

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



Nr 6
1952

TREŚĆ ZESZYTU:

Mgr inż. STANISŁAW LISZKA — Badania laboratoryjne sprzętu teletechnicznego	179
Mgr inż. WACŁAW KOWALSKI, inż. CZESŁAW CHMIELEWSKI, JERZY ILMURZYŃSKI — Udar jako źródło zakłóceń w odbiorze radiowym	194
Inż. KAZIMIERZ WARDZYŃSKI — Pomiar siły koercji i indukcji nasycenia materiałów magnetycznie miękkich na próbkach prostych	198
Mgr inż. HENRYK KÜHN, mgr inż. FELIKS MICHAŁSKI, mgr inż. TADEUSZ DYMECKI — Szkolnictwo telekomunikacyjne	204
Recenzje	206
Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji	207
Przegląd Bibliograficzny Telekomunikacji	—

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

Komitety Redakcyjne: inż. J. Górnicki, inż. S. Jasiński, mgr inż. H. Kowalski, mgr inż. J. Szczekowski.

Wydawca: Naczelna Organizacja Techniczna, W-wa, Czackiego 3/5

Nakład 2.000 egz., format A4, obj. 2½ ark., papier druk. sat. V kl. 70 gr.

Adres Redakcji: Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.

Adres Administracji: Warszawa, Czackiego 3/5, telef. 895-10/15 wew. 51.

WARUNKI PRENUMERATY:

	Normalna	Ulgowa
Rocznie	Zł 72.—	Zł 36.—
Kwartalnie	Zł 18.—	Zł 9.—
Pojedynczy numer	Zł 6.—	Zł 3.—

PRZEGLĄD TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Mgr inż. STANISŁAW LISZKA

621.395.341.3

Badania laboratoryjne sprzętu teletechnicznego

STRESZCZENIE

Na początku artykułu omówiona jest rola i znaczenie badań laboratoryjnych przy wytwarzaniu sprzętu teletechnicznego. Dalej podano opisy ważniejszych i ciekawszych badań teletechnicznych, a mianowicie: badanie impulsowania, pomiary krótkich czasów działania elementów łącznic, badanie tłumienia oraz w krótkim zarysie badanie trwałości sprzętu, czyli tzw. „próby życia”.

1. Wstęp

Każde dzieło rąk ludzkich przechodzi w normalnym procesie wytwórczym przez trzy etapy swego rozwoju: 1) projekt, 2) wykonanie, 3) sprawdzenie. Powyższa reguła odnosi się oczywiście również i do wytwarzania sprzętu teletechnicznego. Zanim więc możliwie niezawodny i doskonały w działaniu, o solidnej i trwałej, lecz zarazem i estetycznej budowie, aparat telefoniczny czy telegraficzny lub także łącznica będą mogły rozpocząć swą służbę u ludzi, odgrywając doniosłą rolę cywilizacyjną w pokojowym rozwoju społeczeństwa — muszą one przejść podczas swoich narodzin przez trzy wyżej wspomniane etapy rozwojowe. W każdym z nich badania laboratoryjne odgrywają znaczną rolę, a niekiedy i decydującą o przebiegu procesu wytwarzania. Ingerencję badań laboratoryjnych w poszczególne etapy procesu wytwarzania sprzętu teletechnicznego podano schematycznie na rys. 1.

2. Rola i cel badań laboratoryjnych sprzętu teletechnicznego w różnych fazach jego tworzenia

2.1. Badania związane z projektem

Pierwsza faza w procesie wytwarzania, określona krótko we wstępie jako „projekt”, w odniesieniu do podstawowych rodzajów sprzętu

teletechnicznego, jakim są łącznice i aparaty zarówno telefoniczne, jak i telegraficzne, obejmuje studia nad założeniami eksploatacyjnymi i konstrukcyjnymi, opracowanie schematów ideowych (zasadniczych) i montażowych oraz zaprojektowanie przekazników i innych podzespołów, jak również całej konstrukcji mechanicznej danego rodzaju sprzętu. Do tego dochodzi opracowanie warunków i instrukcji regulacji składowych elementów sprzętu, jak przekazniki i wybieraki oraz przygotowanie opisów działania sprzętu i ewentualnie przepisów jego użytkowania i konserwowania.

W różnych etapach projektowania sprzętu teletechnicznego przed konstruktorem stoją niejednokrotnie takie zagadnienia, na które ostateczną i decydującą odpowiedź może dać jedynie doświadczenie. Tak np. podczas opracowywania schematu ideowego łącznicy automatycznej poleganie na samych tylko obliczeniach i przewidywaniach przebiegu pewnych procesów łączeniowych w obranym rozwiązaniu schematowym nie zawsze można uznać za wystarczające. Ma to zwłaszcza miejsce tam, gdzie prawidłowość przebiegu tych procesów w pewnych fragmentach schematu zależy od takich czynników, jak krótkotrwałe czasy przyciągania i zwalniania przekazników albo przechodzenia szczełok wybiórczych przez poszczególne styki wielokrocza, lub też w grę wchodzi stopień i szybkość nagrzewania się przełączników cieplnych albo zmiana oporności prostowników w zależności od wielkości przepływających przez nie prądów, lub tp. trudnouchwytnych czynników. Również projektowanie trudnych przekazników, tj. posiadających ciężkie warunki pracy, nie powinno obywać się bez sprawdzenia pracy takiego przekaznika w naturze. Wreszcie ustalanie warunków regulacji elektrycznej, a niekiedy i mechanicznej dla trud-

niejszych przekładników, zwłaszcza mających spełniać przeciwstawne sobie warunki (jak np. przyciąganie i nieprzyciąganie) w wąskich granicach zakresu prądu przepływającego przez nie, wymaga obowiązkowo sprawdzenia laboratoryjnego.

We wszystkich wyżej podanych przypadkach, a czasem już podczas wstępnych studiów nad projektem, należy wykonywać modele przekładników, a niekiedy również i innych w skład schematu wchodzących elementów i po zestawieniu odpowiednich obwodów elektrycznych należy przeprowadzić potrzebne badania laboratoryjne. Jest to konieczne, jeśli chce się uzyskać w pełni realne opracowanie schematu zasadniczego i uniknąć w końcowej fazie wytwarzania sprzętu, tj. już przy sprawdzaniu produkcji lub nawet później podczas eksploatacji wyprodukowanego sprzętu, uciążliwych, a czasem bardzo trudnych i kosztownych do wprowadzenia poprawek, zawsze przy tym nie mile widzianych przez fabrykę produkującą, ewentualnie i przez eksploatatora.

Chcąc jeszcze zwiększyć stopień doskonałości opracowywanego schematu zasadniczego przez wyeliminowanie możliwości przeoczenia przez konstruktora jakiegoś błędnego połączenia lub pominięcia sprawdzenia na modelu jakiegoś niepewnego fragmentu schematu, często bardzo, a z reguły zawsze przy poważniejszych projektach o bardziej śmiałych i oryginalnych rozwiązaniach schematowych, buduje się model elektryczny całości projektowanego urządzenia, tj. model odzwierciedlający tylko jego stronę elektryczną, a więc schemat

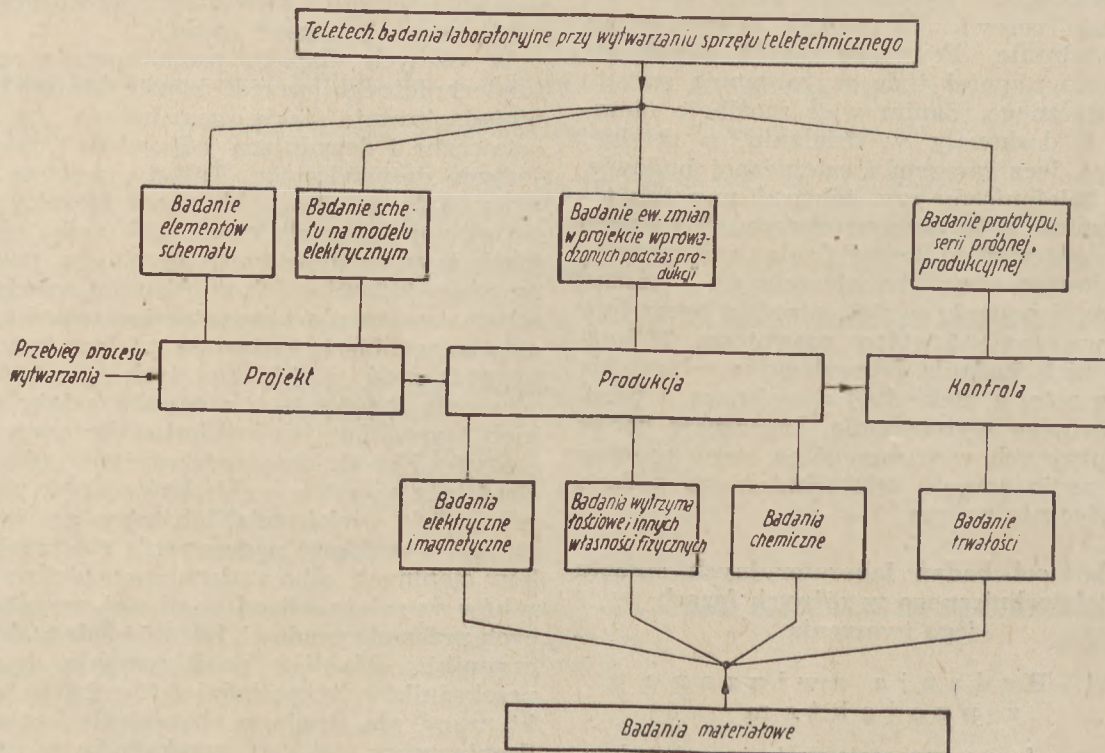
ideowy, z pominięciem przyszłej konstrukcji mechanicznej. Zbadanie laboratoryjne działania modelu elektrycznego danego rodzaju sprzętu i usunięcie wszystkich dostrzeżonych jeszcze usterek pozwala osiągnąć duży stopień pewności co do poprawności rozwiązania schematowego.

Co się tyczy poprawności opracowania schematów montażowych i konstrukcji mechanicznej sprzętu, to sprawdzianem dla niego jest dopiero prototyp wyprodukowany przez fabrykę, który również powinien być poddany badaniom laboratoryjnym, zarówno co do działania, jak i celowości rozwiązań konstrukcji mechanicznych.

2.2. Badania laboratoryjne podczas produkcji

Badania laboratoryjne, które bywają przeprowadzane w trakcie produkowania zaprojektowanego sprzętu, można podzielić na 2 grupy: 1. Badania materiałowe i 2. Badania działania podzespołów lub całych fragmentów schematu.

Pierwsza grupa badań (badania materiałowe) obejmuje badania właściwości mechanicznych, chemicznych, elektrycznych i magnetycznych materiałów, służących do produkcji podzespołów i innych części składowych sprzętu teletechnicznego. Druga grupa obejmuje badania gotowych podzespołów w kierunku ustalenia, czy własności zastosowanych w nich materiałów pozwalają osiągnąć prawidłową ich pracę, zgodnie z przepisnymi dla niej warun-



Rys. 1. Ogólny schemat występowania najczęściej stosowanych badań laboratoryjnych w procesie wytwarzania sprzętu teletechnicznego.

kami. Do drugiej grupy należą również, choć znacznie rzadziej zdarzające się, badania pewnych fragmentów schematu na skutek zmian, wprowadzonych z uzasadnionych przyczyn podczas produkcji, w stosunku do opracowanego pierwotnie projektu.

2.3. Sprawdzanie sprzętu wyprodukowanego

Sprawdzanie wyprodukowanego sprzętu wchodzi w znacznej części w zakres jednego z działów kontroli technicznej fabryki — działu kontroli wyrobów gotowych. Drugim z dwóch zasadniczych działów, na które można kontrolę produkcji podzielić, jest dział kontroli międzyoperacyjnej, tj. kontroli wykonania rozmaitego rodzaju części wchodzących w skład produkowanego sprzętu teletechnicznego, poczynając od drobnych detali, jak śrubki, sprężyny, podkładki itd., a kończąc na podzespołach, takich jak przekładniki, wybieraki, wkładki mikrofonowe i słuchawkowe itp., lub nawet, np. przy produkcji telefonicznych łącznic automatycznych — na całych zespołach, złożonych z przekładników, wybieraków lub innych podzespołów.

Działanie kontroli międzyoperacyjnej, jeśli pominąć prowadzone niekiedy z jej inicjatywy badania laboratoryjne materiałów i podzespołów, wymienione w p-ku 2.2, obejmuje właściwie jedynie mniej lub więcej zmechanizowane czynności, wykonywane masowo przy pomocy różnorodnych przyrządów i narzędzi, poczynając od najprostszych sprawdzianów mechanicznych, a kończąc na skomplikowanych przyrządach elektrycznych, jak np. aparat do automatycznego sprawdzania przerw i zwarć w wielokrociu wybieraków. Czynności te mają na celu stwierdzanie zgodności wyprodukowanych części sprzętu z warunkami narzuconymi przez projekt (wymiały, własności mechaniczne i elektryczne).

W zakres działania kontroli wyrobów gotowych, poza wspomnianym na początku ostatnim sprawdzianem wyprodukowanego zasadniczego sprzętu teletechnicznego, takiego jak aparaty, łącznice itp., może również wchodzić sprawdzanie i mniejszych przedmiotów, jak np. oddzielne wkładki mikrofonowe, dzwonki, przekładniki, wybieraki itp., wtedy, gdy nie stanowiąc części składowych zasadniczego sprzętu, nabierają one charakteru odrębnych, mniejszych jednostek sprzętu.

Działanie kontroli wyrobów gotowych, w odróżnieniu od działania kontroli międzyoperacyjnej, polega nie tylko na sprawdzaniu zgodności pewnych cech sprzętu z warunkami ustalonymi w projekcie, ale również na sprawdzaniu jakości działania wyprodukowanego sprzętu, które to sprawdzanie nosi już często charakter badań laboratoryjnych.

Omawiając tu działanie kontroli technicznej w zakładzie produkcyjnym, należy wspomnieć, że nowoczesne metody sprawdzania produkcji

w wielu rodzajach sprawdzeń pozwalają ograniczyć się jedynie do przeprowadzania kontroli wyrywkowej w odpowiednich momentach produkcji, przy uwzględnieniu pewnych jej cech specyficznych, jak np. czas zużywalności przyrządów (np. wykrojników), chwilowe pogorszenie warunków zewnętrznych dla pracy ludzkiej (np. gorsze oświetlenie przy regulacji mechanicznej przekładników), pogorszenie się jakości materiału w określonych dostawach itp. Jeśli przy procentowym jedynie sprawdzaniu produkowanych przedmiotów da się zauważyć wyraźną powtarzalność pewnych określonych błędów, wówczas całą partię przedmiotów, co do której istnieje uzasadnione przypuszczenie, że może ona zawierać znaczne ilości przedmiotów z wykrytymi właśnie błędami, należy sprawdzić, sztuka po sztuce, ale tylko pod względem istnienia stwierdzonych podczas procentowej kontroli usterek. Stosowanie rozsądnie zorganizowanej kontroli procentowej w wielu przypadkach może mieć miejsce ze względów oszczędnościowych (zwiększenie przepustowości działu kontroli technicznej w fabryce i związane z tym obniżenie kosztów własnych), w innych natomiast, mianowicie tam, gdzie sprawdzenie własności przedmiotu powoduje jego częściowe choćby zniszczenie (np. próba prądu działania bezpieczników topikowych) — kontrola procentowa jest po prostu koniecznością.

Celem ogólnym kontroli technicznej w zakładzie produkcyjnym jest wypuszczenie na zewnątrz wyrobów fabrycznych o możliwie najlepszej jakości, zarówno pod względem materiałowym, jak i pod względem działania. Sprawdzenie jakości wyprodukowanego sprzętu powinno być zawsze przeprowadzone pod względem jego działania, a niekiedy i pod względem trwałości materiałów zastosowanych przy produkcji. Oba te rodzaje sprawdzania wymagają odpowiednich badań laboratoryjnych.

Mimo jednak najstaranniejszej kontroli, zarówno projektu, jak i wyprodukowanego według niego sprzętu, może się zdarzyć niekiedy, że sprzęt ten dopiero w eksploatacji wykaże obok zalet również i pewne usterki, mogące mieć swe źródło zarówno w jakimś niedopatrzeniu w projekcie, jak i niedociągnięciu w produkcji. Znajomość przez projektodawcę i producenta zarówno zalet, jak i wad wykazywanych przez sprzęt w czasie jego eksploatacji, gra bardzo ważną, często niestety niedocenianą u nas rolę. Znajomość tych zalet i wad uczy bowiem wiele zarówno konstruktorów, jak i kierownictwo produkcji i kontroli technicznej w fabryce i pozwala, w oparciu o wypływające stąd doświadczenie, wytwarzać w przyszłości sprzęt o lepszej jakości.

W związku z powyższym ważnym czynnikiem staje się zachowanie pewnej stałej łączności między projektodawcą i producentem, a eksploatactorem. Do łączności tej i płynących z niej korzyści w postaci cennego doświadcze-

nia dużą wagę przywiązują np. wielkie wytwornie światowe produkujące sprzęt teletechniczny, które też starają się łączyć tej nader możliwie stałe i dla obu stron dogodne formy. Przykładem takiej formy mogą być np. wykazy statystyczne błędów i uszkodzeń w centralach telefonicznych i aparatach, systematycznie prowadzone na formularzach specjalnie opracowanych w taki sposób, aby wnioski płynące z tej statystyki miały swą wymowę interesującą i ważną, zarówno dla eksploatatora jak i dla producenta. Poznanie przez konstruktora sprzętu jakiejś usterki w zaprojektowanym przez niego schemacie, która wywołuje systematyczne błędy w działaniu sprzętu, nawet już w razie jego eksploatacji, pozwala na przeprowadzenie nowych obliczeń i poprawek schematu, które zbadane i sprawdzone na odpowiednim modelu w laboratorium, mogą być następnie drogą mniejszych lub większych zmian wprowadzone nie tylko do dalszych serii produkowanego sprzętu, ale często nawet i do już będącego w eksploatacji, np. do dużych łącznic telefonicznych.

Jak widac z powyższego, istnienie pewnego rodzaju współpracy między wytwórcą sprzętu teletechnicznego, a jego eksploatatorem, uznać należy za konieczne dla prawidłowego rozwoju produkcji tego sprzętu. W tej współpracy rola badań laboratoryjnych, gdy zachodzi konieczność ich zastosowania, jest decydująca dla wprowadzenia zmian konstrukcyjnych, czy materiałowych w produkowanym sprzęcie.

3. Rodzaje badań laboratoryjnych przy wytwarzaniu sprzętu teletechnicznego

3.1. Ogólny podział badań laboratoryjnych

Badania laboratoryjne, których konieczność przeprowadzania w różnych fazach wytwarzania sprzętu teletechnicznego była omówiona w rozdziale poprzednim, można podzielić na pewne grupy, w zależności od charakteru użytkowego badań i od dziedziny badanych zjawisk.

Ze względu na charakter możemy podzielić badania laboratoryjne na dwie zasadnicze grupy:

1. Badania konstrukcyjno-schematowe, mające na celu: sprawdzanie pewnych założeń schematowych, stwierdzanie jakości pracy różnych elementów konstrukcyjnych schematu, sprawdzanie prawidłowości zaprojektowanego schematu na modelu, sprawdzanie konstrukcji i działania wyprodukowanego sprzętu, opracowywanie zmian i poprawek dla dalszej produkcji sprzętu.

2. Badania materiałowe, mające na celu określenie lub sprawdzenie własności różnych materiałów stosowanych przy produkcji sprzętu teletechnicznego, jak również określenie trwałości, zarówno poszczególnych materiałów, jak i zbudowanego z nich sprzętu lub jego części składowych.

Co do rodzaju dziedziny badań, to najogólniej można badania laboratoryjne podzielić na:

- A. Badania elektryczne, obejmujące elektryczną i magnetyczną stronę działania elementów składowych schematu oraz jego modelu lub wyprodukowanego sprzętu, a ponadto szeroki zakres różnorodnych pomiarów elektrycznych, magnetycznych i teletechnicznych.

- B. Badania elektro-mechaniczne, obejmujące mechaniczną stronę działania elementów składowych schematu, takich jak przekładniki, wybieraki, wkładki mikrofonowe i słuchawkowe, induktory itp.

- C. Badania fizyko-chemiczne, obejmujące analizy jakościowe i ilościowe, określanie fizyko-chemicznych własności materiałów, jak lepkość, kleistość, nasiąkliwość, temperatura topnienia, zestalania się i inne; badania metalurgiczne i metalograficzne; badania wpływu różnych czynników zewnętrznych na materiały używane do budowy sprzętu lub wzajemnego oddziaływania na siebie tych materiałów itp.

- D. Badania mechaniczne obejmujące badania wytrzymałościowe materiałów, badania trwałości sprzętu i jego części składowych, ustalanie wymiarów, określanie jakości powierzchni przy pomocy mikroskopu itp.

W dalszym ciągu artykułu omówione będą niektóre rodzaje laboratoryjnych badań teletechnicznych z dziedziny badań elektrycznych i elektromechanicznych oraz w krótkim zarysie badania trwałości sprzętu. Ograniczymy się tu jedynie do badań najczęściej przeprowadzanych lub wyjątkowo ważnych czy ciekawych, a związanych głównie z produkcją łącznic telefonicznych.

3.2. Badania przebiegu prądów impulsowania

3.2.1. Uwagi ogólne.

W związku z coraz powszechniejszą automatyzacją sieci telefonicznych badanie procesu impulsowania, tj. przebiegu nadawania impulsów zarówno w aparatach obsługiwanych ręcznie (tarcze numeryczne, klawiatury), jak i w łącznicach telefonicznych (przekładniki czy inne urządzenia elektromechaniczne do powtarzania impulsów w translacjach), nabrało ogromnego znaczenia, gdyż od prawidłowości tego procesu w znacznej mierze zależy dobroć komunikacji telefonicznej. Toteż badania impulsowania przeprowadzane są już na samym początku procesu wytwarzania sprzętu, na modelach wykonywanych podczas opracowywania schematu. Później oczywiście powinny być one ponownie przeprowadzone przy ostatecznej kontroli gotowego sprzętu, np. przy badaniu prototypu, pierwszych sztuk z poszczególnych serii sprzętu itp.

Bezpośrednim efektem procesu impulsowania jest wysłanie z danego urządzenia szeregu impulsów prądu. Rozpatrując tu impulsowanie prądem stałym i pomijając wielkość natężenia prądu wysyłanych impulsów, zależną od zastosowanego napięcia i własności toru elektrycz-

nego przenoszącego impulsy, można powiedzieć, że prawidłowość procesu impulsowania zależy od częstotliwości impulsów oraz długości czasów trwania zwarć (t_z) i przerw (t_p) w poszczególnych impulsach. Oprócz tego wymaga się, by przebieg wszystkich wysyłanych impulsów był jednakowy, a przerwy między seriami impulsów były wystarczająco długie, ze względu na czas przebiegu procesów zachodzących w urządzeniu odbierającym impulsy. Dla różnych systemów łącznic automatycznych przyjęto pewne określone, stałe stosunki długości czasu zwarcia do przerwy ($\frac{t_z}{t_p}$) w dowol-

nym impulsie. Stosunki te o różnych wielkościach dla różnych systemów (Strowger — 33,3:66,6; Siemens — 37:63; Ericsson — 42:58) są tak dobrane, aby przy dopuszczalnych wahaniami częstotliwości impulsów od ogólnie przyjętej normy $f = 10$ c/s, długości przerw i zwarć w impulsach wystarczały dla prawidłowego działania wybieraków w łącznicach.

Jak wynika z powyższego, proces impulsowania w jakimkolwiek badanym urządzeniu można uznać za prawidłowy, jeśli przebieg wysyłanych impulsów odpowiada wyżej wymienionym warunkom. Unaocznienie tego przebiegu impulsów jest zadaniem laboratorium teletechnicznego. Stosowanych w tym celu bywa kilka metod badania i związanych z nimi rodzajów przyrządów:

1) Badanie w układach wykazujących oddzielnie częstotliwość wysyłanych impulsów prądu i oddzielenie ich stosunek zwarcia do przerwy $s = \frac{t_z}{t_p}$.

2) Badanie za pomocą przyrządów rysujących na taśmie przebieg prądu impulsowania, tzw. impulsografów.

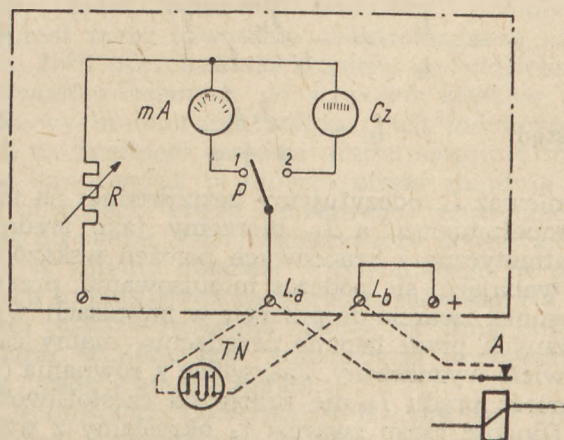
3) Badanie za pomocą oscylografów pętlicowych.

3.2.2. Z e s t a w „M E N”. Układy czy zestawy przyrządów, należące do pierwszej metody badań, zawierają dość dokładny, o dużej skali (np. rzędu 150 mm) miliamperomierz prądu stałego z ruchomą cewką, najczęściej o zakresie do 50 mA. Miliamperomierz ten

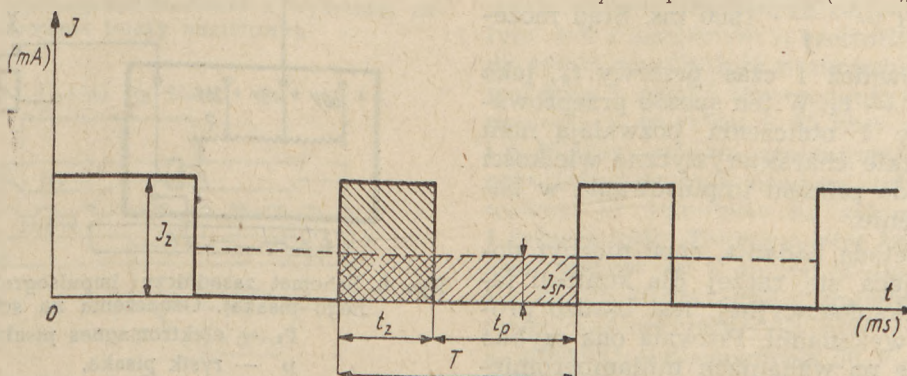
powinien posiadać tak dobraną bezwładność układu ruchomego, żeby przy przepływie prądu pulsującego o częstotliwości rzędu 10 c/s wskazówka zdołała odchylić się od poprzedniego położenia i wahała się w niewielkich granicach około nowej, niższej wartości średniej prądu pulsującego. Drugim przyrządem układu jest miernik częstotliwości o potrzebnym zakresie, np. od 7 do 13 c/s. Miernikiem tym może być zwykły częstotściomierz języczkowy lub też specjalny przyrząd elektromechaniczny, w którym bieg napędzanej sprężyną wskazówki zostaje w odpowiednim miejscu skali zatrzymany przez mechanizm związany z elektromagnesem, włączonym w obwód impulsowania i reagującym na poszczególne impulsy prądu.

W zestawie przyrządów służących do badania impulsowania, a znanym często pod nazwą „MEN”, miliamperomierz ma za zadanie umożliwienie obliczenia stosunku zwarcia do przerwy w impulsie, zaś częstotściomierz — ustalenie częstotliwości impulsów i wynikającej stąd długości czasu jednego pełnego impulsu (przerwa plus zwarcie) T .

Schemat zasadniczy zestawu „MEN” pokazany jest na rys. 2. Do zacisków L_a i L_b przyrządu załączamy styki impulsujące urządzenia, np. tarczę numerową, przewody od zacisków wyjściowych translacji itp. Do zacisków (+) i (—) załączamy baterię akumulatorów o odpo-



Rys. 2. Schemat zasadniczy zestawu przyrządów pomiarowych do badania impulsowania tarcz numerowych i przełączników (tzw. „MEN”).



Rys. 3. Wykres impulsu prądu.

wiednim napięciu. Opornik R służy do wyregulowania natężenia prądu I_z , wskazywanego przez miliamperomierz (najwygodniej maksymalna wartość na skali) przy zamkniętej pętli przez styki impulsowe, włączone do La i Lb . Nadając serię impulsów przy położeniu przełącznika P w pozycji „1”, odcytujemy na miliamperomierzu górną i dolną granicę wahań wskazówki około średniej wartości I_{sr} prądu pulsującego. Nadając impulsy przy ustawieniu przełącznika P w pozycji „2”, odcytujemy wartość częstotliwości impulsów f c/s.

Z wykresu prądu pulsującego na rys. 3 wynika, że: $I_{sr} T = I_z t_z$, a stąd:

$$t_z = T \cdot \frac{I_{sr}}{I_z} \quad (\text{sek}) = \frac{1000}{f} \cdot \frac{I_{sr}}{I_z} \quad (\text{ms}) \quad (1)$$

Ponieważ $t_p = T - t_z$, więc stosunek czasu zwarcia do przerwy w impulsie $s = \frac{t_z}{t_p}$ wyrazi się wzorem:

$$s = \frac{t_z}{t_p} = \frac{t_z}{T - t_z} = \frac{1}{\frac{T}{t_z} - 1} \quad (2)$$

Określając z równania (1) stosunek $\frac{T}{t_z} = \frac{I_z}{I_{sr}}$

i podstawiając go do (2), otrzymujemy:

$$s = \frac{t_z}{t_p} = \frac{I_{sr}}{I_z - I_{sr}} \quad (3)$$

$$\text{a stąd:} \quad I_{sr} = \frac{I_z s}{1 + s} \quad (4)$$

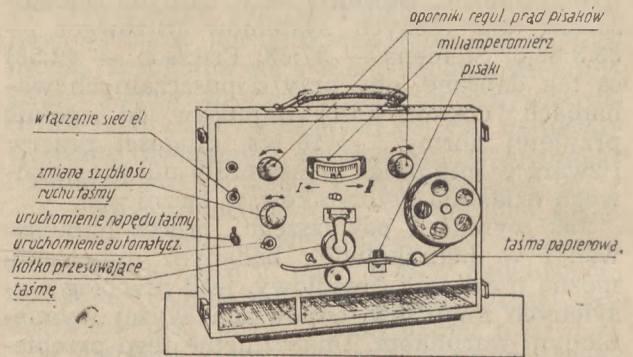
Ponieważ I_z odcytujemy bezpośrednio na miliamperomierzu, a I_{sr} bierzemy jako średnią arytmetyczną z krańcowych położeń wskazówki wahającej się podczas impulsowania, przeto stosunek zwarcia do przerwy w impulsach, wysyłanych przez badane urządzenie, mamy całkowicie wyznaczony. Jak widać z równania (4) wartość prądu I_{sr} nie zależy od częstotliwości f . Długość czasu zwarcia t_z określamy z wzoru (1) po zmierzeniu częstotliwości impulsów. Znając częstotliwość, mamy określony czas pełnego impulsu $T = \frac{1}{f} \cdot 1000$ ms. Stąd może-

my określić również i czas przerwy t_p , jako różnicę $t_p = T - t_z$. W ten sposób przeprowadzone pomiary i obliczenia pozwalają nam określić wszystkie charakterystyczne wielkości odnoszące się do procesu impulsowania w badanym urządzeniu.

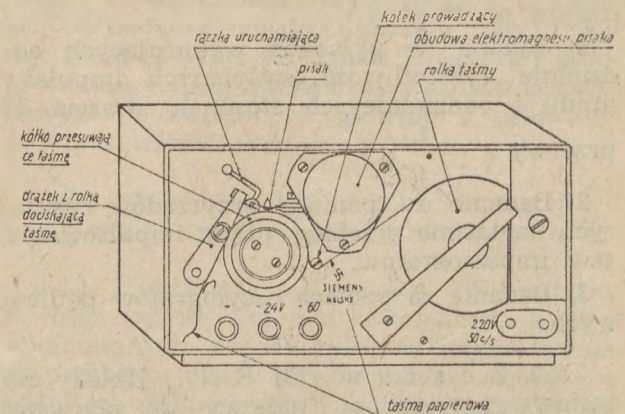
Powyższa metoda badania, choć niezbyt dokładna i nadająca się raczej dla kontroli fabrycznej lub eksploatacyjnej, jest bardzo prosta i łatwa w wykonaniu. Pozwala ona szybko zorientować się po wahanach miliamperomierza o stosunku zwarcia do przerwy w impulsie. Gdy np. $I = 50$ mA, to dla prawidłowego im-

pulsowania w systemie Strowgera ($s = 0,5$) wskazówka miliamperomierza powinna wahać się około średniej wartości $I_{sr} = \frac{50 \cdot 0,5}{1 + 0,5} = 16,6$ mA. Analogicznie dla systemu Siemens mamy $I_{sr} = 18,5$ mA, a dla Ericssona — $I_{sr} = 21$ mA.

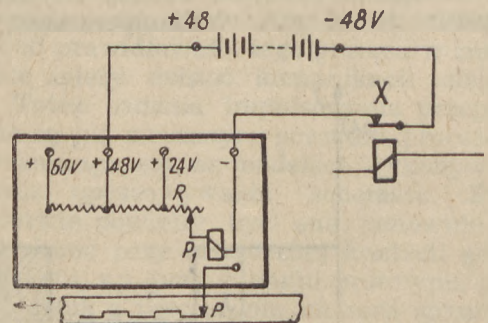
3.2.3. Impulsografy i oscylografy. Inną grupę przyrządów służących do badania impulsowania stanowią impulsografy, pokazane na rys. 4 i 5. Zasada działania impulsografu jest bardzo prosta (rys. 6). Prąd pul-



Rys. 4. Impulsograf szwajcarskiej firmy Hasler.



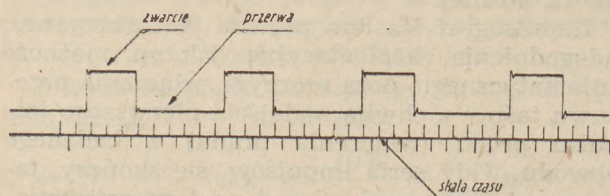
Rys. 5. Impulsograf firmy Siemens-Halske.



Rys. 6. Schemat zasadniczy impulsografu (obwód jednego pisaka). Oznaczenia na schemacie:

- P_1 — elektromagnes pisaka,
- p — rysik pisaka,
- T — taśma,
- X — przekładnik badany.

zupełniej wystarczający do badań laboratoryjnych procesów impulsowania w aparatach i łącznicach automatycznych i w wielu przypadkach może konkurować z oscylografem pętlicowym, mając nad nim tę przewagę, że utrwalony przebieg prądu w impulsografii może być natychmiast poddany analizie, podczas gdy, stosując oscylograf, trzeba czekać na wywołanie i utrwalenie zdjęcia (rys. 9). Toteż oscylo-



Rys. 9. Przebieg impulsów tarczy numerowej utrwalony na taśmie oscylografu pętlicowego (zdjęcie wykonane st. techn. Cz. Rydzewski). U dołu mało widoczna krzywa prądu o częstotliwości $f = 100$ c/s, służąca za skalę czasu.

grafu pętlicowego nie stosuje się na ogół do badania zwykłych przebiegów impulsowania, natomiast jest on nadzwyczaj dogodnym przyrządem, gdy chodzi o pomiar bardzo krótkich czasów przepływu prądu w obwodzie lub też zależy na znajomości przebiegu krzywej prądu, czy napięcia.

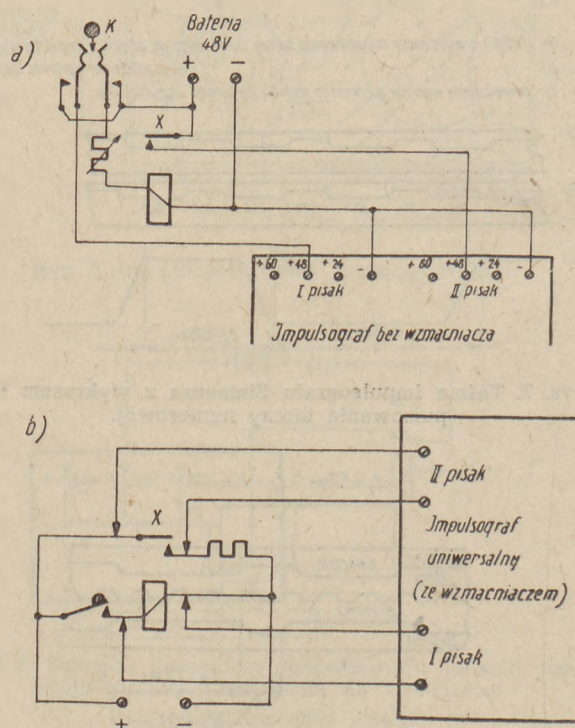
3.3. Pomiary czasów trwania przebiegów elektromechanicznych w elementach łącznic telefonicznych

3.3.1. U w a g i o g ó ł n e. Działanie najbardziej zasadniczych elementów automatycznych łącznic telefonicznych, jakimi są przełączniki i wybieraki, opiera się na przyciąganiu i zwalnianiu kotwicy przez elektromagnes. Czasy przyciągania, czy zwalniania kotwicy przez elektromagnetyczne przełączniki telefoniczne lub elektromagnesy wybieraków są bardzo małe w stosunku do zazwyczaj dostrzeganych i mierzonych przez człowieka czasokresów. Dla normalnie pracujących w łącznicach wybieraków oraz dla przełączników o zwykłej konstrukcji (nie wywołującej opóźnienia działania, zarówno przy przyciąganiu, jak i zwalnianiu), włączonych do obwodu prądu bez udziału dodatkowych elementów przedłużających zadziałanie przełącznika (np. kondensatory, dławiki), czasy te zawierają się w granicach od paru (ok. 2 ms) do kilkudziesięciu (rzędu 30 do 40 ms) milisekund. Czasy przyciągania i zwalniania przełączników z konstrukcyjnie opóźnionym działaniem, w zwykłych układach schematowych, z pominięciem liczonych już w sekundach opóźnień powodowanych przez stosowanie kondensatorów elektrolitycznych, mieszczą się w granicach od kilkudziesięciu (ok. 50 ms) do kilkuset (rzędu 300 do 500 ms) milisekund. Dla pomiaru tych czasów, nieuchwytnych za pomocą zegarka, należy stosować specjalnie

opracowane metody i przyrządy. Omówimy je tu pokrótce, w zależności od rodzaju badań i stawianych dla pomiaru wymagań. Badania te przeprowadzane są najczęściej przy opracowywaniu schematów łącznic telefonicznych.

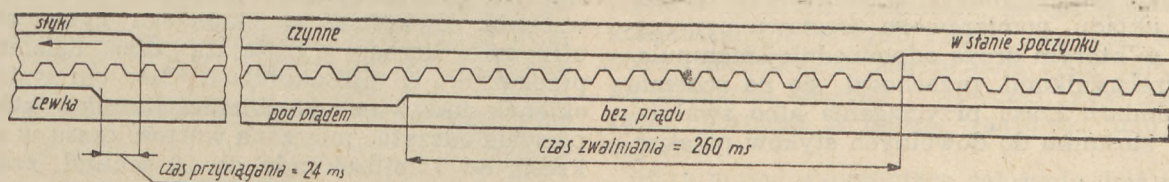
3.3.2. P o m i a r y p r z y b l i ż o n e. W przypadku, gdy przy badaniu przełącznika z opóźnionym działaniem nie zależy nam na dużej dokładności pomiaru czasu jego działania (np. gdy chodzi o pomiary fabryczne lub tylko o stwierdzenie, czy bliżej nieznany przełącznik jest w ogóle przełącznikiem wolnodziałającym), można stosować przyrząd opisany przez mgr inż. P. Mosiewicza w „Wiadomościach Telekomunikacyjnych“ Nr. 1—2 z 1949 r. Przyrząd ten, oparty na działaniu wybieraka obrotowego w odpowiednim układzie schematowym, daje odczyty czasu w wartościach co 20 ms., w zakresie od 20 do 980 ms, przy dokładności ± 15 ms.

3.3.3. M e t o d a i m p u l s o g r a f u. Znacznie większą dokładność, bo wynoszącą 2 do 4 ms i wystarczającą w znacznej części badań laboratoryjnych, daje graficzna metoda pomiaru czasu działania przełączników za pomocą impulsografu Haslera. Dzięki wyposażeniu tego impulsografu w dwa niezależne od siebie pisaki, mamy możliwość jeden z nich włączyć do obwodu prądu płynącego przez cewkę przełącznika lub też do obwodu jednocześnie z tamtym zamykanego lub otwieranego (impulsograf uniwersalny), drugi zaś — do obwodu zamykanego lub przerywanego przez styki wybranej pary sprężyn przełącznika (rys. 10). Przy zam-



Rys. 10. Pomiar czasu działania przełącznika za pomocą impulsografu Haslera.

knięciu obwodu prądu płynącego przez cewkę przekaźnika momentalnie zapracuje odpowiedni pisak impulsografu, znacząc ten moment gwałtownym skokiem kreślonej linii (na rys. 11 — dolny wykres na taśmie). W chwilę po tym, po upływie pewnej ilości milisekund czasu koniecznego dla przyciągnięcia kotwicy przekaźnika, jego sprężyna ruchoma zamknie lub przerwie obwód prądu dla drugiego pisaka. W tym momencie linia na taśmie impulsografu, kreślona przez ten właśnie pisak, wykaże gwałtowny skok (górny wykres na rys. 11).



Rys. 11. Wyznaczanie czasu działania przekaźnika na taśmie impulsografu Haslera.

Mierzac na taśmie odstęp między uskokami obu wykresów w milimetrach i przeliczając tę odległość na milisekundy wg skali określonej przez wykres sinusoidy o częstotliwości $f = 50$ c/s (pośrodku taśmy; długość jednego okresu w mm równa się 20 ms), otrzymujemy pomierzony czas zadziałania przekaźnika, w danym przypadku przyciągnięcia. W analogiczny sposób mierzymy czas zwalniania przekaźnika.

Należy zauważyć, że na ogół w przekaźnikach zamykanie się i otwieranie styków sprężyn należących do różnych układów następuje niejednocześnie, wobec czego przy określaniu czasu przyciągnięcia lub zwalniania danego przekaźnika trzeba zaznaczać, w stosunku do jakich styków przekaźnika czas ten jest mierzony. Poza tym ważną sprawą ze względu na ścisłość i dokładność pomiaru jest regulacja sprężyn obu układów wyłącznika K (rys. 10a), które winny zamykać się najdokładniej jednocześnie. Regulacji tej możemy uniknąć, gdy uzwojenie badanego przekaźnika włączymy szeregowo z pisakiem zwykłego impulsografu Haslera (bez wzmacniacza). Jest to możliwe, gdy prąd przyciągnięcia przekaźnika i prąd działania pisaka są tego samego rzędu. Takie włączenie wprowadza jednak pewien bliżej nieokreślony wzajemny wpływ indukcyjności przekaźnika i pisaka na ich czasy działania. Dlatego też, przy przeprowadzaniu dokładniejszych pomiarów laboratoryjnych najlepiej posługiwać się impulsografem Haslera typu uniwersalnego (rys. 10b).

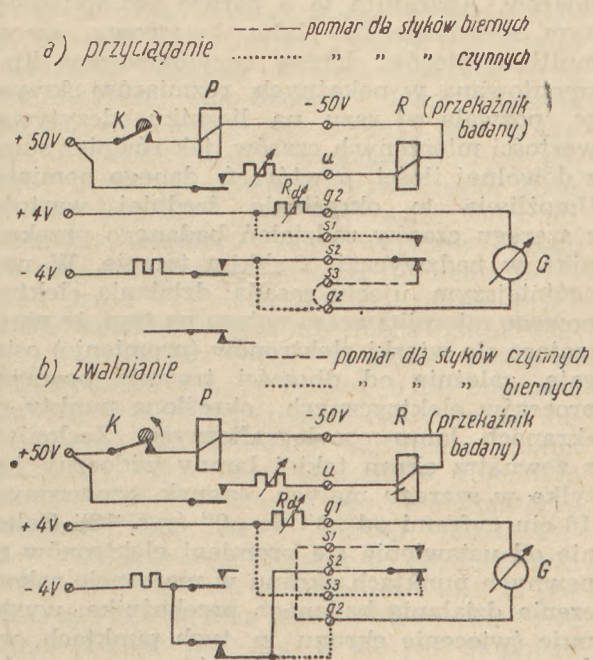
3.3.4. Metoda galwanometru balistycznego. Jeśli chodzi o pomiar krótszych czasów działania przekaźników, rzędu kilku milisekund, to wskutek ograniczonej dokładności impulsografu procentowy błąd pomiaru mógłby być bardzo znaczny. Wówczas stosować możemy pomiar czasów działania przekaźnika metodą galwanometru balistycznego. Metoda ta polega na wyznaczaniu czasu

przyciągnięcia lub zwalniania przekaźnika z wielkości wychylenia galwanometru balistycznego, proporcjonalnego do ładunku elektrycznego, który zdąży przepłynąć przez galwanometr w krótkim mierzonym czasie t . Jeśli w tym czasie t przez galwanometr będzie płynął prąd o znanym natężeniu i , to wielkość ładunku, który przepłynie wówczas przez galwanometr, wyniesie: $Q = i \cdot t$ kulombów (C). Między ładunkiem, a pierwszym maksymalnym wychyleniem galwanometru α_1 , przy bardzo krótkotrwałym impulsie istnieje zależność: $Q = \beta \cdot \alpha_1$,

$$t = \frac{\beta \cdot \alpha_1}{i} = C \alpha_1 \quad (5)$$

gdzie β jest stałą balistyczną galwanometru (np. dla galwanometru balistycznego f. L. M. Ericsson $\beta = 0,1 \mu C$ na 1 działkę przy oporze zewnętrznym $r_z = \infty$). Znajac Q i β , wyznaczamy z tej zależności szukany czas działania przekaźnika:

gdzie C jest stałą, obliczoną dla danego układu pomiarowego w milisekundach na 1 działkę. Zasadniczy schemat układu do pomiaru czasów przyciągnięcia przekaźnika pokazany jest na rys. 12a, zaś czasów zwalniania — na rys. 12b. Połączenia linią kropkowaną odnoszą się do po-

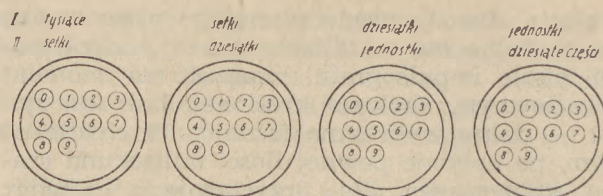


Rys. 12. Schematy zasadnicze układu do pomiarów czasu działania przekaźników metodą galwanometru balistycznego dla przypadków przyciągnięcia i zwalniania.

miaru czasu działania w stosunku do styków aktywnych przy przyciąganiu i pasywnych przy zwalnianiu. Schemat zapewnia dla każdej z 4-ch możliwych kombinacji pomiarowych przepływ prądu przez galwanometr tylko podczas mierzonego czasu działania, po czym galwanometr z szeregowo dołączoną, bardzo dużą opornością R_d zostaje albo wyłączony z obwodu albo zwarty. Oporność R_d jest zazwyczaj rzędu setek tysięcy omów i w stosunku do oporności krytycznej galwanometru (np. równej 2500Ω) można ją praktycznie uważać za nieskończenie wielką. W praktyce obydwa schematy podane na rys. 12 odnoszą się do jednego układu pomiarowego (zestawu przyrządów), w którym drogą odpowiedniej manipulacji przełącznikami przechodzi się na schemat dla pomiaru czasu przyciągania albo zwalniania w stosunku do dowolnych styków przekaźnika.

Wadą wyżej opisanej metody jest konieczność jednoczesności działania aż 3-ch układów sprężyn przekaźnika pomocniczego P. Ta jednoczesność musi być tym dokładniej osiągnięta, im krótsze czasy chcemy mierzyć. Ponadto w zakresie tych bardzo krótkich czasów (rzędu 2 ms) zupełnie fałszywe wyniki można otrzymać, gdy na stykach przekaźnika P, włączających uzwojenie R, pojawia się większe iskrzenie.

3.3.5. Elektronowy miernik czasu. Wyżej wspomniane trudności zmuszają do szukania jakiegoś bardziej doskonałego układu, który pozwoliłby dokładnie mierzyć czasy rzędu 1 ms. Takim układem jest aparatura f. A. T. E. C-o zwana elektronowym miernikiem czasu, umożliwiającą nadzwyczaj szybkie i sprawne przeprowadzanie dokładnych pomiarów. Aparatura ta o bardzo skomplikowanym schemacie (oscylator kwarcowy, szereg multiwibratorów, lampy oscylograficzne itp.), zmontowana w pokaźnych rozmiarów skrzynce, pozwala od razu na liczniku odczytywać wartości mierzonych czasów, jak również sumy z dowolnej ilości powtórzeń danego pomiaru. Umożliwia to określanie średniej wartości z szeregu czasów zaszłań badanego przekaźnika w nadzwyczaj szybkim tempie. W najogólniejszym ujęciu zasada działania elektronowego miernika czasu polega na tym, że poruszające się wiązki elektronów (promienie) osiagają, zależnie od długości trwania pewnych procesów elektrycznych, określone punkty na ekranach lamp oscylograficznych. Zasłonięty z zewnątrz ekran takiej lampy widoczny jest tylko w szeregu małych okienek, oznaczonych 10-ciu cyframi od „0” do „9” (rys. 13). Zależnie od ustawienia się promieni elektronów na pewnych punktach ekranu w momencie zakończenia działania badanego przekaźnika, występuje świecenie ekranu w tych punktach, widoczne zewnątrz przez niektóre ze wspomnianych wyżej okienek. Poszczególne zespoły okienek (po 10) odpowiadają w systemie dzie-



Rys. 13. Licznik elektronowego miernika czasu (na rysunku zaznaczono w milisekundach miejsca cyfr w okienkach w systemie dziesiętnym zależnie od dokonanego przełączenia).

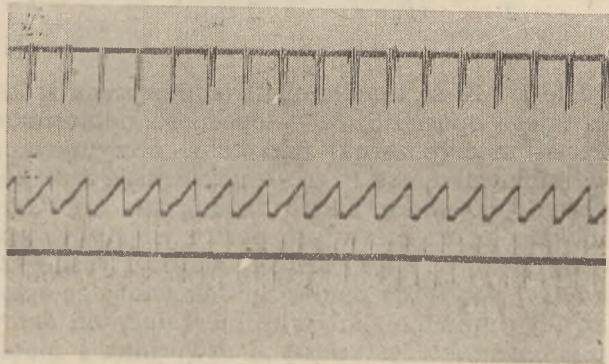
siętnym liczb miejscowym, na których należy wstawić oświetlone w okienkach cyfry, aby otrzymać liczbę, wyrażającą czas działania przekaźnika w milisekundach. Cały ten system okienek jest więc cyferblatem licznika, który pozwala odczytać mierzoną wartość czasu w zakresie od 1 milisekundy do 10 sekund, z dokładnością do 1 milisekundy. Drogą odpowiedniego przełączenia wewnątrz przyrządu można zakres pomiarów przesunąć w dół i będzie się on wówczas zawierał między 0,1 milisekundy a 1 sekundą, czyli dokładność pomiaru wzrośnie do 0,1 ms.

3.3.6. Metoda oscylograficzna. Prócz elektronowego miernika czasu można do dokładnych pomiarów czasów działania przekaźników zastosować również oscylograf wielopętlicowy z urządzeniem fotograficznym, utrwalającym badane przebiegi prądowe na przesuwającej się taśmie światłoczułego papieru. Nowoczesne oscylografy wielopętlicowe (np. 3, 7-pętlicowe wyrabiane w N. R. D.), oparte na znanej zasadzie drgań w ruchu obrotowym cewki prądowej i lusterka, zawieszonych w polu silnego magnesu stałego (zasada galwanometru lusterkowego), pozwalają obserwować na matowym ekranie przyrządu lub utrwalać na zdjęciach fotograficznych jednocześnie kilka przebiegów prądu lub napięcia w różnych obwodach. Oscylografy te posiadają dość złożony układ optyczny, pozwalający na otrzymywanie na ekranie dobrze ustabilizowanych wykresów prądowych. Skalę czasu dla tych wykresów daje dodatkowo wykres prądu o określonej częstotliwości 100 c/s lub 1000 c/s, otrzymywanego z generatora lampowego, zmontowanego w dużej skrzyni oscylografu. Zakres częstotliwości badanych prądów — od 0 do 20 kc/s.

Pomiar czasu działania przekaźnika przy pomocy oscylografu przeprowadzamy metodą graficzną na zdjęciu, analogicznie jak przy posilkowaniu się impulsografem Haslera. Ze względu na wyrazistość wykresów i możliwość obserwowania dokładnego przebiegu kilku naraz krzywych prądów w różnych obwodach, oscylograf wielopętlicowy pozwala analizować współzależności czasowe przebiegu prądów w różnych obwodach schematowych badanego urządzenia. Można np. ustalić dokładną współzależność czasową między działaniem elektro-

magnesu wybieraka, a przechodzeniem jego szczotek ze styku na styk (rys. 14).

Oscylografy elektronowe, ze względu na pewne trudności wykonywania dobrych zdjęć fotograficznych, na ogół nie znajdują dotąd większego zastosowania w badaniach teletechnicznych.



Rys. 14. Wykres oscylograficzny współzależności czasowych w pracy wybieraka obrotowego. Krzywa I — przebieg prądu w cewce elektromagnesu. Krzywa II — przebieg prądu przez styki wybieraka; widoczne argania szczotek przy przechodzeniu ze styku na styk. U dołu, jako siatka czasu — krzywa prądu o $f = 100$ c/s. Zjęcie wykonał st. techn. Cz. Rydzewski.

3.4. Badanie tłumienia

3.4.1. Uwagi ogólne. W odniesieniu do łącznic telefonicznych, w ostatniej fazie procesów wytwórczych, tzn. w okresie ostatecznej kontroli wyprodukowanego już sprzętu w fabryce lub też w miejscu zainstalowania, zachodzi nieraz konieczność określenia wielkości tłumienia przejścia i tłumienia przesłuchu w łącznicy. Opie te wielkości mają znaczny wpływ na jakość rozmów telefonicznych. Wykraczające poza dopuszczalne normy tłumienie przejścia przez zespół połączeniowy (linię sznurową) w łącznicy telefonicznej może, przy rozmowach dalekosiężnych z aparatów gorszej jakości lub włączonych za pośrednictwem dłuższych linii o znacznym własnym tłumieniu, spowodować nadmierne osłabienie natężenia mowy, wskutek czego wystąpi mniejsza jej zrozumiałość i przedłużenie się rozmowy wskutek konieczności powtarzania słów lub całych zdań. W przypadku natomiast zbyt małego tłumienia między zespołami połączeniowymi (liniami sznurowymi) lub układami liniowymi abonentów w łącznicy, wystąpi zjawisko przesłuchu o natężeniu słyszalnym dla ucha ludzkiego, a więc zakłócającego rozmowę i w rezultacie osłabiającego jej zrozumienie. Mało tego, przy silniejszym przesłuchu występuje w połączeniu telefonicznym, obok właściwej, druga rozmowa, przenikająca z innego połączenia i posiadająca stopień częściowej lub pełnej zrozumiałości. Poza pogorszeniem wskutek tego jakości właściwej rozmowy, nastąpi wówczas jeszcze naruszenie tajemnicy rozmów telefonicznych. Jak widać z powyższego, utrzymanie w normie wartości zarówno tłumienia przejścia, jak i tłumienia

przesłuchu gra dużą rolę, a określenie tych wartości jest konieczne dla bliższego poznania całości charakterystycznych cech danej łącznicy.

3.4.2. Metoda badania. Nie wdając się tu, ze względu na szczupłość miejsca, w teoretyczne rozważania uzasadniające schematy (na rys. 16 i 19) rozpatrywanych dalej układów pomiarowych dla badania tłumienia¹⁾, należy zaznaczyć, że w układach tych przyjęto upraszczające założenie, iż wszystkie wchodzące w grę oporności, są opornościami rzeczywistymi. Trzeba tu nadmienić, że dla linii telekomunikacyjnych dość często własności oporności charakterystycznych mają tylko niewielką składową urojoną i wówczas przy pomiarach, oporności te można traktować jako rzeczywiste.

Przyjmując wspomniane założenie, być może w pewnym tylko stopniu słuszne dla takich czworników, jak zespoły połączeniowe w łącznicach telefonicznych, wprowadzamy pewną niescisłość do przeprowadzanych pomiarów. Dzięki jednak przyjęciu tego założenia, zarówno same badania, jak i układy pomiarowe, technicznie znacznie się upraszczają. Jest to ważnym czynnikiem ze względu na to, że badania tłumienia łącznic, należące zresztą do trudniejszych w miernictwie teletechnicznym, wypadają najczęściej przeprowadzać w fabrykach lub lokalach instalowanych central, a więc w warunkach nielaboratoryjnych i najczęściej dość uciążliwych.

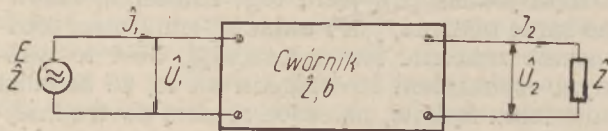
Opisywane tu pomiary tłumienia oparte są na dość dokładnej metodzie porównawczej. Metoda ta polega na doprowadzeniu do jednakowych wskazań wartości napięcia, odbieranego na wskaźniku wyjściowym przy przełączaniu go, raz na układ badany, a raz na porównawczy. Źródłem napięcia jest lampowy generator akustyczny, włączony do sieci elektrycznej za pośrednictwem stabilizatora. Jako wskaźnik napięcia wyjściowego stosowany jest woltomierz o wysokim oporze wejściowym. Przy pomiarze tłumienia przejścia przez zespół połączeniowy łącznicy, może być zastosowany np. woltomierz lampowy (opór wejściowy rzędu paru megomów). Przy badaniu tłumienia przesłuchu przed woltomierzem, czy innym przyrządem wskazówkowym lub słuchawkami, włączamy wzmacniacz (opór wejściowy rzędu co najmniej kilku tysięcy omów), o ile możliwości baterijny, niezależny od sieci elektrycznej. Jako czwornik porównawczy stosujemy tłumik regulowany, czyli linię sztuczną o zmiennym tłumieniu b , i określonym oporze charakterystycznym R , najczęściej równym 600Ω . Pomiary wykonujemy prądem o częstotliwości $f = 800$ c/s. Przewody połączeniowe układu pomiarowego dla badania przesłuchu powinny być ekranowane w związku z silnym stopniem wzmocnienia na wyjściu układu.

¹⁾ N. N. Solowiew — Telefonnyje izmierenija, cz. III, 1935 r.

Przy badaniu tłumienia w łącznicach telefonicznych systemu CB mamy warunki trochę odmienne niż przy pomiarach tłumienia na liniach telekomunikacyjnych. W zespole sznurowym łącznicy mamy bowiem włączone źródło prądu stałego w postaci baterii zasilającej łącznicę. Aby wyeliminować niepożądany przepływ prądu stałego przez układ pomiarowy, można albo wyłączyć bieguny baterii od przekazników zasilających, łącząc ze sobą i uziemiacz końce ich uzwojeń oraz sztucznie przytrzymując ich kotwice, albo też odseparować układ pomiarowy od prądu stałego za pomocą kondensatorów o dużej pojemności (np. 4 μF). Jak wykazuje doświadczenie, przy obu sposobach wyniki pomiarów są prawie identyczne (ok. 1% różnicy).

3.4.3. T ł u m i e n i e p r z e j ś c i a.

Przy przechodzeniu prądów zmiennych przez dowolny czwórnik spotykamy się z pojęciem tłumienia określanego w różny sposób, a stąd noszącego różne nazwy. Często bardzo interesuje nas tzw. tłumienie własne, będące tłumie-



Rys. 15. Schemat układu określającego tłumienie własne czwornika.

niem czwornika, pracującego bez odbicia energii, a więc włączonego do źródła i odbiornika o opornościach równych oporności charakterystycznej czwornika Z (rys. 15). Tłumienie to dla czwornika symetrycznego wyraża się wzorem:

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (6)$$

gdzie P_1 , U_1 i I_1 wyrażają odpowiednio moc (pozorną), napięcie i prąd na początku, a P_2 , U_2 i I_2 — też same wielkości na końcu obwodu.

Drugim rodzajem tłumienia, z którym najczęściej mamy do czynienia w praktyce jest

tłumienie skuteczne, odpowiadające zazwyczaj spotykanym warunkom pracy czwornika, gdy oporności źródła i odbiornika nie są równe oporności charakterystycznej czwornika.

Tłumienie skuteczne wyraża się ogólnym wzorem:

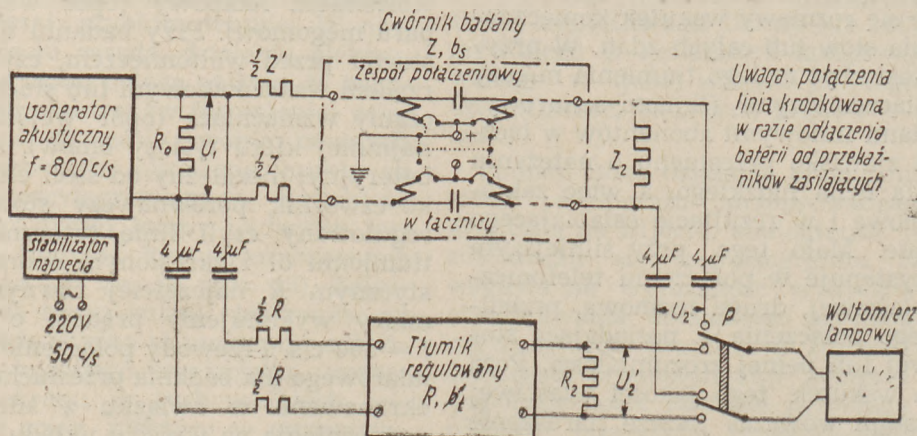
$$b_s = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\max}}{P_2} = \ln \frac{E}{2 U_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \quad (7)$$

gdzie E i Z_1 są to: siła elektromotoryczna źródła i jego oporność, Z_2 — oporność odbiornika, P_2 — moc (pozorna) faktycznie otrzymywana w odbiorniku, zaś $P_{\max}$ — największa moc pozorna, jaką może oddać źródło, tzn. moc oddawana przez nie w przypadku włączenia doń czwornika o oporności charakterystycznej Z , równej oporności źródła Z_1 . Jak widać ze wzoru (7) tłumienie skuteczne nie zależy od oporności charakterystycznej Z czwornika i dlatego też wygodniejsze jest do pomiaru, gdyż obywamy się wówczas bez dodatkowego mierzenia i obliczania najczęściej nieznanej wartości Z dla badanego czwornika.

Wartość tłumienia skutecznego b_s w odniesieniu do tłumienia przejścia przez badany czwórnik, którym w danym przypadku jest zespół połączeniowy łącznicy, wyraża się przy pomiarze wg schematu na rys. 16 wielkością tłumienia b_t odczytanego w neperach na tłumiku regulowanym, przy równości wskazań napięcia wyjściowego $U_2 = U'_2$ dla tej samej wartości napięcia na wejściu U_1 i spełnieniu dodatkowego warunku, że czwórnik badany zamknięty jest na oporność Z_2 równą zastępczej oporności źródła prądu Z' , tzn., że

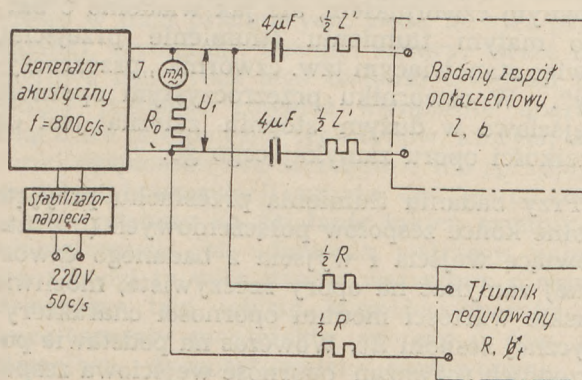
$$Z_2 = \frac{Z'}{2} + \frac{Z'}{2} = Z'. \text{ W podanym tu schemacie}$$

układu pomiarowego wg jednej z tw. metod Z , pozwalających na zastąpienie nieznanych wartości siły elektromotorycznej i oporności wewnętrznej generatora pewnym zastępczym układem, właśnie opór Z' równoważny jest oporowi wewnętrznemu źródła prądu, a napię-



Rys. 16. Schemat układu do pomiaru metodą porównawczą (jedną z tzw. metod „Z”) tłumienia skutecznego zespołu połączeniowego w łącznicy.

cie U_1 jest równoważne sile elektromotorycznej tegoż źródła. W przypadku, gdy w zespole połączeniowym łącznicy odłączona jest bateria lub też kondensatory zaworowe dla prądu stałego są włączone, jak na rys. 17 (kotwica prze-



Rys. 17. Fragment schematu układu do pomiaru tłumienia, umożliwiającego włączenie kontrolnego miliamperomierza prądu zmiennego.

każnika zasilającego sztucznie przytrzymywaną), w szereg z oporem $R_0 = R$ włącza się miliamperomierz prądu zmiennego. Wówczas oczywiście $U_1 = I \cdot R_0$ a prąd wskazywany przez miliamperomierz powinien mieć wielkość stałą. Przy zastosowaniu generatora, dającego stałe napięcie przy danym obciążeniu, obserwacja miliamperomierza jest zbyteczna. Miliamperomierz powinno się jednak włączać dla kontroli dostatecznie niskiego poziomu prądów a tym samym i napięć, występujących podczas pomiaru, (jak wiadomo np. siła elektromotoryczna generatora normalnego wynosi tylko 1,55 V, a oddawana przezeń moc normalna — 1 mW). Oczywiście zamiast amperomierza można włączyć odpowiednio woltomierz lampowy dla pomiaru napięcia wejściowego U_1 .

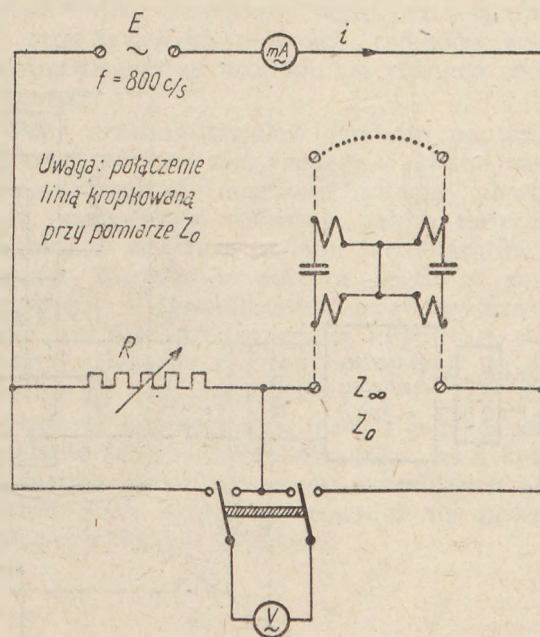
Przy pomiarze małych wartości tłumienia, a do takich zaliczamy wielkość tłumienia przejścia przez zespół połączeniowy łącznicy (zazwyczaj kilka do kilkunastu setnych części nepera), rozpatrywana tu metoda badania wymaga zamknięcia obu czwórników w układzie (rys. 16) na opory o odpowiedniej wartości. Tak więc tłumik regulowany w gałęzi porównawczej zamykamy na opór R równy jego oporności charakterystycznej, natomiast zamknięcie badanego czwórnika zależne jest od tego, jakie tłumienie przejścia chcemy mierzyć. Jeśli chodzi o wielkość tłumienia skutecznego b_s , to wartość oporu Z_2 przyjmujemy równą oporności wejściowej obwodu, z którym badany czwórnik, tj. zespół połączeniowy łącznicy normalnie współpracuje. Obwodem tym jest linia abonencka i stosownie do jej oporności wejściowej, zależnej od charakteru linii, a przyjmowanej zazwyczaj jako oporność rzeczywista, — dla oporu Z_2 dajemy wartość np. 600 czy 1200 Ω . Postępujemy tak, chcąc mierzyć wartość tłumienia przejścia b_s możliwie zbliżoną do tłumienia rzeczywiście występującego w normalnych wa-

runkach rozmowy. Oczywiście, ze względu na warunki wymagane przez daną metodę pomiarową, musimy każdorazowo wartość zastępczego oporu źródła prądu Z' dawać równą obranej wartości Z_2 .

Jeżeli w rozpatrywanym układzie chcemy mierzyć wielkość tłumienia własnego b badanego zespołu połączeniowego łącznicy, to wartości oporu zamykającego Z_2 oraz zastępczego oporu źródła Z' muszą być możliwie równe oporności charakterystycznej $\bar{Z}$ zespołu połączeniowego. Nieznana wartość tej oporności charakterystycznej $\bar{Z}$, będącej wektorem, wyraża się na ogół liczbą zespoloną i ścisły jej pomiar byłby dość uciążliwy. Wektorowo opór charakterystyczny czwórnika może być wyrażony wzorem:

$$\bar{Z} = \sqrt{\bar{Z}_\infty \cdot \bar{Z}_0} \quad (8)$$

w którym $\bar{Z}_\infty$ jest oporem wejściowym czwórnika w stanie jałowym na końcu, zaś $\bar{Z}_0$ — oporem wejściowym w stanie zwarcia. Jeśli ograniczyć się do pewnego przybliżonego rachunku i założyć, że wszystkie trzy wielkości wzoru (8) dają się wyrazić opornościami rzeczywistymi, to pomiar oporności wejściowych (ściśle — tylko ich modułów) Z_∞ i Z_0 można łatwo wykonać w układzie pomiarowym wg schematu na rys. 18. Zasada pomiaru polega poprostu na doprowadzeniu do równej wielkości spadków napięcia na znanym regulowanym oporze R i badanym oporze wejściowym zespołu połączeniowego Z_∞ lub Z_0 . Mając pomierzone w ten sposób wartości Z_∞ i Z_0 , obliczamy ze wzoru (8) wartość oporności charakterystycznej Z . Obli-



Rys. 18. Schemat układu do pomiaru oporności wejściowej zespołu połączeniowego łącznicy w stanie jałowym (Z_∞) i stanie zwarcia (Z_0).

czona tą drogą wartość Z , przy pomierzonych opisywaną metodą Z_{∞} i Z_0 , wynosi np. dla zespołu połączeniowego dużej łącznicy automatycznej ok. 500 Ω . Znając teraz wartość Z , możemy w układzie pomiarowym wg schematu na rys. 16 przyrównać do niej oporności Z_2 i Z' , tj. dać $Z_2 = Z' = Z$. Wykonany wówczas pomiar da nam przybliżoną wartość tłumienia własnego b , równą odczytanej na tłumiku wartości b_1 .

3.4.4. Tłumienie przesłuchu. Schemat układu dla pomiaru tłumienia przesłuchu, które traktujemy jako tłumienie własne, podany jest na rys. 19. Tak, jak i w schemacie dla badania tłumienia przejścia (rys. 16), zastosowano tu przy dowolnym generatorze zastępczy układ źródła prądu o określonej sile elektromotorycznej i oporności wewnętrznej Z' . Poza tym układ ten jest w zasadzie układem dla pomiaru metodą porównawczą tłumienia własnego o bardzo dużych wartościach, rzędu powyżej 7 neperów.

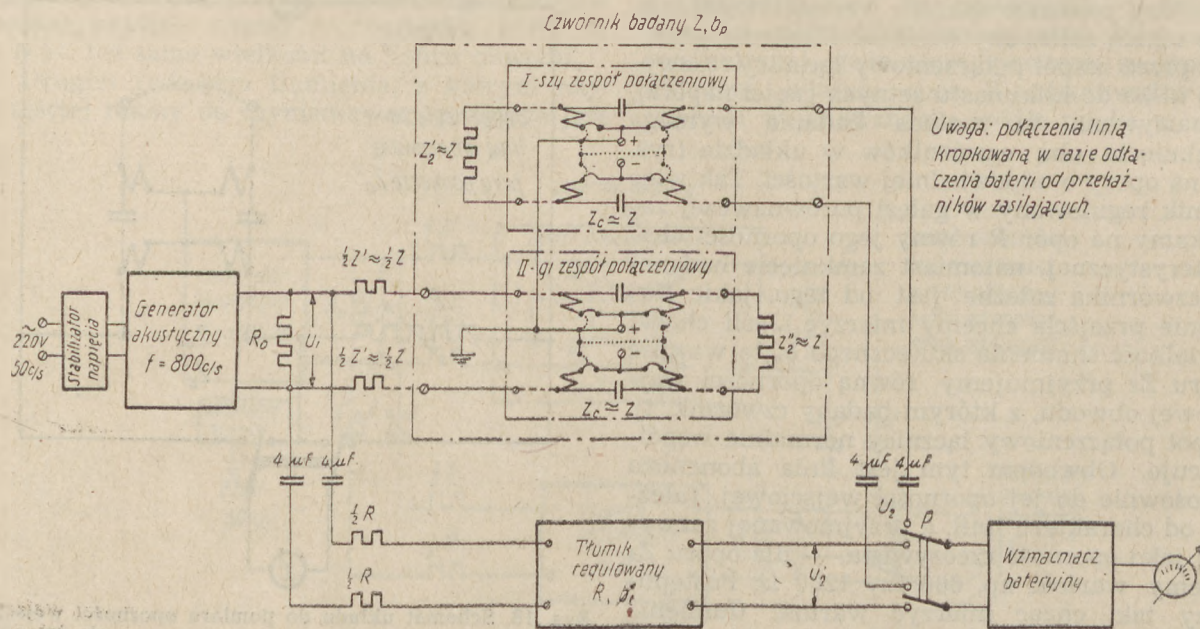
Z teorii pomiarów tłumienia własnego wynika, że pomijając minimalny błąd, dla czwórników o dużym tłumieniu, czyli tzw. czwórników nieprzezroczystych, dozwolone, a nawet ze względu na trudności w dokładnym wyznaczeniu oporności charakterystycznej Z — zalecane jest pozostawić obydwie czwórniki: badany i porównawczy w stanie niezamkniętym.

Czwórnik badany stanowią w rozpatrywanym układzie dwa zespoły połączeniowe w łącznicy. Ze względu na ich własności elektryczne w zasadzie jednakowe, złożony z tych zespołów czwórnik uważać możemy za symetryczny, tj. posiadający tę samą oporność charakterystyczną Z z obu końców. Wobec tego, że czwórnik ten posiada bardzo duże tłumienie, można

przyjąć, że jego oporność wejściowa z obu końców równa jest oporności charakterystycznej Z . Zwróćmy jednak uwagę, że ta oporność wejściowa badanego czwórnika jest zarazem opornością wejściową pojedynczego zespołu połączeniowego, który sam przez się jest również pewnym czwórnikiem, ale jak wiadomo o bardzo małym tłumieniu (tłumienie przejścia), a więc stanowiącym tzw. czwórnik „przezroczysty”. W czwórniku przezroczystym oporność wejściowa w dużym stopniu zależna jest od wielkości oporu zamykającego go.

Przy badaniu tłumienia przesłuchu przyjęto wolne końce zespołów połączeniowych (nie stanowiące wejścia i wyjścia z badanego czwórnika) zamykać na opory rzeczywiste, możliwie bliskie wartości modułu oporności charakterystycznej zespołu Z_c . Wówczas na podstawie poprzednich rozważań oporność wejściowa zespołu połączeniowego, a co za tym idzie i oporność wejściowa oraz charakterystyczna Z całego badanego czwórnika będą równe oporności charakterystycznej zespołu połączeniowego Z_c , czyli $Z = Z_c$. Gdy jeszcze zastępczy opór źródła damy również równy oporności charakterystycznej Z' , układ nabiera cech pomiaru tłumienia własnego, co jest w zgodzie z traktowaniem tłumienia przesłuchu jako właśnie takiego. W praktyce możemy przyjąć $Z = Z' = Z_c = 600 \Omega$ i zamknąć wolne końce zespołów połączeniowych na tej samej wielkości opory Z'_2 i Z''_2 .

Przy takiej budowie układu i poczynionych założeniach, wartość tłumienia przesłuchu b_p wyraża się wielkością tłumienia b_1 , odczytanego na tłumiku, przy równości wskazań napięcia wyjściowego $U_2 = U'_2$ i oczywiście przy stałym napięciu generatora U_1 .



Rys. 19. Schemat układu do pomiaru tłumienia przesłuchu w łącznicy telefonicznej.

3.5. Badania trwałości sprzętu

Sprzęt wyprodukowany w wielu przypadkach należy zbadać nie tylko pod względem jakości jego działania, lecz również i trwałości. Odnosi się to w pierwszym rzędzie do masowo produkowanych elementów, licznie występujących w aparatach i łącznicach i stosunkowo bardzo często w nich pracujących. Będą to więc przekaźniki, wybieraki, liczniki, sznury, tarcze numerowe itp. Prócz tego badaniu trwałości powinny podlegać również kompletne aparaty i łącznice telefoniczne tych typów, których warunki eksploatacji są szczególnie nie sprzyjające dobrej konserwacji sprzętu, tzn. jest on specjalnie narażony na działanie takich czynników zewnętrznych, jak uderzenia, wstrząsy, wilgoć itp. Chodzi tu więc przede wszystkim o sprzęt przenośny, taki, jak np. łącznice i aparaty polowe, aparaty monterskie, aparaty w tzw. instalacjach dyspozytorskich stosowanych na wielkich budowach itp.

Przy badaniu trwałości elementów składowych lub też kompletnych aparatów i łącznic telefonicznych należy uwzględnić dwa główne i istotne dla tych badań czynniki, jakimi są: 1) możliwie wierne odtworzenie warunków pracy przy użytkowaniu i 2) uwzględnienie czasu użytkowania (eksploatacji), przyjmowanego za wymagany czas trwania i właściwego działania, czyli czas życia danego sprzętu. Dla spełnienia obu tych warunków, jeśli pominąć praktyczne próby, polegające np. na wożeniu sprzętu samochodem, czy wozem, po drogach określonej jakości i długości i z określoną sztywnością, badanie trwałości przeprowadza się laboratoryjnie w specjalnych urządzeniach, zwanych ogólnie aparatami do „prób trwałości” sprzętu teletechnicznego.

Aparatury do prób trwałości takich elementów jak przekaźniki, wybieraki, tarcze numerowe itd., muszą uwzględniać właściwe ustawienie tych elementów, np. pochylę lub pionowe ustawienie tarcz numerowych, obrócone o 90° położenie przekaźnika w stosunku do jego płaszczyzny symetrii itp. Oczywiście aparaty te winny zapewniać działanie elementu w sposób możliwie jak najbardziej zbliżony do jego normalnej pracy w aparacie czy łącznicy, np. przy badaniu wybieraka podnosząco-obrotowego szczotki jego mają przesuwac się po stykach wszystkich poziomów. Trzeba przy tym zwracać uwagę aby odstęp czasu między poszczególnymi zadziałaniami elementu był dostatecznie długi, dla uniknięcia niewłaściwego, nadmiernego zmęczenia materiałów, z których element jest wykonany. Ten ostatni warunek wiąże się z tym, że badany element musi w stosunkowo krótkim czasie przeprowadzania prób trwałości wykonać taką ilość zadziałań,

jaką normalnie wykonywa w przeciągu całego swego prawidłowego działania. Żądana ilość zadziałań, jaką element podczas prób trwałości powinien wykonać bez większych uszkodzeń i przy określonej jakości działania, wynika więc z okresu czasu przyjmowanego dla eksploatacji aparatu, czy łącznicy, w skład których wchodzi badany element. Tak np. przyjmowana jako sprawdzian trwałości wybieraka podnosząco-obrotowego, ilość jego zadziałań równa 1 milionowi wynika z przyjęcia pewnej określonej ilości lat, jako czasu eksploatacji łącznicy, w której wybierak ten ma pracować. Obliczenie tej ilości oparte jest oczywiście na pewnych założeniach co do intensywności ruchu w danej łącznicy (trafik telefoniczny). Podobnie oblicza się wymaganą jako sprawdzian trwałości ilość zadziałań dla innych elementów. Przeanalizowanie tego rodzaju obliczeń, iak również opisanie działania i schematów różnych aparatów do prób trwałości elementów sprzętu teletechnicznego wymagałoby jednak zbyt dużo miejsca, wykraczającego poza ramy niniejszego artykułu.

Jeśli chodzi o badania laboratoryjne trwałości pewnych typów kompletnych łącznic i aparatów, o których mowa była na początku rozdziału, to zazwyczaj badania te ograniczają się do poddania tego sprzętu różnego rodzaju wstrząsom na specjalnie w tym celu budowanych maszynach, zwanych wytrząsarkami. Jak wiadomo, jednym z słownych i najczęściej spotykanych bezpośrednich skutków wszelkiego rodzaju drgań i wstrząsów jest odkrecanie się śrub i obłuzowywanie innych zamocowań mechanicznych. Oczywiście te bezpośrednie skutki wstrząsów mogą niekiedy pociągać za sobą przerwy lub zwarcia w obwodach elektrycznych łącznicy czy aparatu, w przykry sposób odbijające się na ich działaniu. Stąd też wynika dość duże znaczenie, jakie przywiązuje się do prób trwałości pewnych rodzajów sprzętu telefonicznego ze względu na różnego rodzaju wstrząsy.

Przy próbach trwałości sprzętu na wytrząsarkach staramy się, zgodnie z ogólną zasadą, dobrać warunki możliwie najlepiej odtwarzające rzeczywiste wstrząsy, iakim najczęściej podlega w praktyce badany typ aparatów czy łącznic. Warunki te doбира się droga zmian amplitudy i częstotliwości drgań wytrząsarki. Ilość wstrząsów, stanowiąca kryterium dostatecznej trwałości sprzętu, może być określona jedynie na podstawie praktyki.

Badanie odporności sprzętu i jego części na działanie takich czynników, jak rdza i korozja sprowadza się zazwyczaj do określonych badań chemicznych, opartych również na pewnych spostrzeżeniach z praktyki.

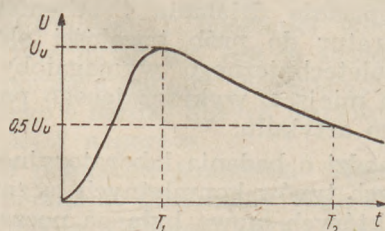
Mgr inż. WACŁAW KOWALSKI
Inż. CZESŁAW CHMIELEWSKI
JERZY ILMURZYŃSKI

621.396.611.1:621.396.82

Udar jako źródło zakłóceń w odbiorze radiowym

1. Określenie udaru

Pojęcie napięcia udarowego ustalone zostało w technice wysokich napięć. Krzywa napięcia udarowego w funkcji czasu przypomina aperiodyczne wyładowanie kondensatora, jak to wskazuje rys. 1. Pomijając dokładną definicję udaru, przyjętą międzynarodowo, wystarczy dla naszych rozważań przyjąć dla scharakteryzowania udaru trzy wielkości: 1) szczytową wartość napięcia udaru, oznaczoną przez U_u ; 2) przybliżony czas narastania fali udaru T_1 ;



Rys. 1. Kształt udaru.

3) przybliżony czas trwania półszczytu T_2 tj. przeciąg czasu, liczony od początku trwania udaru do chwili, kiedy napięcie zmaleje do połowy wartości szczytowej. Udar uważany jest za normalny, jeżeli $T_1 = 1 \mu s$ oraz $T_2 = 50 \mu s$, co oznacza się zwykle jako udar $\frac{1}{50} \mu s$. W technice pomiarowej stosowane są prócz normalnego jeszcze inne udary np. udar $\frac{1}{5} \mu s$, tzn., że $T_1 = 1 \mu s$, zaś $T_2 = 5 \mu s$.

Udar, traktowany jako zjawisko elektryczne, jest przebiegiem aperiodycznym. Wprowadza on do odbioru radiowego zakłócenia, których wielkość zależy w pierwszym rzędzie od wielkości szczytowej napięcia U_u . Nie tylko jednak szczytowa wartość udaru decyduje o wielkości zakłócenia, lecz również charakter udaru, tzn. wielkości T_1 i T_2 , które w związku z wielkościami elementów obwodów rezonansowych odbiornika mogą wywoływać większe lub mniejsze zakłócenia odbioru.

Zakłócenia w odbiorze, powodowane drganiami gasnącymi, są na ogół dość szczegółowo badane i opisywane, natomiast daje się zauważyć małe zainteresowanie zakłóceniami, spowodowanymi przebiegami aperiodycznymi. Zakłócenia przemysłowe w dużej części należą do kategorii udarów, z tego więc względu jako cel artykułu obrano próbę opracowania metody teoretycznego badania zakłóceń ze strony napięć udarowych.

Dla umożliwienia analizy matematycznej zjawiska zakłóceń konieczne jest ujęcie równa-

niem samego przebiegu udaru. Najprostszą funkcją, odwzorowującą udar w sposób wystarczająco dokładny jest

$$U = E_m (e^{k_1 t} - e^{k_2 t}) \quad (1)$$

We wzorze (1) E_m jest wielkością napięcia, nie-równą wartości szczytowej U_u , zaś k_1 i k_2 są wielkościami stałymi ujemnymi. Do wyznaczenia parametrów równania należy wykorzystać warunki liczbowe, charakteryzujące udar. Po zróżniczkowaniu i przyrównaniu do 0 warunków ekstremum funkcji wyrazi się następująco:

$$k_1 e^{k_1 T_1} - k_2 e^{k_2 T_1} = 0 \quad (2)$$

Warunek trwania półszczytu sprowadza się do

$$E_m (e^{k_1 T_2} - e^{k_2 T_2}) = \frac{U_u}{2} \quad (3)$$

Trzeci i ostatni warunek wielkości szczytowej

$$E_m (e^{k_1 T_1} - e^{k_2 T_1}) = U_u \quad (4)$$

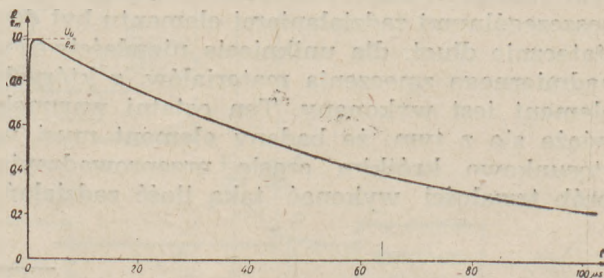
Rozwiązanie układu równań (2), (3) i (4) najłatwiej wykonać drogą wykreślną. W ten sposób wyznaczone zostały wielkości k_1 i k_2 , odpowiadające w przybliżeniu udarowi normalnemu, a mianowicie: $k_1 = -0,015 \cdot 10^6 s^{-1}$; $k_2 =$

$= -6 \cdot 10^6 s^{-1}$. Stosunek $\frac{k_2}{k_1}$ wskazuje, że

$|k_2| \gg |k_1|$. Przebieg udaru normalnego wyrazi się więc w przybliżeniu równaniem

$$U = E_m (e^{-0,015 \cdot 10^6 t} - e^{-6 \cdot 10^6 t}) \quad (5)$$

Na rys. 2 przedstawiony jest wykres zależności (5). Nie odpowiada on założonemu przebiegowi udaru dla pomiarów w technice wysokich napięć; krzywa wykazuje tylko jeden punkt przegięcia na grzbiecie fali. Określenie kształtów przebiegów, typowych dla zakłóceń prze-

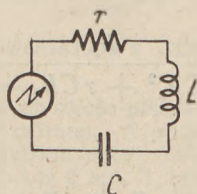


Rys. 2. Kształt przyjętego do rozważań przebiegu zakłócającego.

mysłowych, wymaga specjalnych studiów doświadczalnych. Jako pierwsze przybliżenie, wystarczające dla zobrazowania metody badania zakłóceń, przyjęto funkcję wyrażoną równaniem (5).

2. Obwód rezonansowy pod wpływem uderu

Wpływ uderu na obwód rezonansowy jest możliwy przy pośrednictwie pola elektrycznego lub magnetycznego. Na rys. 3 siłę elektromotoryczną, indukowaną przez uder, przedstawiono jako źródło prądu, połączone szeregowo z elementami obwodu. Takie umiejscowienie siły elektromotorycznej odpowiada wielu przypadkom zakłóceń, powstających w obwodzie



Rys. 3. Schemat przyjętego do rozważań obwodu rezonansowego.

anteny odbiorczej lub w obwodzie wejściowym, sprzężonym z anteną. Założymy, że obwód nie jest przetłumiony, co odpowiada wymaganiom selektywności odbiornika. Zgodnie z oznaczeniami na rysunku będzie więc

$$\frac{1}{LC} \gg \frac{r^2}{4L^2} \quad (6)$$

Jeżeli przez u_c oznaczyć chwilową wartość napięcia na kondensatorze, to ogólne równanie różniczkowe obwodu można przedstawić w postaci:

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + rC \frac{du_c}{dt} + u_c = E_m (e^{k_1 t} - e^{k_2 t}) \quad (7)$$

Oznaczając przez m wykładnik potęgi w rozwiązaniu całkowym mamy równanie charakterystyczne

$$LCm^2 + rCm + 1 = 0 \quad (8)$$

skąd

$$m = -\frac{r}{2L} \pm \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \quad (9)$$

Wprowadzając oznaczenia

$$\frac{r}{2L} = \alpha \quad (10)$$

W ten sposób pełnym rozwiązaniem równania (7) jest

$$u_c = u_{c_1} + u_{c_2} = e^{-\alpha t} (A_1 e^{j\omega t} + A_2 e^{-j\omega t}) + E_m \left(\frac{e^{k_1 t}}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{e^{k_2 t}}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) \quad (21)$$

$$\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{4L^2}} = \omega \quad (11)$$

można wobec warunku (6) napisać wyrażenie (9) w postaci

$$m = -\alpha \pm j\omega \quad (12)$$

Całką szczególną równania zredukowanego jest

$$u_{c_1} = A_1 e^{(-\alpha + j\omega)t} + A_2 e^{(-\alpha - j\omega)t} = e^{-\alpha t} (A_1 e^{j\omega t} + A_2 e^{-j\omega t}) \quad (13)$$

gdzie A_1 i A_2 są stałymi całkowania.

Całki szczególnej pełnego równania różniczkowego (7) poszukujemy w postaci prawej strony tego równania, a więc można założyć

$$u_{c_2} = U_1 e^{p_1 t} - U_2 e^{p_2 t} \quad (14)$$

Różniczkując dwukrotnie wyrażenie (14)

$$\frac{du_{c_2}}{dt} = p_1 U_1 e^{p_1 t} - p_2 U_2 e^{p_2 t} \quad (15)$$

$$\frac{d^2 u_{c_2}}{dt^2} = p_1^2 U_1 e^{p_1 t} - p_2^2 U_2 e^{p_2 t} \quad (16)$$

i podstawiając następnie (15) i (16) do (7) mamy:

$$\begin{aligned} & (LCp_1^2 + rCp_1 + 1) U_1 e^{p_1 t} - \\ & - (LCp_2^2 + rCp_2 + 1) U_2 e^{p_2 t} = E_m (e^{k_1 t} - e^{k_2 t}) \end{aligned} \quad (17)$$

Z tożsamości (17) bezpośrednio otrzymujemy:

$$U_1 = \frac{E_m}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} \quad \text{oraz}$$

$$U_2 = \frac{E_m}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \quad (18)$$

jak również

$$p_1 = k_1 \quad \text{oraz} \quad p_2 = k_2 \quad (19)$$

zatem

$$\begin{aligned} u_{c_2} = & \frac{E_m e^{k_1 t}}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \\ & - \frac{E_m e^{k_2 t}}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \end{aligned} \quad (20)$$

Najprostsze założenia dla wyznaczenia stałych A_1 i A_2 , odpowiadające najbardziej rzeczywistości, otrzymamy przypuszczając, że w początku rachuby czasu kondensator nie jest naładowany i że natężenie prądu jest 0; narastanie prądu jest stopniowe z powodu obecności w obwodzie indukcyjności. Wielkość natężenia prądu w obwodzie wyznacza się z (21) jako

dowany i że natężenie prądu jest 0; narastanie prądu jest stopniowe z powodu obecności w obwodzie indukcyjności. Wielkość natężenia prądu w obwodzie wyznacza się z (21) jako

$$i = C \frac{du_c}{dt} = C \left[e^{-\alpha t} (j\omega A_1 e^{j\omega t} - j\omega A_2 e^{-j\omega t}) - \alpha e^{-\alpha t} (A_1 e^{j\omega t} + A_2 e^{-j\omega t}) \right] + CE_m \left(\frac{k_1 e^{k_1 t}}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{k_2 e^{k_2 t}}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) \quad (22)$$

Zakładając, że dla $t = 0$ musi być $u_c = 0$ oraz $i = 0$, otrzymujemy z (21) i (22)

$$A_1 + A_2 + E_m \left(\frac{1}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{1}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) = 0 \quad (23)$$

$$j\omega (A_1 - A_2) - \alpha (A_1 + A_2) + E_m \left(\frac{k_1}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{k_2}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) = 0 \quad (24)$$

Z (23) i (24) oblicza się

$$A_1 = - \frac{E_m}{2j\omega} \left(\frac{k_1 + \alpha + j\omega}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{k_2 + \alpha + j\omega}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) \quad (25)$$

$$A_2 = \frac{E_m}{2j\omega} \left(\frac{k_1 + \alpha - j\omega}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{k_2 + \alpha - j\omega}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) \quad (26)$$

Ze wzoru Eulera

$$e^{\pm j\omega t} = \cos \omega t \pm j \sin \omega t \quad (27)$$

Podstawiając (25), (26) i (27) do (21) otrzymuje się po wykonaniu działań ostatecznie

$$u_c = - E_m e^{-\alpha t} \left\{ \left[\frac{1}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{1}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right] \cos \omega t + \left[\frac{k_1 + \alpha}{\omega (LCk_1^2 + rCk_1 + 1)} - \frac{k_2 + \alpha}{\omega (LCk_2^2 + rCk_2 + 1)} \right] \sin \omega t \right\} + E_m \left(\frac{e^{k_1 t}}{LCk_1^2 + rCk_1 + 1} - \frac{e^{k_2 t}}{LCk_2^2 + rCk_2 + 1} \right) \quad (28)$$

Wyrażenie (28) wskazuje, że przebieg napięcia na kondensatorze (a zatem praktycznie i na indukcyjności obwodu) można rozpatrywać jako złożony z dwóch przebiegów, odpowiednio do wyrazów z prawej strony. Pierwszy wyraz jest obrazem drgań gasnących, powstałych pod wpływem udaru; częstotliwość ich jest równa częstotliwości drgań obwodu. Drugi wyraz przedstawia przebieg wymuszony aperiodycznym charakterem udaru; przy małych stałych czasu obwodów siatkowych zakłócenie, spowodowane przez aperiodyczny przebieg udaru, jest krótkotrwałe i mniej dotkliwe, niż zakłócenie, związane z drganiami własnymi obwodu rezonansowego.

Czynnik E_m , wspólny dla obu wyrazów wyrażenia (28) wskazuje na to, że wielkość zakłócenia zależy od szczytowej wartości udaru U_0 .

Przebieg zakłócenia zależy jednak w dużym stopniu od stałych obwodu. Znaczący wpływ na wielkość zakłócenia w danym obwodzie.

Z natury rzeczy, aby obwód mógł drgać swobodnie powinien być spełniony warunek (6), wobec czego wyprowadzając błąd bardzo nieznaczny dla wyniku dyskusji równania (28) można założyć

$$\omega \cong \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (29)$$

3. Drgania gasnące wywołane przez uder

Amplituda drgań gasnących jest wypadkową amplitud dwóch przebiegów sinusoidalnych, przesuniętych w fazie o kąt prosty. Amplitudy poszczególnych przebiegów są funkcjami rezonansowej częstotliwości obwodu. Celem wykazania tych zależności wprowadzamy oznaczenia (10) i (11).

$$y = \left[\frac{\omega^3}{\omega^2 + k_1(k_1 + 2\alpha)} - \frac{\omega^2}{\omega^2 + k_2(k_2 + 2\alpha)} \right] \cos \omega t + \left[\frac{\omega(k_1 + \alpha)}{\omega^2 + k_1(k_1 + 2\alpha)} - \frac{\omega(k_2 + \alpha)}{\omega^2 + k_2(k_2 + 2\alpha)} \right] \sin \omega t = \xi \cos \omega t + \eta \sin \omega t \quad (32)$$

Oznaczając amplitudę przebiegu wypadkowego przez M możemy ją obliczyć ze wzoru:

$$M^2 = \xi^2 + \eta^2 \quad (33)$$

W odniesieniu do uderu normalnego znaczne uproszczenie wzorów uzyskuje się w założeniu:

$$|k_1| \ll |k_2| \quad (34)$$

$$M^2 \cong k_1^2 \omega^2 \frac{\omega^4 + (k_2^2 + 2\alpha k_2 + 4 \frac{k_1}{k_2} \alpha^2) \omega^2 + (k_1^2 k_2^2 + 2k_1 k_2^2 \alpha + 4\alpha^4 + k_2^2 \alpha^2 + 4k_2 \alpha^3)}{[\omega^4 + (2\alpha k_2 + k_2^2) \omega^2 + 4k_1 k_2 \alpha^2 + 2k_1 k_2^2 \alpha + k_1^2 k_1^2]^2} \quad (35)$$

Wobec warunku (6) wzór (35) upraszcza się i ostatecznie dla dyskusji przyjmuje postać:

$$M^2 \cong \frac{k_2^2 \omega^2}{\omega^4 + k_2^2 \omega^2 + k_1^2 k_2^2} \quad (36)$$

Ostatnio otrzymany wzór wskazuje, że amplituda drgań gasnących dla praktycznie budowanych obwodów rezonansowych nie zależy od tłumienia obwodu, gdyż we wzorze (36) nie ma wartości α . Natomiast jest oczywiste, że szybkość zanikania gasnących drgań własnych w obwodzie zależy tylko od tłumienia obwodu.

Wielkość amplitudy drgań gasnących jest zależna od częstotliwości rezonansowej obwodu oraz od kształtu uderu, co na podstawie wzoru (36) możemy napisać jako:

$$M = \psi(\omega_1, k_1, k_2) \quad (37)$$

Dla danego uderu można wyznaczyć przebieg amplitudy w funkcji częstotliwości rezonansowej, czyli wyznaczyć pośrednio wielkość zakłócenia w zależności od doboru elementów obwodu. W tym celu znajdujemy pochodną wyrażenia (36):

$$\frac{d(M^2)}{d\omega} = \frac{-2k_2^2 \omega^5 + 2k_1^2 k_2^4 \omega}{(\omega^4 + k_2^2 \omega^2 + k_1^2 k_2^2)^2} \quad (38)$$

Niezależnie od wielkości ω mianownik wyrażenia (38) jest zawsze większy od zera. Przyrównując licznik do zera otrzymujemy warunek ekstremum, jako maksimum amplitudy drgań przy

$$\omega = \sqrt{k_1 k_2} \quad (39)$$

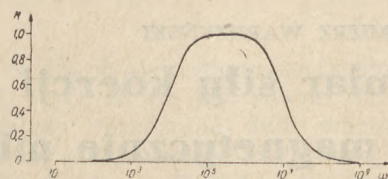
Uwzględniając warunek (29) otrzymujemy:

$$LC = \frac{1}{\omega^2} \quad (30)$$

$$rC = \frac{2\alpha}{\omega^2} \quad (31)$$

Podstawiając (30) i (31) do wzoru (28) możemy napisać przebieg drgań własnych bez uwzględnienia malenia ich amplitudy w postaci:

Wykres zmienności amplitudy w zależności od rezonansowej prędkości kątowej drgań przedstawia rys. 4.



Rys. 4. Wpływ częstotliwości rezonansowej obwodu na amplitudę drgań własnych, powstałych pod wpływem uderu.

4. Dyskusja wyników

Ogólne rozwiązanie obwodu elektrycznego zasilanego zmienną sinusoidalnie siłą elektromotoryczną wskazuje, że w początku rachuby czasu całkowity spadek napięcia w obwodzie sprowadza się do spadku napięcia na indukcyjności. W przypadku zasilania obwodu siłą elektromotoryczną o dowolnym innym przebiegu powyższy warunek również musi być spełniony. Niezależnie więc od wielkości tłumienia obwodu powstające drgania własne posiadają amplitudę, której wielkość uwarunkowana jest wielkością i fazą zmiennej siły elektromotorycznej, względnie wielkością szczytową i kształtem zakłócenia. Tym tłumaczy się fakt, że amplituda drgań własnych obwodu pod wpływem uderu praktycznie od wielkości α nie zależy. Dla rozpatrywanego wyżej typu uderu

kształt krzywej napięcia zależy od wielkości współczynników k_1 i k_2 . Na stromość czoła prawie wyłącznie wpływa wielkość k_2 , zaś na grzbiet fali — wielkość k_1 . Zgodnie ze wzorem (39) twierdzić można, że dla geometrycznie podobnych uderzeń częstotliwość rezonansowa obwodu, przy której zachodzi maksimum drgań własnych, jest wprost proporcjonalna do współczynnika podobieństwa przebiegów uderzeniowych. Faza początkowa przebiegu drgań własnych za-

leży od stosunku $\frac{\eta}{\xi}$. To przesunięcie fazy dla

$$\omega = \sqrt{k_1 k_2}$$

$$\varphi \cong 0 \quad (40)$$

Udar wobec danego obwodu rezonansowego zachowuje się podobnie do zmiennej siły elektromotorycznej, wywołując w obwodzie drgania własne w określonej fazie.

5. Wnioski

Różnorodność przebiegów uderzeniowych jest bardzo wielka. Na podstawie rozpatrzonego przykładu można przewidzieć zachowanie się obwodu rezonansowego tylko dla przebiegów uderzeniowych, odpowiadających w przybliżeniu funkcji równania (1). Trudności w rozwiązywaniu obwodu i dyskusji wyników mogą być z matematycznego punktu widzenia niekiedy bardzo wielkie, zależnie od kształtu uderu. Jako ułatwienie może być zastosowana niekiedy metoda wykreslna wyznaczania zależności

funkcjonalnych. W zasadzie można dla każdego przebiegu uderu wyznaczyć zachowanie się obwodu rezonansowego; można również z przebiegu drgań własnych obwodu oraz przebiegu wymuszonego bezpośrednio przez uder, wnioskować o kształcie uderu. Obwody rezonansowe o gałęziach równoległych pod wpływem uderu zachowują się odmiennie od obwodów z rezonansem napięć. Dla umożliwienia rozwiązania tego rodzaju obwodów należy zakładać istnienie oporności czynnych w obu gałęziach, w wielu przypadkach ponadto jeszcze uwzględnić oporność źródła siły elektromotorycznej. Obwód o rezonansie prądów jest jednak bardziej rozpowszechniony w urządzeniach odbiorczych; rozpatrzenie tego rodzaju obwodu wydaje się bardzo potrzebne nie tylko ze względu na zastosowanie obwodu, ale również ze względu na sposób występowania zakłócającej siły elektromotorycznej. W dużej części przypadków wpływ uderu na obwód antenowy odbywa się za pośrednictwem pola elektrycznego lub przez lampę elektronową wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Do tych to właśnie przypadków należy stosować rozpatrywanie obwodu o gałęziach równoległych. Wydaje się, że teoretyczne rozwiązywanie obwodów rezonansowych, drgających pod wpływem zakłóceń, może dać pożyteczne wskazówki dla opracowania metody eksperymentalnego wykrycia zakłóceń i ich źródeł. Koniecznym uzupełnieniem badania zakłóceń od strony źródła jest wykrycie zależności przebiegów akustycznych od kształtu przebiegów zakłócających.

Inż. KAZIMIERZ WARDZYŃSKI

621.317.44

Pomiar siły koercji i indukcji nasycenia materiałów magnetycznie miękkich na próbkach prostych

1. Wstęp

1.1. Określenie siły koercji

Siła koercji jest wielkością magnetyczną najbardziej charakteryzującą materiał ferromagnetyczny. Dla materiałów magnetycznie miękkich, (których wielkość siły koercji nie przekracza 10 erstedów), wielkość strat na histerezę, przenikalność maksymalna, wielkość pozornej pozostałości magnetycznej (np. w elementach obwodu magnetycznego przekładników), są uzależnione, dla danego typu materiału, od szerokości pętli histerezy, a więc od wielkości siły koercji. Dla materiałów magnetycznie twardych, (o sile koercji nie mniejszej od 20 erstedów), stosowanych na magnesy, wielkość maksymalnego iloczynu $B \times H$ jest bardziej uzależniona od wartości siły koercji, niż od rzeczywistej pozostałości magnetycznej.

Pętlę histerezy można przedstawić w dwóch zasadniczych układach współrzędnych prostokątnych (B, H) i ($4\pi J, H$). B — oznacza indukcję odpowiadającą chwilowej wartości

natężenia pola magnesującego H , J — magnetyzację i $4\pi J$ — indukcję wewnętrzną równą $B - \mu_0 H$ (rys. 1). Zależnie od wyboru wielkości (B czy też $4\pi J$), którą mierzymy podczas badania pętli histerezy, rozróżnia się dwa określenia siły koercji. Siłą koercji indukcji nazywamy takie natężenie pola odmagnesowującego H , które sprowadza wartość indukcji do zera i oznaczamy $_B H_k$ lub krótko H_k . Natężenie zaś pola odmagnesowującego, które sprowadza wartość magnetyzacji J do zera, nazywamy siłą koercji magnetyzacji i oznaczamy symbolem $_J H_k$. Z rysunku 1 widać, że $_J H_k$ jest zawsze większe od $_B H_k$. Dla materiałów magnetycznie miękkich różnica $_J H_k - _B H_k$ jest nieznaczna i przy rozstrzyganiu o przydatności przemysłowej danego materiału może być pominięta. Zaś dla materiałów magnetycznie twardych (na magnesy stałe), różnica ta jest znaczna, dla niektórych materiałów może dochodzić do 40% i z tego względu należy zawsze podawać o jakiej sile koercji jest mowa, o $_J H_k$ czy też $_B H_k$.

1.2. Siła koercji magnetyzacji JH_k

W obwodzie magnetycznie zamkniętym z ogólnego równania podającego zależność pomiędzy J i B

$$4 \cdot \pi \cdot J = B - H\mu_0 \quad (1)$$

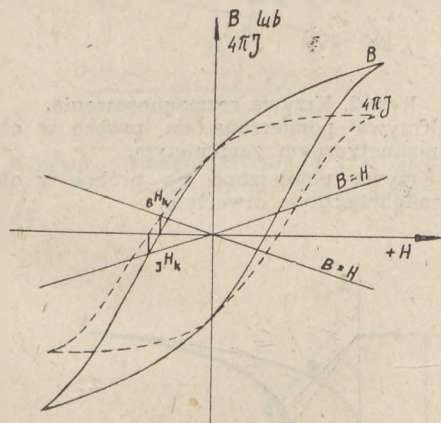
wynika, że dla $J = 0$

$$\frac{B}{\mu_0} = H = H_a = JH_k \quad (2)$$

Ponieważ w drugiej ćwiartce H i H_k , jako pola od magnesowujące, mają wartości ujemne w stosunku do pola magnesującego, jest

$$-\frac{B}{\mu_0} = -H = -H_a = -JH_k \quad (3)$$

W punkcie JH_k istnieje więc w materiale próbki indukcja liczbowo równa natężeniu pola od magnesowującego, ponieważ μ_0 praktycznie liczbowo równa się jednostce (rys. 1).



Rys. 1. Pętla histerezy.

————— Krzywa indukcji B w funkcji H .

----- Krzywa indukcji wewnętrznej $4\pi J$ w funkcji H .

W obwodzie magnetycznym otwartym wartość rzeczywistego natężenia pola H , działającego na próbkę, jest mniejsza od pola przyłożonego H_a wytwarzanego przez cewkę magnesującą, wskutek działania od magnesowującego wolnych końców próbki i wyraża się zależnością

$$H = H_a - nJ \quad (4)$$

n — współczynnik od magnesowania określony bliżej w p. 2.

Dla drugiej ćwiartki układu współrzędnych będziemy mieli:

$$-H = -H_a - nJ \quad (5)$$

Dla punktu $J = 0$ otrzymujemy również i w obwodzie magnetycznym otwartym zależność przedstawioną równaniem (3), ponieważ przy $J = 0$ odpada cały wyraz nJ . Stąd ważny wniosek, mianowicie wartość siły koercji magnety-

zacji nie jest uzależniona od tego, czy będzie się ją mierzyć na próbce stanowiącej obwód magnetyczny zamknięty, czy też otwarty. Właściwość ta jest wyraźnie widoczna na rys. 2.

1.3 Siła koercji indukcji BH_k

W obwodzie magnetycznie zamkniętym, ponieważ $H = H_a$ jest ujemne i $n = 0$, z równania (1) otrzymuje się dla punktu BH_k , tj. dla $B = 0$ zależność

$$4\pi J - H = B = 0 \quad (6)$$

Dla punktu siły koercji indukcji BH_k istnieje w próbce indukcja dodatnia liczbowo równa BH_k (rys. 1).

$$4\pi J = H = H_a = BH_k \quad (7)$$

Dla obwodu magnetycznego otwartego otrzymuje się z równania (1) i (4).

$$H = H_a - \frac{n}{4\pi} (B - H) \quad (8)$$

Ponieważ H i H_a dla $B = 0$ mają wartości ujemne, przy dokonywaniu pomiaru w strefie objętej próbką, otrzymuje się

$$-H = -H_a - \frac{n}{4\pi} H \quad (9)$$

lub

$$-H_a = -H \cdot \left(1 - \frac{n}{4\pi}\right) \quad (10)$$

to znaczy, że dla obwodu magnetycznego otwartego, dla $B = 0$, H nie jest równe H_a . Z tego względu należy rozróżniać dwie wartości siły koercji: rzeczywistą wartość siły koercji indukcji $H = BH_k$ dla $n = 0$, (obwód magnetyczny zamknięty) i pozorną wartość siły koercji. $H_a = BH_{ak}$ dla określonej wartości n (obwód magnetyczny otwarty). Związek pomiędzy tymi dwiema wartościami wynika z równania (10)

$$BH_{ak} = BH_k \left(1 - \frac{n}{4\pi}\right) \quad (11)$$

BH_{ak} jest zawsze mniejsze od BH_k wskutek pochylenia pętli histerezy dla obwodu magnetycznego otwartego. Pochylenie to zilustrowane jest wykreślenie na rys. 2 dla pętli histerezy zawartej w drugiej ćwiartce.

2. Teoria od magnesowania

W rozdziałach poprzednich poznaliśmy różne rodzaje sił koercji będących logiczną konsekwencją ich definicji. Następnie zaznajomiliśmy się z rodzajem wielkości tych sił koercji mierzonych dla przypadku obwodu magnetycznego zamkniętego i otwartego. W dalszym ciągu będzie cały czas mowa o próbkach w postaci prętów prostych oraz o polu magnetycz-

nym wytwarzanym w solenoidzie prostym, a więc o obwodzie magnetycznym otwartym.

Z równania (1) i (4) wynika

$$B = H + 4\pi \left(\frac{H_a}{n} - \frac{H}{n} \right) = \frac{4\pi \cdot H_a}{n} - \left(\frac{4\pi}{n} - 1 \right) H \quad (12)$$

Równanie (12) daje funkcjonalne zależności dla różnych wartości H_a zgodnie z wykresem na rys. 3.

Przyjmując $n \ll 1$ równanie (12) może być uproszczone

$$B = \frac{4\pi (H_a - H)}{n} \quad (13)$$

Wynika stąd, że dwie linie proste na rys. 3 zjedną się na osi B . Dla szczególnego przypadku $H_a = 0$ z równania (12) otrzymuje się

$$B = - \left(\frac{4\pi}{n} - 1 \right) H = kH \quad (14)$$

Równanie to przedstawia sobą linię prostą przechodzącą przez punkt zerowy układu współrzędnych (B, H) nachyloną do ujemnej wartości osi H pod kątem, którego tangens wynosi

$$\operatorname{tg} \varphi = k \quad (15)$$

Linia ta nazywana „linią odmagnesowania” przecina krzywą normalnej pętli histerezy w punkcie B'_r (rys. 4). Gdy prąd magnesujący zostaje zmniejszony do zera, po uprzednim magnesowaniu do nasycenia, wówczas otrzymuje się nie rzeczywistą wartość pozostałości magnetycznej B_r , lecz pozostałość magnetyczną pozorną B'_r .

Współczynnik odmagnesowania n jest zależny od długości próbki prostej i jej średnicy zgodnie z podanymi wartościami w tabelcy I.

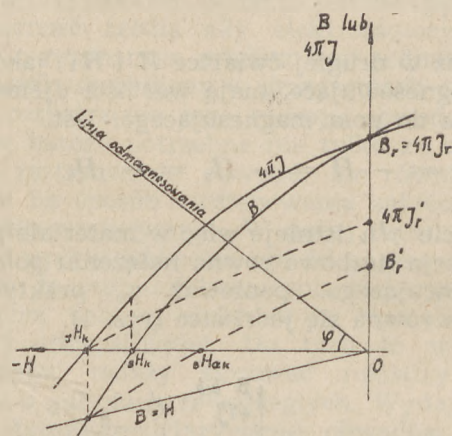
Tabela I

Balistyczny współczynnik odmagnesowania (n) dla próbek z pręta cylindrycznego przy podatności $\propto$ (kapa) $= \infty$

$\frac{l}{d}$	n	$k = \left(\frac{4\pi}{n} - 1 \right)$
10	0,190	65,1
20	0,0651	192
30	0,0342	366
40	0,0214	586
50	0,0148	848
60	0,0109	1152
70	0,00840	1495
80	0,00670	1875
90	0,00546	2300
100	0,00460	2730

3. Metoda pomiaru

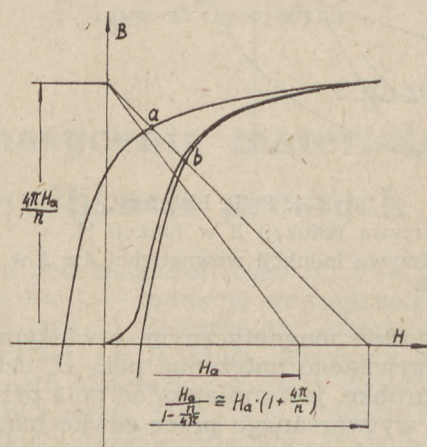
Pomiaru sił koercji na próbkach prostych dokonywuje się zasadniczo dwoma sposobami. Sposób pierwszy polega na tym, że z nieruchomych cewek, magnesującej i pomiarowej, których położenie jest względem siebie niezmiennicze, zostaje wyrzucona próbka badana. Sposób drugi polega na wyrzucaniu cewki pomiarowej, zaś próbka badana i cewka magnesująca pozostają nieruchome. Zdaniem autora metoda po-



Rys. 2. Krzywa rozmagnesowania.

——— Krzywa pomierzona na próbce w obwodzie magnetycznym zamkniętym.

----- Krzywa pomierzona na próbce w obwodzie magnetycznym otwartym.



Rys. 3. $B = \frac{4\pi \cdot H_a}{n} - \left(\frac{4\pi}{n} - 1 \right) H$

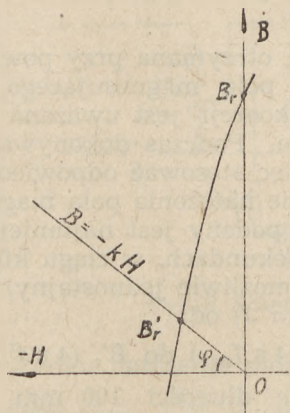
legająca na wyrzucaniu próbki jest prostsza, łatwiejsza przy realizacji i pomiar jest wygodniejszy. Zalety te zdecydowały, że sposób pierwszy pomiaru został wytypowany do stosowania.

Gdy pręt jest włożony do cewki (rys. 7) otrzymuje się indukcję B . Po wyrzuceniu pręta z cewki pozostaje indukcja $\mu_0 H_a$. Różnica wartości indukcji, powodująca wychylenie galvanometru, wynosi więc $B - \mu_0 H_a$ i zgodnie z równaniem (1) i (4) jest

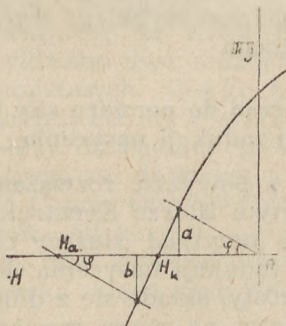
$$B - H_a = \Delta B = (4\pi - n) J \quad (16)$$

Przyjmując, że stosunek $\frac{l}{d}$ jest duży, tj. n jest małe w stosunku do 4π wynika, że odczyt jest $4\pi J$ i mierzona wartość siły koercji H_k .

Zasada znajdowania H_k jest podana na rys. 5. Po namagnesowaniu do maksimum i zmniejszeniu prądu magnesującego do zera, wypycha się pręt z cewki, co powoduje wychylenie galwanometru odpowiadające wielkości a . W celu dokonania następnego odczytu zmniejsza się natężenie prądu do zera i magnesuje polem

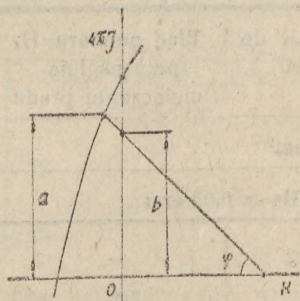


Rys. 4. Krzywa rozmagnesowania z tzw. „linią odmagnesowania”.



Rys. 5. Zasada znajdowania H_k

$$H_k = \frac{a}{a+b} \cdot H_a; \quad \left(H_k = \frac{a}{a+b} \cdot \frac{H_a}{1 - \frac{n}{4\pi}} \right)$$



Rys. 6. Zasada znajdowania B_r

$$b = \frac{4\pi}{n} \cdot H_a$$

zewnętrznym H_a o kierunku przeciwnym do pola magnesującego do nasycenia. Następnie wypycha się pręt z cewki, co powoduje wychylenie galwanometru odpowiadające b . Z podobieństwa trójkątów otrzymuje się następującą zależność:

$$H_k = \frac{a}{a+b} \cdot H_a \quad (17)$$

Jeżeli n ma znaczną wartość w stosunku do 4π , równanie to będzie miało postać

$$H_k = \frac{a}{a+b} \cdot \frac{H_a}{1 - \frac{n}{4\pi}} \quad (18)$$

Przy stosowaniu tej metody pewien niewielki zresztą błąd tkwi w tym, że cewka pomiarowa nie może zbyt ściśle przystawać do próbki badanej. Przestrzeń pomiędzy próbką i cewką pomiarową ma różne wartości pola magnetycznego przed i po wyrzuceniu próbki z cewki. Poważną zaletę jednak stanowi to, że H_k jest obliczane z zależności pomiędzy dwoma wychyleniami galwanometru i dlatego nie zachodzi potrzeba znania powierzchni przekroju próbki lub kalibrowania galwanometru. Kształt próbki może więc zmieniać się w pewnych granicach dotąd, dopóki długość próbki jest duża w stosunku do pozostałych wymiarów i może być zapewnione dokładnie to samo położenie próbki w cewce.

W przypadku, gdy próbka jest prętem o przekroju kołowym i współczynnik odmagnesowania może być obliczony z jej wymiarów, możliwe jest dokonanie pomiarów wielkości innych niż H_k . Należy jednak pamiętać, że przy metodzie tej mierzy się magnetyzację J lub $4\pi J$ i, że indukcję należy obliczać z równania (1). W przypadku pozostałości magnetycznej B_r , $B = 4\pi J$ i indukcję otrzymuje się bezpośrednio. Metoda pomiaru B wynika z rysunku 6. Po namagnesowaniu do nasycenia zmniejsza się zewnętrzne pole magnesujące do pewnej wartości H_a , wypycha pręt i otrzymuje wychylenie wskazówki galwanometru odpowiadające a . Indukcję oblicza się dla tej wartości wychylenia galwanometru z powierzchni przekroju próbki, liczby zwojów cewki pomiarowej i czułości galwanometru. Następnie ze wzoru (13) oblicza się b

$$b = \frac{4\pi \cdot H_a}{n}$$

Na drodze prób prąd w cewce magnesującej może być tak dobrany, że a będzie równe b i wówczas $b = B_r$.

W celu wyeliminowania wpływu pola magnetycznego ziemi cewka powinna być ustawiona w kierunku prostopadłym do południka magnetycznego. Magnesowanie powinno być przeprowadzone w obu kierunkach dla wyeliminowania błędu pomiaru, który mógłby powstać przy niezupełnie prostopadłym ustawieniu cewki do

południka magnetycznego. Z najbliższego otoczenia cewki należy usunąć materiały ferromagnetyczne lub urządzenia zawierające te materiały albo wytwarzające pola magnetyczne.

4. Wpływ szybkości zmiany indukcji na wyniki pomiarów

Podczas szybkiego i wolnego wyłączania prądu magnesującego otrzymuje się różne wartości B'_r ($4\pi J'_r$) i H_k . Im szybsze następuje wyłączenie prądu tym mniejszą otrzymuje się siłę koercji i mniejszą pozorną pozostałość magnetyczną. Zmniejszenie tych wielkości powodowane jest prądami wirowymi powstającymi w materiale próbki. Prądy te są proporcjonalne do wartości przenikalności, kwadratu grubości próbki i odwrotnie proporcjonalne do jej oporności właściwej. Przy szybkim wyłączaniu prądu magnesującego proces zmniejszania się natężenia namagnesowania przebiega wg innej, niż normalnie, krzywej pętli histerezy. Występująca pozorna pozostałość magnetyczna B'_r ($4\pi J'_r$) będzie jednak zawsze leżeć na prostej odmagnesowania określonej przez kąt φ . W obwodach magnetycznie otwartych, ze względu na niewielką wartość B'_r ($4\pi J'_r$), szybkość przejścia od B'_r ($4\pi J'_r$) do wartości indukcji zerowej nie ma większego wpływu na wartość H_k , natomiast znaczenie decydujące ma szybkość zmian B od:

$$B_{\max} (4\pi J_{\max}) \text{ do } B'_r (4\pi J'_r).$$

Ponadto na wartość H_k ma wpływ wielkość współczynnika odmagnesowania n , co wskazuje tablica II. W tablicy tej podany jest błąd procentowy otrzymywany przy pomiarze H_k przy szybkich przejściach od:

$$B_{\max} (4\pi J_{\max}) \text{ do } B'_r (4\pi J'_r)$$

dla różnych stosunków wymiarowych próbek dla przypadku (a), gdy cewka magnesująca nawinięta jest na karkasie wykonywanym ze złego przewodnika prądu i (b), gdy karkas wykonany jest z rury miedzianej o grubości ścianki 10 mm.

Tablica II wykazuje, że błąd procentowy zmniejsza się znacznie przy użyciu karkasu wykonanego z dobrego przewodnika prądu.

Tablica II

Stosunek wymiarów próbki	Błąd procentowy wartości rzeczywistej H_k		U w a g i
	a	b	
5	57	26	Próbka o przekroju równym $18 \times 18 \text{ mm}^2$. $BH_k = 3,5 \text{ ersted'a}$
10	49	6	
20	40	1	
50	23	1	
100	6	1	

Wielkość H_k otrzymana przy powolnej zmianie natężenia pola magnesującego, tzw. „statyczna” siła koercji jest uważana za siłę koercji materiału. Podczas dokonywania pomiarów należy więc stosować odpowiednio powolne zmniejszanie natężenia pola magnesującego. W tablicy III podany jest najmniejszy wymagany czas w sekundach, w ciągu którego należy (w sposób możliwie jednostajny) zmniejszać indukcję B ($4\pi J$) od:

$$B_{\max} (4\pi J_{\max}) \text{ do } B'_r (4\pi J'_r)$$

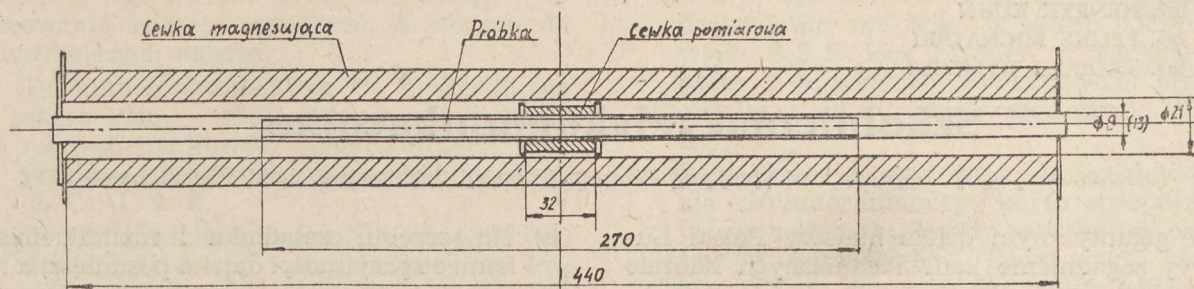
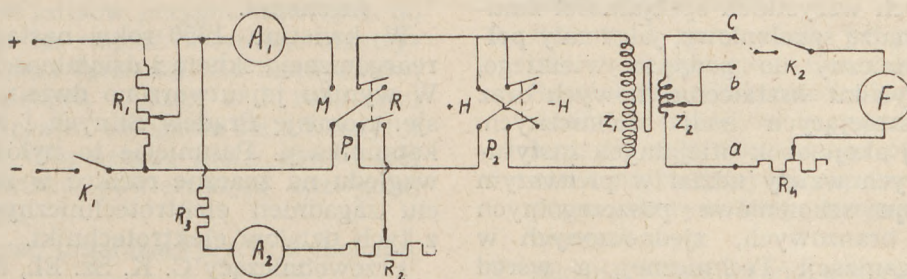
w próbkach o długości 100 mm, szerokości 6 mm i o różnej grubości oraz o różnej oporności właściwej i sile koercji H_k tak, aby błąd pomiaru był mniejszy niż 5%. W tablicy podany jest również procentowy błąd pomiaru uzyskiwany podczas szybkiego wyłączania prądu magnesującego.

5. Przyrząd do pomiaru siły koercji i indukcji nasycenia

W oparciu o powyższe rozważania wykonano w Centralnym Biurze Konstrukcyjnym Telekomunikacji przyrząd służący do pomiarów siły koercji i indukcji nasycenia. Przyrząd ten jest bardzo prosty, składa się z długiej, prostej cewki nawiniętej na rurce mosiężnej. Cewka składa się z 7000 zwojów nawiniętych drutem miedzianym w emalii o średnicy równej 1 mm. Długość cewki 440 mm. Cewka jest tak zaprojektowana, że przy natężeniu prądu 1 A wy-

Tablica III

Grubość w mm	Najmniejsza wielkość czasu zmniejszania B od B _{max} do B _r w sekundach dla otrzymania błędu pomiaru H _k mniejszego od 5 ⁰ / ₀				Błąd pomiaru H _k przy nagłym wyłączeniu prądu
	ρ = 0,10 Ω m/mm ²		ρ = 0,56 Ω m/mm ²		
	H _k ≅ 0,9 erst	H _k ≅ 0,15 erst		H _k ≅ 0,03 erst	
6	7,6	60	3	3,2	—
4	7,0	35	3	3	71 ⁰ / ₀
2	5,2	15	3	3	64 ⁰ / ₀
1	3	8	3	3	53 ⁰ / ₀
0,5	3	3	3	3	33 ⁰ / ₀

Rys. 7. Szkic przyrządu do pomiarów H_k i B_{200} .Rys. 8. Schemat urządzenia służącego do pomiarów H_k i B_{200} .

tworza w środku natężenie pola magnetycznego równe 200 erst, $\frac{H_a}{I} = 200 \frac{\text{erst}}{\text{amper}}$ (rys.

7). Do cewki magnesującej wkłada się próbkę badaną tak, aby leżała pośrodku długości cewki. Próbka jest obejmowana przez cewkę pomiarową nawiniętą na rurce mosiężnej, przy czym przewidziano dwa rodzaje cewek pomiarowych wymiennych. Cewki nawinięte są na rurkach o średnicach wewnętrznych 9 i 13 mm. Pierwsza służy do badania próbek o średnicy do 8 mm, druga zaś do badania próbek o średnicy od 8 do 12 mm. Długość próbek — 270 mm. (Do pomiarów sił koercji i indukcji nasycen próbki mogą mieć również i inny przekrój niż kołowy). Cewka składa się z 700 zwojów nawi-

niętych drutem w emalii o średnicy 0,3 mm z odczepem po 30 zwojach. Długość cewki wynosi 32 mm. Na rys. 7 pokazano przyrząd wraz z próbką badaną umieszczoną wewnątrz. Cewki pomiarowe są zaprojektowane w ten sposób, że można dokonywać pomiarów za pomocą fluksomierza o czułości 5.000 — 15.000 makswele-zwojów/działkę.

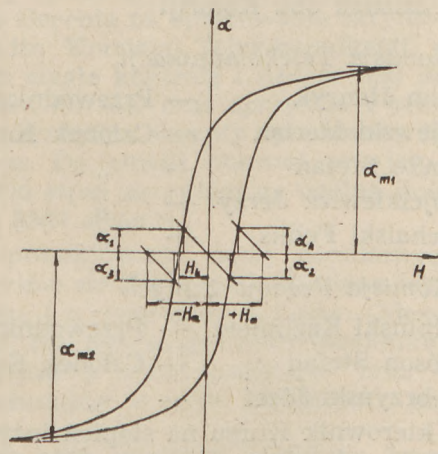
W celu umożliwienia szybkiego dokonywania pomiarów wykonano urządzenie dodatkowe, którego schemat elektryczny pokazuje rys. 8.

6. Zakończenie

Przeprowadzone w CBKT pomiary sił koercji i indukcji nasycenia na próbkach z materiałów magnetycznie miękkich wykazały, że wyniki otrzymane za pomocą opisaney metody i przyrządu są zgodne z wynikami otrzymywanymi na próbkach toroidalnych wykonanych z tego samego materiału. Metoda ta ma jednak w porównaniu z metodą bezwzględną (pomiar na próbkach toroidalnych) zalety, które przemawiają na jej korzyść, jeżeli chodzi o jak najszersze stosowanie w przemyśle. Mianowicie — jest szybka, prosta i tania. Jedynym specjalnym przyrządem jest fluksomierz. Uzyskiwana dokładność przy użyciu amperomierza klasy $\pm 0,5\%$ i fluksomierza klasy $\pm 1,25\%$ wynosi ok. $\pm 2,5\%$.

LITERATURA:

1. H. Neuman — Messung der Koerzitivkraft H_c . Definitionen, Vorbedingungen für die H_c — Messung. A. T. M. V957—1, 1939.
2. L. M. Ericsson — Coercimetr. LTM 804575. 1950.

Rys. 9. Graficzne przedstawienie wielkości mierzonych na próbce prostej (α — wychylenie wskazówki galwanometru).

Mgr inż. HENRYK KUHN
 Mgr inż. FELIKS MICHALSKI
 Mgr inż. TADEUSZ DYMECKI

Szkolnictwo telekomunikacyjne

(Działalność Komisji Telekomunikacyjnej przy Centralnej Komisji Szkolnictwa Elektrotechnicznego SEP).

W gigantycznym dziele budowy Polski Ludowej zagadnienie kadr technicznych nabrało szczególnej wagi. Niespotykany u nas dotychczas wzrost zapotrzebowania na inżynierów, techników, rzemieślników i robotników wykwalifikowanych wszystkich specjalności zmusił zarówno władze szkoleniowe, jak i cały polski świat techniczny do podjęcia wielkiego, zbiorowego wysiłku kształcenia nowych oraz doszkalania istniejących kadr technicznych. W tej bojowej akcji obok oficjalnych instytucji szkoleniowych wzięły udział w pierwszym rzędzie komisje szkoleniowe poszczególnych stowarzyszeń branżowych, zjednoczonych w Naczelnej Organizacji Technicznej, a wśród nich Centralna Komisja Szkolnictwa Elektrotechnicznego SEP.

Komisje te, obok swych zwykłych zadań, polegających na udzielaniu wskazówek programowych, opartych na bogatej praktyce przemysłowej i eksploatacyjnej, na stwarzaniu możliwości szerokiej wymiany myśli i doświadczeń technicznych drogą odczytów dyskusyjnych i publikacji, na udzielaniu bezpośredniej pomocy w dziedzinie szkolenia, drogą tworzenia poradni szkoleniowych itd., musiały się zająć organizacją, uruchamianiem, a w pierwszej razie również i prowadzeniem korespondencyjnych kursów przygotowawczych do egzaminu na stopień inżyniera i innych.

Centralna Komisja Szkolnictwa Elektrotechnicznego (C. K. Sz. El.) S E P datuje swą działalność od 1945 r. Spośród wielu prac, wykonanych przez C. K. Sz. El. w okresie do roku 1950, należy wymienić przygotowanie cennych materiałów w sprawie kursów rzemieślniczych dla pracujących w energetyce i telekomunikacji. Materiały te obejmują wykaz oraz określenie poszczególnych specjalności na trzech stopniach rzemieślniczych: mistrza, czeladnika i pomocy fachowej, siatkę godzin przedmiotów wykładowych i programy tych przedmiotów oraz szereg dezyderatów C. K. Sz. El. Najważniejsze z tych dezyderatów brzmią, jak następuje:

a) Czas trwania kursów dla pracujących powinien wynosić około 1.000 godzin, zawartych w trzech półroczach wykładowych, z których każde obejmuje 23 tygodnie wykładowe z liczbą 15 godzin wykładowych tygodniowo. Przy dotychczas stosowanej liczbie 200 do 400 godzin kursy nie są w stanie wykształcić rzemieślników równoważnych pod względem wiadomości fachowych absolwentom normalnego szkolnictwa zawodowego.

b) Na szczeblu czeladnika i mistrza muszą istnieć specjalności daleko posunięte, a zarazem wąskie, przy czym należy utworzyć szereg nowych specjalności, odpowiadających realizowanemu postępowi technicznemu.

W kwietniu 1950 roku nastąpiła całkowita reorganizacja składu i działalności C. K. Sz. El. W wyniku jej utworzono dwie odrębne komisje: Komisję Prądów Silnych i Komisję Telekomunikacji. Posunięcie to było konieczne ze względu na znaczne różnice w zakresie i ujęciu zagadnień elektrotechnicznych w każdym z tych działów elektrotechniki.

Przewodniczący C. K. Sz. El., obydwaj przewodniczący Komisji oraz sekretarz, prowadzący równocześnie sekretariaty obu komisji, tworzą prezydium C. K. Sz. El.

Ogółem C. K. Sz. El. liczy 10 osób, reprezentujących energetykę (dwie osoby), przemysł elektrotechniczny (dwie osoby), przemysł radiotechniczny (jedna osoba), Min. P. i T. (jedna osoba), Polskie Radio (jedna osoba).

Odczuwa się brak przedstawiciela Ministerstwa Komunikacji (zagadnienia trakcji, sygnalizacji i automatyki kolejowej) oraz przemysłu teletechnicznego (zagadnienia produkcji urządzeń teletechnicznych).

Skład osobowy C. K. Sz. El. jest następujący:

kol. Fischer Wacław
 — Przewodniczący C. K. Sz. El.
 „ Dymecki Tadeusz
 — Sekretarz „
 oraz członek obu Komisji

Komisja Telekomunikacji

kol. Kühn Henryk — Przewodniczący
 „ Rajewski Marian — Członek Komisji
 „ Cynke Stefan — „ „
 „ Wójcikiewicz Jerzy — „ „
 „ Michalski Feliks — „ „

Komisja Prądów Silnych

kol. Kolbiński Kazimierz — Przewodniczący
 „ Lebson Stefan — Członek Komisji
 „ Srebrzyński Józef — „ „

oraz kierownik Kursu na stopień inżyniera.

W okresie od połowy kwietnia 1950 roku do chwili obecnej odbyło się 14 zebrań C. K. Sz. El., 27 zebrań Komisji Prądów Silnych i 21 zebrań Komisji Telekomunikacji. Zużyto łącznie 1200 godzin pracy inżynierskiej, z czego 350 dla zagadnień telekomunikacji.

Owocem tego wkładu myśli technicznej było opracowanie szeregu zagadnień, z których do najważniejszych należą:

1. Udokumentowanie prac C. K. Sz. El. za okres 1948 — 1949, dotyczących wspomnianych już kursów rzemieślniczych oraz przekazanie opracowanej dokumentacji do C. U. S. Z.
2. Zorganizowanie poradni szkoleniowej, działającej drogą korespondencyjną. Poradnia ta udzieliła dotychczas około 140 porad i informacji listownych.
3. Zorganizowanie i uruchomienie korespondencyjnych kursów przygotowawczych do egzaminów na stopień inżyniera elektryka i inżyniera łączności dla kandydatów, którym Ustawa z dnia 28.I. 1948 roku przyznaje prawo ubiegania się o ten tytuł z racji ich długoletniej pracy zawodowej na stanowisku powierzonym zazwyczaj inżynierom.

W ramach prac organizacyjnych wykonano, co następuje:

- a) ustalono ogólny charakter oraz specjalności kursów uzyskując akceptację NOT-u,
- b) utworzono zespół kierownictwa kursów w osobach kol. Srebrzyńskiego Józefa (kierownik kursów) i kol. Koraszewskiego Adama (sekretarz kursów). Kierownictwo kursów przejęło od C. K. Sz. El. wszelkie sprawy gospodarczo-administracyjne, związane z organizacją, uruchomieniem i prowadzeniem kursów,
- c) opracowano korelacyjne siatki godzin i ustalono odpowiadające im objętości skryptów poszczególnych przedmiotów,
- d) przedyskutowano i przyjęto przygotowany przez kierownictwo kursów budżet kursów,
- e) przedyskutowano i przyjęto programy przedmiotów opracowane na zlecenie C. K. Sz. El. przez specjalistów,
- f) wytypowano autorów skryptów i wydano zlecenia na opracowanie skryptów. Ponadto Komisja Telekomunikacji prowadzi ciągłą kontrolę i nadzór nad przebiegiem kursów oraz sprawdza i przyjmuje poszczególne skrypty opracowane dla kursów. Do chwili obecnej przyjęto około 5000 stron skryptów na ogólną ilość około 5200 stron *).
4. Zaprojektowano serię popularnych odczytów szkoleniowych, ustalono ich tematykę i wytypowano autorów. Odczyty takie, popularyzujące elektrotechnikę, energetykę i telekomunikację oraz postęp techniczny w tych dziedzinach mogłyby

być po ich powieleniu wygłaszane przez prelegentów nie tylko w salach odczytowych SEP lecz również w zakładach pracy i w szkołach zawodowych, przyczyniając się do rozpowszechnienia wiedzy.

5. Rozpoczęto przygotowania do uruchomienia krótkoterminowego kursu specjalizującego na temat „Zasady konserwacji central telefonicznych”. Kursy takie będą prowadzone przez poszczególne oddziały SEP-u i będą miały na celu podniesienie kwalifikacji zawodowych pracowników danej specjalności.
6. Badano i opiniowano programy szkolenia zawodowego. Centralna Komisja Szkolnictwa Elektrotechnicznego pomaga władzom szkolnym w opracowaniu najlepszych z dydaktycznego punktu widzenia i najbardziej powiązanych z życiem przemysłowym kraju programów szkoleniowych.
7. Badano i opiniowano wydawnictwa elektrotechniczne. Akcja ta ma na celu pomoc dla wydawnictw technicznych przy wydawaniu prac z elektrotechniki. Dotychczas opracowano dla P. W. T. wskazówki dydaktyczne dla autorów biblioteki szkolnictwa fachowego.
8. Rozpoczęto przygotowania do zjazdu osób zainteresowanych szkoleniem w wieczorowych szkołach inżynierskich. Zjazd ten miałby za zadanie zrewidowanie ogólnej działalności tych uczelni w sensie dostosowania ich do zadań Planu 6-letniego. Praca ta jest wielka, ale ze względu na ważność wychowania kadr technicznych, będzie musiała być rozwiązana w jak najkrótszym czasie.
9. Opracowano szereg prac doraźnych, jak plan wydawnictw na rok 1951, specyfikacja działów i specjalności w zawodzie inżyniera i technika dla celów rejestracji przez NOT itd.

W chwili obecnej na warsztacie prac Komisji Telekomunikacji znajdują się obok prac o charakterze ciągłym następujące sprawy: przygotowania do zakończenia Korespondencyjnego Kursu Przygotowawczego, prace wstępne nad uruchomieniem drugiego takiego kursu w roku przyszłym, uruchomienie Kursu Specjalizującego w dziedzinie konserwacji central telefonicznych oraz ustalenie szczegółowego planu prac na rok 1952. W tej ostatniej sprawie Komisja Telekomunikacji liczy na cenną pomoc kolegów, zainteresowanych szkolnictwem telekomunikacyjnym i w tym celu zwraca się do nich z gorącym apelem o nadsyłanie do C. K. Sz. El.-u (Warszawa, ul. Czackiego 3/5) uwag krytycznych, dotyczących dotychczasowej działalności Komisji, wynikających stąd wniosków i zaleceń na przyszłość oraz konkretnych propozycji.

*) Bliższe dane, dotyczące charakteru kursów, ich organizacji, wprowadzonych specjalności, wykładanych przedmiotów, ilości kursantów, opłat itp. znajdzie czytelnik w artykule kol. Józefa Srebrzyńskiego — Kierownika Kursów; artykuł ten będzie wydrukowany w następnym numerze Przeglądu Telekomunikacyjnego.

Recenzje

Prof. A. Bujłow. Zasady budowy aparatów elektrycznych. Przekład polski dokonany przez mgr inż. J. Elbauma i mgr inż. E. Opęchowskiego — tytuł oryginału: Osnovy elektroapparatostrojenija. Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa, 1951, Format A5, str. 402, rys. 224, poz. literat. 32.

Klas. 621.31.002.2.

Ukazanie się polskiego przekładu książki prof. inż. A. Bujłowa pt. „Zasady budowy aparatów elektrycznych” wypełnia wielką lukę w naszej literaturze technicznej w tej dziedzinie.

Dział budowy aparatów elektrycznych w porównaniu do innych działów elektrotechniki prądów silnych, jak budowa maszyn elektrycznych i transformatorów, sieci, elektrowni, kolejnictwa, trakcji, techniki wysokich napięć itp., jest działem mocno zaniedbanym w skali światowej i z tego względu omawiana książka prof. A. Bujłowa stanowi mocną pozycję w tej dziedzinie. Książka ta nie jest podręcznikiem konstrukcji aparatów elektrycznych, lecz obejmuje raczej teoretyczne podstawy projektowania pewnej grupy aparatów elektrycznych, gdyż byłoby niemożliwością w ramach jednej książki rozpatrzenie wszystkich zagadnień, jakie nasuwać się przy budowie aparatów elektrycznych.

Jeżeli chodzi o stosowaną w przekładzie polskim definicję „aparat”, to w zasadzie Centralna Komisja Słownictwa Elektrycznego wprowadza termin „przyrząd”, jednak nazwa „aparat” jest dość rozpowszechniona i obejmuje swym zasięgiem przyrządy do włączania, wyłączania, kontroli, sterowania i zabezpieczania obwodów elektrycznych lub nieelektrycznych maszyn i urządzeń, jak również różnego rodzaju przebiegów i procesów fizycznych i chemicznych. Autor ograniczył się tylko do rozpatrzenia zasady działania i projektowania niektórych aparatów elektrycznych, głównie łączników i przekaźników.

Przechodząc do krótkiego omówienia treści książki, mamy na samym wstępie podaną klasyfikację aparatów elektrycznych oraz podane

jest omówienie podstawowych wymagań stawianych tym aparatom. Autor rozpatruje łączniki, aparaty ograniczające prąd, aparaty regulujące i rozruchowo-regulacyjne, przekaźniki i przekładniki.

Następnie podana jest teoria działania sił elektrodynamicznych, teoria palenia i gaśnięcia łuku elektrycznego oraz podstawy obliczeń cieplnych i przebiegu procesów cieplnych w aparatach elektrycznych z punktu widzenia nagrzewania się aparatu lub elementu składowego, przyrostu jego temperatury i wytrzymałości cieplnej.

Oddzielny rozdział jest poświęcony stykom elektrycznym. Autor zaczyna swe rozważania od rozpatrzenia mikrostruktury połączenia stykowego, oporności przejścia i zjawiska erozji w stykach, a następnie omawia podstawowe typy styków i połączeń stykowych, ich wibracje, działające siły elektrodynamiczne oraz spawanie się styków.

Dalej podana jest metodyka obliczania obwodów magnetycznych oraz rozpatrzone są zjawiska, występujące w elektromagnesach i opisane są elektromagnesy różnych typów.

W rozdziałach końcowych rozpatrzona jest teoria tłumienia i sposoby hamowania w zależności od różnych parametrów układu oraz elementy bimetalowe.

Omawiana książka jest pewnym zestawieniem i opracowaniem materiałów o charakterze teoretycznym, mających zastosowanie przy projektowaniu aparatów elektrycznych i jest przeznaczona dla inżynierów, pracowników biur konstrukcyjnych oraz może służyć jako podręcznik dla studentów szkół inżynierskich i politechnik. Liczne przykłady obliczeniowe, podane w tekście, ułatwiają jego zrozumienie i zorientowanie się w ilościowej stronie omawianych zjawisk i przebiegów.

Przekład staranny, słownictwo techniczne na ogół zgodne z normalnie stosowanym, opracowanie graficzne bez zarzutu, jedynie fotografie są niezbyt przyjemne dla oka. Nakład książki 2000 egzemplarzy, cena dość wysoka, bo wynosi 90 zł.

S. D.

Informacje o II turnusie korespondencyjnego kursu przygotowawczego do egzaminu na stopień inżyniera — elektryka i łączności

1. Wstępne informacje

W związku z korzystnym zakończeniem pierwszego turnusu Korespondencyjnego Kursu Przygotowawczego do egzaminu na stopień inżyniera-elektryka i łączności oraz licznymi zgłoszeniami nowych kandydatów, Stowarzyszenie Elektryków Polskich organizuje drugi turnus tego Kursu. Rozpoczęcie Kursu przewidziane jest pod koniec maja rb., okres trwania 1 rok. Celem Kursu jest ułatwienie kandydatom ubiegającym się o stopień inżyniera ugruntowania wiadomości teoretycznych podstawowych przedmiotów, których znajomość jest wymagana przez Komisję Weryfikacyjno-Egzaminacyjną stosownie do ustawy o Stopniu Inżyniera z dnia 28 stycznia 1948 r. Przypominamy, że kandydaci ubiegający się o stopień inżyniera winni odpowiadać następującym warunkom:

- 1) ukończenie zawodowej szkoły elektrotechnicznej lub równorzędnych kursów oraz
- 2) pięcioletnia praktyka zawodowa w dziedzinie specjalności studiów, w tym przynajmniej 3 lata na stanowisku powierzonym zazwyczaj inżynierom;

względnie w przypadku nieposiadania wykształcenia określonego wyżej:

- 1a) dziesięcioletnia praktyka zawodowa, w tym przynajmniej 5 lat na stanowisku powierzonym zazwyczaj inżynierom.

Wszystkich kandydatów obowiązuje złożenie sprawozdania z praktyki zawodowej oraz uzyskanie pozytywnej opinii stowarzyszenia branżowego.

2. Rodzaje kursów

Przewiduje się podział kursów wg specjalności:

Kurs na stopień inżyniera-elektryka

- a) Sekcja energetyczna,
- b) Sekcja przemysłu elektrotechnicznego.

Kurs na stopień inżyniera łączności

- a) Sekcja radiotechniki,
- b) Sekcja techniki łączenia,
- c) Sekcja techniki przenoszenia.

Kursy będą prowadzone wyłącznie drogą korespondencyjną. Uczestnicy kursów będą otrzymywali drogą pocztową skrypty i zadania i tą samą drogą będą nadsyłać odpowiedzi. Dla udzielenia pomocy słuchaczom zostaną utworzone poradnie przy większych Oddziałach SEP. Na kursach będą prowadzone poniższe przedmioty:

Kurs na stopień inżyniera elektryka

Wspólnie dla obu sekcji:

Nauka o Polsce i Świecie Współczesnym (280), Wiadomości Społeczno-Gospodarcze (60), Matematyka I i II (758), Fizyka (541), Podstawy Elektrotechniki (703), Materiałoznawstwo Elektrotechniczne (186), Encyklopedia Maszyn (738), Miernictwo Elektryczne (185), Maszyny Elektryczne (520), Linie i Urządzenia Elektryczne (260), Kable Energetyczne (300), Elektrownie Ciepłne i Wodne (178), Trakcja Elektryczna (90), Elektrotermia (54), Elektrochemia (90).

Dodatkowo: dla Sekcji energetycznej — Termodynamika techniczna (300), dla Sekcji przemysłu elektrotechnicznego — Organizacja Przedsiębiorstw i Produkcji (500).

Kurs na stopień inżyniera łączności

Wspólnie dla wszystkich sekcji:

Nauka o Polsce i Świecie Współczesnym (280), Wiadomości Społeczno-Gospodarcze (60), Organizacja Przedsiębiorstw i Produkcji (500), Matematyka I i II (758), Fizyka (541), Encyklopedia Elektrotechniki (520), Podstawy Telekomunikacji (825).

Dodatkowo: dla Sekcji radiotechniki — Radiokomunikacja (275), Urządzenia Nadawcze (420), Anteny (200), Radiofonia (100), Miernictwo Radiotechniczne (245); dla Sekcji techniki łączenia — Zagadnienia Trafiku (60), Elementy Łączeniowe (230), Systemy Łącznic (286), Urządzenia Zasilające (90), Centrale Międzymiastowe (194), Miernictwo Teletechniczne (118);

dla Sekcji techniki przenoszenia — Elementy Urządzeń (350), Urządzenia Wzmacniające (248), Telefonía Nośna (220), Telegrafia Nośna (74), Kable Teletechniczne (195), Linie Napowietrzne (55), Miernictwo Teletransmisyjne (117).

Uwaga: Liczby w nawiasach określają ilość stron skryptów.

3. Zgłoszenia i warunki przyjęcia na Kurs, uprawnienia

Zasadą wprowadzoną przez NOT w roku bieżącym jest samowystarczalność kursów, całkowite koszty prowadzenia Kursu pokrywają zatem kursanci. Szczegóły o kosztach Kursu, rozdziale na raty oraz o wymaganych formalnościach zgłoszenia ze strony kandydatów podaje specjalna ankieta możliwa do otrzymania we wszystkich Oddziałach SEP oraz w Sekretariacie Generalnym SEP, Warszawa, ul. Czackiego 3/5. Słuchacze, którzy prawidłowo odrobili wszystkie przepisane programem prace i kolokwia, otrzymają świadectwo z ukończenia Kursu. Świadectwo to formalnie nie zwiększa uprawnień kandydata wobec Komisji Weryfikacyjno-Egzaminacyjnej, jednak program Kursu przewiduje uzyskanie wiadomości wymaganych przez tę Komisję.

Do prenumeratorów

Stosownie do zarządzenia Ministerstwa Poczty i Telegrafów z dnia 16 kwietnia 1952 roku nr P. C. 243 dotychczasowa forma prenumeraty bezpośredniej, to znaczy zamawianej indywidualnie przez prenumeratorów w PPK „RUCH” za pomocą przekazów pocztowych lub blankietów PKO z dniem 15 maja zostaje zniesiona, natomiast wprowadza się prenumeratę zleconą, polegającą na tym, iż prenumeratory zamawiają czasopisma techniczne w urzędach pocztowych lub u listonoszy.

W związku z powyższym Administracja Czasopism Technicznych NOT wyjaśnia, że zarządzenie to dotyczy tylko prenumeratorów indywidualnych, nie dotyczy natomiast prenumeraty ulgowej zbiorowej zgłoszonej przez Stowarzyszenia i Oddziały NOT oraz urzędy i instytucje, które zgłaszają prenumeratę na dotychczasowych warunkach wpłacając należność na właściwe konto PKO czasopisma.

Termin składania zamówień na II półrocze 1952 i wpłacania należności upływa z dniem 15 czerwca 1952 r.

W celu zabezpieczenia terminowego otrzymywania czasopisma prosimy naszych Czytelników o dotrzymanie powyższego terminu.

Nowe wydanie broszury pt.

„Ustawa o stopniu inżyniera“

Wobec wyczerpania się I-go nakładu broszury Ustawa o stopniu inżyniera, wydanej przez Naczelną Organizację Techniczną w r. 1949, wobec dużej ilości zapytań osób zainteresowanych uzyskaniem tytułu inżyniera, jak również dezyderatów Zjazdów Stowarzyszeń Technicznych NOT, domagających się nowego wydania tekstu ustawy, NOT podjęła wydanie II-go nakładu ustawy w ilości 5000 egzemplarzy.

To II-gie wydanie, uzupełnione szeregiem nowych rozporządzeń i okólników Ministerstwa Szkolnictwa Wyższego, opatrzone jest komentarzami do ustawy opracowanymi przez radcę prawnego NOT mgr. Z. Komorka.

Na treść broszury składają się:

Część I. Tekst ustawy z dnia 28.I. 1948 r.

„ II. Realizacja ustawy w ramach działalności NOT.

1. Komisje stowarzyszeń NOT do spraw stopnia inżyniera.
2. Komisja Główna NOT do spraw stopnia inżyniera.
3. Kursy Przygotowawcze do egzaminu na stopień inżyniera.

„ III. Rozporządzenia i Zarządzenia Wykonawcze oraz przepisy związkowe.

Broszura zgodnie z uzyskanym pozwoleniem C. U. W. jest do nabycia we wszystkich Oddziałach NOT i Oddziałach Stowarzyszeń Technicznych w cenie zł 5.50 za egzemplarz.

Całkowity dochód ze sprzedaży broszury przeznaczony zostanie na inwestycje w „Domu Technika” w Warszawie.
