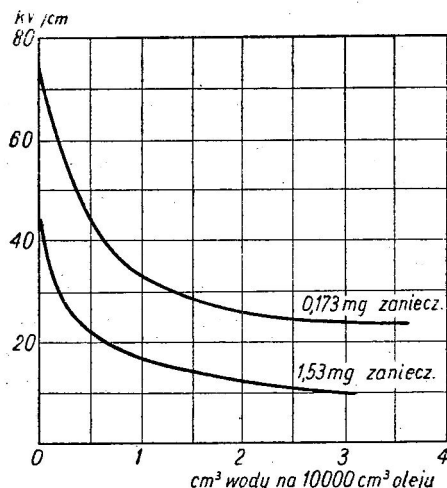
Szybka i pewna ocena jakości olejów izolacyjnych sprawia aż do chwili obecnej dużą trudność. Przyczyną takiego stanu rzeczy jest w głównej mierze nieznanie takiej własności oleju, której zmiany odzwierciedlałyby możliwie dokładnie zjawiska zachodzące w oleju, a której pomiary byłyby powtarzalne i możliwe do przeprowadzenia w warunkach normalnych laboratoriów przemysłowych.

Bardzo rozpowszechniony wśród elektryków jest pogląd, że najważniejszym kryterium oceny oleju jest jego wytrzymałość elektryczna. Pierwszą próbą, jaką wykonuje ruchowiec przy ocenie oleju, jest próba wytrzymałości. Jest to niesłuszne.

Jak wiadomo, głównym zadaniem oleju w transformatorze jest chłodzenie i izolowanie. Przy analizie przyczyn uszkodzeń transformatorów, spowodowanych złym stanem oleju, okazuje się, że przyczyną tych uszkodzeń było nie pogorszenie się własności izolacyjnych, lecz duże zmniejszenie się własności chłodzących. Bardzo zestarzony olej zatyka kanały wentylacyjne powodując miejscowe przegrzania, a w konsekwencji uszkodzenie izolacji i przebicie. Tak więc głównym celem badań oleju jest określenie stopnia jego zestarzenia, które jest miarą przydatności oleju do pracy.

Pomiary wytrzymałości okazały się mało przydatne do tego celu. Spotyka się przypadki, w których olej całkowicie nie nadający się do ruchu, ze względu na daleko posunięty proces starzenia, miał wytrzymałość 160÷280 kV/cm.

Z otrzymanej wartości wytrzymałości nie można ocenić nawet stopnia zawilgocenia, gdyż woda dopiero przy obecności zanieczyszczeń mechanicznych wpływa na znaczne obniżenie wytrzymałości, przy czym stopień obniżenia wytrzymałości zależy też i od rodzaju zanieczyszczeń. Tak na przykład inny jest wpływ włókienek bawełnianych, inny preszpanowych (rys. 1).



Rys. 1. Wpływ wilgoci na wytrzymałość oleju zanieczyszczonego.

czone są rozrzutem dochodzącym do kilkudziesięciu procent (tabl. 1), uwarunkowanym niejednorodną strukturą oleju.

Sam pomiar wytrzymałości dielektrycznej jest poza tym niepewny, gdyż:

1) wartość zmierzonej wytrzymałości jest w bardzo dużym stopniu uzależniona od warunków przeprowadzenia próby, tj. układu pomiarowego, rodzaju zasilania, warunków zewnętrznych itd.;

2) nawet przy bardzo drobiazgowym określeniu warunków wykonania próby, otrzymane pomiary obar-

Tablica 1

Procentowy rozrzut pomiarów wytrzymałości [3]

Badacz	Liczba prób	Wytrzymałość kV/cm	Rozrzut %
Spath	6	—	30 ÷ 50
Engelhard	3 ÷ 8	313 ÷ 391	3,3 — 13
Hayden, Eddy	50	330	do 24

O trudności uniknięcia uchybów spowodowanych powyższymi czynnikami może świadczyć fakt, że poszczególni badacze szukający tych samych zależności wytrzymałości od różnych parametrów otrzymywali wartości różniące się o kilkadziesiąt i więcej procent, co w konsekwencji dało bardzo różniące się od siebie charakterystyki wytrzymałości i z kolei około dziesięciu teorii przebicia oleju.

Na podstawie powyższego można stwierdzić, że pomiar wytrzymałości nie mówi nic konkretnego o przydatności oleju do pracy.

Miarodajnym, ogólnie stosowanym obecnie sposobem określenia jakości oleju jest wykonanie pewnej liczby oznaczeń fizyko-chemicznych.

Część ich ma za zadanie określenie niezmiennych własności, większość jednak ma na celu umożliwienie określenia stopnia zestarzenia się oleju. Próby fizyko-chemiczne umożliwiają wprawdzie należyłą ocenę jakości oleju, mają jednak i ujemne strony, a mianowicie:

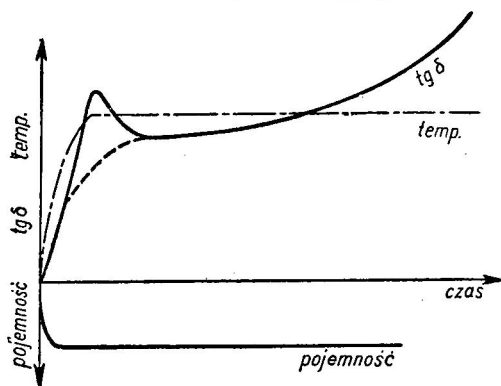
1) każde oznaczenie chemiczne ujmuje tylko jedno zjawisko zachodzące w oleju, na starzenie zaś ma wpływ szereg czynników, a tym samym należyte określenie jakości oleju pociąga za sobą konieczność wykonania dużej liczby prób; oznaczenia fizyko-chemiczne nie mają charakteru „całkującego“;

2) czułość oznaczeń fizyko-chemicznych okazała się za małą; oznaczenia chemiczne nie dają możliwości uchwycenia zmian własności oleju z inhibitorem oleju sztucznie starzonego.

Te niedogodności spowodowały, że obecnie czynione są poszukiwania jakiegoś innego kryterium. Nastąpił zwrot w kierunku badania własności dielektrycznych. Pomiary wytrzymałości okazały się z wyżej opisanych powodów mało przydatne. Wykonano badania zmian stałej dielektrycznej i stratności.

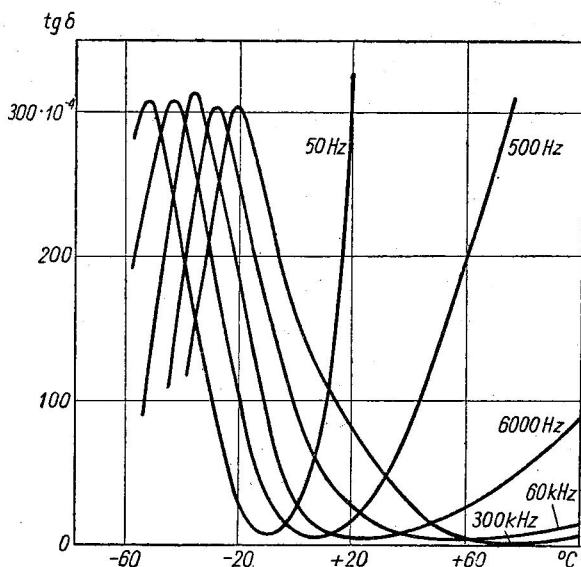
Pomiar stałej dielektrycznej okazał się również mało przydatny. Zmiany jej w zależności od jakości oleju są niewielkie. Metoda ta nadaje się głównie do wykrywania zawilgocenia oleju.

O wiele czulszym wskaźnikiem okazały się pomiary stratności. Szereg prac przeprowadzonych za granicą przez Bruckmanna, Boeninga, Andersona i in. wykazał, że wzrost stratności oleju następuje równocześnie z pogarszaniem się jego własności chemicznych i wzrostem zawartości wody (rys. 2). Stosunek stratności oleju wyjściowego do stratności oleju zestarzonego dochodzi do 1:20, tzn., że pomiary stratności są bardzo czułą metodą oceny zestarzenia się oleju. Poważną trudnością w rozpowszechnieniu badań stratności jest kosztowność wykonania urządzeń pozwalających na dostatecznie dokładne pomiary, gdyż $\operatorname{tg} \delta$ olejów czystych dochodzi w temperaturze 20°C do $1 \div 2 \cdot 10^{-4}$. Przeszkodę tę można jednak w pewnym stopniu przezwyciężyć stosując odpowiednie parametry pomiarów, np. temperaturę i częstotliwość, dzięki czemu otrzymuje się wyższe wartości stratności — nie zmieniając jej charakteru.



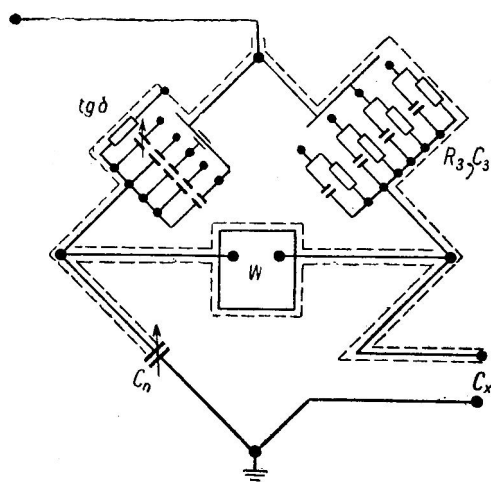
Rys. 2. Zależność stratności od czasu starzenia oleju izolacyjnego.

Podobne badania stratności w zależności od zestarzenia oleju izolacyjnego przeprowadzono w Katedrze Techniki Wysokich Napięć Poli-



Rys. 3. Zależność stratności oleju transformatorowego od temperatury dla różnych częstotliwości.

techniki Wrocławskiej. Przy doborze parametrów pomiarów starano się otrzymać warunki możliwie zbliżone do normalnych warunków pracy



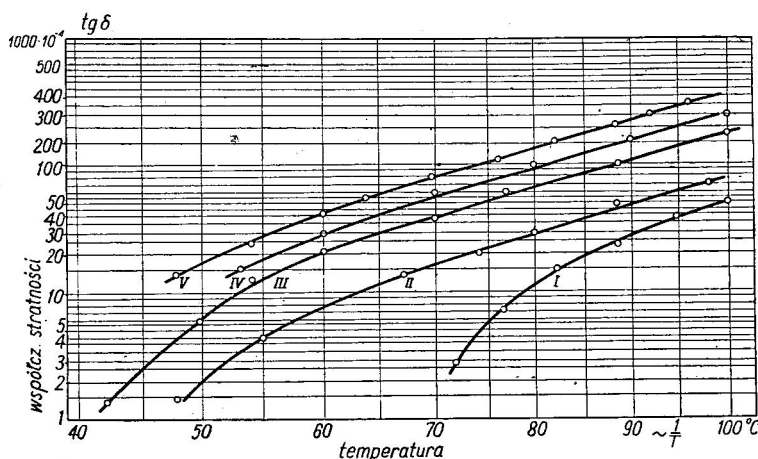
Rys. 4. Schemat mostka „Tesla”.

oleju, a jednocześnie wyraźne zmiany stratności. Temperatury pomiarowe obrano w zakresie $60 \div 100^\circ\text{C}$, który odpowiada zakresowi pracy oleju. Nie wykonywano pomiarów w temperaturach wyższych w celu uniknięcia możliwości błędnych wyników na skutek zestarzenia się oleju podczas samego pomiaru. Ścisłe związane z doбором temperatury jest dobór zakresu częstotliwości pomiarowej. Jak wynika z rys. 3, zależność stratności od temperatury przy 50 Hz przebiega przy temperaturach wyższych bardzo

stromo. W celu uzyskania mniejszej stromości charakterystyk dobrano częstotliwości pomiarowe $400 \div 1000$ Hz. Dla tych częstotliwości cha-

rakter stratności pozostaje jeszcze ten sam co przy 50 Hz — przeważa stratność spowodowana przewodnością.

Pomiary pojemności i stratności wykonano na mostku niskonapięciowym „Tesla“ TM (rys. 4) o dokładności pomiarów pojemności $\pm 0,2\%$, stratności $\pm 5\%$, a więc mostku dostępnym dla każdego większego laboratorium przemysłowego. Próbki olejów badano w kondensatorze czasowym. Pomiary wykonano na serii olejów starzonych sztucznie. Otrzymane z pomiarów wyniki jak również dane chemiczne powyższych olejów podane są wykreślnie na rysunkach 5÷8.



Rys. 5. Zależność stratności od temperatury oleju starzonego sztucznie dla różnych czasów starzenia przy $f=1000$ Hz.

I — olej wyjściowy, II — olej po 16 godz starzenia, III — olej po 48 godz starzenia, IV — olej po 72 godz starzenia, V — olej po 96 godz starzenia.

Z rysunków 5 i 6 widać, że zależność stratności od temperatury powyżej pewnej temperatury zależnej od jakości oleju przebiega według równania

$$\log \operatorname{tg} \delta = \frac{B}{T} + A,$$

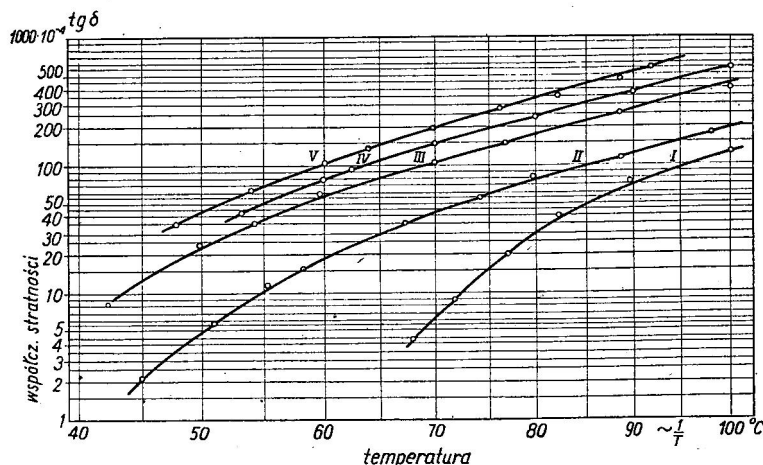
gdzie

A i B — stałe,

T — temperatura bezwzględna.

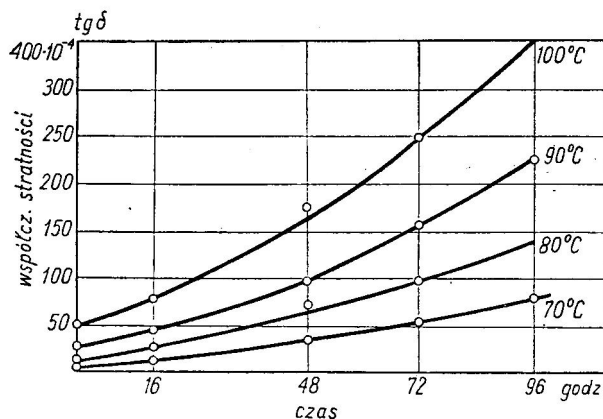
Ponieważ równanie to jest typowe dla dielektryków jonowych, przeto stratność olejów izolacyjnych ma w pewnym zakresie charakter jonowy. Charakter ten sprawdzono wykonując pomiar zależności stratności od częstotliwości. W wyniku otrzymano, że dla temperatur odpowiadających prostoliniowej części charakterystyki stratność jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości (do 1000 Hz włącznie), co potwierdza jonowy charakter strat.

Związane z pogarszaniem się własności oleju przesunięcie do niższych temperatur charakterystycznego załamania krzywej wywołane jest większym zjonizowaniem zestarzonego oleju, powodującym szybsze wystąpienie przewodnościowego charakteru stratności.



Rys. 6. Zależność stratności od temperatury oleju starzonego sztucznie dla różnych czasów starzenia przy $f=400$ Hz.

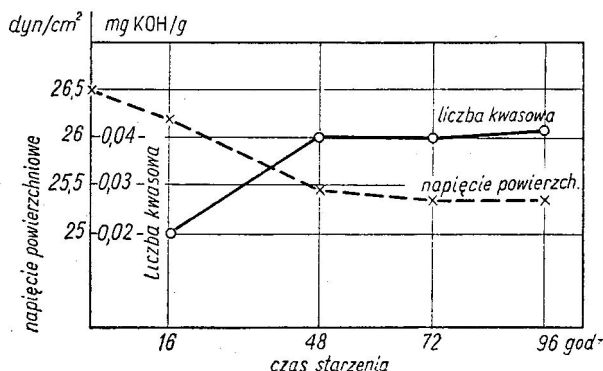
I — olej wyjściowy, II — olej po 16 godz. starzenia, III — olej po 48 godz. starzenia, IV — olej po 72 godz. starzenia, V — olej po 96 godz. starzenia.



Rys. 7. Zależność stratności od czasu starzenia oleju starzonego sztucznie dla temp. $70 \div 100^\circ$ przy $f=1000$ Hz.

Możliwość wykorzystania pomiarów stratności do określenia jakości oleju wynika z porównania rys. 7 z rys. 8. Z zależności otrzymanych dla oleju starzonego sztucznie widać, że zmiany stratności przebiegają znacznie szybciej i regularniej od zmian własności fizyko-chemicznych.

Zmiany liczby kwasowej są minimalne; trochę większe, lecz nieregularne są zmiany napięcia powierzchniowego. Podczas starzenia nastąpiła wyraźna zmiana barwy z jasnożółtej na brązową.



Rys. 8. Porównawcze dane fizyko-chemiczne dla oleju starzonego sztucznie.

Interesujące jest, że tak stosunkowo duże zmiany wartości stratności uzyskano dla tzw. okresu „indukcji” oleju, tj. tego okresu starzenia, w którym działają w oleju naturalne inhibitory powodujące zahamowanie wzrostu liczby kwasowej (rys. 9).

Reasumując całość wyników można stwierdzić, że:

1. Oznaczenia chemiczne nie charakteryzują całości zjawisk zachodzących w oleju, natomiast stratność zdaje się mieć charakter „całkujący”.

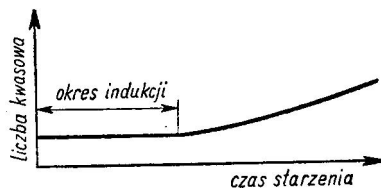
2. Wyraźne zmiany stratności występują szybciej od zmian wielkości chemicznych. Wskazuje to na większą czułość metody pomiarów stratności.

3. Sam pomiar jest prostszy i mniej czasochłonny od prób fizyko-chemicznych, przy czym powtarzalność wyników jest lepsza.

4. Stosując odpowiednią temperaturę i częstotliwość pomiarową można przeprowadzać badania na mniej czułych mostkach, dostępnych większym laboratoriom przemysłowym.

Jak widać z powyższego zestawienia, metoda oceny oleju za pomocą badania jego stratności ma szereg bardzo cennych właściwości wysuwających ją na czołową pozycję wśród metod oznaczania zestarzenia się oleju.

Do uzyskania pewności, czy metoda ta nadaje się do praktycznego zastosowania, powinny pomóc laboratoria przemysłowe, wykonując, obok obowiązujących badań oleju, pomiary stratności. Zagadnieniem tym



Rys. 9. Wzrost liczby kwasowej w zależności od czasu starzenia.

warto się zająć. Pomiary stratności znajdują coraz większe zastosowanie jako jedna z najlepszych metod określenia stałości różnorodnych materiałów.

Pracę wykonano w Katedrze Techniki Wysokich Napięć Politechniki Wrocławskiej i w Zakładzie Materiałoznawstwa Instytutu Elektrotechniki pod kierunkiem prof. dr J. Skowrońskiego.

Prof. dr J. Skowrońskiemu, jak również mgr inż. Z. Sicińskiemu i mgr inż. B. Drysiowi składam podziękowanie za cenne wskazówki i pomoc przy wykonywaniu niniejszej pracy.

LITERATURA

- [1] P. Boening, *Elektrische Isolierstoffe* (1938).
- [2] E. Molloy, *Electrical Materials* (1942).
- [3] *Isolieroele*, Berlin (1938).
- [4] N. Bogorodickij, *Elektrotechnischeskie materialy* (1951).
- [5] J. Cogle, *Einfluss von Verunreinigungen auf den dielektrischen Widerstand von Isolieroeelen*, „Technische Mitteilungen“ (1931) 43.
- [6] H. Bruckmann, *Änderung der dielektrischen Eigenschaften von Transformatorenoelen*, „Technische Mitteilungen“ (1932) 28.
- [7] A. Mathias, *Dielektrisches Verhalten der Isolieroeelen im Betriebe*, „Vertrauliche Berichte“ (1935) 26.
- [8] Rieche, „*Z. Physik*“ Bd 95 158.
- [9] J. Skowroński, *W sprawie próby wytrzymałości elektrycznej*, „Przegląd Elektrotechniczny“ (1934) 304.
- [10] J. Meilink, *Study Comitee on oils* CIGRE (1951).
- [11] H. Halperin, A. Adler, *Transactions of the AIEE* (1951).
- [12] E. Treanor, E. Raab, *Transactions of the AIEE* (1951).

Katedra Techniki
Wysokich Napięć

Wpłynęło do redakcji w czerwcu 1953

О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВ ИЗОЛЯЦИОННЫХ МАСЕЛ

На фоне применяемых в настоящее время методов оценки качества изоляционных масел излагается возможность применения для этой цели измерения диэлектрических потерь. Для облегчения более широкого применения этого метода подобраны такие параметры измерения, которые делают возможным измерение техническими мостами. В работе приведены результаты измерений, проведенных при помощи промышленного моста „Tesla“ на масле искусственно состаренном для температур в пределах от 50 до 100°C и частоты 400 и 1000 Hz. Произведено сравнение полученных физико-химическим путем результатов.

ON THE POSSIBILITY OF APPLYING DIELECTRIC LOSSES MEASUREMENT
TO ESTIMATE THE QUALITY OF INSULATING OILS

On the ground of insulating oils quality valuation methods now in use a possibility is discussed of using dielectric losses measurement for the purpose. To facilitate a broader application of the method such measurement parameters are chosen as make it possible to carry out measurements using technical bridges. Results of measurements carried out using „Tesla“ industrial bridge on artificially staled oil are given for temperatures from 50 to 100°C and frequencies of 400 and 1000 Hz. Obtained results of physical and chemical tests are compared.
