

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



II Kongres Inżynierów i Techników Polskich
Wrzesień 1952 r. — Warszawa

Inżynierowie i Technicy w szeregach Narodowego Frontu
walki o Pokój i Socjalizm

Nr 9
1952

T R E Ś Ć Z E S Z Y T U:

Mgr inż. KUŹNIECOW—Zagadnienia fal ultrakrótkich .	263
Mgr inż. ANTONI CZECHOWSKI — Grzejnictwo dielektryczne	265
Prof. dr inż. ANDRZEJ JELLONEK — Urządzenia pomiarowe dla badania własności dielektryków przy wielkiej częstotliwości	275
Mgr inż. JAN HOŁOWNIA — Badanie warunków akustycznych w fabrykach włókienniczych	286
Prof. dr WITOLD MAJEWSKI, mgr inż. JERZY GRABOWSKI, mgr inż. KAZIMIERZ RYBOWSKI — Orientacyjne badanie wpływu poszczególnych faz obróbki na asymetrię oporu prostowniczego elementu kuptrytowego	288
Recenzje	236
Przegląd Bibliograficzny	—

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

Komitet Redakcyjny: inż. J. Górnicki, inż. S. Jasiński, mgr inż. H. Kowalski, mgr inż. J. Szczekowski.

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

Nakład 1.900 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.

W A R U N K I P R E N U M E R A T Y:

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

PRZEGLĄD TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCCI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Mgr inż. EUGENIUSZ KUŹNIECOW

621.3.029.6

Zagadnienia fal ultrakrótkich

Rozwój radiotechniki w Polsce winien iść w kierunku rozwiązania zasadniczych zagadnień, które stoją obecnie przed radiokomunikacją, a mianowicie:

- 1) zabezpieczenie dostatecznie dużego stopnia odporności urządzeń radiokomunikacyjnych na zakłócenia;
- 2) zabezpieczenie radiofonii wysokiej jakości;
- 3) zaspokojenie wzrastających wciąż potrzeb w dziedzinie transmisji radiowych i to nie tylko wszelkiego rodzaju transmisji słownych, lecz również przesyłania obrazów wszelkiego rodzaju (telewizja, radionawigacja panoramowa, radiolokacja itp.).

Teoria i praktyka oraz analiza rozwoju radiotechniki w innych państwach w okresie ostatnich lat dowodzą, że pozytywne rozwiązanie tych zagadnień, wysuwających się obecnie na czoło w dziedzinie radiokomunikacji może być osiągnięte przez opanowanie ultrawielkich częstotliwości i ich zastosowanie w telekomunikacji.

W związku z tym należy zaznaczyć, że u nas w kraju czyni się bardzo mało w tym kierunku.

Konieczność opanowania zakresu ultrawielkich częstotliwości nie oznacza bynajmniej, że możliwości radiotechniki zakresu fal długich, średnich i krótkich są wyczerpane. Opanowanie nowego zakresu częstotliwości rozszerzy i powiększy możliwości radiotechniki w ogóle, a w szczególności ułatwi rozwiązanie postawionych wyżej zagadnień.

W celu uzasadnienia tego twierdzenia rozpatrzmy oddzielnie zagadnienia wymienione na wstępie.

Odporność urządzeń radiokomunikacyjnych na zakłócenia zależy od odporności na zakłócenia aparatury radiowej stosowanej w radio-

komunikacji oraz od stopnia podatności danego zakresu fal na zakłócenia. W zakresie fal długich, średnich i krótkich rozwiązanie problemu odporności radiokomunikacji na zakłócenia napotyka na ogromne trudności, ze względu na ciągły wzrost zakłóceń wzdłuż toru radiowego.

Wzrost zakłóceń w tych zakresach fal jest spowodowany następującymi okolicznościami:

- 1) ogromnie zwiększyła się i wciąż jeszcze wzrasta ilość czynnych urządzeń radiowych (radiofonia, radiokomunikacja, radionawigacja i inne). W związku z tym wzrastają zakłócenia wzajemne między poszczególnymi radiostacjami;
- 2) rozwój przemysłu, szybki wzrost ilości zakładów przemysłowych, powszechne zastosowanie energii elektrycznej oraz wszelkiego rodzaju aparatów elektrycznych w gospodarce narodowej (np. powszechne używanie rur jarzeniowych, okoliczność na pozór błaża, ale ze względu na zakłócenia nader istotna) powodują szybkie i gwałtowne zwiększenie intensywności zakłóceń przemysłowych;
- 3) fale długie, średnie i krótkie rozprzestrzeniając się nie uznają, że tak powiemy, granic państwowych, wobec czego powstaje możliwość sztucznego wytwarzania wszelkiego rodzaju zakłóceń, naruszających normalne funkcjonowanie łączności radiowej.

Stosowanie ultrawielkich częstotliwości pozwala w znacznym stopniu zwiększyć odporność radiokomunikacji na zakłócenia, gdyż:

1. Fale ultrakrótkie rozchodzą się na nieduże odległości. Uzyskanie wielkich stosunkowo zasięgów łączności radiowej wymaga z reguły stosowania anten o dużym stopniu kierunkowości i o małym kącie

rozwarcia listka głównego promieniowania. Dzięki temu łączność radiowa w tym zakresie fal jest mniej podatna na zakłócenia sztucznie wytwarzane a częściowo i na naturalne.

2. Stosowanie nowego zakresu fal rozszerza ogólny zakres i pozwala na zwiększenie ilości czynnych urządzeń radiowych bez obawy powstawania zakłóceń wzajemnych. Pozwala ono częściowo na zmniejszenie „ścisku“ w zakresie długo-średnio- i krótkofalowym, a tym samym zabezpiecza normalne funkcjonowanie urządzeń radiowych, które z natury rzeczy mogą pracować tylko w tych zakresach (np. dalekosiężna łączność radiowa).
3. W zakresie ultrawielkich częstotliwości można z powodzeniem stosować nowe, niepodatne na zakłócenia sposoby modulacji, co zmniejsza w znacznym stopniu oddziaływanie zakłóceń przemysłowych na tory łączności radiowej.
4. Nie bez znaczenia jest i ta okoliczność, że w zakresie tym poziom zakłóceń atmosferycznych jest znacznie mniejszy. I tak np. zakładając niezmienny stosunek sygnału do zakłóceń atmosferycznych, otrzymamy dla zakresu 30 — 100 Mc/s natężenie pola elektromagnetycznego sygnału 1000 razy mniejsze aniżeli dla zakresu 0,1 — 1 Mc/s. (Dla fal o częstotliwości większej aniżeli 100 Mc/s odczuwa się coraz bardziej wpływ zakłóceń natury termodynamicznej).

Problem polepszenia jakości łączności radiowej wynika z jednej strony z dążenia do bardziej wiernego, niezniekształconego przekazywania i odtwarzania mowy, muzyki itd. z drugiej zaś — z dążenia do powiększania ilości kanałów łączności radiowej.

Pozytywne rozwiązanie zagadnień związanych z polepszeniem jakości wymaga w pierwszym rzędzie rozszerzenia pasma przepuszczania w urządzeniach radiowych.

Rozszerzenie pasma przepuszczania w urządzeniach radiowych, pracujących w zakresie fal długich, średnich a częściowo i krótkich jest praktycznie biorąc niemożliwe, gdyż powoduje ono znaczne zwiększenie wzajemnych zakłóceń i niewspółmierny wzrost kosztów budowy urządzeń.

Opanowanie zakresu ultrawielkich częstotliwości pozwala na pozytywne rozwiązanie i tych dwóch zagadnień w dziedzinie polepszenia jakości łączności radiowej.

Wreszcie trzecim problemem jest zaspakajanie rosnących potrzeb w dziedzinie wykorzystania radiokomunikacji nie tylko do przekazywania mowy, lecz również wszelkiego rodzaju obrazów.

Szybkie tempo rozwoju gospodarki narodowej i wszystkich jej gałęzi, wzrost kultury materialnej i duchowej ludności wymaga szyb-

kiego rozwiązania zagadnień z dziedziny telewizji, radiolokacji itp.

Jest zupełnie oczywiste, że opanowanie zakresu ultrawielkich częstotliwości pozwoli na pozytywne rozwiązanie i tych zagadnień.

Z powyższego wynika, że opanowanie przez naszą radiotechnikę zakresu ultrakrótkich fal jest podyktowane najżywotniejszymi interesami naszego kraju.

Należy zaznaczyć, że zakres ultrawielkich częstotliwości jest dla naszej radiotechniki, a w szczególności dla krajowego przemysłu radiotechnicznego zupełnie nową dziedziną. Klika rządząca Polską przedwrześniową i niemiecki okupant nie były zainteresowane w rozwiązaniu zasadniczych zagadnień naszej gospodarki oraz zaspokojeniem potrzeb ludności. Polska Ludowa wykorzystując swoje wciąż wzrastające możliwości i w oparciu o współpracę z krajami demokracji ludowej oraz o braterską pomoc Związku Radzieckiego jest w stanie rozwiązać te wielkie zadania, stojące na drodze rozwoju naszej gospodarki narodowej, a więc i naszej radiotechniki.

Rozwiązanie jakiegokolwiek zagadnienia gospodarczego, w danym przypadku opanowanie nowego zakresu częstotliwości powinno się rozpocząć od stworzenia odpowiedniej podstawy i wyboru właściwych pozycji wyjściowych.

Bazą i pozycją wyjściową dla wszechstronnego opanowania zakresu ultrawielkich częstotliwości może być telewizja. Twierdzenie to uzasadnimy, wychodząc z następujących założeń:

Po pierwsze dla telewizji może być wykorzystana długofalowa część nowego zakresu. Wobec tego aparatura wielkiej częstotliwości, lampy i inne części, stosowane w urządzeniach telewizyjnych nie będą się różnić znacznie od lamp i aparatury wielkiej częstotliwości, stosowanych w aparatach zakresu krótkofalowego. A zatem opanowanie masowej produkcji popularnego odbiornika telewizyjnego nie powinno następować, poza małymi tylko wyjątkami, jakichkolwiek poważniejszych trudności.

Po drugie, stosowana we współczesnym popularnym odbiorniku telewizyjnym technika impulsowa, chociaż niezbyt skomplikowana, będzie w pewnym stopniu pomocna w opanowaniu techniki impulsowej w ogóle.

Wreszcie trzecia, najbardziej istotna okoliczność. Telewizja, podobnie jak radiofonia, jest tą obszerną i masową podstawą, służącą do przygotowania przemysłu radiotechnicznego we wszystkich jego gałęziach, a więc i w gałęziach pomocniczych, jak budowa przyrządów pomiarowych — gałąź, która w dziedzinie telewizji odgrywa pierwszorzędną rolę. Poza tym telewizja jest szeroką bazą, służącą do wychowania kadr specjalistów wszelkich kategorii, od inżynierów począwszy i na radioamatorach kończąc, a zatem kadr, które są niezbędne dla opanowania zakresu ultrawielkich częstotliwości.

Mgr inż. ANTONI CZECHOWSKI

621.365.5

Grzejnictwo dielektryczne*)

1. Krótki zarys historyczny rozwoju grzejnictwa dielektrycznego

Grzejnictwo dielektryczne rozwinęło się znacznie później od indukcyjnego, gdyż wymaga ono źródeł prądu o częstotliwościach znacznie wyższych niż są stosowane w grzejnictwie indukcyjnym — a w pierwszej ćwiartce obecnego stulecia takie źródła o dużej mocy nie były jeszcze znane. Pierwsze próby grzania dielektrycznego były przeprowadzone w latach 1926 — 1927, przy czym elementem grzanym było ciało ludzkie. Pozytywne wyniki tych prób spowodowały szybki i szeroki rozwój zastosowań grzejnictwa wielkiej częstotliwości w medycynie pod nazwą „diatermii“.

Poczynając od 1930 roku w Związku Radzieckim prowadzone były prace laboratoryjne nad zastosowaniem grzejnictwa dielektrycznego dla celów technologicznych, a mianowicie w przemyśle spożywczym, drzewnym, ceramicznym, tworzyw sztucznych, chemicznym i innych. Szczególnie szeroko zostało opracowane zastosowanie grzejnictwa dielektrycznego do suszenia drzewa (N. S. Sielugin, 1930 — 1934 r.), a od roku 1941 suszenie drzewa o dużych przekrojach metodą dielektryczną jest stosowane w Związku Radzieckim na szeroką skalę, przy czym niektóre jednostki dla tego celu mają moc zainstalowaną większą od 1000 kW [1]. Podobnie rozwijają się i inne zastosowania grzejnictwa dielektrycznego, a liczba tych zastosowań stale powiększa się.

W Ameryce pierwsze zastosowanie grzejnictwa dielektrycznego dla celów technologicznych jest notowane w roku 1936 [2]; mianowicie eksportowany tytoń, który miał zawartość wilgoci $10 \div 60\%$, suszono przed wysyłką w opakowaniu przy pomocy pieca o mocy 100 kW i o częstotliwości rzędu kilku Mc/s przy zawartości jednej paki około 130 kg tytoniu. Podczas ostatniej wojny grzejnictwo dielektryczne rozwinęło się bardzo silnie w Stanach Zjednoczonych A. P., przy czym główny jego rozwój poszedł w kierunku obróbki termicznej tworzyw sztucznych oraz klejenia lub spajania tych tworzyw i klejenia drzewa.

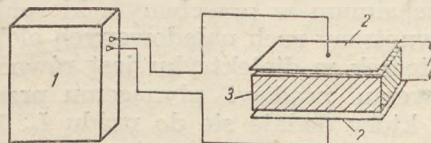
Po ostatniej wojnie stosowanie grzejnictwa dielektrycznego dla celów przemysłowych przejęte zostało przez wszystkie inne kraje.

2. Zasada wytwarzania ciepła w dielektrykach i półprzewodnikach przez pole elektryczne

Dielektryki i półprzewodniki, jak drzewo, proszek bakelitowy, kauczuk i inne, charakteryzują się małą przewodnością elektryczną

oraz małą przewodnością cieplną. W związku z tym nagrzewanie takich materiałów elektrycznie metodą kontaktową lub indukcyjną nie jest możliwe, a ponieważ wszystkie inne dotychczas znane i stosowane metody nagrzewania są wyłącznie powierzchniowe — więc przy tak małej przewodności cieplnej dielektryków i półprzewodników nagrzewanie ich trwa bardzo długo. Czas nagrzewania metodą powierzchniową można by skrócić przez powiększenie koncentracji mocy, ale zwiększenie koncentracji mocy pociąga za sobą wzrost temperatury powierzchni materiału nagrzewanego. Najwyższa dopuszczalna temperatura powierzchni materiału bywa przeważnie ograniczona, jak np. ze względu na możliwość zapalenia się drzewa lub ze względu na przedwczesną polimeryzację proszku bakelitowego na powierzchni. Przy ograniczonej temperaturze powierzchni materiału nagrzewanego metodą powierzchniową czas nagrzewania rośnie wraz z grubością materiału nagrzewanego; np. deska drewniana o grubości 1 cm i o temperaturze początkowej 18°C , nagrzewana między dwoma gorącymi płytami przy najwyższej dopuszczalnej temperaturze 210°C , po czasie 1,3 min. osiągnie w swej warstwie środkowej temperaturę 100°C , przy czym średnia moc pochłaniana wynosi $2,2\text{ W/cm}^3$; jeżeli w tych samych warunkach nagrzewać deskę o grubości 10 cm, to czas nagrzewania wzrośnie stokrotnie, czyli do 130 minut przy średniej mocy pochłanianej $0,022\text{ W/cm}^3$. Grzanie powierzchniowe nie tylko jest długie, ale i drogie, bo powiększają się straty energii, a zwłaszcza przy znacznym przegrzaniu powierzchni materiału nagrzewanego. Metoda nagrzewania dielektryków i półprzewodników w polu elektrycznym wielkiej częstotliwości usuwa omówione wady, gdyż jest to metoda nagrzewania skrośnego i energia wydzielana jest równomiernie w całej objętości materiału nagrzewanego.

Na rys. 1 przedstawiony jest zasadniczy układ do nagrzewania metodą dielektryczną. Nagrzewany materiał znajduje się między dwoma elektrodami metalowymi, do których doprowadzone jest napięcie z generatora wielkiej częstotliwości. Gdyby wyjąć dielektryk z pomiędzy elektrod, to od generatora przez prze-



Rys. 1. Zasadniczy układ do nagrzewania metodą dielektryczną: 1-generator w. cz., 2-elektrody, 3-nagrzewany materiał.

*) Drugi artykuł z cyklu „Grzejnictwo w. cz.” A. Czechowski, Przegląd Telekom. Nr 7-8, 52, s. 224.

wody zasilające i przez przestrzeń między elektrodami popłynie prąd zmienny o natężeniu:

$$I_0 = U_g \cdot 2\pi f \cdot C_0 \quad (A) \quad (1)$$

gdzie: U_g — wartość skuteczna napięcia doprowadzonego z generatora (V);

C_0 — pojemność między elektrodami bez wsadu (F).

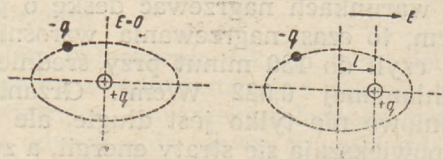
Prąd I_0 jest przesunięty w fazie względem napięcia zasilającego elektrody U o 90° , a pojemność C_0 można wyznaczyć z zależności:

$$C_0 = 8,85 \cdot 10^{-14} \cdot \frac{S_e}{h} \quad (F) \quad (2)$$

gdzie: S_e — powierzchnia elektrody (cm^2);

h — odległość między elektrodami (cm).

Gdyby przestrzeń między elektrodami wypełnić dielektrykiem, to prąd pobierany z generatora przy tym samym napięciu U_g będzie większy od poprzedniej wartości I_0 na skutek zjawiska tzw. polaryzacji dielektryka. Mianowicie elektrony zewnętrzne atomów wchodzących w skład dielektryka są bardzo silnie związane z jądrami atomów (stąd brak elektronów swobodnych i bardzo mała przewodność dielektryków), ale przy wniesieniu dielektryka w stałe pole elektryczne występuje przesunięcie między osią orbity elektronu i jądrem (Rys. 2)



Rys. 2. Rozstawienie orbity zewnętrznego elektronu i jądra atomu w przypadkach: a — bez zewnętrznego pola elektrycznego, b — w polu elektrycznym E .

w kierunku pola. Taki atom spolaryzowany jest równoważny dwu ładunkom elementarnym o przeciwnych znakach i rozsuniętym względem siebie o odległość l (Rys. 2b), czyli atom taki wytwarza własne pole elektryczne. Po usunięciu pola zewnętrznego atom wraca do stanu równowagi elektrycznej (Rys. 2a). Po wniesieniu dielektryka w zmienne pole elektryczne przesunięcie między osią orbity elektronu i jądrem zmienia się w takt zmian pola elektrycznego, przechodząc przez maksimum w jednym kierunku, następnie przez zero, przez maksimum w przeciwnym kierunku itd. Ten wewnętrzny ruch naładowanych elektrycznie cząsteczek w dielektryku jest równoważny dodatkowemu prądowi płynącemu przez dielektryk, który dodaje się do prądu I_0 . Wzrost prądu, a tym samym wzrost pojemności, na skutek polaryzacji dielektryka ujmuje się przez tzw. stałą dielektryczną tego materiału. Mianowicie całkowita pojemność między elek-

trodami wypełnionymi dielektrykiem wyraża się:

$$C_d = \epsilon \cdot C_0 = 8,85 \cdot 10^{-14} \cdot \epsilon \cdot \frac{S_e}{h} \quad (F) \quad (3)$$

a całkowity prąd pobierany w takim przypadku z generatora:

$$I_d = \epsilon \cdot I_0 = U_g \cdot 2\pi f \cdot \epsilon \cdot C_0 \quad (A) \quad (4)$$

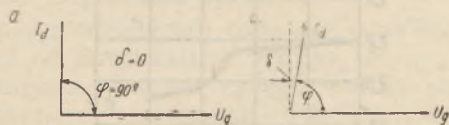
gdzie: ϵ — stała dielektryczna materiału wypełniającego przestrzeń między elektrodami.

Omówiona dotychczas polaryzacja, charakteryzująca się tym, że cząsteczki dielektryka po usunięciu zewnętrznego pola elektrycznego wracają do stanu elektrycznej równowagi, jest nazywana polaryzacją sprężystą — i nie jest jedyną. Mianowicie istnieje wiele ciał z wodą (w jej wszystkich fazach: lód, woda i para wodna) na czele, których cząsteczki są zawsze spolaryzowane i nie wracają do stanu równowagi elektrycznej. Gdy ciała takie nie są poddane działaniu zewnętrznego pola elektrycznego, same nie wytwarzają na zewnątrz pola elektrycznego, gdyż przesunięcia elektryczne poszczególnych cząsteczek są skierowane w najrozmaitszych kierunkach i działanie ich znosi się wzajemnie wewnątrz danego ciała. Jeśli jednak umieścić takie ciało w polu elektrycznym, to na poszczególne cząsteczki będą działały siły skręcające je tak, by kierunek przesunięcia elementarnych ładunków elektrycznych był równoległy do kierunku pola zewnętrznego. W przypadku zmiennego pola elektrycznego cząsteczki będą wykonywały ruchy obrotowe w takt zmian pola, co na zewnątrz objawi się wzrostem prądu pobieranego z generatora w stosunku do prądu I_0 . Oprócz ruchów obrotowych cząsteczki takie mogą podlegać dodatkowym przesunięciom sprężystym, jak to omówiono poprzednio, zwykle jednak wzrost prądu spowodowany ruchem obrotowym cząsteczek jest znacznie większy niż wzrost prądu pochodzący od przesunięć sprężystych. Sumaryczny wzrost prądu i pojemności w dielektrykach o polaryzacji niesprężystej ujmuje się analogicznie jak poprzednio przez stałą dielektryczną materiału ϵ .

Rozpatrywane dotychczas dielektryki można nazwać idealnymi, gdyż przy omawianiu wewnętrznych ruchów cząsteczek pomijane były wszelkie opory tarc. Prąd płynący przez dielektryk idealny jest przesunięty w fazie o 90° względem napięcia wymuszającego przepływ tegoż prądu, podobnie jak i w przypadku prądu I_0 . W rzeczywistości jednak ruchom cząsteczek towarzyszy tarcie o sąsiednie cząsteczki spolaryzowane i nie spolaryzowane, co przy odpowiednio wielkich częstotliwościach wykonywanych ruchów objawia się jako ciepło, które powiększa temperaturę materiału w całej jego objętości. Zaznaczyć należy, że wydzielane ciepło w dielektrykach w zakresie częstotliwości radiotechnicznych pochodzi prawie wyłącznie

od obrotowych ruchów cząsteczek, gdyż ruchy przesunięć sprężystych przy częstotliwościach niższych od częstotliwości świetlnych nie powodują zauważalnych strat dielektrycznych.

Na skutek tarcia ruch cząsteczek spolaryzowanych nie podąża dokładnie za zmianami pola elektrycznego, ale z pewnym opóźnieniem. W rezultacie występuje także zmiana kąta fa-



Rys. 3. Zależności fazowe między napięciem i prądem w przypadkach: a — dielektryka idealnego, b — dielektryka ze stratami.

zowego między napięciem i prądem w dielektryku, a mianowicie kąt ten jest mniejszy od 90° (rys. 3b). Moc wydzielana w dielektryku wyrazi się:

$$P_d = U_g \cdot I_d \cdot \cos \varphi \quad (\text{W}) \quad (5)$$

Im większe jest odchylenie różnicy faz od 90° , tym większe są straty w dielektryku, dlatego kąt $\delta = 90^\circ - \varphi$ jest nazywany kątem stratności dielektryka i jest używany do porównywania stratności różnych dielektryków.

Kąt stratności jest przeważnie mały i dlatego często stosuje się przybliżoną zależność:

$$\cos \varphi = \sin \delta \approx \text{tg } \delta \quad (6)$$

Po uwzględnieniu zależności (3), (4) i (6) moc strat w dielektryku wyrazi się:

$$P_d = 5,55 \cdot 10^{-13} \cdot f \cdot \epsilon \cdot \text{tg } \delta \cdot \frac{S_e}{h} \cdot U_g^2 \quad (\text{W}) \quad (5a)$$

Dzieląc całkowite straty w dielektryku przez jego objętość, otrzymuje się koncentrację mocy wydzielanej w jednym centymetrze sześciennym dielektryka:

$$p_d = \frac{P_d}{S_e \cdot h} = 5,55 \cdot 10^{-13} \cdot f \cdot \epsilon \cdot \text{tg } \delta \cdot \left(\frac{U_g}{h} \right)^2 = 5,55 \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot \epsilon \cdot \text{tg } \delta \cdot E^2 \quad (\text{W/cm}^3) \quad (7)$$

gdzie: E — natężenie pola elektrycznego (kV/cm).

Wreszcie używa się określenia „współczynnik strat dielektrycznych” jako iloczynu stałej dielektrycznej i współczynnika mocy: $(\text{tg } \delta) : k_d = \epsilon \cdot \text{tg } \delta$.

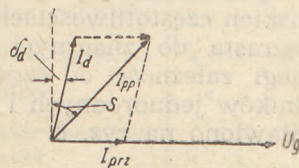
Wtedy koncentracja mocy wydzielanej w dielektryku wyraża się:

$$p_d = 5,55 \cdot 10^{-7} \cdot k_d \cdot f \cdot E^2 \quad (\text{W/cm}^3) \quad (7a)$$

Półprzewodniki różnią się tym od dielektryków, że choć w mniejszym stopniu aniżeli w metalach, ale występują w nich swobodnie ładunki elektryczne zarówno ujemne, jak i do-

datnie i płynie przez nie prąd przewodzenia obok prądu przesunięcia, charakterystycznego dla dielektryków. Na rys. 4 przedstawiono poszczególne składowe prądów w półprzewodniku i ich stosunki fazowe względem napięcia.

Prąd przewodzenia I_{pz} jest w fazie z napięciem, a prąd przesunięcia wyprzedza napięcie o kąt $90^\circ - \delta_d$, gdzie δ_d jest kątem stratności dielektrycznej. Wypadkowy prąd w półprzewodniku I_{pp} jest przesunięty względem napięcia o kąt $(90^\circ - \delta)$, gdzie δ jest kątem stratności ogólnej. Ponieważ przy wytwarzaniu ciepła w półprzewodnikach nie jest istotne, jakie składowe wytwarzają to ciepło, więc operuje się kątem stratności ogólnej δ i stosuje się te same zależności na moc i na koncentrację mocy jak i dla dielektryków. Jedyną różnicą praktyczną między półprzewodnikami i dielektrykami leży w tym, że o ile współczynnik mocy dielektryków bywa rzędu $10^{-4} - 10^{-2}$, to u półprzewodników $\text{tg } \delta$ bywa rzędu $0,1 - 1$, a nawet dochodzi do wartości kilkudziesięciu — zwłaszcza przy niskich częstotliwościach, gdzie prąd polaryzacji może być stosunkowo mały.



Rys. 4. Składowe prądu w półprzewodniku i ich zależności fazowe względem napięcia.

Jak widać z zależności (7) wartość koncentracji mocy, jaką można wydzielić w dielektryku lub półprzewodniku, zależy od czterech czynników: od ϵ i $\text{tg } \delta$, tj. od czynników charakteryzujących dany materiał, oraz od f i E — czyli od dwóch czynników zależnych od człowieka, które mogą być przez niego dostosowywane w zależności od potrzeb i możliwości.

3. Zależność ϵ i $\text{tg } \delta$ od częstotliwości i temperatury

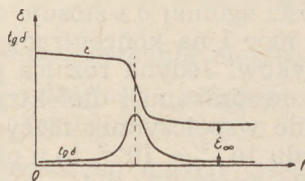
Czynniki ϵ i $\text{tg } \delta$ są zależne od częstotliwości i od temperatury. Mianowicie ze wzrostem częstotliwości cząsteczki dielektryka coraz bardziej opóźniają się w swoich ruchach względem zmiennego pola elektrycznego i przy pewnej częstotliwości opóźnienie — a tym samym i $\text{tg } \delta$ — osiągają najwyższe wartości; przy dalszym zwiększaniu częstotliwości cząsteczki nie nadążają za zmianami pola i polaryzacja dielektryka maleje stopniowo do wartości odpowiadającej przesunięciom sprężystym elektronów, tj. $\text{tg } \delta$ maleje praktycznie do zera. Poczynając od częstotliwości, przy których $\text{tg } \delta$ zaczyna wyraźnie wzrastać, stała dielektryczna stopniowo maleje, a następnie w okolicy częstotliwości odpowiadającej największej wartości $\text{tg } \delta$ stała dielektryczna gwałtownie maleje

do wartości uwarunkowanej polaryzacją sprężystą, tj. do wartości:

$$\varepsilon_{\infty} = n_d^2 \quad (8)$$

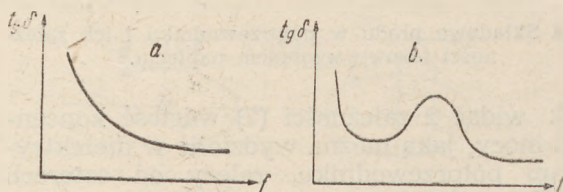
gdzie: n_d — współczynnik załamania światła danego materiału.

Typowy przebieg zależności ε i $\operatorname{tg} \delta$ od częstotliwości przedstawiono na rys. 5. Mogą być materiały składające się z kilku grup różnych molekuł; wtedy charakterystyka $\operatorname{tg} \delta$ w funkcji częstotliwości może mieć więcej niż jedno maksimum, a charakterystyka ε może mieć odpowiednią ilość uskoków.



Rys. 5. Typowe zależności ε i $\operatorname{tg} \delta$ jednorodnego dielektryka od częstotliwości.

Charakterystyki półprzewodników różnią się tym od omówionych charakterystyk dielektryków, że przy niskich częstotliwościach $\operatorname{tg} \delta$ półprzewodnika wzrasta do znacznych wartości. Typowe przebiegi zależności od częstotliwości dla półprzewodników jednorodnych i niejednorodnych przedstawiono na rys. 6.

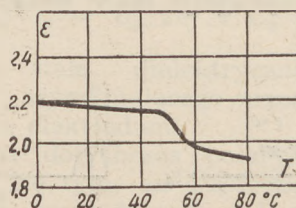


Rys. 6. Typowe zależności $\operatorname{tg} \delta$ od częstotliwości półprzewodników: a — jednorodnego, b — niejednorodnego.

W przeważnej części przypadków maksima charakterystyk $\operatorname{tg} \delta$ występują przy bardzo wysokich częstotliwościach, nie wykorzystywanych przez przemysłowe grzejnictwo dielektryczne; podobnie nie korzysta się z niskich częstotliwości, gdzie występuje znaczny wzrost $\operatorname{tg} \delta$ półprzewodników. Dlatego można przyjąć, że w wykorzystywanym przez przemysłowe grzejnictwo dielektryczne zakresie częstotliwości ($0,5 \div 30$ Ms) zarówno ε jak i $\operatorname{tg} \delta$ — a tym samym i współczynnik strat dielektrycznych k_d — zarówno dielektryków jak i półprzewodników są w przybliżeniu niezależne od częstotliwości.

Zależność ε i $\operatorname{tg} \delta$ od temperatury jest znaczna. Stała dielektryczna materiałów o polaryzacji sprężystej jest zależna od temperatury tylko przez zmianę gęstości. Na rys. 7 podano zależność od temperatury stałej dielektrycznej parafiny, która wykazuje tylko polaryzację sprężystą. Współczynnik cieplny stałej dielektrycznej jest ujemny i równy w przybliżeniu

współczynnikiowi rozszerzalności objętościowej. W okolicy temperatury topliwości (55°C) stała dielektryczna maleje szybko wskutek znacznego zmniejszenia się gęstości parafiny — ale całkowite zmiany stałej dielektrycznej procentowo nie są znaczne.



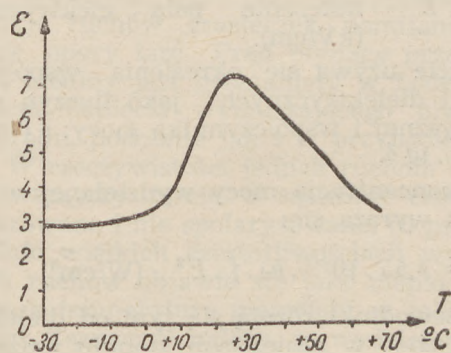
Rys. 7. Zależność stałej dielektrycznej parafiny od temperatury [3].

Wpływ temperatury na stałą dielektryczną materiałów o polaryzacji dipolowej jest dwójaki: z jednej strony wzrost temperatury powoduje zwiększenie energii cząsteczek i rozluźnienie sił wiążących cząsteczki ze sobą, co sprzyja ruchom cząsteczek w takt zmian pola elektrycznego, a z drugiej strony wzrost temperatury wzmacnia bezładny ruch cząsteczek i przeciwstawia się skierowaniu dipoli elektrycznych w kierunku pola. W rezultacie jako typowy przebieg zależności stałej dielektrycznej od temperatury otrzymuje się jak na rys. 8, tj. z jednym maksimum przy pewnej temperaturze. Materiały niejednorodne mogą mieć więcej niż jedno maksimum.

Jak już wynikało z poprzedniego $\operatorname{tg} \delta$ jest ściśle związany ze zmianą stałej dielektrycznej. Z przeprowadzonych badań nad dielektrykami stałymi [11] wynika, że $\operatorname{tg} \delta$ jest liniowo związany ze współczynnikiem cieplnym stałej dielektrycznej:

$$\operatorname{tg} \delta = A \cdot \left(\frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{\partial \varepsilon}{\partial T} \right) \quad (9)$$

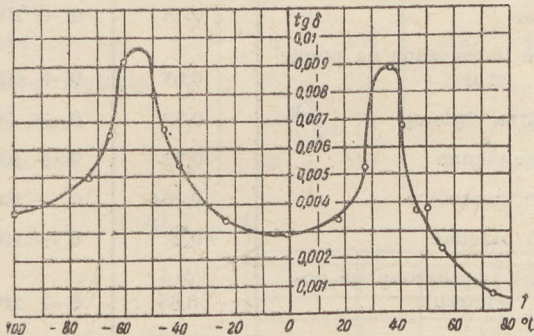
gdzie A jest współczynnikiem proporcjonalności, który jest odwrotnie proporcjonalny do temperatury bezwzględnej i waha się w granicach od 11 do 25, a najczęściej bywa około 20 (w temperaturze pokojowej). W związku z tym



Rys. 8. Typowa zależność stałej dielektrycznej materiałów o polaryzacji dipolowej od temperatury.

charakterystyki tgδ w funkcji temperatury są podobne do odpowiednich charakterystyk stałej dielektrycznej, przy czym materiały o dużym współczynniku cieplnym stałej dielektrycznej mają duży tgδ. Na rys. 9 przedstawiono dla przykładu zależność tgδ papieru kondensatorowego od temperatury; pierwsze maksimum w okolicy -55° C odpowiada największym ruchom cząsteczek samego papieru, a drugie maksimum odpowiada syciwu.

Z przeprowadzonej dyskusji o zależnościach ε i tgδ od temperatury wynika, że w praktyce grzejnictwa dielektrycznego należy się liczyć ze znacznymi zmianami współczynnika strat dielektrycznych w trakcie procesu nagrzewania, co w niektórych przypadkach może spowodować konieczność regulacji sprzężenia między obciążeniem i generatorem dla pełnego wykorzystania urządzenia. Charakterystyki



Rys. 9. Zależność tgδ papieru kondensatorowego od temperatury, skład syciwa: 80% kalafonii, 20% oleju transformatorowego [3].

ε i tgδ w funkcji temperatury i częstotliwości niektórych materiałów można znaleźć w literaturze, ale ilość ich jest bardzo mała i w żadnym przypadku nie wyczerpuje potrzeb grzejnictwa dielektrycznego — tym bardziej, że asortyment materiałów obrabianych termicznie tą metodą ciągle wzrasta. W razie potrzeby pomiary ε i tgδ można wykonywać jedną z metod rezonansowych lub mostkowych opisanych szczegółowo np. w książce N. P. Bogorodickij'ego, W. W. Pasynkow'a i B. M. Tarieiew'a pt. „Elektrotechniczskie Materiały”. Średnie wartości ε i k_d niektórych materiałów nie przewodzących podano dla orientacji w tabelicy 1.

Tablica 1.

Średnie wartości stałej dielektrycznej i współczynnika strat dielektrycznych dla różnych materiałów nie przewodzących.

Nazwa materiału	ε	k _d
Bakelit „C”	4 ÷ 4,5	0,032 ÷ 0,045
Bakelitowy papier	5,5 ÷ 8	0,15 ÷ 0,32
Bakelitowane płótno	4,5 ÷ 6,0	0,09 ÷ 0,9

Bursztyn	2,9	0,02
Celuloid	6,4	0,28 ÷ 0,33
Cerezyna	2,3	0,0025
brzoza	5,2	0,06 ÷ 0,34
dąb	3,3	0,09 ÷ 0,115
Drzewo suche klon	2,6 ÷ 4,4	0,065 ÷ 0,15
jodła	3,1	0,11
Ebonit	2,5 ÷ 4,5	0,011 ÷ 0,08
Fibra	2,5 ÷ 8	0,1 ÷ 0,56
naturalna	2,4 ÷ 2,7	0,005 ÷ 0,013
Guma twarda	3,0	0,9 ÷ 2,4
syntetyczna	2 ÷ 8	0,01 ÷ 1,0
Gutaperka	4 ÷ 4,25	0,08 ÷ 0,09
Halowaks	3,4 ÷ 5,5	0,065 ÷ 0,05
Kazeina	6,2 ÷ 6,5	0,32 ÷ 0,34
Kwarc	3,5 ÷ 4,5	0,0001 ÷ 0,0008
Masy fenolowe z mączką drzewną	4,0 ÷ 8,0	0,06 ÷ 0,64
Masy fenolowe z papierem	4,0 ÷ 6,0	0,18 ÷ 0,6
Masy fenolowe z płótnem	4,5 ÷ 6,0	0,36 ÷ 1,1
Masy mocznikowe	5 ÷ 9	0,16 ÷ 0,25
Masy winylowe bez wypełniacza	4	0,08 ÷ 0,25
Masy winylowe z wypełniaczem	4	0,005 ÷ 1,0
Masy acetocelulozowe	3,5 ÷ 5,0	0,13 ÷ 0,25
Masy nitrocelulozowe	6,15	0,45 ÷ 0,6
Mika	5,4 ÷ 7	0,0007 ÷ 0,0018
Mikaleks	7 ÷ 10	0,014 ÷ 0,027
Nylon	3,0 ÷ 3,6	0,06 ÷ 0,08
Papier	2,3 ÷ 3,5	0,14 ÷ 0,18
Parafina	2,1 ÷ 2,3	0,00045 ÷ 0,0011
Pleksiglas	3,0 ÷ 3,6	0,06 ÷ 0,21
Polistyren	2,6	0,0003 ÷ 0,0015
Polistyrol	2,2 ÷ 2,8	0,0005 ÷ 0,0011
Pollopas	5,0	0,125
Porcelana techniczna	6,5 ÷ 7,5	0,028 ÷ 0,06
Preszpan	2,5 ÷ 5,0	0,125 ÷ 3,0
Siarka	3,8 ÷ 4,8	0,006
Steatyt	5,6 ÷ 6,3	0,007 ÷ 0,019
Szellak	3,1 ÷ 3,5	0,093 ÷ 0,11
Szkoło borokrzemowe	4,0	0,0022
„ flintowe	6,4 ÷ 7	0,028 ÷ 0,03
„ pyreksowe	4,0 ÷ 4,65	0,003 ÷ 0,0195
„ ołowiowe	6,7	0,0035 ÷ 0,007
„ okienne	6,6 ÷ 8,0	0,06 ÷ 0,072

4. Wybór mocy urządzenia, częstotliwości i czasu grzania

Ciepło wytwarzane w materiale w ogólnym przypadku może iść na pokrycie:

- wzrostu temperatury materiału (jego poszczególnych składników);
- ciepła utajonego przejścia materiału (jego niektórych składników) z jednego stanu skupienia w drugi, np. na pokrycie ciepła utajonego topnienia, parowania, rozpuszczania, polimeryzowania lub reakcji chemicznych;
- strat ciepłych do otoczenia przez promieniowanie, unoszenie i przewodzenie ciepła.

Moc potrzebna do nagrzania materiału od temperatury T_1 do temperatury T_2 wyraża się:

$$P_T = 4,18 \cdot G_d \cdot c_w \cdot \frac{(T_2 - T_1)}{t} \quad (\text{kW}) \quad (10)$$

gdzie: G_d — ciężar materiału (kg);

c_w — ciepło właściwe materiału (k kal/kg °C);

T_1 — temperatura materiału przed nagrzewaniem (°C);

T_2 — temperatura materiału przy zakończeniu procesu nagrzewania (°C);

t — czas nagrzewania (sek).

Wartości ciepła właściwego niektórych materiałów podane są w tabeli Nr 2.

Tablica 2.

Wartości ciepła właściwego niektórych materiałów.

Nazwa materiału	c_w k kal/kg °C	W przedziale temperatur °C
Acetoceluloza	0,34 ÷ 0,43	—
Asfalt	0,50	20
Azbest	0,57	0 ÷ 100
Beton	0,27	0 ÷ 100
Brzoza (wysuszona na powietrzu)	0,6	0 ÷ 100
Dąb (wysuszony na powietrzu)	0,57	0 ÷ 100
Drzewo absolutnie suche	0,38	0 ÷ 100
Ebonit	0,34	0 ÷ 100
Eter etylowy	0,53	20
Fibra	0,25	—
Gips	0,25	0 ÷ 100
Gliceryna	0,58	0 ÷ 100
Granit	0,195	0 ÷ 100
Halowaks	0,202	0 ÷ 30
Kaolin	0,224	0 ÷ 100
Kauczuk	0,33 ÷ 0,4	0 ÷ 100

Korek	0,485	0 ÷ 100
Kwarc	0,19 ÷ 0,25	0 ÷ 100
Lód	0,431	-40 ÷ 0
Masy fenolowe wypełnione mączką drzewną	0,35 ÷ 0,36	—
papierem	0,3 ÷ 0,4	—
plótnem	0,3 ÷ 0,35	—
Masy mocznikowe	0,4	—
Masy winylowe (bez wypełniacza)	0,24 ÷ 0,32	—
Mika	0,2	0 ÷ 100
Mikaleks	0,2	—
Nitroceluloza	0,36 ÷ 0,4	—
Para wodna	0,48	100
Porcelana	0,26	0 ÷ 100
Siarka	0,18	0 ÷ 100
Sosna (wysuszona na powietrzu)	0,65	0 ÷ 100
Spirytus etylowy	0,59	0 ÷ 70
Sól kamienna	0,22	0 ÷ 100
Szko kwarcowe	0,184	0 ÷ 100
Szko okienne	0,2	0 ÷ 100
Świerk (wysuszony na powietrzu)	0,65	0 ÷ 100
Węgiel drzewny	0,1935	0 ÷ 99
Węgiel kamienny	0,31	0 ÷ 100
Woda	1,0	0 ÷ 100
Ziemia wilgotna	0,48	—

Moc potrzebna na przejście materiału — lub jego części — z jednego stanu skupienia w drugi wyraża się:

$$P_u = 4,18 \cdot c_u \cdot \frac{(G_1 - G_2)}{t} \quad (\text{kW}) \quad (11)$$

gdzie: c_u — ciepło utajone przejścia materiału z jednego stanu skupienia w drugi (kcal/kg);

G_1 — ciężar materiału w pierwszym stanie skupienia przed procesem nagrzewania (kg);

G_2 — ciężar materiału w pierwszym stanie skupienia po procesie nagrzewania (kg).

Wartości ciepła utajonego topnienia i parowania niektórych materiałów podane są w tablicy 3.

Straty ciepłe przez promieniowanie można określić wg zależności:

$$P_{pr} = S_{pr} \cdot p_{pr} = S_{pr} \cdot k_{pr} \cdot 5,72 \cdot 10^{-8} \left[\left(\frac{T_{b_2}}{100} \right)^2 - \left(\frac{T_{b_1}}{100} \right)^2 \right] \quad (\text{kW}) \quad (12)$$

Tablica 3.

Wartość ciepła utajonego topnienia i parowania niektórych materiałów.

Nazwa materiału	Ciepło utajone k kal/kg		Temperatura $^{\circ}\text{C}$	
	topnie- nia	parowa- nia	topnie- nia	parowa- nia
Amoniak	81,3	ok. 325	- 77,7	- 33,3
Benzol	30	100	5,4	80
Eter etylowy	23	85	- 116	35
Halowaks	196	—	88 ÷ 135	—
Naftalina	36	75	80	218
Parafina	35	—	49 ÷ 54	300
Siarka	9	362	113	444
Spirytus etylowy	26	216	- 114	78
Terpentyna	—	70	- 10	160
Woda, lód	80	539	0	100

gdzie: S_p — powierzchnia promieniująca (m^2);

p_{pr} — moc strat przez promieniowanie na 1 m^2 powierzchni (kW/m^2);

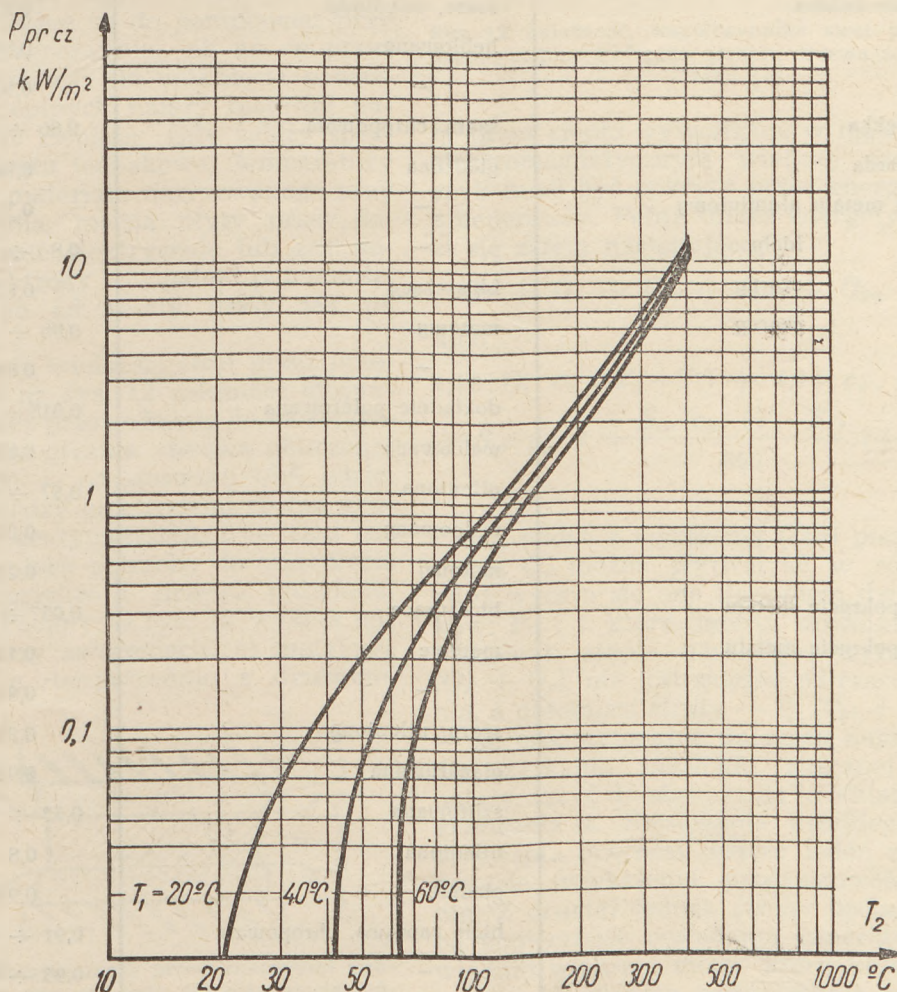
k_{pr} — współczynnik promieniowania ciała względem ciała absolutnie czarnego;

T_{b_1} — temperatura otoczenia w skali bezwzględnej;

T_{b_2} — temperatura ciała promieniującego w skali bezwzględnej.

Współczynniki promieniowania niektórych materiałów podane są w tablicy 4.

Na rys. 10 przedstawiono wykreślenie moc strat przez promieniowanie 1 m^2 ciała absolutnie czarnego przy trzech wartościach temperatury powietrza otaczającego: 20°C , 40°C , 60°C . Odczytane z wykresu wartości p_{pr} należy pomnożyć przez odpowiedni współczynnik k_{pr} dla danego materiału.



Rys. 10. Wykresy strat przez promieniowanie 1 m^2 ciała absolutnie czarnego w funkcji jego temperatury przy trzech wartościach temperatury powietrza otaczającego: 20°C , 40°C , 60°C .

Straty przez unoszenie ciepła z powierzchni pionowych można określić wg zależności:

$$P_{un} = \frac{S_{un} \cdot c_{un} (T_2 - T_1)}{860} \quad (\text{kW}) \quad (13)$$

gdzie: S_{un} — powierzchnia chłodzona przez unoszenie (m^2);

c_{un} — jednostkowe ciepło unoszenia ($\text{kcal/m}^2 \text{ godz. } ^\circ\text{C}$);

T_2 — temperatura powierzchni chłodzonej ($^\circ\text{C}$);

T_1 — temperatura powietrza otaczającego ($^\circ\text{C}$);

Tablica 4.

Współczynniki promieniowania niektórych materiałów w odniesieniu do ciała absolutnie czarnego ($C_{cz} = 4,9 \text{ kcal/m}^2 \text{ godz. } (^\circ\text{C})^4$).

Nazwa materiału	Stan powierzchni materiału	k_{pr}
Aluminium	polerowane	0,039
Aluminium	chropowate	0,055
Aluminium	utlenione	0,11 ÷ 0,19
Azbestowy karton	—	0,96
Cegła czerwona	chropowata	0,93
Cegła ogniotrwała	—	0,8 ÷ 0,9
Cegła szamotowa	glazurowana	0,75
Cynk	polerowany	0,045
Cynkowane żelazo	błyszczące	0,228
Cynkowane żelazo	szare, utlenione	0,276
Drzewo	heblowane	0,895
Gips	—	0,903
Guma miękka	szara, chropowata	0,86 ÷ 0,865
Guma twarda	gładzona	0,945
Lakier na metalu aluminiowy	—	0,39
biały	—	0,8 ÷ 0,95
czarny	błyszczący	0,875
czarny	matowy	0,96 ÷ 0,98
Lód	—	0,637
Miedź	dokładnie polerowana	0,018 ÷ 0,023
„	walcowana	0,633
„	utleniona	0,57 ÷ 0,87
Mosiądz	walcowany	0,06
„	matowy	0,22
Niklowe pokrycie metalu	błyszczące	0,057 ÷ 0,061
Niklowe pokrycie metalu	matowe	0,11
Olej	—	0,84
Ołów	szary, utleniony	0,281
Porcelana	glazurowana	0,924
Stal	szlifowana	0,55 ÷ 0,61
„	utleniona	0,8
Szkło	gładkie	0,937
Wapno	biała zaprawa, chropowata	0,91 ÷ 0,98
Woda	—	0,95 ÷ 0,963
Żeliwo	toczone	0,6 ÷ 0,7
„	utlenione	0,64 ÷ 0,78

Przy swobodnym ruchu powietrza (bez podmuchu) dla przeważnej części przypadków spotykanych w praktyce jednostkowe ciepło unoszenia określa się z zależności:

$$c_{un} \cong 1,1 \cdot \left(\frac{T_2 - T_1}{l_{un}} \right)^{1/4} \quad (\text{k kal/m}^2 \text{ godz. } ^\circ\text{C}) \quad (14)$$

gdzie l_{un} jest zasadniczym wymiarem elementu oddającego ciepło (w metrach), a mianowicie dla rur i kul jest to średnica oraz dla płaszczyzn pionowych jest to wysokość.

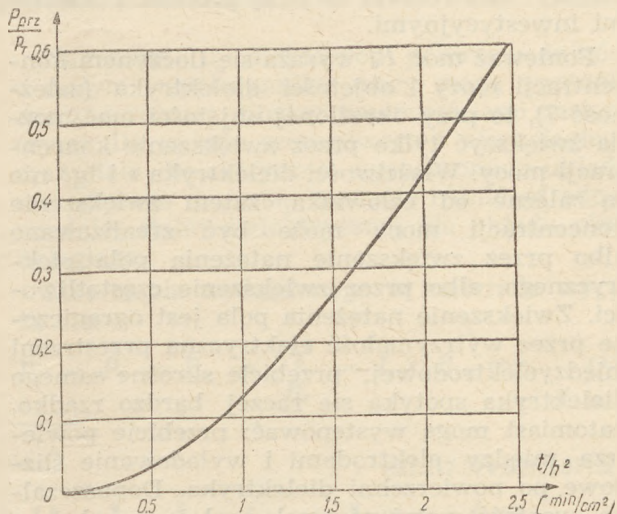
W przypadku płaszczyzn poziomych oddających ciepło od dołu należy straty obliczone wg zależności (13) zmniejszyć o 30%, a dla płaszczyzn górnych zwiększyć o 30% — przy czym do zależności (14) jako l_{un} należy podstawić wymiar krótszego boku płaszczyzny.

Straty przez przewodzenie ciepła od materiału nagrzewanego do przedmiotu bezpośrednio stykającego się z nim, jak np. do zimnych płyt prasy przy klejeniu drzewa, w sposób ogólny nie dadzą się ująć, gdyż warunki przewodzenia ciepła mogą być w każdym przypadku inne. Jako ogólne wytyczne można podać następujące: przy czasach nagrzewania rzędu do 1,5 minuty wpływ zimnych elektrod na rozkład temperatury w materiale nagrzewanym jest minimalny i straty cieplne są do pominięcia; przy dłuższych czasach nagrzewania, jak np. w przypadku suszenia drzewa, dla uniknięcia poważniejszych strat cieplnych należy materiał nagrzewany izolować cieplnie. Gdy zależy specjalnie na utrzymaniu jednakowej temperatury w całej objętości materiału nagrzewanego przy procesie prasowania, można płyty prasy dodatkowo podgrzewać elektrycznie lub zastosować cienkie elektrody o małej pojemności cieplnej izolowane od reszty prasy jak na rys. 11.

Dla zobrazowania wielkości strat przez przewodzenie podano na rys. 12 zależność stosunku mocy strat przez przewodzenie do teoretycznej wartości mocy grzania drzewa obliczonej wg zależności (10) — od stosunku t/h^2 , gdzie: h — odległość między elektrodami równa grubości drzewa (w centymetrach), t — czas nagrzewania w minutach potrzeby do osiągnięcia w środkowym przekroju drzewa pożądanej temperatury T_2 . Podany na rys. 12 wykres został wykonany przy założeniach: a) metalowe płyty stykają się bezpośrednio z drzewem,

b) temperatura płyt utrzymuje się stała przez cały okres grzania i wynosi 25°C . Z wykresu na rys. 12 można korzystać dla orientacyjnego określenia strat przez przewodzenie np. przy grzaniu drzewa w procesie klejenia.

Wszystkie poprzednio wyszczególnione moce wzięte razem tworzą wydatek mocy konieczny dla doprowadzenia materiału do określonego stanu cieplnego. Wydatek ten musi być pokry-



Rys. 12. Zależność współczynnika strat przez przewodzenie ciepłe t/h^2 przy grzaniu drzewa z zimnymi płytami [4].

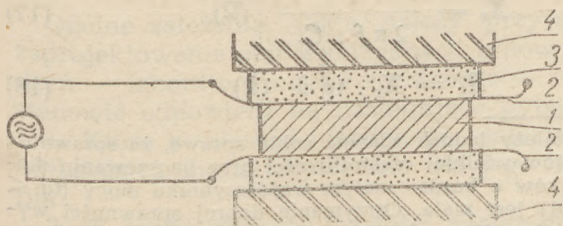
ty przez ciepło wytwarzane w materiale polem elektromagnetycznym wielkiej częstotliwości, czyli musi być pokryty przez energię czerpaną z generatora. Pełny bilans energetyczny wyrazi się zatem następująco:

$$Q_T + Q_u + Q_{pr} + Q_{un} + Q_{prz} = Q_d \quad (15)$$

albo

$$4,18 \cdot G_1 \cdot c_w \cdot (T_2 - T_1) + 4,18 \cdot c_u \cdot (G_1 - G_2) + S_{pr} \cdot p_{pr} \cdot t + \frac{S_{un} \cdot c_{un} \cdot (T_2 - T_1)}{860} \cdot t + P_{prz} \cdot t = P_d \cdot t \quad (15a)$$

Jak widać z wyrażenia (15a) potrzebną ilość ciepła Q_d można wytwarzać w różny sposób, gdyż wyraża się ona iloczynem dwóch czynników: P_d i t , które można dowolnie dobierać. Ponieważ ciepło użytkowe, wyrażone przez $(Q_T + Q_u)$, nie jest zależne od czasu nagrzewania, a natomiast straty — tj. $(Q_{pr} + Q_{un} + Q_{prz})$ — są proporcjonalne do czasu nagrzewania, to dla uzyskania możliwie znacznej sprawności należy dążyć do stosowania krótkiego czasu nagrzewania t . Stosowanie krótkiego czasu nagrzewania przynosi jeszcze jeden zysk, a mianowicie zwiększenie przepustowości urządzenia. Z drugiej jednak strony pociąga to za sobą konieczność posiadania generatora o odpowiednio większej mocy, który kosztuje więcej i zajmuje większą powierzchnię produkcyjną. Poza tym zbyt szybkie nagrzewanie materiału może być niedopuszczalne ze względu na pro-



Rys. 11. Przykład zabezpieczenia przed znacznymi stratami cieplnymi przez przewodzenie dla osiągnięcia jednakowej temperatury w całej objętości materiału prasowanego: 1 — materiał nagrzewany, 2 — elektrody, 3 — izolacja cieplna, 4 — płyty prasy.

ces technologiczny, np. ze względu na możliwość pęknięcia przy zbyt intensywnym suszeniu wilgotnego drzewa, lub ze względu na możliwość częściowej polimeryzacji proszku przy zbyt szybkim podgrzewaniu. Dlatego nie można podać ścisłych danych co do wyboru czasu nagrzewania, a jedynie można powiedzieć, że wartość czasu nagrzewania nie jest zbyt krytyczna oraz że należy dążyć do kompromisu między sprawnością cieplną procesu i kosztami inwestycyjnymi.

Ponieważ moc P_d wyraża się iloczynem koncentracji mocy i objętości dielektryka (zależność 7), to przy określonej objętości moc można zwiększyć tylko przez zwiększenie koncentracji mocy. Właściwości dielektryka ϵ i $\operatorname{tg} \delta$ nie są zależne od człowieka, zatem zwiększenie koncentracji mocy może być zrealizowane albo przez zwiększenie natężenia pola elektrycznego, albo przez zwiększenie częstotliwości. Zwiększenie natężenia pola jest ograniczone przez wytrzymałość elektryczną przestrzeni międzyelektrodowej; przebicie skrośne samego dielektryka spotyka się raczej bardzo rzadko, natomiast mogą występować: przebicie powietrza między elektrodami i wyładowanie ślizgowe po powierzchni dielektryka. Dopuszczalna wartość natężenia pola zależy w dużym stopniu od zawartości wilgoci w przestrzeni międzyelektrodowej i wynosi około $0,2 \div 2 \text{ kV/cm}$.

Z zależności (7) wynika, że dla uniknięcia niebezpieczeństwa przebicia elektrycznego zwiększenie koncentracji mocy celem przyspieszenia procesu nagrzewania najwygodniej można osiągnąć przez stosowanie znacznych częstotliwości. Budowa urządzeń dużej mocy w zakresie częstotliwości większych od 30 Mc/s napotyka dotychczas na znaczne trudności techniczne, przy czym sprawność tych urządzeń ze wzrostem częstotliwości maleje. Poza tym stosowanie zbyt wielkich częstotliwości może być przyczyną nierównomiernego nagrzewania wskutek powstawania fal stojących napiecia i prądu w materiale nagrzewanym. Zjawisko fal stojących może mieć miejsce np. przy suszeniu i klejeniu drzewa, gdzie wymiar elektrod i materiału nagrzewanego wyraża się w metrach i może być porównywalny z długością fali w dielektryku. Dla uniknięcia nierównomierności napiecia i prądu w dielektryku większej od 5%, odległość od punktu zasilania do najbardziej odległego punktu dielektryka powinna być mniejsza od $1/20$ długości fali w dielektryku. Warunek powyższy określa największa dopuszczalna częstotliwość ze względu na równomierność nagrzewania:

$$f_{\max} = \frac{1500}{X_{\max} \sqrt{\epsilon}} \quad (\text{Mc/s}) \quad (16)$$

gdzie: $X_{\max}$ — odległość od punktu zasilania do najbardziej odległego punktu dielektryka (cm).

W mianowniku zależności (16) znajduje się $\sqrt{\epsilon}$, gdyż szybkość rozchodzenia się fal i długość fali w dielektryku są $\sqrt{\epsilon}$ razy mniejsze od odpowiednich wartości w próżni.

Reasumując zagadnienie wyboru częstotliwości można powiedzieć, że w grzejnictwie dielektrycznym wartość stosowanej częstotliwości nie jest krytyczna; należy stosować częstotliwości wielkie, ale nie większe od 30 Mc/s i nie większe od częstotliwości $f_{\max}$ wyznaczanej przez zależność (16); ze względu na sprawność i łatwość konstrukcji urządzeń należy przy większych mocach stosować niższe częstotliwości. Wyjątki mogą stanowić:

a) nagrzewanie bardzo dobrych dielektryków o tak małym współczynniku strat, że przy częstotliwościach mniejszych od 30 Mc/s osiągnięta koncentracja mocy byłaby zbyt mała; w takich wyjątkowych przypadkach będzie usprawiedliwione stosowanie częstotliwości 100 Mc/s lub nawet większych ¹⁾;

b) sterylizacja żywności, gdzie przez dokładne dobranie częstotliwości (nagrzewanie selektywne) można wytworzyć maksimum mocy w niepożądanym organizmie przy stosunkowo nieznacznej wartości ciepła wydzielonego w sterylizowanej żywności.

5. Nierównomierne nagrzewanie materiałów nieprzewodzących

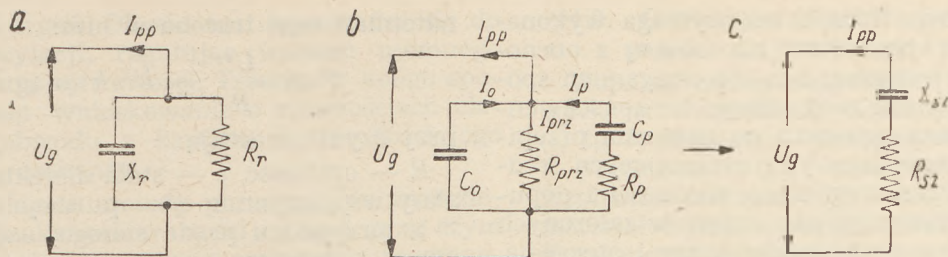
5.1. Elektryczne układy zastępcze dielektryków i półprzewodników

Przy rozpatrywaniu nagrzewania dielektryków uwarstwionych i niejednorodnych wygodnie jest posługiwać się elektrycznymi układami zastępczymi wsadu. Zasadniczy układ zastępczy dla półprzewodnika podano na rys. 13b. Dla dobrych dielektryków prąd przewodzenia I_{prz} jest bardzo mały i opór R_{prz} może być pominięty. Zasadniczy układ zastępczy zarówno półprzewodnika jak i dielektryka może być sprowadzony do układu zawierającego tylko dwa elementy: oporność i pojemność, przy czym połączenie tych elementów może być albo równoległe (Rys. 13a), albo szeregowo (Rys. 13c). Dla równoległego układu zastępczego oporność czynną i bierną można wyrazić następująco:

$$X_r = \frac{1}{2\pi f \cdot C_r} \quad (\Omega) \quad (17)$$

$$R_r = X_r \cdot \operatorname{tg} \delta \quad (\Omega) \quad (18)$$

¹⁾ Należy jednak zdawać sobie sprawę, że sprawność obwodów wielkiej częstotliwości przy nagrzewaniu dielektryków o bardzo małym współczynniku mocy ($\operatorname{tg} \delta < 0,01$) jest mała. Otrzymanie dobrej sprawności wymaga obwodów o bardzo wielkiej dobroci, czyli obwodów kosztownych. Dlatego zastosowanie nagrzewania dielektrycznego do materiałów o bardzo małym współczynniku mocy jest uzasadnione tylko wtedy, gdy wszelkie inne metody nagrzewania nie dają potrzebnego efektu jakościowego.



Rys. 13. Elektryczne układy zastępcze materiałów nieprzewodzących.

Oporności X_{sz} i R_z można wyrazić przez odpowiednie wielkości układu równoległego:

$$X_{sz} = \frac{X_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \quad (\Omega) \quad (19)$$

$$R_{sz} = R_r \cdot \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \quad (\Omega) \quad (20)$$

Gdy współczynnik mocy jest mały (mniejszy od 0,1), to można pominąć $\operatorname{tg}^2 \delta$ w stosunku do jedności; wtedy $X_{sz} \cong X_r$, $C_{sz} \cong C_r$ oraz $R_{sz} \cong R_r \cdot \operatorname{tg}^2 \delta$.

Natomiast u niektórych półprzewodników o dużym współczynniku mocy mogą wystąpić znaczne różnice między pojemnościami zastępczymi dla układu szeregowego i równoległego oraz stała dielektryczna wyznaczona z układu szeregowego może się znacznie różnić od odpowiedniej stałej dielektrycznej dla układu równoległego.

Moc ciepła wydzielonego w materiale wyraża się:

$$P_d = P_r = P_{sz} = \frac{U_g^2}{R_r} = I_{pp}^2 \cdot R_{sz} \quad (w) \quad (21)$$

c. d. n.

Prof. dr inż. ANDRZEJ JELLONEK

621.317.374:621.3.011.5

Urządzenia pomiarowe dla badania własności dielektryków przy wielkiej częstotliwości

1. Wstęp

Przed kilku laty uzasadniana była w tym samym czasopiśmie [11*) konieczność wytwarzania przez przemysł polski kilku rodzajów specjalnych materiałów dielektrycznych dla potrzeb telekomunikacji. W okresie pomiędzy obiema publikacjami została opracowana technologia niektórych z proponowanych wówczas materiałów. Przejście jednak od badań laboratoryjnych do produkcji wymaga, między innymi, opracowania kontroli jakości wyrobów.

Ponieważ pomiary własności elektrycznych stanowiły również znaczną część dotychczasowych badań laboratoryjnych, wydaje się celowe przeanalizowanie, w tym właśnie stadium przygotowań, stosowności poszczególnych metod, trudności budowy odpowiednich przyrządów oraz możliwości ich automatyzacji.

2. Założenia ogólne

Ogólne założenia, jakie należy przyjąć dla zaprojektowania obu wymaganych typów urządzeń — laboratoryjnego i ruchowego — muszą stanowić odpowiedź na następujące pytania:

1. Które z własności badanego materiału są najbardziej charakterystyczne dla jego działania?

2. W jakim zakresie wartości wielkości mierzonej i w jakim obrębie zmian warunków o-

czenia (częstotliwość, temperatura itp.) ma być przeprowadzony pomiar?

3. Jaka jest żądana dokładność wyniku pomiaru?

4. Jaka ma być przelotowość zaprojektowanego urządzenia?

5. Jakie będzie wyszkolenie personelu i jaki wobec tego ma być stopień automatyzacji obsługi urządzenia pomiarowego?

Dane, wynikające w konkretnym przypadku z odpowiedzi na powyższe pytania, wystarczają na ogół do obrania metody, dokonania wyboru przyrządów spośród znajdujących się na rynku, posiadanych w laboratorium, względnie możliwych do wykonania własnymi środkami.

3. Wybór wielkości charakterystycznych dla materiałów dielektrycznych wielkiej częstotliwości

Problem materiałów dielektrycznych nie obejmuje pojedynczego zagadnienia, ale cały ich zespół. Łączy się on prawie ze wszystkimi zjawiskami elektrycznymi i wielu nieelektrycznymi, zachodzącymi w ciałach stałych, płynnych i gazowych. Ujęcie tego skomplikowanego splotu zjawisk w systematyczne, proste ramy, dostępne dla pomiaru, można przeprowadzić dwiema metodami.

Pierwsza z nich, mająca charakter techniczny, polega na zmierzeniu przeciętnych własności charakteryzujących

*) Liczby w nawiasach oznaczają pozycję spisu literatury.

cych tworzywo. Sposób ten wymaga wykonania osobnych pomiarów dla każdej z obciążających nas własności i to we wszystkich spodziewanych warunkach pracy. W konsekwencji metoda taka prowadzi do ustalenia przepisów (norm) materiałowych, określających średnie wartości poszczególnych własności i dopuszczalne ich rozrzuty, zachodzące w założonych granicach wariantów warunków pracy i otoczenia. Te przeciętne własności możemy ująć w postaci liczbowych współczynników, nazywanych, niezbyt ścisłynie, stałymi materiałowymi.

Znajomość „stałych materiałowych” wystarcza tylko w takich zastosowaniach praktycznych, w których:

1. posługujemy się materiałem takim samym jak ten, dla którego zostały przeprowadzone badania i zestawione normy;

2. zachowujemy przewidziane normami warunki pracy i otoczenia.

Normy nie pozwalają natomiast, mimo żmudnej pracy, niezbędnej na ich przygotowanie, na przewidzenie:

1. jak opisany w tych normach materiał zachowa się w nieprzewidzianych warunkach pracy i otoczenia;

2. jak będzie się zachowywał materiał niewiele nawet odmienny od pierwotnego;

3. w jaki sposób należy zaprojektować nowy materiał o odmiennych, z góry założonych własnościach.

Znacznie dokładniejszą znajomość własności dielektryka uzyskujemy przez teoretyczne powiązanie wartości stałych materiałowych z wewnętrzną budową drobinową, czy atomową. Dla celów takiej technicznej obadawczej metody staramy się zwykle zużytkować te spośród stałych materiałowych, które są najłatwiej i najdokładniej mierzalne, względnie najważniejsze z punktu widzenia praktycznego zastosowania, a więc zwykle również najdokładniej zbadane.

Oba podejścia wymagają zatem zmierzenia stałych materiałowych.

Z punktu widzenia zastosowania praktycznego dielektryki można podzielić na dwie grupy: izolatory i materiały kondensatorowe. Dielektryk jest tym lepszym izolatorem, im:

- a) płynie przez niego mniejszy prąd przy danej wartości przyłożonego napięcia,
- b) mniejsze zachodzą w nim straty energii przy danej wartości przyłożonego napięcia,
- c) wyższe jest napięcie przebijające,
- d) bardziej stałe są jego własności w czasie,
- e) własności jego mniej zależą od zmian warunków otoczenia (temperatura, wilgotność itp.).

Wielkość prądu płynącego przez dielektryk w stanie ustalonym wynosi:

$$I \approx U \left[\frac{1}{R} + j k \varepsilon \omega \right]$$

natomiast moc tracona w nim:

$$P \approx \frac{U^2}{R} + U^2 k \varepsilon \omega \operatorname{tg} \delta$$

przy czym oznaczają:

R — oporność, ε — stała dielektryczna, k — stały współczynnik, ω — pulsacja.

W przypadku prądu stałego, względnie niewielkiej częstotliwości, dobroć izolatora określona jest dużą opornością R ; natomiast dla częstotliwości dużych największy wpływ ma stała dielektryczna ε i $\operatorname{tg} \delta$, których wartości powinny być możliwie małe i stałe.

Materiałom kondensatorowym stawiamy podobne wymagania, jak izolatorom; odmienne jest jedynie wymaganie możliwie dużej pojemności C przy małych wymiarach geometrycznych. Wobec tego stała dielektryczna ε powinna być możliwie duża.

Jak widać z powyższego zestawienia, wszystkie materiały dielektryczne zarówno małe, jak i wielkiej częstotliwości można scharakteryzować co do własności elektrycznych wartościami R , ε $\operatorname{tg} \delta$ oraz napięciem przebicia, powyżej którego wartości współczynników materiałowych zmieniają się całkowicie i nieodwracalnie.

W większości zastosowań telekomunikacyjnych materiały dielektryczne pracują znacznie poniżej granicy przebicia; natomiast częstotliwości są dostatecznie duże dla pominięcia R wobec $\frac{1}{\omega C}$. Tak więc dla scharakteryzowania praktycznego zachowania się materiałów dielektrycznych w zastosowaniach radiotechnicznych i teletechnicznych stosowane są najczęściej wartości ε i $\operatorname{tg} \delta$.

4. Możliwości pomiaru stałej dielektrycznej i kąta stratności

4.1. Metody pomiarowe

Spośród dwu możliwych grup metod pomiarowych, polegających na obserwacji mocy, względnie napięcia, tylko grupa druga znajduje zastosowanie w praktyce, gdyż poprawne przeprowadzenie pomiaru mocy traconej w dielektryku jest trudne, a wynik pomiaru jest na ogół niezbyt dokładny.

Grupa metod napięciowych obejmuje trzy główne odmiany: pierwsza z nich polega na porównaniu spadku napięcia na próbce i zastępczym, wzorcowym zespole, złożonym z oporów R i pojemności C o znanych wartościach; jako układ porównawczy mogą służyć mostki: czteroramienny, teowy, względnie dwuteowy, różnicowy; może to być również obwód oscylacyjny. W każdym z powyższych przypadków napięcie mierzone może mieć wartość ustaloną i kształt sinusoidalny lub prostokątny; układ może być również zasilany krótkotrwałymi impulsami.

Drugą odmianę stanowi zastosowanie obwodu oscylacyjnego pracującego na granicy pow-

stawiania drgań. Obwód ten doprowadza się do stanu oscylacji, regulując wartość ujemnego oporu o znanej wartości. Trzecim w końcu sposobem jest wnioskowanie o własnościach elementów obwodu z kształtu i szerokości jego krzywej rezonansu.

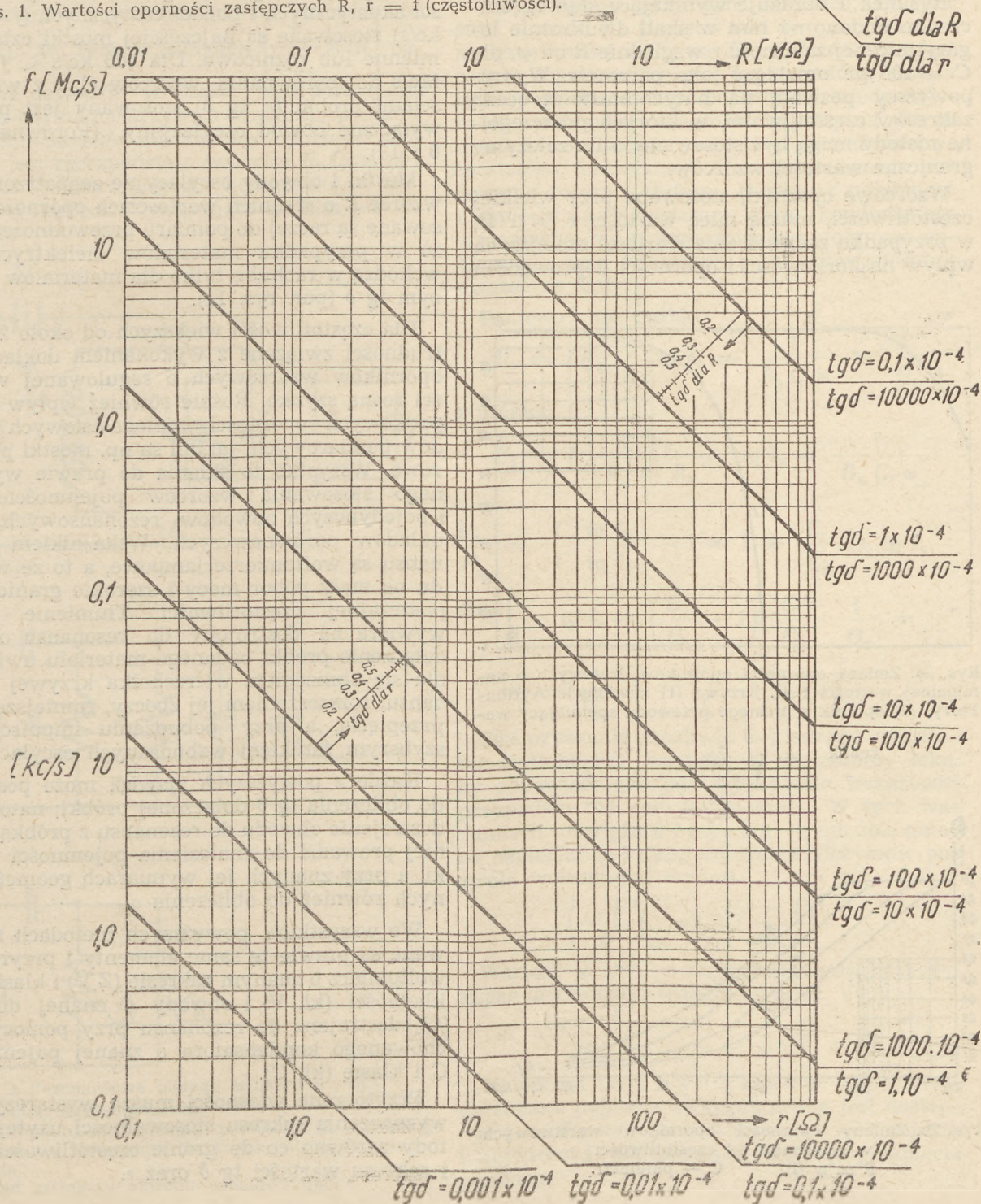
Wszystkie te metody pozwalają na znalezienie obu szukanych wartości ϵ i $\text{tg } \delta$, przy czym pomiar ϵ wymaga zawsze zmierzenia pojemności próbki, a wartość $\text{tg } \delta$ otrzymujemy z tejże pojemności i pomiaru zastępczego oporu układu.

4.2. Granice stosowalności metod napięciowych

Wspólną cechą wszystkich metod napięciowych jest wyrażanie własności dielektryków (ϵ , $\text{tg } \delta$) w postaci zastępczych oporności (R) i pojemności (C) połączonych równolegle względnie szeregowo (r , c). Wartości stałych materiałowych i współczynników zastępczych związane są zależnościami:

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{RC\omega} = r c \omega. \quad C = k \epsilon \approx c$$

Rys. 1. Wartości oporności zastępczych R , $r = f$ (częstotliwości).



Spotykane najczęściej w praktyce pomiarowej wartości C i $\operatorname{tg} \delta$ są:

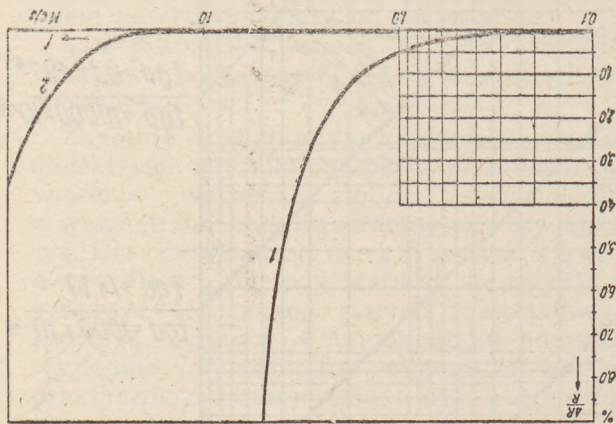
$$50 \text{ pF} \leq C \leq 100 \text{ pF},$$

$$1 \cdot 10^{-4} \leq \operatorname{tg} \delta \leq 10000 \cdot 10^{-4}$$

W metodach napięciowych wartości te muszą być porównane z odpowiednimi wzorcami R , C względnie r , c . Z przyrządów i metod teoretycznie możliwych te tylko są stosowane w praktyce, które pozwalają na pomiar wskazanych powyżej ε i $\operatorname{tg} \delta$ przy pomocy wzorców o takich wartościach, które mogą być jeszcze uzyskane z zadowalającą dokładnością.

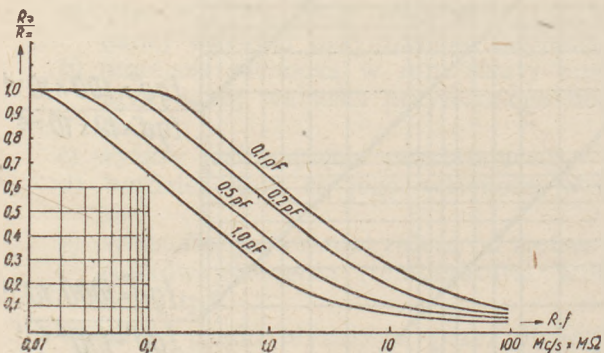
Rysunek 1 obrazuje wynikające stąd ograniczenia. Podano na nim w skali dwukrotnie logarytmicznej zależność r względnie R od ω , dla $C = 100 \text{ pF}$ oraz $\operatorname{tg} \delta$ jako parametr. Wykres powyższy pozwala na natychmiastową ocenę zakresów częstotliwości, w których poszczególne metody mogą być stosowane, o ile założymy graniczne wartości wzorców.

Wzorcowe oporniki, stosowane przy wielkiej częstotliwości, muszą mieć wartości $r \geq 1 \Omega$; w przypadku zastosowania wartości mniejszych wpływ naskórkowości i oporności doprowadzeń



Rys. 2a. Zmiany oporności oporników drutowych o nominalnej wartości 1Ω . Krzywa (1) nawinięcie Ayton-Perry; (2) opornik z prostego przewodu spełniający warunek

$$r = \sqrt{\frac{L}{C}}$$



Rys. 2b. Zmiany oporności oporników warstwowych w zależności od częstotliwości $R = \psi(f)$. C — parametr.

powoduje znaczne zmniejszenie dokładności (rys. 2a); podobnie dzieje się dla $R > 1 \text{ M}\Omega$ ze względu na wpływ pojemności (rys. 2b). Wobec tego $\operatorname{tg} \delta = 1 \cdot 10^{-4}$ jest mierzalny (por. rys. 1), dopiero dla $f \geq 16 \text{ Mc/s}$ przy zastosowaniu wzorca R względnie dla $f \leq 0,16 \text{ Mc/s}$ dla wzorcowego r .

W konsekwencji we wszystkich metodach i przyrządach pracujących przy małej i średniej częstotliwości ($f \leq 2 \text{ Mc/s}$) stosować należy szeregowo wzorce oporności. Warunek ten jest niezależny od stosowanego układu porównawczego, który dobieramy tylko ze względu na wygodę obsługi. Dlatego też dla częstotliwości akustycznych i ponadakustycznych ($f \leq 100 \text{ kc/s}$) stosowane są najczęściej mostki czteroramienne lub różnicowe. Dla $100 \text{ kc/s} \leq f \leq 2 \text{ Mc/s}$ do porównania wzorców C , r z własnościami próbki (ε , $\operatorname{tg} \delta$) stosowany jest prawie wyłącznie obwód oscylacyjny. (Porównaj rys. 6 i 13).

Mostki i obwody oscylacyjne zaopatrzone we wzorce R o średnich wartościach oporności stosowane są raczej do pomiaru przewodności, także w przypadku materiałów dielektrycznych wchodzi w rachubę tylko dla materiałów o dużym $\operatorname{tg} \delta$ (por. rys. 11).

Dla częstotliwości większych od około 2 Mc/s trudności związane z wykonaniem dokładnych oporników wzorcowych o regulowanej wartości rosną szybko. Rośnie również wpływ przypadkowych oporności wielogłęziowych układów pomiarowych, jakimi są np. mostki pomiarowe. Wszystko to skłania do prawie wyłącznie stosowania wzorców pojemnościowych i pojedynczych obwodów rezonansowych, jako układów porównawczych. Wskaźnikiem rezonansu są woltomierze lampowe, a to ze względu na mały pobór mocy i szerokie granice dopuszczalnej częstotliwości. Tłumienie, jakie wywiera na dostrojony do rezonansu obwód dołączenie próbki badanego materiału uwiadcza się obniżeniem wierzchołka krzywej rezonansu, rozszerzeniem jej zbocz, zmniejszeniem przepięcia, a przy pobudzaniu impulsowym, szybszym zanikiem wzbudzanych oscylacji.

Każde z powyższych zjawisk może posłużyć do obliczenia $\operatorname{tg} \delta$ dołączonej próbki; natomiast dostrojenie obwodu do rezonansu z próbką i bez niej prowadzi do znalezienia pojemności próbki, a przy znanych jej wymiarach geometrycznych również do obliczenia ε .

We wszystkich powyższych metodach stosowane są prawie te same elementy i przyrządy: woltomierz o znanym zakresie (ZV) i klasie dokładności (kl. V) i obwody o znanej dobroci (Q_0) dostrajane do rezonansu przy pomocy cechowanego kondensatora o znanej pojemności C i klasie (kl. C).

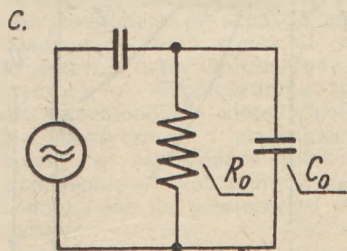
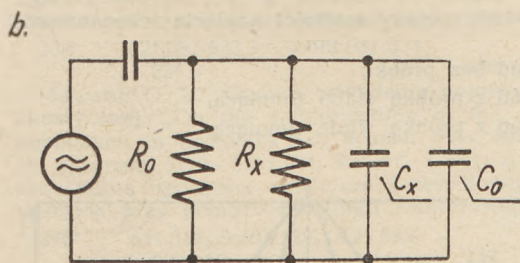
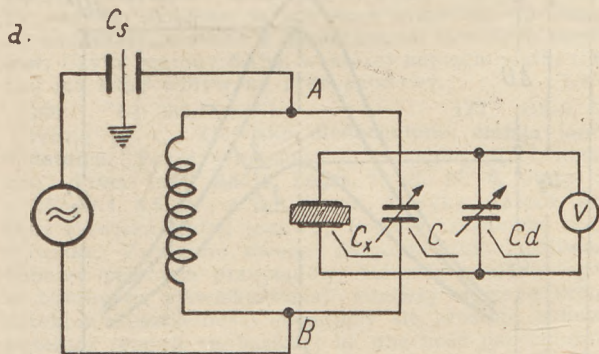
Przytoczone własności muszą wystarczyć do wyznaczenia zakresu stosowalności użytej metody zarówno co do granic częstotliwości, jak i zakresu wartości $\operatorname{tg} \delta$ oraz ε .

Z powyższych metod najczęściej dotychczas stosowane są:

- metoda zmiany napięcia rezonansowego,
- metoda zmiany szerokości krzywej rezonansu,
- metoda przepięciowa.

4.3. Metoda zmiany napięcia rezonansowego

Obwód oscylacyjny zasilany jest równolegle siłą elektromotoryczną (rys. 3a) przez kondensator sprzęgający o tak małej pojemności (C_s), że prąd I dopływający do końcówek AB obwodu możemy uważać za stały, niezależnie od stanu dostrojenia i przeciwstawiony przez obwód opór (R). W tych warunkach $\left| \frac{1}{\omega C_s} \gg R \right|$ napięcie na obwodzie w czasie jego dostrojenia zakresła normalną krzywą rezonansu; w stanie dostrojenia samego obwodu jego oporność równoległa jest rzeczywista o wartości R_0 (rys. 3b). Pojemność dostrajającego kondensatora wynosi C_0 a napięcie występujące na nim jest U_0 (rys. 3c).



Rys. 3. Rezonansowe metody pomiaru ϵ i $\text{tg } \delta$

- schemat układu połączeń,
- układ zastępczy obwodu pomiarowego z próbką dołączoną równolegle do kondensatora strojenieowego,
- układ zastępczy obwodu pomiarowego.

Przyłączenie próbki powoduje przestrojenie i zmniejszenie napięcia. Po ponownym dostrojeniu wartość pojemności kondensatora strojenieowego zmienia się na C_2 , napięcie maleje do wartości U_2 , a opór przyjmuje wartość R . Zmiany te następują na skutek wprowadzenia przez próbkę do obwodu zastępczej oporności równoległej R_x i pojemności C_x (rys. 3b).

Wartość pojemności próbki możemy znaleźć z obu położań kondensatora dostrajającego jako $C_x = C_0 - C_2$, natomiast jej opór R_x z równania $R = \frac{R_x R_0}{R_0 + R_x}$.

Przyjmujemy przy tym milcząco, że opór strat obwodu R_0 pozostał taki sam, mimo zmiany pojemności z C_0 na C_2 ; założenie to jest o tyle usprawiedliwione, że zmieniona została tylko powietrzna część pojemności kondensatora C , natomiast większość występujących w nim strat wywołana jest obecnością dielektryka stałego, koniecznego dla mechanicznego połączenia rotora i statora. Ponieważ pojemność i napięcie na tej stratnej części kondensatora wzorcowego nie uległy zmianie, zatem moc pobierana i opór wyliczony z tej mocy możemy uważać za stały.

Ponieważ bez próbki

$$U_0 = I R_0; \quad \text{tg } \delta_0 = \frac{1}{R_0 C_0 \omega} \approx \frac{1}{Q_0};$$

z próbką

$$U_2 = I \frac{R_0 R_x}{R_0 + R_x}; \quad \text{tg } \delta_x = \frac{1}{R_x C_x \omega};$$

więc:

$$\frac{U_0}{U_2} = \frac{C_x \text{tg } \delta_x}{C_0 \text{tg } \delta_0} + 1 = 1 + \frac{C_x}{C_0} Q_0 \text{tg } \delta_x,$$

skąd:

$$\begin{aligned} \text{tg } \delta_x &= \left(\frac{U_0}{U_2} - 1 \right) \frac{C_0}{C_x} \cdot \frac{1}{Q_0} = \\ &= \frac{U_0 - U_2}{U_0} \cdot \frac{U_0}{U_2} \cdot \frac{C_0}{C_x} \cdot \frac{1}{Q_0} \end{aligned}$$

Dla uzyskania możliwie dokładnego wskazania woltomierza wartość U_0 wybieramy taką, by odpowiadające jej wychylenie wskazówki przypadło tuż koło końca skali. W tych warunkach najmniejsza względna zmiana napięcia, na której poprawne odczytanie pozwala woltomierz, wynosi

$$\left(\frac{\Delta U}{U} \right)_{\min} = \frac{U_0 - U_2}{U_0}$$

Wartość ta jest co najmniej równa liczbowo klasie dokładności woltomierza (kl. V) =

$$= \frac{U_0 - U_2}{U_0}$$

Natomiast największa dopuszczalna zmiana napięcia uwarunkowana jest dostępnymi zakresami zastosowanego woltomierza i największą dopuszczalną wartością napięcia pomiaru.

Graniczne wartości kąta stratności dające się odczytać przy pomocy takiego zestawu wynoszą:

$$(\text{kl. V}) \frac{U_0}{U_2} \cdot \frac{C_0}{C_x} \cdot \frac{1}{Q_0} \leq \text{tg } \delta_x \leq \left[\frac{\text{maksym. zakres woltomierza}}{\text{minimalny zakres woltomierza}} - 1 \right] \frac{C_0}{C_x} \cdot \frac{1}{Q_0} \quad (1)$$

Granice wartości $\frac{C_0}{C_x}$ względnie $\frac{U_0}{U_2}$ możemy oszacować dodatkowo. I tak musi być zawsze: $C_x \leq C_0$, bo tylko w takich warunkach możliwe jest dostrojenie do rezonansu układu po dołączeniu próbki. Natomiast dla uzyskania poprawnego odczytu pojemności na tym samym kondensatorze dostrajającym należy obrać, ze względu na dokładność:

$$C_x \geq \sim \frac{1}{3} C_0$$

Wobec tego otrzymujemy:

$$\frac{1}{3} C_0 \leq C_x \leq C_0; \quad C_{x(\min)} = \frac{1}{3} C_0;$$

$$C_{x(\max)} = C_0$$

Podobnie wartość napięcia występującego na obwodzie po dołączeniu próbki obciążonej stratami, musi być niższa lub co najwyżej równa wartości dla samego obwodu. Wobec tego:

$$U_2 \leq U_0 \quad \text{oraz} \quad \left(\frac{U_0}{U_2} \right)_{\min} = 1$$

Poza tym przeciętne rynkowe woltomierze wielkiej częstotliwości mają: $\frac{U_{\max}}{U_{\min}} \leq 20$

W tych warunkach nierówność przybiera postać:

$$\left| \frac{\text{kl. V}}{Q_0} \right| \leq \text{tg } \delta_x \leq \frac{C_0}{Q_0}$$

Przykład:

Woltomierz o zakresach 5V, 100 V; (kl. V) = 4%; $Q_0 = 200$; daje: $2 \cdot 10^{-4} \leq \text{tg } \delta_x \leq 3000 \cdot 10^{-4}$

Zastosowanie kompensacji. Ograniczenie co do $\text{tg } \delta_{x(\min)}$, narzucone przez zakres i klasę użytkowego woltomierza, można obejść, stosując kompensację przynajmniej części napięcia U_0 . W normalnej pracy, bez kompensacji woltomierz musi mieć zakres (V_1) odpowiadający największemu napięciu (U_0), które występuje na obwodzie: $V_1 \geq U_0$. Konieczna klasa (kl. V_1) tego przyrządu wynika z najmniejszej różnicy napięć $\Delta U_{\min} = U_0 - U_2$, którą jeszcze chcemy zmierzyć:

$$\Delta U_{\min} = U_0 - U_2 = |\text{kl. V}_1| \cdot U_0$$

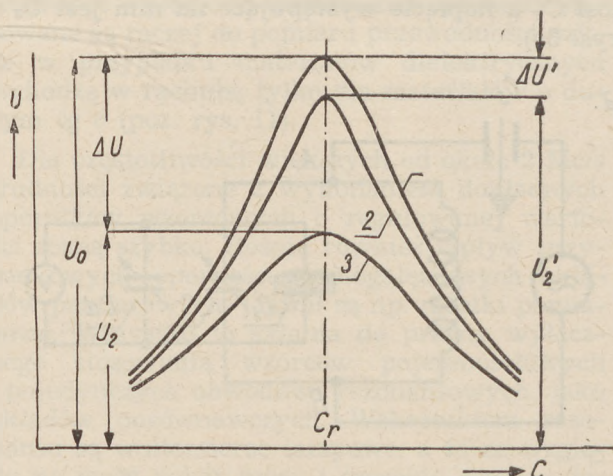
$$\text{tg } \delta_{x \min} \geq \text{kl. V}_1 \frac{U_0}{U_2} \frac{C_0}{C_x} \frac{1}{Q_0}$$

Jeżeli jednak w obwód przyrządu wprowadzić się pomocnicze napięcie stałe (U_{const}) tak załączone, by wskazówka woltomierza zaczęła się wychylać dopiero dla $U > U_{\text{const}}$, wówczas woltomierz musi mierzyć jedynie różnice: $U_0 - U_{\text{const}}$; może on zatem pracować na niższym niż poprzednio zakresie skali $|V_2|$. Na tym nowym zakresie maleje jednak również: najmniejsza dająca się odczytać różnica napięć (rys. 4) do wartości

($\Delta U'$)_{min} = $U_0 - U_2' = |\text{kl. V}_2| (U_0 - U_{\text{const}})$

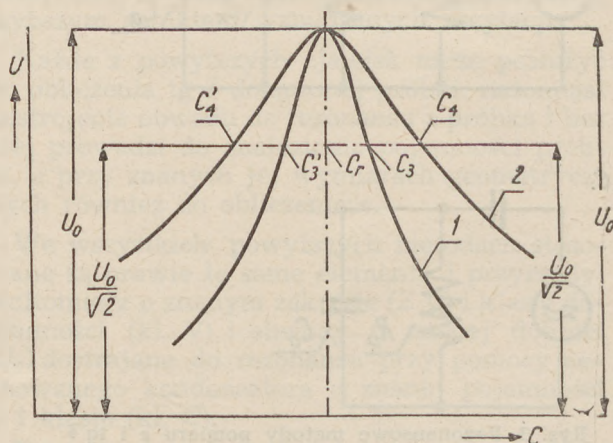
Najmniejszy $\text{tg } \delta_{x(\min)}$, mierzony skompensowaną aparaturą, wynosi

$$\text{tg } \delta_{x'(\min)} = \frac{U_0 - U_2'}{U_2'} \frac{C_0}{C_x} \frac{1}{Q_0} = |\text{kl. V}_2| \frac{U_0 - U_{\text{const}}}{U_2'} \frac{C_0}{C_x} \frac{1}{Q_0}$$



Rys. 4. Metoda zmiany wartości napięcia rezonansowego:

- 1) obwód bez próbki,
- 2) obwód z próbką słabo tłumiącą,
- 3) obwód z próbką silnie tłumiącą.



Rys. 5. Metoda rozstrojenia; krzywe rezonansu sprowadzone do wspólnego wierzchołka.

- 1) sam obwód,
- 2) obwód z próbką.

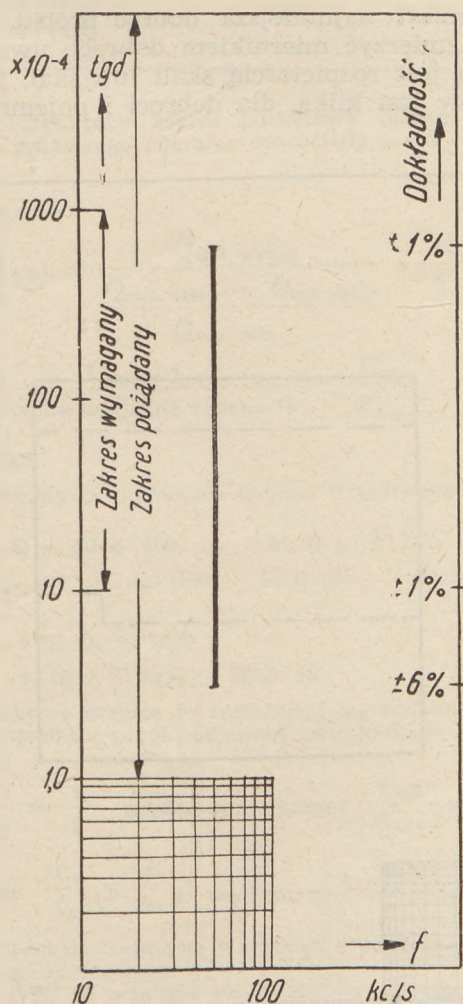
Wzory na $\operatorname{tg} \delta_{x(\min)}$ oraz $\operatorname{tg} \delta'_{x(\min)}$ różnią się tylko czynnikiem napięciowym, który dla $\operatorname{tg} \delta_{x(\min)}$ wynosi $\frac{U_0}{U_2}$, natomiast dla $\operatorname{tg} \delta'_{x(\min)}$ ma wartość $\frac{U_0 - U_{\text{const}}}{U_2'}$; ponieważ najmniejsze wartości jakie mogą przybrać te czynniki są 1, względnie 0, więc ostatecznie:

$$\operatorname{tg} \delta_{x(\min)} \geq |\text{kl. } V_1| \cdot \frac{1}{Q_0}; \quad \operatorname{tg} \delta'_{x(\min)} \geq 0$$

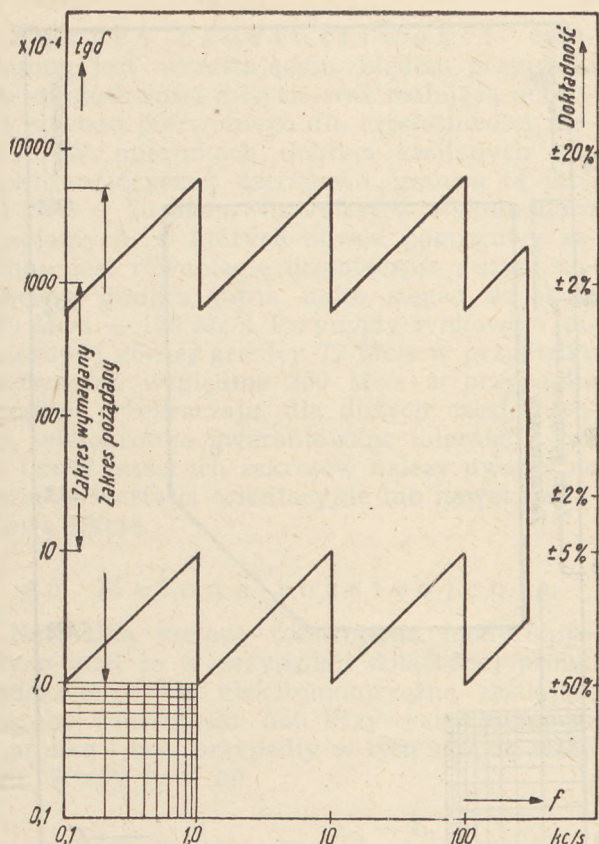
W przypadku, jeżeli $U_{\text{const}} = U_2'$, otrzymujemy:

$$\operatorname{tg} \delta'_{x(\min)} = |\text{kl. } V_2| \cdot \frac{U_0 - U_{\text{const}}}{U_{\text{const}}} \cdot \frac{C_0}{C_x} \cdot \frac{1}{Q_0} \approx \left| \frac{\text{zakres } V_2}{U_{\text{const}}} \right| \cdot \left| \frac{\text{kl. } V_2}{Q_0} \right|$$

Układ pozwala zatem na zmierzenie dowolnie małego $\operatorname{tg} \delta'_{x(\min)}$ pod warunkiem, że wprowadzi się dostatecznie duże napięcie pomocnicze i użyje odpowiednio czuły woltomierz. (zakres V_2 !).



Rys. 6. Przybliżony zakres pomiarowy mostka różnicowego Siemens & Halske, dostosowanego do pomiaru ε i $\operatorname{tg} \delta$ przy 50 c/s (liczono dla próbki $C = 100$ pF).



Rys. 7. Przybliżony zakres pomiarowy mostka typu Scheringa, dostosowanego do pomiaru strat materiałowych dielektrycznych (liczono dla próbki $C = 100$ pF).

Ukrytym warunkiem prawdziwości takiego pomiaru jest stałość, w czasie pomiaru, napięcia pomocniczego U_{const} oraz napięć U_0 i U_2' . Spełnienie tego postulatu wymaga zastosowania stabilizowanych źródeł: zasilającego obwód napięciem wielkiej częstotliwości oraz stałego, pomocniczego. Wahania wartości obu tych napięć względem siebie stanowią granicę możliwości metody. Zmiany wzajemne obu napięć zmniejszają się jednak znacznie jeżeli zarówno tak U_{const} , jak i U_0 pobieramy z tego samego źródła. Dla uzyskania takich warunków napięcie U_{const} pobierane jest poprzez odpowiedni prostownik ze źródła wielkiej częstotliwości [2, 4], które zasilą obwód.

Dla takiego urządzenia ostateczną granicę pomiaru stanowi już tylko najmniejsze napięcie, które potrafimy zmierzyć poprawnie woltomierzem wielkiej częstotliwości.

Przykład:

Woltomierz wielkiej częstotliwości o zakresach $U_{\min} = 5$ V; $U_{\max} = 50$ V; klasy $\pm 5\%$; obwód o dobroci $Q_0 = 200$; napięcie zasilające obwód: 50 V.

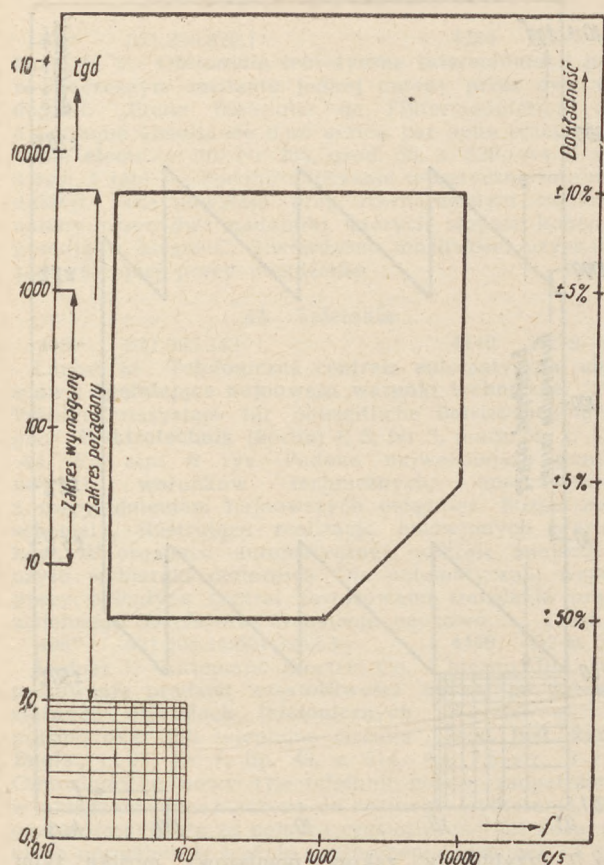
Najmniejsza dająca się mierzyć wartość $\operatorname{tg} \delta$:

bez kompensacji:

$$\operatorname{tg} \delta_{x(\min)} \geq \frac{|\text{kl. } V_1|}{Q_0} = \frac{5 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^2} = 2,5 \cdot 10^{-4}$$

z kompensacją:

$$\operatorname{tg} \delta'_{x(\min)} \geq \frac{|\text{kl. } V_2|}{Q_0} \cdot \frac{\text{zakres } V_2}{U_{\text{const}}} = \frac{5 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^2} \cdot \frac{5}{45} = 0,28 \cdot 10^{-4}$$



Rys. 8. Przybliżony zakres pomiarowy mostka „Tesla”, dostosowanego do pomiaru ε i $\operatorname{tg} \delta$ (liczone dla $C = 100 \text{ pF}$).

Zakres częstotliwości, jaki otrzymuje się przy zastosowaniu powyższej metody, zależy od zachowania się woltomierza i obwodu. Najwyższa częstotliwość pomiaru ograniczona jest uchybami i zmniejszeniem oporności wejściowej woltomierza, rosnącymi z częstotliwością oraz zmianami dobroci obwodu. Normalnie stosowane woltomierze lampowe pozwalają na przeprowadzenie pomiaru dla częstotliwości $f \leq 100 \text{ Mc/s}$. Również dobroć obwodów o stałych skupionych maleje szybko w okolicy tej samej częstotliwości. Kres ten można znacznie przesunąć ku częstotliwościom dużym, aż do granicy fal centymetrowych ($k \text{ Mc/s}$), w przypadku użycia obwodów o stałych rozłożonych i woltomierzy specjalnych. Na razie jednak brak jest przyrządów rynkowych tego rodzaju. Wykonywanie przyrządów specjalnych należy już do dziedziny prac badawczych, której nie obejmuje niniejsze opracowanie.

4. 4. Metoda przepięciowa (zastosowanie miernika dobroci)

Dyskusję zakresu stosowania metody przepięciowej można przeprowadzić w podobny sposób, jak to zrobiono dla metody zmiany wartości napięcia rezonansowego.

Dobroć zastępcza obwodu z załączoną badaną próbką jest:

$$Q_w = \frac{Q_0 Q_x}{Q_0 + Q_x} \cdot \frac{C_0}{C_x}$$

skąd

$$Q_x = \frac{Q_w Q_0}{Q_0 - Q_w} \cdot \frac{C_x}{C_0} = \frac{Q_w}{Q_0 - Q_w} \cdot \frac{C_x}{C_0}$$

W przypadku obrania odczytu Q_0 na końcu skali wskaźnika i odczytania najmniejszej możliwej, ze względu na dokładność przyrządu, różnicy wskazań, otrzymujemy:

$$\left(\frac{Q_0 - Q_w}{Q_0} \right)_{\min} \geq |\text{kl. } Q|$$

oraz

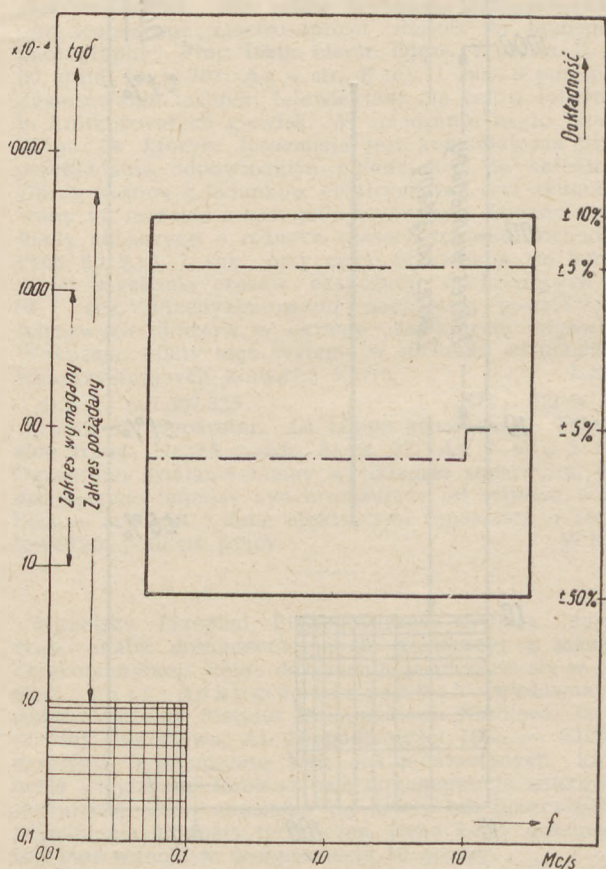
$$Q_x \leq \frac{Q_w}{|\text{kl. } Q|} \cdot \frac{C_x}{C_0}$$

Ponieważ Q_0 obrano na końcu skali, a Q_w różni się bardzo niewiele od Q_0 oraz ponieważ dla umożliwienia dostrojenia $C_x \leq C_0$, więc

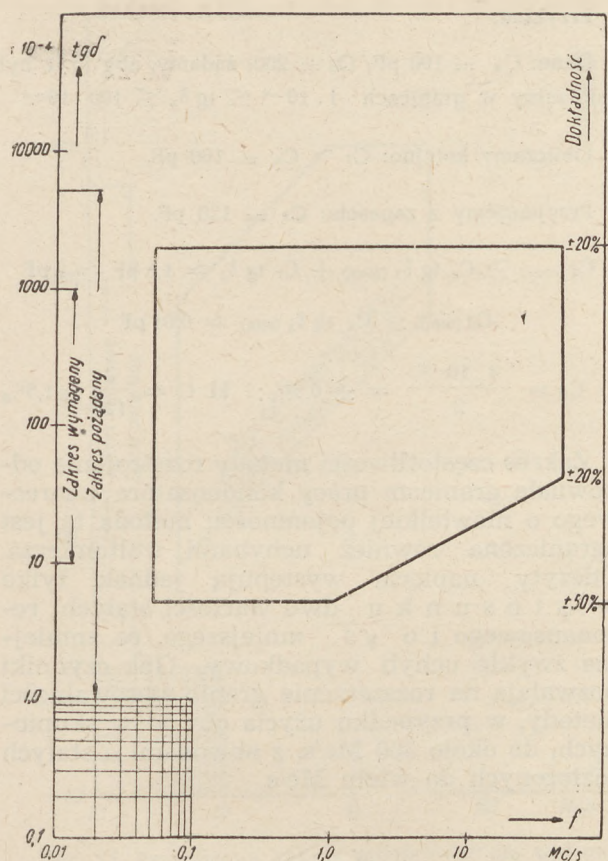
ostatecznie: $Q_{x(\max)} \leq \frac{Q \text{ końca skali}}{|\text{kl. } Q|}$

oraz $\operatorname{tg} \delta_{x(\min)} \geq \frac{|\text{kl. } Q|}{Q \text{ końca skali}}$

Natomiast najmniejsza dobroć próbki, jaką można zmierzyć miernikiem dobroci, uwarunkowana jest rozpiętością skali lub skal, jeżeli zakresów jest kilka, dla dobroci i pojemności.



Rys. 9. Przybliżony zakres pomiarowy dla $\operatorname{tg} \delta$ specjalnego miernika dobroci.



Rys. 10. Przybliżony zakres pomiarowy dla $\operatorname{tg} \delta$ przeciętnego rynkowego miernika dobroci ($Q = 20 \div 600$).

Ostatecznie:

$$Q_x (\min) \geq \frac{Q_{\min. \text{ zakresu}}}{Q_{\max. \text{ zakr.}} - Q_{\min. \text{ zakr.}}} \cdot \frac{C_{\min}}{C_{\max}} =$$

$$= \frac{Q_{\min. \text{ zakr.}}}{\text{całkowita względna zmiana } Q} \cdot \frac{C_{\min}}{C_{\max}}$$

Przykład:

W rynkowych miernikach dobroci uzyskiwane są zakresy:

$$Q = 20 \div 600 \quad \text{kl. } Q = \pm 20\% \\ C = (100 \div 400) \text{ pF}$$

Stąd:

$$5 \leq Q_x \leq 3000 \\ 3 \cdot 10^{-4} \leq \operatorname{tg} \delta_x \leq 2000 \cdot 10^{-4}$$

W praktyce granice te zacieśniają się na skutek tego, że pojemność próbki obieramy zwykle $C_x \approx 100 \text{ pF}$, skąd:

$$\frac{C_{\min}}{C_{\max}} \approx \frac{1}{2} \quad \text{zamiast teoretycznej} \quad \frac{C_{\min}}{C_{\max}} \approx \frac{1}{4}$$

Również $\frac{C_x}{C_0} \leq \frac{1}{2}$ ze względu na konieczność obra-

nia wartości dostrajającej w okolicy środka skali kondensatora wzorcowego.

Poza tym, ze względu na różnicowy charakter odczytu, błąd przyrządu występuje dwukrotnie. Ostatecznie najprawdopodobniejsze granice pomiaru są:

$$12 \cdot 10^{-4} \leq \operatorname{tg} \delta_x \leq 1000 \cdot 10^{-4}$$

Zakres częstotliwości ograniczony jest wzrastającym błędem przyrządu dla częstotliwości dużych oraz malejącą dobrocią obwodu pierwotnego dla częstotliwości małych. W miernikach dobroci zasilanych siłą elektromotoryczną szeregowo granicą tą jest: $50 \text{ kc/s} \div 20 \text{ Mc/s}$. Natomiast w wykonaniach specjalnych, w których obwód pomiarowy zasilany jest równolegle dostatecznie dużym napięciem, granica górna może sięgać do około $100 \text{ Mc/s} \div 150 \text{ Mc/s}$. Przyrządy rynkowe o katalogowej górnej granicy 70 Mc/s w przypadku pierwszym, względnie 200 Mc/s w przypadku drugim, przekraczają, dla dużych częstotliwości, wielokrotnie gwarantowane tolerancje, tak że tamte części ich zakresów należy uważać na razie za wartości orientacyjne lub nawet reklamową fikcję.

4.5. Metoda rozstrojenia.

Normalną metodę rozstrojenia modyfikujemy o tyle, że w przypadku dołączanej próbki zwiększamy siłę elektromotoryczną zasilającą tak, by wierzchołki obu krzywych rezonansu, z próbką i bez, przypadły w tym samym miejscu. Wtedy (rys. 5):

$$\operatorname{tg} \delta_0 = \frac{1}{\omega C_r R_0} = \frac{C_3 - C_r}{C_r};$$

$$\operatorname{tg} \delta_{\text{wyp}} = \frac{1}{\omega C_r \frac{R_0 R_x}{R_0 + R_x}} = \frac{C_4 - C_r}{C_r}$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{\omega C_x R_x}$$

Z powyższej grupy wzorów otrzymujemy:

$$\operatorname{tg} \delta_w = \frac{C_x}{C_r} \operatorname{tg} \delta_x + \operatorname{tg} \delta_0 = \frac{C_4 - C_r}{C_r}$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{C_r}{C_x} (\operatorname{tg} \delta_w - \operatorname{tg} \delta_0) = \frac{C_4 - C_3}{C_x} =$$

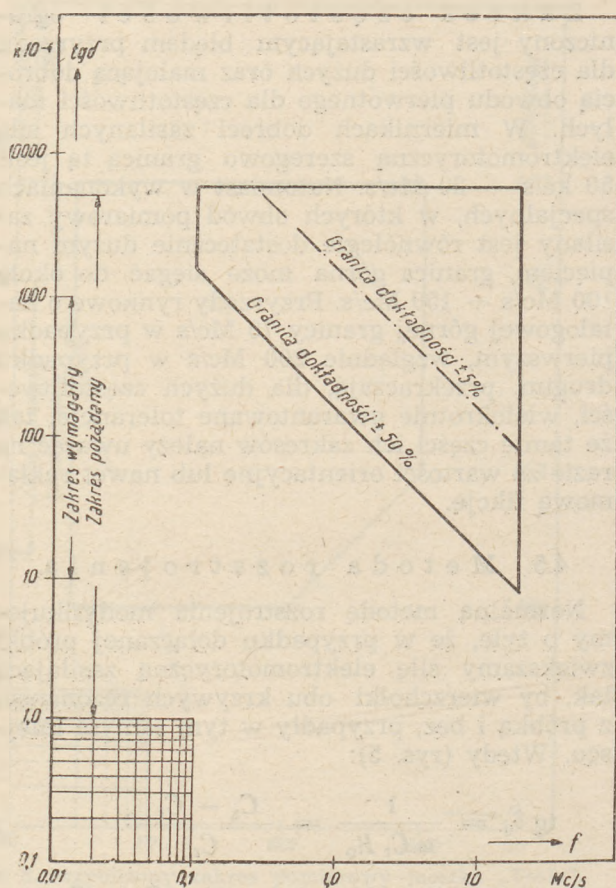
$$= \frac{C_4 - C_3}{C_r} \cdot \frac{C_r}{C_x},$$

przy czym oznaczenia C_x , C_r , C_4 , C_3 , jak na rys. 5.

Jeżeli $C_4 - C_3$ jest najmniejszą dającą się zauważyć zmianą pojemności w okolicy wartości C_r , to

$$\operatorname{tg} \delta_{x(\min)} \geq \frac{C_4 - C_3}{C_r} \cdot \frac{C_r}{C_x} = |\text{kl. } C'| \cdot \frac{C_r}{C_x}$$

Dla zmierzenia $\operatorname{tg} \delta_x \leq 10^{-3}$ klasa kondensatora C , wyrażona przytoczonym powyżej równaniem jest niemożliwa do uzyskania w praktyce. Wobec tego dzielimy pojemność obwodu pomiędzy dwa kondensatory: pierwszy o pojemności $C \approx C_r$, drugi C_d taki, że $C_4 - C_r \leq C_d \ll C_r$. Kondensator pierwszy mu-



Rys. 11. Przybliżony zakres pomiaru dla $\tan \delta$ (mostek wielkiej częstotliwości firmy Marconi).

si mieć dostateczną stałość pojemności oraz dokładność rzędu $\pm C_d$; natomiast wzorzec dodatkowy o niewielkiej pojemności C_d umożliwia uzyskanie żądanych zmian $C_4 - C_3$ nawet w przypadku posiadania niezbyt wysokiej klasy. Skrajne wartości zmian pojemności tego ostatniego kondensatora muszą być:

$$C_{d(\min)} \leq C_4 - C_3 = C_x \tan \delta_x \quad (\text{jest to najmniejsza wartość inkrementu}),$$

$$C_{d(\max)} \geq C_4 - C_r = C_x \tan \delta_x + C_r \tan \delta_0 \quad (\text{jest to największa wartość inkrementu}).$$

Dla takich warunków

$$\frac{(C_4 - C_3)_{\min}}{C_4 - C_r} = |\text{kl. } C|$$

oraz

$$\tan \delta_{x(\min)} \geq \frac{(C_4 - C_3)_{\min}}{C_x} \approx |\text{kl. } C| \frac{C_{d(\max)}}{C_x}$$

Natomiast

$$\tan \delta_{x(\max)} \leq \frac{(C_4 - C_3)_{\max}}{C_x} = \frac{C_{d(\max)}^*}{C_x}$$

*) Jest to maksimum mierzalne przy pomocy zmian kondensatora inkrementowego. Dla wartości większych rozstrojenie możemy wykonać kondensatorem głównym zamiast inkrementowego.

Przykład:

Dane: $C_x = 100 \text{ pF}$; $Q_0 = 200$; żądamy, aby $\tan \delta_x$ był mierzalny w granicach $1 \cdot 10^{-4} \leq \tan \delta_x \leq 100 \cdot 10^{-4}$

Obliczamy kolejno: $C_r \approx C_x = 100 \text{ pF}$.

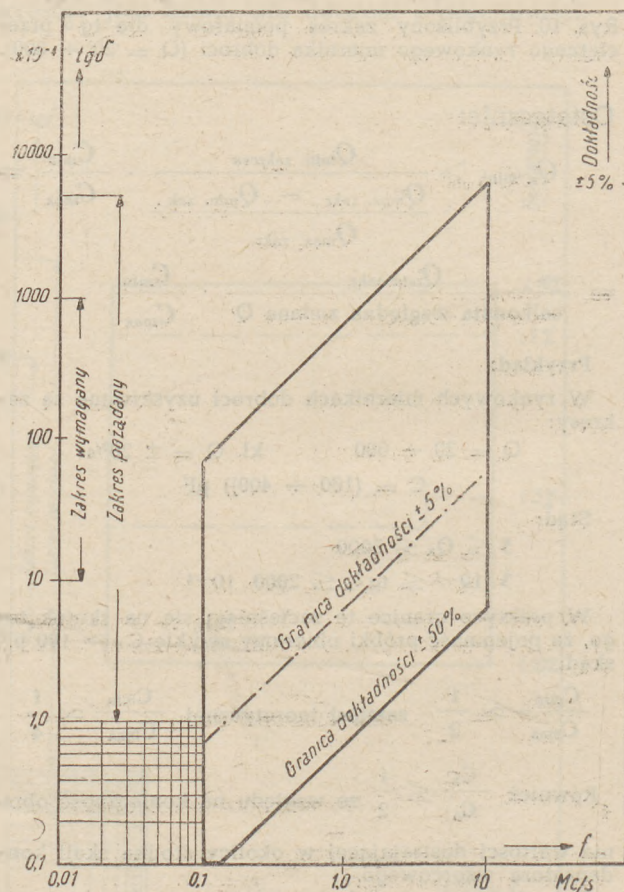
Przyjmujemy z zapasem: $C_r = 120 \text{ pF}$.

$$C_{d(\max)} \geq C_x \tan \delta_{x(\max)} + C_r \tan \delta_0 \approx 1,6 \text{ pF} \approx 2 \text{ pF}$$

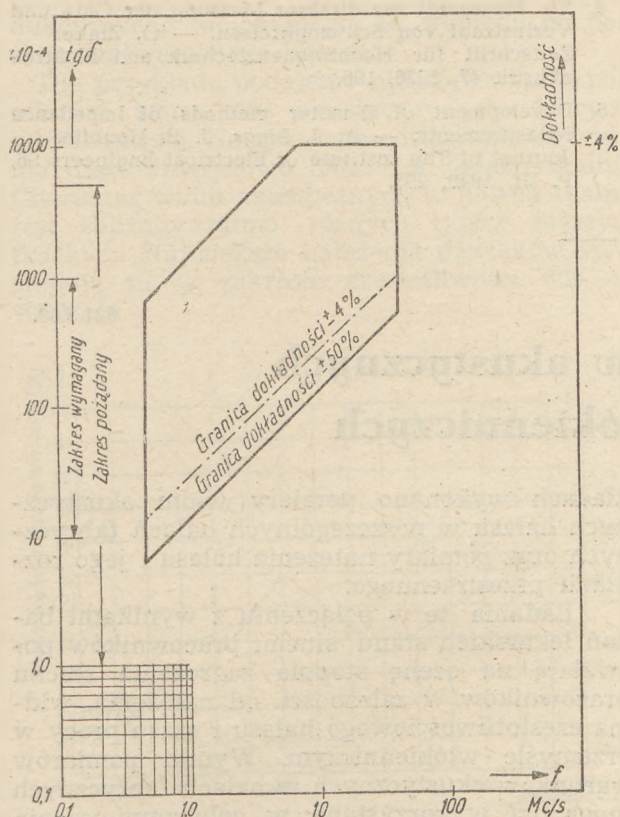
$$C_{d(\min)} \leq C_x \tan \delta_{x(\min)} \approx 0,01 \text{ pF}$$

$$\text{kl. } C_d = \frac{1 \cdot 10^{-2}}{2} = \pm 0,5\%; \quad \text{kl. } C = \frac{2}{120} \approx 1,5\%$$

Zakres częstotliwości metody rozstrojenia odpowiada granicom pracy kondensatora wzorcowego o niewielkiej pojemności; metoda ta jest ograniczona również uchybami woltomierza. Odczyty napięcia występują jednak tylko w stosunku dwu wartości stałych: rezonansowego i o $\sqrt{2}$ mniejszego, co zmniejsza zwykle uchyb wypadkowy. Oba czynniki pozwalają na rozszerzenie granic stosowności metody, w przypadku użycia obwodów skupionych, do około 300 Mc/s, z obwodami o stałych rozłożonych do wielu Mc/s.



Rys. 12. Przybliżony zakres pomiarowy dla $\tan \delta$. Metoda podstawienia, aparatura Siemens & Halske (wg Rohde Schwartz).



Rys. 13. Przybliżony zakres pomiarowy dla $\operatorname{tg} \delta$ mostka wielkiej częstotliwości o układzie podwójne T.

5. Wnioski

Z przytoczonej dyskusji wynika prawie jednoznacznie ułożenie konkretnego planu pracy dla pomiarów laboratoryjnych:

1) dla częstotliwości małych i nośnych tj. 20 c/s ÷ 100 kc/s bezsporne wydaje się zastosowanie układów mostkowych, np. typu Scheringa lub różnicowego, ze wzorcem pojemności i szeregowym wzorcowym opornikiem, regulowanym skokami z dokładnością $\pm 1 \Omega$;

2) dla częstotliwości średnich nie przekraczających kilku Mc/s mogą być stosowane prawie wszystkie metody posługujące się obwodem rezonansowym oraz mostki typu T. Dla dokładnego pomiaru małych $\operatorname{tg} \delta$ w paśmie 100 kc/s ÷ 1 Mc/s korzystny jest układ podstawieniowy z szeregowym oporem wzorcowym; dla częstotliwości większych stosowane są metody zmiany napięcia rezonansowego i rozstrojenia, względnie przepięcia (rys. 6).

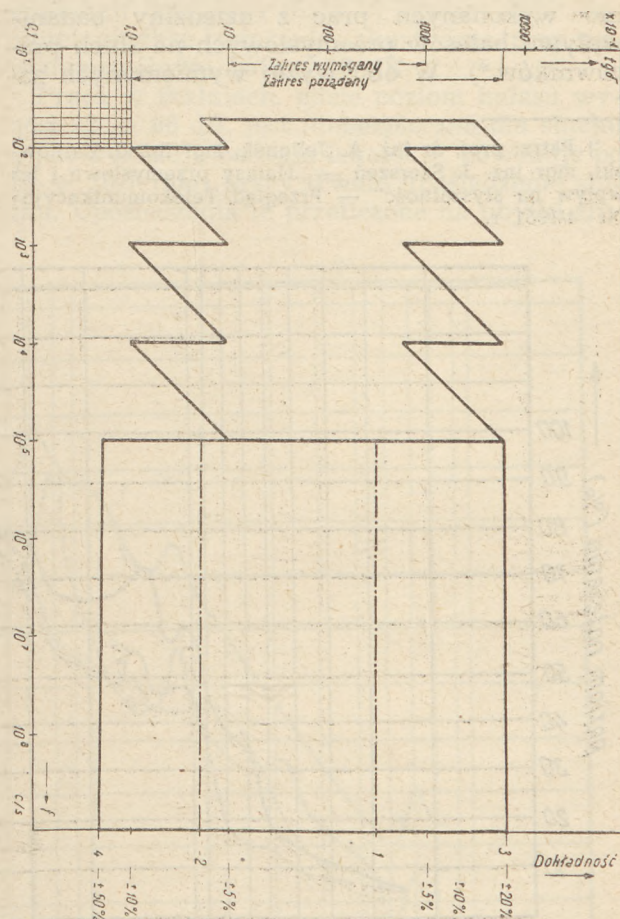
Z powyższych metod, przepięciowa jest najmniej dokładna, nie pozwala ona również na zmierzenie małych $\operatorname{tg} \delta$. Obie pozostałe metody są praktycznie równorzędne, jeżeli chodzi o zakres częstotliwości i dokładność przy częstotliwościach średnich. Natomiast przy bardzo wielkich częstotliwościach przewagę ma metoda rozstrojenia (rys. 7).

Projekt optymalnego pokrycia całego wymaganego zakresu przy pomocy najmniejszej licz-

by metod i przyrządów podano na rys. 14, natomiast na rys. 6 ÷ 13 podano przybliżone zakresy pomiarowe $\operatorname{tg} \delta$ dla różnych mostków pomiarowych.

Trudniejszy jest wybór metody i przyrządów dostosowanych do bieżącej kontroli produkcji. Warunek automatyzacji obsługi wymaga albo dodatkowego urządzenia albo użycia niesinusoidalnej krzywej zasilania i wskaźnika oscylograficznego. Wydaje się, że ta ostatnia jest specjalnie obiecująca; jest to jednak sposób stosunkowo nowy, musi zatem dopiero przejść próbę życia.

Dla pomiarów przy wielkiej częstotliwości wchodzi w rachubę również możliwości półautomatyzacji dla przyrządów pracujących na zasadzie zmiany napięcia rezonansowego względnie rozstrojenia. Wszystkie te przyrządy nie były dotychczas szerzej stosowane, tak że działanie ich będzie można ocenić po zakończeniu prób, które są w tej chwili prowadzone w Katedrze Radiotechniki Politechniki Wrocławskiej.



Rys. 14. Zestawienie proponowanego pokrycia zakresów ϵ i $\operatorname{tg} \delta$ przyrządami typu laboratoryjnego.

LITERATURA

1. Materiały dielektryczne używane w radiotechnice. — St. Dembicka-Jellonkowa, A. Jellonek. Przegląd Telekomunikacyjny Nr 7-8, 1948 r.

2. Primienienje diffierencjalnogo ukazateila dla tocznoj nastrojki w rezonans. — A. I. Fürstenberg. Elektricestwo nr 12, 1951, 60. oraz Doklady Akademii Nauk ZSRR nr 4 1946, 273.
3. The Measurement of the permittivity and power factor of dielectrics at frequencies from 10^4 to 10^8 c/s. — L. Hartshorn. Journal of The Institute of Electrical Engineers 79 1936, 597.

4. Ein Messgerät zur direkter Messung der Güte und Verlustzahl von Schwingkreisen. — O. Zinke. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 47, 1936, 196.
5. Development of Q-meter methods of Impedance Measurements. — A. J. Biggs, J. E. Houldin. Journal of The Institute of Electrical Engineers 96, P. III, 1949, 295.

Mgr inż. JAN HOŁOWNIA
Katedra Radiotechniki Politechniki Wrocławskiej

621.3.08.

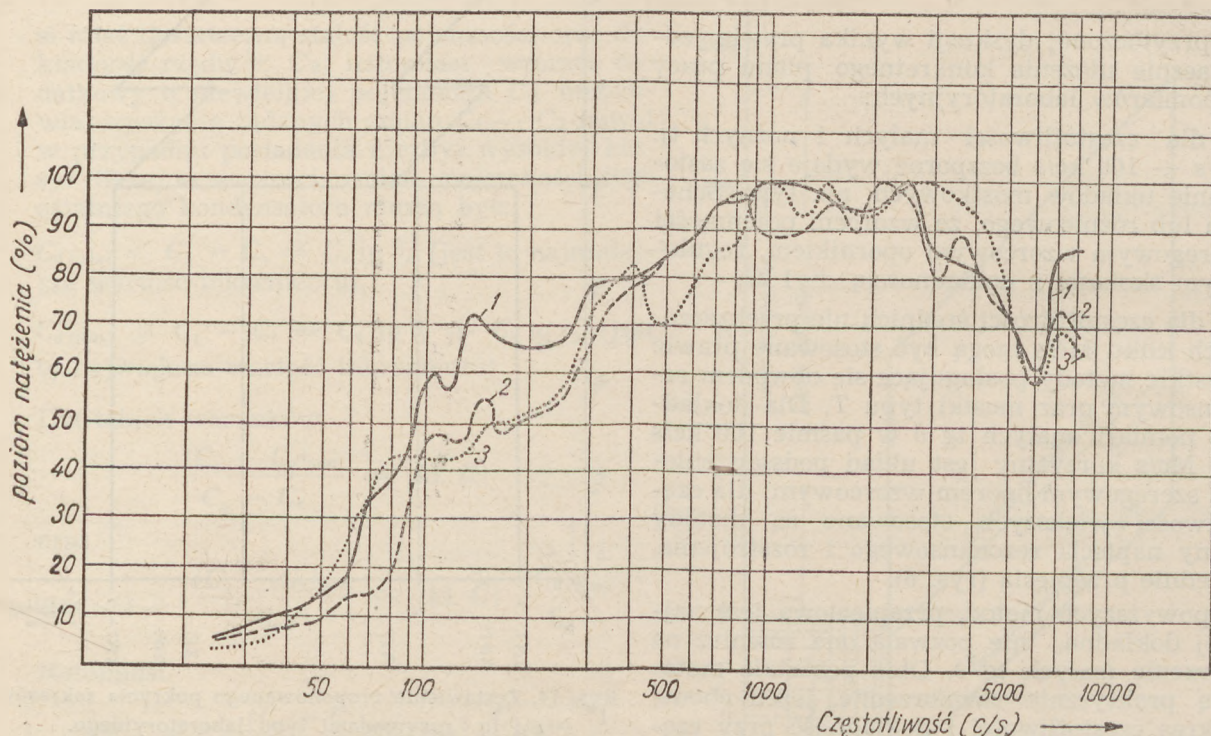
Badanie warunków akustycznych w fabrykach włókienniczych

Z inicjatywy Ośrodka Badawczo-Leczniczego dla chorób zawodowych przy Klinice Oto-Laryngologicznej Akademii Medycznej we Wrocławiu (kierownik prof. dr W. Jankowski) Katedra Radiotechniki Politechniki Wrocławskiej wykonała pomiary warunków akustycznych w fabrykach włókienniczych w Bielawie i Kudowie. Pomiary te są kontynuacją poprzednio wykonanych prac z dziedziny badania wpływu hałasów przemysłowych na słuch pracowników^{*)}. W obu wyżej wymienionych za-

kładach wykonano pomiary widm akustycznych hałasu w poszczególnych halach fabrycznych oraz pomiary natężenia hałasu i jego rozkładu przestrzennego.

Badania te w połączeniu z wynikami badań lekarskich stanu słuchu pracowników pozwalają na ocenę stopnia zagrożenia słuchu pracowników w zależności od natężenia, widma częstotliwościowego hałasu i czasu pracy w przemyśle włókienniczym. Wyniki pomiarów warunków akustycznych w halach fabrycznych mogą być wykorzystane w celu zmniejszenia hałasu wywołanego przez różne typy maszyn, poprzez ulepszenia konstrukcyjne. Ponadto mogą one służyć jako wytyczne przy projektowaniu rozmieszczenia maszyn w halach pro-

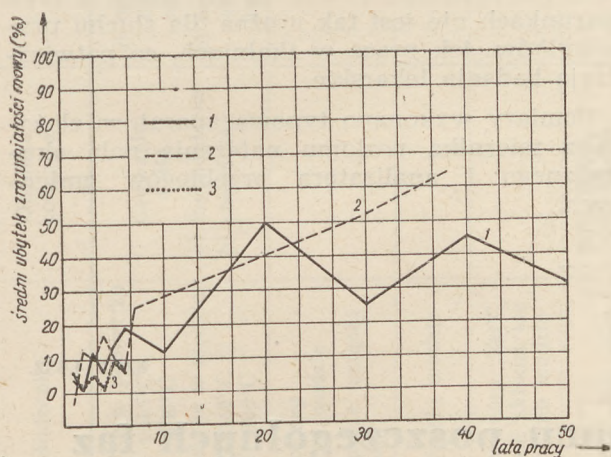
^{*)} Patrz: prof. dr inż. A. Jellonek, mgr inż. J. Żarnowski, mgr inż. J. Szerszeń — „Hałasy przemysłowe i ich wpływ na słyszalność” — Przegląd Telekomunikacyjny Nr 4/1951 r.



Rys. 1. Widma akustyczne hałasu w halach tkalni. Krzywa 1 — maszyny starego typu, napęd transmisją pasową, 80% maszyn w ruchu, poziom ogólny hałasu ca 95 dB (93 — 96 dB). Krzywa 2 — maszyny starego typu, napęd indywidualny, 40% maszyn w ruchu, poziom ogólny hałasu ca 94 dB (93 — 95 dB). Krzywa 3 — maszyny nowego typu, napęd indywidualny, 20% maszyn w ruchu, poziom ogólny hałasu 93 dB (92 — 93 dB).

dukcyjnych, racjonalnego ze względu na poziom wytwarzanego hałasu.

Dla przykładu podajemy niektóre wyniki pomiarów warunków akustycznych w fabryce włókienniczej. Na rys. 1 przedstawione są widma częstotliwościowe hałasu w halach tkalni. Charakter widm akustycznych w halach tkalni jest zbliżony mimo różnych typów maszyn tkackich. Największe natężenia dźwięków występują tu w zakresie częstotliwości $600 \div 4000$ c/s.

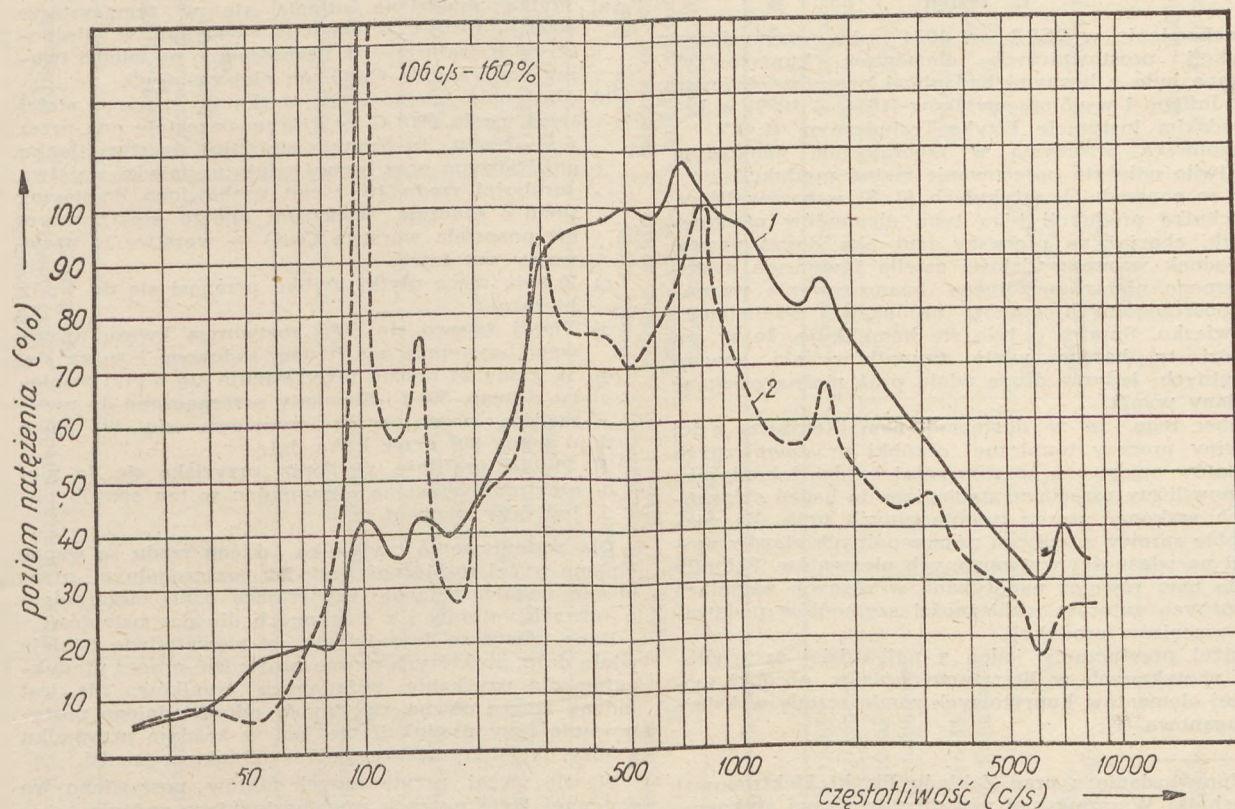


Rys. 2. Średnie ubytki zrozumiałości mowy w zależności od lat pracy, dla pracowników tkalni. Krzywa 1 — pracownicy hali 1-ej. Krzywa 2 — pracownicy hali 2-ej. Krzywa 3 — pracownicy hali 3-ej.

Poziom ogólny hałasu mierzono na stanowiskach roboczych i w przejściach na wysokościach 80 i 150 cm nad poziomem podłogi. Poziom w dB jest odniesiony do międzynarodowego poziomu odniesienia (ciśnienie akustyczne $P_0 = 0,0002$ dyn/cm² — granica słyszalności tonu 1000 c/s).

Stwierdzono, że poziom ogólny hałasu na stanowisku roboczym, gdy w sąsiedztwie pracuje kilka lub kilkanaście maszyn, niewiele zależy od ilości maszyn w ruchu w całej hali. Podobnie przerwa w pracy jednej lub dwu maszyn w najbliższym sąsiedztwie stanowiska roboczego zmienia poziom ogólny hałasu nieznacznie ($1 \div 2$ dB). Wrażenia akustyczne w poszczególnych halach różnią się znacznie, mimo względnie niewielkich różnic w poziomie ogólnym hałasu ($92 \div 96$ dB). Najbardziej przykry i nużący hałas panuje w hali 1-ej, wyposażonej w stare maszyny z napędem transmisją pasową, prawdopodobnie na skutek przesunięcia maksymalnego poziomu w kierunku niższych częstotliwości. Należy podkreślić zalety akustyczne nowych maszyn tkackich, produkcji krajowej (hala 3), które dają najmniej przykre wrażenie akustyczne przy poziomie ogólnym hałasu 93 dB.

Praca w tkalniach, gdzie poziom hałasu wynosi $92 \div 96$ dB, jest niebezpieczna dla słuchu i, jak wykazują badania lekarskie, powoduje po 10 ÷ 20-letniej pracy trwałe upośledzenie słuchu. Upośledzenia te przeliczone na ubytki zro-



Rys. 3. Widma akustyczne hałasu w halach motalni. Krzywa 1 — maszyny niemieckie, poziom hałasu na stanowisku roboczym 82 dB. Krzywa 2 — maszyny czeskie, poziom hałasu na stanowisku roboczym 83 dB.

zumiałości mowy wynoszą $20 \div 50\%$. Rys. 2 przedstawia wyniki pomiarów audiometrycznych pracowników tych samych hal fabrycznych, których widma akustyczne hałasu są podane na rys. 1.

Z wykresu widoczne jest narastanie ubytków zrozumiałości mowy w miarę wzrostu lat pracy w hałasie. Ze względu na zagrożenie słuchu pracowników warunki akustyczne w tkalniach różnią się nieznacznie o czym świadczy początkowo część wykresu dla której materiał statystyczny był najbardziej obfity. Większe średnie ubytki zrozumiałości mowy u pracowników hali 2-ej, gdzie poziom hałasu jest mniejszy niż w hali 1-ej, należy tłumaczyć stosunkowo małą ilością materiału statystycznego dla ponad 10-ciu lat pracy oraz nieuwzględnieniem wieku i płci pracowników.

Widma akustyczne hałasu w hali motelni dla maszyn produkcji czeskiej i niemieckiej przed-

stawia rys. 3. Widmo akustyczne maszyn czeskich wykazuje charakterystyczne maksimum przy częstotliwości 106 c/s. Wydaje się, że można by je zmniejszyć drogą ulepszenia konstrukcyjnego. Należałoby zbadać wpływ podobnych, ostrych maksimów nateżenia dźwięku na słuch pracowników. Zwłaszcza, należałoby stwierdzić, czy obciążenie słuchu pojedynczym tonem o znacznej intensywności nie powoduje także ubytków słuchu na innych częstotliwościach. Ponieważ poziom ogólny hałasu w halach motelni nie przekracza $82 \div 83$ dB, praca w tych warunkach nie jest tak groźna dla słuchu pracowników, jak praca w tkalniach, co potwierdzają badania lekarskie.

Pomiary wykonano typową aparaturą złożoną z miernika poziomu nateżenia pola akustycznego i analizatora przebiegów zmian.

Prof. dr WITOLD MAJEWSKI
Mgr inż. JERZY GRABOWSKI
Mgr inż. KAZIMIERZ DYBOWSKI
Zakład Fizyki Elektronowej Politechniki Warszawskiej

621.314.632.

Orientacyjne badania wpływu poszczególnych faz obróbki na asymetrię oporu prostowniczego elementu kuprytowego*)

1. Wstęp

Uruchomienie w ZSRR w 1934 roku przemysłowej produkcji prostowniczych elementów kuprytowych związane było z licznymi badaniami przeprowadzonymi przez Joffego i współpracowników (1934 — 1939) w Leninradzkim Instytucie Fizyko-Technicznym (1.4)*).

Współpraca przemysłu w laboratorium naukowym umożliwiła należyte opracowanie metod produkcji.

Już w poprzednich artykułach (6, 7) wskazywaliśmy, że technika produkcji tego typu elementów prostowniczych, chociaż na pierwszy rzut oka dosyć prosta, jest jednak w rzeczywistości zawiła i wymaga systematycznego nieraz mozolnego oparowywania warunków poszczególnych etapów produkcji i wzajemnego ich związku. Sprawa o tyle się komplikuje, że w grę wchodzi tu bardzo wiele czynników nie zawsze uchwytnych; jedynie drogą wielu prób można osiągnąć pożądaną wynik.

Wobec tego, że w dostępnej nam literaturze z tej dziedziny procesy termicznej obróbki prostowniczych elementów opisywane są zazwyczaj bardzo lakonicznie, postanowiliśmy przed przystąpieniem do badań szczegółowych wykonać szereg orientacyjnych prób dla zdania sobie sprawy z wpływu poszczególnych etapów produkcji na własności wytwarzanych elementów. Skłonił nas do tego również napotykanie w różnych patentach i u różnych autorów rozbieżności szczegółów podawanych przepisów produkcji.

Poniżej przytaczamy jeden z najbardziej szczegółowych spotykanych w literaturze opisów obróbki termicznej elementów kuprytowych zamieszczony w książce Kaganowa (1):

- Płytke miedziana utlenia się w temperaturze $1000 - 1040^\circ \text{C}$ w ciągu 10 — 12 min. w zależności od rodzaju miedzi. Bezpośrednio na miedzi tworzy się warstwa Cu_2O , na niej zaś CuO .
- Następnie przenosi się płytke do pieca o stałej temp. rzędu 600°C , w którym pozostaje ona przez 5 — 7 min., tu formuje się dalej warstwa tlenku miedziawego oraz bezpośrednio na miedzi warstwa (grubość rzędu 10^{-5} cm) pozbawiona domieszek tlenu o znacznie większym oporze elektrycznym niż pozostała warstwa Cu_2O — warstwę tę nazywamy zaporową.
- Z tego pieca płytki szybko przenosi się do wody bieżącej.
- Płytki zmywa się 30% roztworem kwasu azotowego, następnie zaś kąpielą sodową i suszy się.
- W ciągu 24 godzin przetrzymuje się płytki w piecu o temp. 50°C . Elementy przeznaczone do przyzwządów pomiarowych wgrzewa się w piecu o temp. 90° przez kilka dni.
- Płytkę grafituje się oraz przyciska się do niej elektrodę ołowianą, otrzymując w ten sposób pojedynczy element.

Dla zorientowania czytelnika jakiego rzędu są wspomniane wyżej rozbieżności między poszczególnymi przepisami podajemy tabelę zawierającą dane zaczerpnięte u różnych autorów i w dostępnych dla nas patentów.

Dane powyższe dowodziłyby, że niewątpliwie istnieje wiele dróg, po których można prowadzić proces produkcyjny dla uzyskania pożądaných wyników, nie jest jednak rzeczą pewną, czy wybór odpowiedniego postępowania przy produkcji nie jest w każdym przypadku z góry określony zastosowanym gatunkiem miedzi.

Na tle wyżej przytoczonych faktów postawiono we wstępnej fazie naszych prac następujące zadania:

- Przekonać się, jaki skład chemiczny posiada miedź używana przez nas jako materiał wyjściowy przy produkcji elementów kuprytowych oraz porównać

*) Sprawozdanie z prac Zakładu Fizyki Elektronowej Politechniki Warszawskiej nad prostownikami stykowymi.

**) Liczby w nawiasach są odsyłaczami do bibliografii na końcu artykułu.

T a b l i c a 1.

L. p.	A u t o r	R o k	R o d z a j m i e d z i	P r z y g o t o w a n i e p ł y t k i m i e d z. p r z e d u t l e n .	U t l e n i e n i e	C h ł o d z i e n i e	O b r ó b k a k o Ń c o w a	U w a g i
1	Grondahl [9]	1933			1000° — 1040°C utleniona do połowy pierwotnej gęstości	a) powolne w powietrzu α) od 1040°C β) od 500°C b) gwałtowne w wodzie α) od 1040°C β) od 500°C	Uswanie CuO a) mechaniczne b) chemiczne	a) opory przewodzenia i zaporowe duże; K — rzędu setek dopusz. nap. 30 V b) mniejsze opory większa dopuszcz. gęstość prądu; K-dużo większe. nap. ca 10 V
2	Nasledow i Niemienow [2]	1933	miedź elektrolityczna		1050° — 1070°C kilka minut	a) w cieczy np. w wodzie b) w parze wrzącej wody		
3	Kasatkin [3]	1946	miedź elektrol. „czerwona”		1040° — 1080°C	wie wrzącej wodzie		
4	Spreadbury [12]	1947	miedź powinna zawierać 0,03% tlenu		900° — 1020° C (około 10 min.) grubość warstwy Cu ₂ O — 0,1 mm	II piec o temp. 500°C, następnie chłodzi się w oleju lub wodzie		
5	Kaganow [1]	1950	miedź elektrolit. najwyższej jakości. Czystość 99,96%	Kraški sztafcowane i czyszczone w HNO ₃	1000° — 1040°C zależnie od gatunku miedzi, utlenienie jednostronne	II piec o temp. 600° na 5 — 7 minut Następnie chłodzenie w wodzie	30% HNO ₃ 5% NaOH a) mycie i susz. b) wygrz. 24 godz. w temp. 70 — 90°C c) grafitow.	

P A T E N T Y

6	PP 12463 Westinghouse			Oczyszczenie chemiczne	Ogrzewanie 1000° — 1040° C	II piec o temp. 600°C Dest. zimna woda		
7	PP 12464 Westinghouse				1015°C	raptowne ochłodzenie		
8	PP 16533 Westinghouse				Ogrzewanie 950°C lub wyżej ok. 30 minut	Chłodz. od 700°C w oleju mineral. o temp. pok. (redukcji CuO)		
9	DRp 736805			Wygrz. kilka godz. w temp. 700°C 0,05 mm Hg, nast. 900°C — 0,0001 mm Hg	1000°C kilka minut	II piec o temp. 500°C na kilka minut, następnie zimna woda	Utlenione pod zmniejszonym ciśnieniem	
10	DRp 738418				400° — 600°C 10 — 15 minut	II piec o temp. 200 — 400° 5 — 25 min. nast. zimna woda		

go ze składem chemicznym gatunków miedzi uznanych przez nas za nie nadające się do tych celów.

- 2) Zebrać orientacyjny materiał doświadczalny o wpływie temperatury utleniania miedzi oraz niektórych faz jej obróbki na wartości oporów zaporowego i przewodzenia elementu kuprytowego. Materiał ten krytycznie rozpatrzony umożliwi przejście do badań szczegółowych oraz ulepszenie aparatury.
- 3) Zbadać ca 200 elementów wyprodukowanych we wrześniu 1950 roku.

2. Materiał wyjściowy.

W celu rozwiązania zagadnienia materiału wyjściowego postanowiliśmy przede wszystkim ustalić, jaki gatunek miedzi spośród znajdujących się na rynku w postaci półfabrykatów (blachy, pręty, taśmy itp.) nada-

miedź elektrolityczna używana jako materiał wyjściowy powinna zawierać powyżej 99,9% czystej miedzi, a więc zawartość domieszek powinna być mniejsza od 0,1%. Ustalenie, które z domieszek zawartych w miedzi są pożądane, które zaś nie, w naszych warunkach było niemożliwe.

Zagadnienie to jest ciekawe tak z punktu widzenia naukowego, jak i praktycznego i należałoby je rozwiązać. Jest to jednak związane z wykonaniem szeregu chemicznych analiz nie tylko jakościowych, ale i ilościowych, co w naszych warunkach było niemożliwe do wykonania.

3. Obróbka termiczna.

Teoretyczne wyjaśnienie asymetrii kontaktu Cu-Cu₂O w danej chwili właściwie nie istnieje. Teoria ciała stałego, budząca dziś duże zainteresowanie nie tylko fizyków, lecz i techników, jest dopiero w początkowym

Gatunek miedzi	As	Sb	Fe	Sn	Pb	Mg	Si	P	Al	B	Ca	Zn	Bi	Co	Pt	Ag	Ni	Ga	Mn	Czystość miedzi
d																				99,76%
f																				99,76%
t																				99,78%
a																				99,89%
m																				99,90%
k																				99,98%

Rys. 1. Schematyczne zestawienie składu domieszek w różnych gatunkach miedzi.

— Kreski wskazują tylko obecność danego pierwiastka.

Uwaga: miedź „k” na podstawie analizy chemicznej okazała się najczystsza (0,02% zanieczyszczeń). Zwraca uwagę występowanie w niej domieszek Al i Bi.

T a b l i c a 2.

Gatunek miedzi	Przyczepność Cu ₂ O do podłoża	K średnie przy 4 V
a	dobra	10 – 15
e	odpryskuje przy chłodzeniu	—
f	„	—
g	dobra	30
i	„	50
h	„	100
k	„	190
l	„	70
o	„	100

wałby się do naszych badań. Ułatwiłoby to w dużym stopniu ewentualne uruchomienie produkcji elementów kuprytowych na większą skalę. W tym celu zgromadziliśmy 10 gatunków miedzi, oznaczonych przez nas literami i rozpoczęliśmy poddawanie ich odpowiedniej obróbce. Wyniki tych badań zebrano w tablicy 2.

Najodpowiedniejszą okazała się miedź oznaczona cechą „k”. Wykonano analizę spektroskopową*) wszystkich gatunków dla zorientowania się co do jakości występujących tu domieszek. Z danych uzyskanych na podstawie tych badań nie udaje się wyciągnąć ostatecznych wniosków, wydają się one jednak wskazywać, że

stanie rozwoju. Wynika stąd, że przystępując do użycia elementów Cu-Cu₂O posiadających dużą asymetrię oporu elektrycznego w zależności od kierunku prądu zmuszeni jesteśmy przede wszystkim drogą nieraz mozolnych i długich prób szukać przepisów określających warunki poszczególnych procesów obróbki początkowej, termicznej i końcowej, nie mając dokładnie określonej przez teorię nici przewodniej. Duża ilość wchodzących tu w grę czynników, z których wiele jest trudnych do kontroli, powoduje iż nie małą rolę odgrywa tu talent eksperymentatorski, pomysłowość i zrzeczność wykonywującego te próby. Z drugiej strony, każdy obznajmiony z techniką produkcji tych elementów wie, że nawet przy zachowaniu najdalej idących ostrożności, otrzymanie dwóch elementów o zupełnie identycznych własnościach jest rzeczą niemożliwą.

Zmusza to do produkowania zawsze większej liczby elementów według danego przepisu i branie wartości

*) Analiza widmowa była wykonana w Zakładzie Fizyki Ogólnej Politechniki Warszawskiej przez asyst. Z. Saksową i S. Woszczerowicz, którym dziękujemy za staranne wykonanie analiz, jak również prof. dr. W. Szymanowskiemu za zezwolenie na wykonanie tej pracy.

średnich, które dopiero w mniejszym, czy większym stopniu (zależnie od liczby rozpatrywanych elementów) mogą być uważane za charakteryzujące dany przepis. Porównywując przepisy przez różnych autorów (tab. 1) stwierdzamy:

- 1) Szeroki zakres stosowanych temperatur właściwego utleniania (900° — 1070° C).
- 2) Powtarzającą się prawie we wszystkich przepisach dwustopniowość chłodzenia (zastosowanie drugiego pieca o temp. 500° — 600° , a nawet wprowadzenie trzeciego).
- 3) Różnorodność dróg, jakimi obrabiana termicznie płytka miedziana jest przeprowadzana od temperatury utleniania (T_1 — pierwszego pieca) do temperatury pokojowej. Mówiąc w tym przypadku o chłodzeniu gwałtownym czy powolnym należy brać pod uwagę wiele możliwości. Należałoby mianowicie określić, czy początkową temperaturą gwałtownego chłodzenia jest temperatura pierwszego pieca (1025° C), czy drugiego (500° — 600° C). Zarówno bowiem przejście od temperatury drugiego pieca do temperatury pokojowej, jak i przejście od temperatury pierwszego pieca do temperatury drugiego pieca można określić jako gwałtowne. Możliwych jest tu zresztą dużo wariantów, z których każdy warunkuje inne własności płytek kuprytowych.
- 4) Nie zawsze wystarczająco jasne sprecyzowanie sposobu zabezpieczenia zewnętrznej powierzchni Cu_2O od wpływu czynników oraz wykonania i umocowania elektrody dodatkowej.

4. Temperatura utleniania.

Przy rozpatrywaniu poszczególnych parametrów produkcyjnych interesowało nas w pierwszym rzędzie zagadnienie, w jakiej mierze elektryczne własności elementu uzależnione są od stosowanej temperatury utleniania (pierwszego pieca). Należało, jak się wydaje, wybrać dla właściwego utleniania ten obszar temperatur, w którym powstawałby wyłącznie lub prawie wyłącznie Cu_2O .

W tablicy 3 podano wg różnych autorów odpowiednie obszary temperatur powstawania Cu_2O i CuO . Dane te nie pokrywają się jednak ze sobą.

wniosku, że musi ona być niższa nie od temperatury topnienia miedzi (1084° C), lecz od temperatury 1064° C, to jest temperatury topnienia eutektyku $\text{Cu} + 3,3\% \text{Cu}_2\text{O}$ (11). Temperatura ta musi ulec dalszemu obniżeniu z uwagi na to, że mamy do czynienia z miedzią zawierającą pewien procent zanieczyszczeń oraz ze względu na konieczność wprowadzenia pewnego zapasu bezpieczeństwa, uwzględniającego możliwość niekontrolowanego wzrostu temperatury pierwszego pieca.

Utlenianie w obszarze temperatur poniżej 1020° C (rzędu 800° — 900° C), w którym może powstawać Cu_2O i CuO , wydaje się nam niekorzystne, chociażby z tego względu, iż trudno było by tu uzyskać stale jednakowy stosunek ilości wytworzonego tlenku miedziawego do miedziowego, to zaś mogłoby jeszcze bardziej zaciemnić obraz zachodzących tu zjawisk, utrudniając niepomiernie nawet jakościową interpretację uzyskiwanych wyników.

Należy się jednak zastrzec, że mogą tu w grę wchodzić inne jeszcze czynniki (np. postać siatki przestrzennej*) zależnej od temperatur), które mogłyby skłonić do wyciągnięcia innych wniosków.

W niektórych przepisach (na ogół nielicznych) podawana jest temperatura utleniania 900° C.

Wykonane przez nas w różnych okresach czasu doświadczania na wybranym gatunku miedzi „k” wykazały, że zmiany T_1 w granicach 900° — 1050° C nie powodują regularnych i znacznych zmian własności elektrycznych produkowanych elementów i że w naszych warunkach optymalne wyniki otrzymano stosując $T_1 = 1020^{\circ}$ — 1030° C i czas t_1 — 15 minut (jak wykazuje tablica 4). Piece stosowane przez nas posiadały ze względu na prymitywność i niewielkie wymiary nierównomierny rozkład temperatur, co uniemożliwiało jednoznaczne określenie temperatury próbki umieszczonej w piecu. Podane więc przez nas w tablicach wartości temperatur obciążone są prawdopodobnie pewnymi błędami.

Dane zamieszczone w tablicy 4, które należy traktować jako orientacyjne, wydają się wykazywać:

- 1) Dla pewnego obszaru temperatur (ca 860° — 1030° C) ze wzrostem temperatury utleniania (I-go pieca) opory zaporowy i przewodzenia wzrastają, zaś powyżej 1030° C maleją.

Tablica 3.

Obszary temperatur powstawania CuO i Cu_2O

Autor	Cu_2O	Cu_2O i na powierzchni CuO	CuO przechodzi w Cu_2O	Cu_2O
Spreadbury	< 400°C	400° — 975°C	975° — 1020°C	> 1020°C
Wagner	< 260°C	300° — 1000°C	1000° — 1025°C	> 1025°C

Np. Spreadbury podaje, że Cu_2O powstaje poniżej 400° C, zaś Wagner, że poniżej 260° C. Obszary te jednak w naszym przypadku w ogóle nie wchodziły ze względu na to, iż przy tak niskich temperaturach dyfuzja jonów Cu od podłoża na zewnątrz jest tak powolna, że należałoby się liczyć z powstawaniem warstwy Cu_2O o niewielkiej grubości lub z koniecznością trzymania płytki w ciągu długiego czasu w pierwszym piecu, co wydaje się nam bardzo niekorzystne. Jest to może też jedną z przyczyn, że w znanych nam przepisach (tab. 1) nikt nie podaje tak niskich temperatur utleniania. Z tablicy 3 widać, że Cu_2O powstaje w obszarze temperatur powyżej 1025° C (Spreadbury — powyżej 1020° C). W ten sposób, chcąc podczas procesu utleniania uzyskiwać tylko Cu_2O należy wybrać temperaturę powyżej 1025° C. Rozpatrując górną granicę temperatury, jaka może być stosowana, dochodzimy do

- 2) Opory przewodzenia są rzędu dziesiątków, a zaporowe dziesiątków tysięcy omów. Wobec tego, iż w dalszym ciągu naszych badań uzyskiwaliśmy elementy o oporze przewodzenia rzędu jednostek omów (opor zaporowy rzędu tysięcy) należy sądzić, że opory elementów nie zależą wyłącznie od temperatury utleniania, lecz w grę wchodzi tu jeszcze inne czynniki, określające następne etapy obróbki termicznej. Czynniki te muszą być w dalszym etapie badań wykryte, co pozwoli nam na uzyskanie elementu o pożądanych wartościach obu oporów. W związku z powyższym wynika jasno, że przy rozpatrywaniu interesujących nas zagadnień, należy brać pod uwagę nie jeden tylko parametr przy zachowaniu stałości innych, lecz zgodnie z metodą dia-

* Względnie nadmiar tlenu występujący jako centra zakłóceń w warstwie Cu_2O (por. Joffe [4]).

T a b l i c a 4.

T ₁ I piec	t ₁ min	T ₂ II piec	t ₂ min	Przy nap. na elemencie = 4 v			Uwagi
				R _z	R _p	K	
				Ω	Ω		
850	20	ok. 500	15	2950	40	74	(Wyk. II. 1950 r.) miedź „k”. Obróbka mecha- niczna.
980	15	„	„	3300 — 5800	45 — 47	70 — 123	„
950 — 1030	„	„	„	10000 — 150000	100 — 150	100 — 150	(Wyk. w 1950 r.) Oczyszczenie mech. i grafi- towanie
1045	„	„	„	5200 — 4600	60 — 50	88 — 92	(Wyk. II. 1950 r.) miedź „k”. Obróbka mecha- niczna
1060	13	„	„	4000 — 4400	60 — 50	60 — 88	„

lektyczną, wszystkie we wzajemnym ze sobą powiązaniu. Obróbka termiczna we wszystkich swoich etapach musi być rozpatrywana jako jedna spójna całość, w której występujące zjawiska są organicznie ze sobą powiązane, zależne od siebie i wzajemnie uwarunkowane. Rozwiązanie tak ujętego zagadnienia z punktu widzenia techniki doświadczalnej nie jest łatwe i wymaga znacznego wysubtelnienia metod obserwacyjnych oraz udoskonalenia kontroli poszczególnych parametrów określających kolejne fazy obróbki termicznej. We wstępnym etapie naszych badań nie mogło być ono uzyskane. Badania w tym kierunku będą przeprowadzone w następnym etapie.

3) Współczynnik prostowania „k” nie odzwierciedlał z dostateczną precyzją zmian w poszczególnych procesach obróbki termicznej. Rząd jego wielkości pozostaje bez zmian (ca 100) przy zmianach temperatury utleniania od 860° — 1050° C. Biorąc pod uwagę błędy doświadczalne, jakimi pomiar „k” jest obciążony, należy uważać, iż nie może on być rozpatrywany jako wskaźnik własności badanych elementów.

4) Grubość warstwy tlenku miedziowego nie była prawdopodobnie taka sama dla różnych elementów i należy sądzić, że posiadała stosunkowo znaczną wartość (duży opór przewodzenia). Na podstawie danych z literatury można przypuszczać, że istnieje optimum grubości warstwy tlenku miedziowego elementu, uwarunkowane temperaturami: utleniania T₁ oraz pieca drugiego i wartością czasu przetrzymywania płytki w każdym z tych pieców.

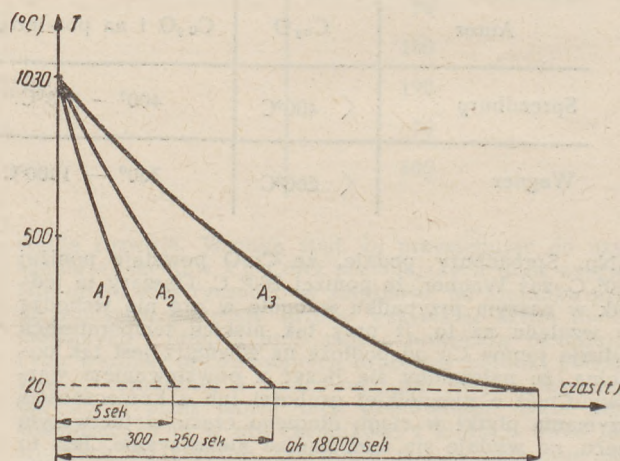
5. Chłodzenie płytki.

Następnym parametrem jest temperatura T₂ drugiego pieca i czas t₂ przetrzymywania w nim płytki. Rola jaką spełnia drugi piec o temperaturze 500° — 600° C dotychczas nie została należycie wyjaśniona. Nasuwa się przypuszczenie, że chodzi tu o szybkie (gwałtowne) przejście od temperatury (1020° C) do temperatury 500° — 600° C dla utrzymania postaci siatki przestrzennej*) odpowiadającej wyższej temperaturze (rzędu ca 1000° C) i dla uzyskania najniższej oporności właściwej Cu₂O (Nasledow). Czas przetrzymywania płytki w drugim piecu musi być większy od czasu potrzebnego do ochłodzenia płytki od T₁ do T₂ zależnego od jej po-

jemności cieplnej. W naszych warunkach, przy płytkach o średnicy zewnętrznej 22 i wewnętrznej 5 mm oraz grubości 1,5 mm czas t₂ = 15 minut wydaje się spełniać ten warunek.

Przechodząc do omówienia procesu właściwego chłodzenia należy od razu stwierdzić, że zgodnie z danymi u różnych autorów sposób przeprowadzenia tego procesu wpływa zasadniczo i jednocześnie na wielkości oporów R_z i R_p elementu; wspominaliśmy o tym w jednym z poprzednich naszych prac.

Obecnie podajemy wyniki dalszych doświadczeń. Podane na rys. 2 krzywe przedstawiają w sposób poglądowy (bez zachowania skali i właściwych proporcji) typy chłodzenia stosowane w naszych doświadczeniach. Krzywe A_{1,2,3} (rys. 2) przedstawiają schematycznie przebieg spadku temperatury płytki (chłodzenia) przy użyciu tylko jednego pieca i sposobie chłodzenia opisanym w rozdziale 4.



Rys. 2. Przebieg chłodzenia przy zastosowaniu jednego pieca:

- A₁ — chłodzenie w wodzie o temperaturze pokojowej.
- A₂ — chłodzenie w powietrzu.
- A₃ — powolne stygnięcie wraz z piecem po wyłączeniu prądu (rzędu kilku godzin).

*) Ewentualnie nadmiaru atomowego tlenu w warstwie Cu₂O (por. Joffe [4]).

Dane elementów poddanych procesom chłodzenia wskazanym na rys. 2 (pozostałe etapy obróbki identyczne) zebrano w tablicy 5.

Dane te pozwalają na sformułowanie następujących tymczasowych wniosków:

- 1) Przy bezpośrednim ochłodzeniu płytki od temperatury utleniania do temperatury pokojowej wielkości R_z i R_p wzrastają wraz z wielkością czasu chłodzenia.
- 2) Wzrost oporu przewodzenia ze wzrostem czasu chłodzenia jest szybszy niż oporu zaporowego.
- 3) R_p jest wielokrotnie wyższy od optymalnego R_p otrzymywanego przy dwustopniowym chłodzeniu (przy użyciu dwóch pieców).
- 4) Zmiany wartości R_z i R_p są innego rzędu niż otrzymywane przy zmianie temperatury utleniania T_1 i czasu t_1 .

Przy chłodzeniu opisanym w rozdziale 5 i zastosowaniu drugiego pieca otrzymano krzywe $B_{1,2,3}$, podane na rys. 3, które obrazują jakościowo spadek temperatury płytki przy zastosowaniu pośredniego etapu (temperatura drugiego pieca wynosi 500°C).

Dane dotyczące płytek poddanych dwustopniowemu chłodzeniu przedstawiono w tablicy 6.

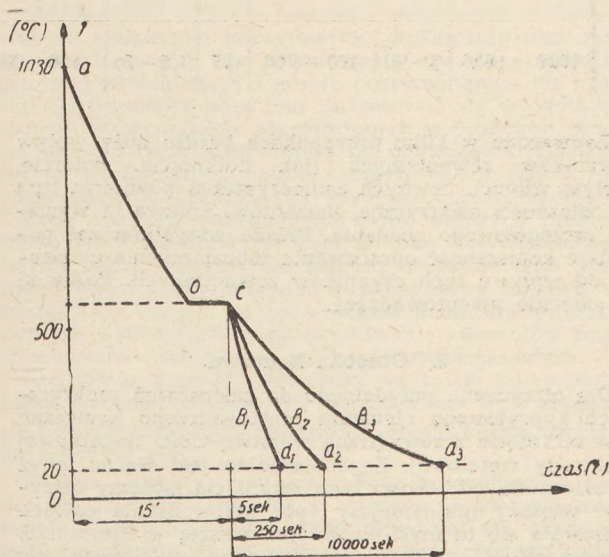
Można by wyciągnąć stąd następujące tymczasowe wnioski:

- 1) Wielkość R_z i R_p wzrastają wraz ze wzrostem czasu chłodzenia.
- 2) Wzrost czasu chłodzenia po drugim piecu przede wszystkim wpływa na R_p (czas przejścia od temperatury pierwszego pieca do drugiego jest zawsze ten sam). Czyżby należało sądzić, że czas przejścia od temperatury T_1 do T_2 decyduje przede wszystkim o R_z ?
- 3) Przy użyciu dwu pieców wartości R_p są na ogół niższe niż przy użyciu jednego. Przy bardzo powolnym chłodzeniu (krzywa B_3) opór R_p jest rzędu oporów uzyskiwanych przy jednym piecu (rys. 2 krzywe A_1, A_3). Otrzymane wyniki są w zasadzie zgodne z danymi Grondahla (9) i Nasledowa (2), dając jednak nieco dokładniejsze oświetlenie wpływu poszczególnych faz obróbki termicznej na własności elektryczne elementu kuprytowego.

Z zebranych danych doświadczalnych zdaje się wynikać, że wartości oporów zaporowego i przewodzenia płytki miedzianej poddanej obróbce termicznej zależą:

- a) od przebiegu jej ochłodzenia, od temperatury utleniania do pokojowej,
- b) w pewnym stopniu od temperatury jej utleniania.

Nie mamy w danej chwili danych, by stwierdzić, czy poza tym nie wchodzi tu w grę inne jeszcze czynniki. Należy sądzić na podstawie zrobionej przez nas pewnej ilości doświadczeń orientacyjnych, że obróbka końcowa elementu (zabezpieczenie powierzchni Cu_2O , wykonanie dodatkowej elektrody) nie jest bez wpływu na opór przewodzenia elementu.



Rys. 3. Przebieg chłodzenia przy zastosowaniu dwóch pieców:

- B_1 — chłodzenie w wodzie o temperaturze pokojowej po II piecu.
 B_2 — chłodzenie w powietrzu po II piecu.
 B_3 — powolne stygnięcie wraz z piecem po wyłączeniu prądu.

Tablica 5.

Typ chłodzenia	R_z	R_p	K	Orientacyjny czas chłodzenia
	Ω	Ω		
A_1	5000	13	115	ok. 5 sek.
A_2	15000	200	75	ok. 300–350 sek.
A_3	24000	660	35	ok. 18000 sek.

Tablica 6.

Typ chłodzenia	R_z	R_p	K	Orientacyjny czas chłodzenia
	Ω	Ω		
B_1	5000	13,5	340	900 + ok. 5 sek.
B_2	15000	26	600	900 + ok. 250 sek.
B_3	26000	100	65	900 + ok. 10000 sek.

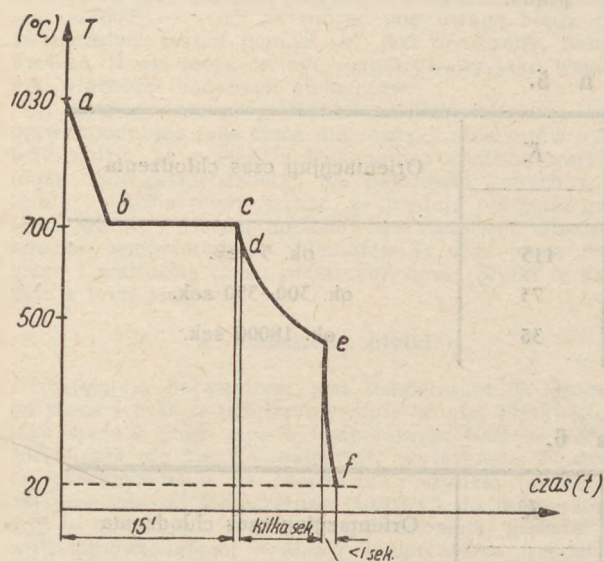
T a b l i c a 7.

L. p.	T_1	t_1	T_2	t_2	I_2	I_1	R_2	R_p	K	U w a g i
	$^{\circ}\text{C}$	min	$^{\circ}\text{C}$	min	mA	mA	Ω	Ω		
1	900 — 1080	15	190 — 500	15	1 — 10	1000 — 5000	1000 — 400	4 — 0,8	290 — 500	Chłodzenie 45% alkoholem. Obr. końcowa mechaniczna $T_1 - \text{optimum} = 1020 - 1030^{\circ}\text{C}$
2	1020 — 1030	15	530 — 700	15	3 — 8,5	475 — 1800	1300 — 470	8,4 — 2,2	135 — 600	Jak wyżej $T_2 \nearrow K \searrow$
3	1020 — 1030	5 — 90	490 — 500	15	1,2 — 26	160 — 3800	3300 — 115	25 — 1	54 — 893	Jak wyżej optimum $t_1 = 15$ min.

Zauważono w kilku przypadkach bardzo duży wpływ czynników zewnętrznych (jak dotknięcie, potarcie, wpływ wilgoci, pewnych zanieczyszczeń powietrza itp.) na własności elektryczne elementów. Sprawa ta wymaga szczegółowego zbadania. Przede wszystkim zaś powstaje konieczność opracowania zabezpieczenia elementu od wpływu tych czynników zewnętrznych. Próby te są obecnie przeprowadzane.

6. Obróbka końcowa.

Dla otrzymania przydatnego do zastosowań praktycznych kuprytowego elementu prostowniczego konieczne jest zetknięcie z zewnętrzną warstwą Cu_2O dodatkowej elektrody metalowej. Zagadnienie to jest ważne, gdyż w zależności od jakości tego zetknięcia możemy otrzymać większy lub mniejszy opór przewodzenia całego. Nasuwała się tu myśl, znana już z esztą w literaturze, wykorzystania procesu gwałtownego chłodzenia (po drugim piecu) w takim roztworze, w którym następowałaby redukcja czarnego tlenku miedziowego na czystą miedź. W ten sposób otrzymalibyśmy zewnętrzną warstwę Cu_2O pokrytą cienką warstwą miedzi, która mogłaby być wykorzystana jako dodatkowa elektroda. Jako czynnik chłodzący i jednocześnie redukujący wybrano 45% alkohol ($\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$).



Rys. 4. Przebieg chłodzenia w alkoholu:
cd — ochłodzenie przed wytworzeniem warstewki pary (bardzo krótki okres czasu).
de — chłodzenie przy istnieniu warstewki pary.
ef — okres chłodzenia po zaniknięciu warstewki pary.

Tablica 7 przedstawia zbiorcze dane dotyczące elementów wykonanych przy zastosowaniu tej metody.

Przy metodzie tej temperatura drugiego pieca jest uwarunkowana temperaturą, przy której przebiega w roztworze prawidłowa redukcja Cu_2O .

Ta temperatura w pewnym stopniu zależy od stężenia używanego roztworu. Wstępne próby pokazały, że temperaturę drugiego pieca należy podnieść powyżej 600°C .

Użycie wyższych stężeń alkoholu dawało wyniki rozbieżne, zmieniające się od próbki do próbki (zmniejszanie się stężenia alkoholu w miarę redukowania coraz nowych płytek).

Jak widać z tablicy 7 w wyniku otrzymano elementów o bardzo niskim oporze przewodzenia (rzędu jednostek omów) oraz opór zaporowy rzędu tysięcy. Zgodnie z poprzednimi wnioskami należałoby sądzić, że przyczyną niskich wartości R_z i R_p jest krótki czas chłodzenia.

Na rys. 4 przedstawiono przypuszczalny przebieg spadku temperatury płytki poddanej obróbce termicznej przy chłodzeniu i redukcji w roztworze alkoholu. W rzeczywistości przebieg ten jest dosyć skomplikowany. Niewątpliwie jest tylko, że drugi stopień chłodzenia (odcinek cdef rys. 4) trwa dłużej, niż odpowiedni czas przy przebiegu (typu B_1 (odcinek cd na rys. 4). Jeżeli natomiast rozpatrywać całkowity czas chłodzenia płytki, a więc czas odpowiadający odcinkom ab + cdef, to sumarycznie jest on raczej mniejszy, niż odpowiedni czas przy przebiegu typu B_1 , ponieważ odcinek ab jest krótszy (przejście od 1020° — 1030°C do 600° — 700°C). W tym ujęciu było by to zgodne z poprzednio przyjętą regułą: krótszy czas chłodzenia — niższe R_z i R_p .

Nie sugerujemy się jednak, że jest to tłumaczenie całkowicie zadowalające, jak również tym, że wykres 4 daje właściwy obraz procesu chłodzenia przy jednoczesnej redukcji płytki. Należy też zaznaczyć, że czasy podane na wykresach są szacunkowe, oparte na obserwacji subiektywnej.

Inne sposoby zabezpieczenia elementów prostowniczych od wpływów zewnętrznych polegałyby na pokryciu ich powierzchni warstewką metalu słabo ulegającego korozji. Przeprowadzono próby ze srebrem osadzonym drogą chemiczną. Nie dały one jednak na razie pozytywnych wyników ze względu na brak odpowiednich ilości potrzebnych chemikaliów.

7. Własności wyprodukowanych płytek.

Z wyprodukowanych podczas masowej produkcji we wrześniu 1950 r. 500 płytek, około 250 nie zostało natychmiast zbadanych. Dopiero w listopadzie 1951 r. zostały one poddane dokładnym badaniom (po upływie przeszło roku od chwili ich wyprodukowania).

Jak wspominaliśmy wyżej, współczynnik prostownienia „k” nie daje nam dostatecznego pojęcia o jakości elementu prostowniczego. Przyjeliśmy więc za Kaganowem (1) współczynnik „kappa” będący ułamkiem,

którego licznik daje wartość napięcia zaporowego przy prądzie 3 mA (przyjęliśmy gęstość prądu zaporowego $1 \text{ mA/cm}^2 \times 3 \text{ cm}^2$) zaś mianownik wartość napięcia przewodzenia przy prądzie 150 mA (gęstość prądu $50 \text{ mA/cm}^2 \times 3 \text{ cm}^2$). Przy tym sposobie klasyfikacji można przedstawić schematycznie rozrzut własności pewnej grupy płytek, przyporządkowując poszczególnym elementom punkty płaszczyzny o współrzędnych U_z i U_p .

Na rys. 5 zaznaczono klasy 68 płytek. Okazało się, że znajdują się one w prostokącie ograniczonym prostymi:

$$U_{p \min} = 0,8 \text{ V}, \quad U_{p \max} = 2 \text{ V}; \quad U_{z \min} = 1 \text{ V},$$

$$U_{z \max} = 8 \text{ V}$$

Wskazuje to na dość znaczny rozrzut własności elementów wyprodukowanych według tej samej recepty. Fakt rozrzutu własności elementów kuprytowych produkowanych w tych samych warunkach jest rzeczą naturalną, znaną każdemu pracującemu w tej dziedzinie. Jednakże rozrzut własności otrzymany przez nas jest zbyt duży, co wskazuje, że kontrola odpowiednich parametrów charakteryzujących poszczególne fazy procesów termicznych była za mało wysubtelniona. W celach kontrolnych wykonano szereg serii produkcyjnych po 10 — 12 sztuk elementów, trzymając się ściśle recepty stosowanej we wrześniu 1950 r. Okazało się, że punkty przedstawiające ich klasy są zgromadzone w innym prostokącie ograniczonym prostymi:

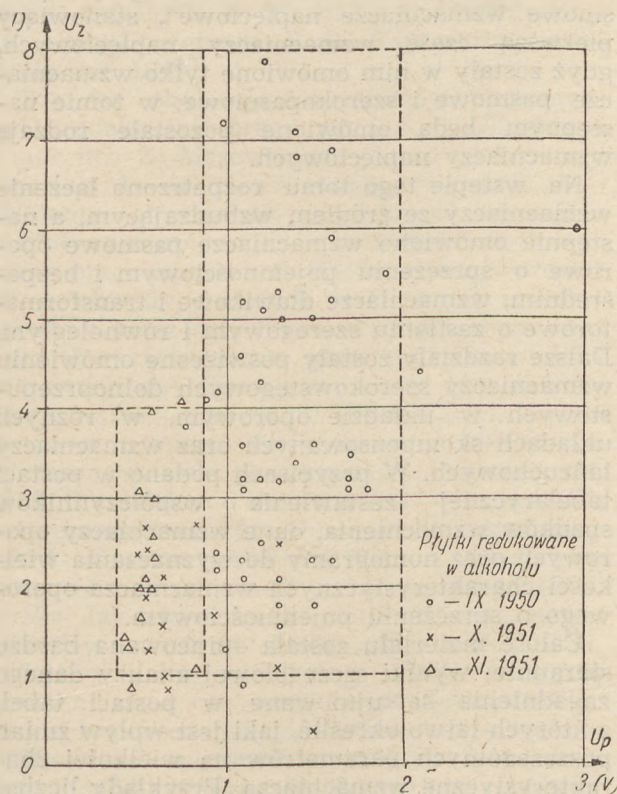
$$U_{p \min} = 0,38 \text{ V}, \quad U_{p \max} = 0,9 \text{ V}; \quad U_{z \min} = 1 \text{ V},$$

$$U_{z \max} = 4 \text{ V}$$

A więc w stosunku do elementów produkowanych we wrześniu 1950 r. nastąpiło wyraźne polepszenie klasy kierunku przewodzenia (U_p) przy pogorszeniu klasy kierunku zaporowego (U_z).

Wyjaśnienie tego faktu może być następujące:

- a) dotychczasowa kontrola poszczególnych procesów technologicznych jest nie wystarczająca, jakiś czynnik w warunkach produkcji uległ zmianie.



Rys. 5. Zestawienie klas wyprodukowanych elementów prostowniczych.

- b) w ciągu okresu wrzesień 1950 — listopad 1951 r. własności płytek podległy procesowi starzenia i dlatego znajdują się w obszarze przesuniętym w prawo w stosunku do obszaru obejmującego płytki wyprodukowane ostatnio.

Przy procesie starzenia ulega jednak pogorszeniu zarówno klasa w kierunku przewodzenia (U_p wzrasta), jak i zaporowym (U_z maleje). W rozpatrywanym przypadku natomiast zwiększeniu uległy dla części płytek obydwa napięcia. Wymaga to jednak bliższego zbadania na nowej aparaturze umożliwiającej lepszą kontrolę poszczególnych procesów technologicznych.

8. Zakończenie.

Orientacyjne badania procesów związanych z wykonaniem elementów kuprytowych dostarczyły nam potrzebnych danych dla zmontowania aparatury umożliwiającej subtelniejszą kontrolę poszczególnych faz produkcji; pozwoliły poza tym zorientować się w ogólnym zarysie w czynnikach odgrywających w produkcji pewną rolę na razie dość trudną do uchwycenia. Umożliwi to w następnym etapie naszych badań (który już rozpoczęliśmy) przejście do systematycznego, szczegółowego zbadania poszczególnych już węższych problemów, które nasuwały się nam w toku dotychczasowej naszej pracy. Sądzymy, że zebrany w czasie tego drugiego etapu pracy materiał doświadczalny pozwoli w następstwie przejść do opracowania przepisów produkcyjnych pozwalających na uzyskiwanie elementów prostowniczych znacznie lepszych od dotychczasowych.

Kontretnie mówiąc, sprowadza się to do polepszenia klasy kierunku zaporowego (powiększenie U_z); uzyskaną bowiem klasę kierunku przewodzenia można uważać za zadowalającą.

Przeprowadzenie tych żmudnych szczegółowych badań uważamy za konieczne ze względu na zdobycie materiału doświadczalnego, który przyczyni się może w pewnym stopniu do wyjaśnienia nieprzejrzystego spłotu zjawisk zachodzących w półprzewodnikach, a w dalszej konstrukcji do wyjaśnienia asymetrii oporu elektrycznego $\text{Cu-Cu}_2\text{O}$. Poza tym chodzi nam o zupełnie świadome opanowanie wszystkich trudności poszczególnych procesów produkcyjnych w skali laboratoryjnej, co pozwoliłoby na dostarczenie koniecznych wskazówek i danych dla ewentualnego uruchomienia produkcji tych elementów na większą skalę.

BIBLIOGRAFIA:

1. I. Kaganow — „Elektronnyje i jonnyje preobrazowateli”, Moskwa — Leningrad 1950.
2. D. Nasledow i Ł. Niemienow — Twiordyje wypryamiteli i fotoelementy, Leningrad — Moskwa 1933.
3. F. F. Wolkenstein — Elektroprowodnost’ poluprowadnikow, Berlin 1938.
4. A. F. Joffe — P-Poluprowadniki i ich primienienia Izwestia Ak. Nauk ZSRR, Seia fiziceskaja X 1946 Nr 1 str. 3.
5. W. Majewski — Zarys Fizyki Elektronowej cz. I zeszyt 1 (skrypt).
6. W. Majewski — Otrzymywanie prostowniczych elementów kuprytowych, Przegląd Telekom. Nr 3 1951 str. 85.
7. J. Grabowski — Pewne zagadnienia obróbki termicznej i końcowej elementów kuprytowych. Przegląd Telekom. Nr 3, 1951, str. 91.
8. K. Dybowski — Płytki miedziana pokryta dwustronnie tlenkiem miedziowym jako element prostowniczy. Przegląd Telekom. Nr 4, 1951 str. 116.
9. L. O. Grondahl — The Cooper-Cuprous-Oxide Rectifier and Photoelectric cele. Review of Modern Physics, volume 5 April 1933.
10. Massing — Handbuch der Metallphysik IV C Wagner — Chemische Reaktionen der Metalle.
11. Doan and Mahla — Principles of Physical Metallurgy.
12. Spreadbury — Electronics, London 1947 str. 403.
13. A. S. Kasetkin — Elektriceskije izmierenija, Moskwa — Leningrad 1946 str. 157.

Recenzje

Prof. dr inż. A. Jellonek, mgr inż. J. Kuryłowicz, mgr inż. M. Łapiński, mgr inż. Z. Siciński. **Miernictwo elektryczne ogólne dla potrzeb telekomunikacji.** Państwowe Wydawnictwa Techniczne, 1952, format A5, str. 464, rys. 295, w tym 26 fotografii, tab. 23, poz. literat. 29.

Klas. 621.317.7:621.39

Na początku bieżącego roku nakładem Państwowych Wydawnictw Technicznych, ukazała się praca zbiorowa 4-ch autorów, Prof. A. Jellonka oraz mgr inż., mgr inż. J. Kuryłowicza, M. Łapińskiego i Z. Sicińskiego, pt. „Miernictwo elektryczne ogólne dla potrzeb telekomunikacji”. Książka ta przeznaczona w pierwszym rzędzie dla słuchaczy szkół inżynierskich i politechnik, jak również dla inżynierów i techników, jest zwięzłym wykładem miernictwa elektrycznego ogólnego w zakresie niezbędnym w praktyce telekomunikacyjnej; stanowi ona jednocześnie wstęp do działów specjalnych miernictwa, jak miernictwo radiotechniczne, teletransmisyjne, elektroakustyczne oraz mikrofalowe.

Całość treści została podzielona na 6 rozdziałów, a te następnie — na poszczególne działy, opracowane przez różnych autorów.

W rozdziale pierwszym, napisanym przez Prof. A. Jellonka, podano wiadomości ogólne o pomiarach, obejmujące podział miernictwa elektrycznego, jednostki, wzorce, metody pomiarowe, dokładności, uchyby oraz przepisy i normy.

Rozdział drugi, obejmujący zasady działania i budowy elektrycznych przyrządów pomiarowych, został opracowany przez mgr inż. J. Kuryłowicza, mgr inż. M. Łapińskiego i prof. A. Jellonka. W rozdziale tym omówiono wszystkie rodzaje przyrządów pomiarowych, jak: przyrządy magnetoelektryczne, elektromagnetyczne, elektrodynamiczne, indukcyjne, cieplne, elektrostatyczne, prostownikowe, lampowe, wibracyjne, zapisujące, optyczne i akustyczne.

W rozdziale trzecim, zatytułowanym „Zespoły pomiarowe”, napisanym przez mgr inż. Z. Sicińskiego, mgr inż. M. Łapińskiego i mgr inż. J. Kuryłowicza omówiono wszelkiego rodzaju mostki pomiarowe, kompensatory prądu stałego oraz elementy zespołów pomiarowych i dodatkowy sprzęt pomocniczy.

W rozdziale czwartym napisanym przez mgr inż. M. Łapińskiego i mgr inż. J. Kuryłowicza omówiono sprzęt regulacyjny, sprzęt pomocniczy stosowany w miernictwie telekomunikacyjnym, źródła prądu stałego i zmiennego, sieć laboratoryjną oraz podano wiadomości ogólne o stanowiskach pomiarowych doświadczalnych i probierczych.

W rozdziale piątym, objętościowo największym, napisanym przez wszystkich autorów, omówiono pomiary podstawowych wielkości elektrycznych, pomiary własności elementów

obwodu elektrycznego, badanie własności materiałów oporowych, izolacyjnych i magnetycznych.

Rozdział ostatni napisany przez mgr inż. Z. Sicińskiego i zatytułowany „Utrzymanie przyrządów pomiarowych” obejmuje omówienie sposobów uzupełniania inwentarza laboratoryjnego, jego konserwację oraz sprawdzanie i naprawę przyrządów pomiarowych.

Liczne rysunki w ilości 295, w tym 26 fotografii, 23 tabele oraz przykłady liczbowe uzupełniają omawianą treść i ułatwiają jej zrozumienie. Słownictwo techniczne, zgodne z najnowszymi definicjami, przyjętymi przez Centralną Komisję Słownictwa Elektrotechnicznego, jest niekiedy pewnym zaskoczeniem dla czytelnika i zmusza go do przyzwyczajania się do nowych terminów.

Opracowanie graficzne książki jest bardzo staranne; zastosowanie mniejszych czcionek (petit) na druk pewnych dodatkowych szczegółów wyjaśniających główny temat omawiany (garmont) ułatwia korzystanie z tej książki, wydanej w ilości 3.100 egz. przy cenie 60 zł za egzemplarz.

S. D.

Prof. dr inż. A. Smoliński. **Zasady wzmacniania, tom II. Pasmowe wzmacniacze napięciowe.** Państwowe Wydawnictwa Techniczne, 1952. Format A5, str. 456, rys. 307, wyk. 3, tab. 18, nomogr. 2, poz. literat. 128.

Nakładem Państwowych Wydawnictw Technicznych ukazał się tom drugi „Zasad wzmacniania” prof. dr inż. A. Smolińskiego pt. „Pasmowe wzmacniacze napięciowe”, stanowiący pierwszą część wzmacniaczy napięciowych, gdyż zostały w nim omówione tylko wzmacniacze pasmowe i szerokopasmowe; w tomie następnym będą omówione pozostałe rodzaje wzmacniaczy napięciowych.

Na wstępie tego tomu rozpatrzono łączenie wzmacniaczy ze źródłem wzbudzającym, a następnie omówiono wzmacniacze pasmowe oporowe o sprzężeniu pojemnościowym i bezpośrednim, wzmacniacze dławikowe i transformatorowe o zasilaniu szeregowym i równoległym. Dalsze rozdziały zostały poświęcone omówieniu wzmacniaczy szerokopasmowych dolnoprzepustowych w układzie oporowym, w różnych układach skompensowanych oraz wzmacniaczy łańcuchowych. W przypisach podano w postaci tabelarycznej zestawienia współczynników spadków wzmocnienia, dane wzmacniaczy oporowych oraz nomogramy do wyznaczania wielkości charakterystycznych wzmacniacza oporowego o sprzężeniu pojemnościowym.

Całość materiału została opracowana bardzo starannie; wyniki szczegółowej analizy danego zagadnienia są ujmowane w postaci tabel, z których łatwo określić, jaki jest wpływ zmian poszczególnych parametrów na wielkości charakterystyczne wzmacniacza. Przykłady liczbowe zamieszczone w tekście są dobrą ilustracją ilościowego przedstawienia omawianych wiel-

kości i dają pojęcie o ich rzędzie wielkości oraz o metodach projektowania różnych typów wzmacniaczy.

Jeśli chodzi o słownictwo techniczne, to jest ono zgodne z ogólnie stosowanym za wyjątkiem pewnych drobnych rozbieżności stylistycznych, jak np. stosowanie określenia „wzmacniacz o sprzężeniu“ (lub o kompensacji“) obok określenia „wzmacniacz ze sprzężeniem“ (z kompensacją) itp.; podobnie należy zwrócić uwagę na stosowanie przez autora jednostek: Hz i pochodnych: kHz, MHz zamiast normalnie przyjętych: c/s, kc/s, Mc/s.

Omawiany tom II, podobnie jak i tom I, jest przeznaczony dla użytkowania przez techników i inżynierów, zatrudnionych w telekomunikacji oraz dziedzinach pokrewnych, jak również jako podręcznik dla studentów szkół inżynierskich i politechnik.

Opracowanie graficzne książki jest bardzo staranne; liczne rysunki, wykresy, nomogramy są podane we właściwej skali, pozwalającej na łatwe korzystanie z nich. Nakład książki wynosi 2500 egzemplarzy; cena wysoka — 65 zł za egzemplarz.

S. D.

F. E. Terman. Radiotechnika, tom I. — zbiorowy przekład polski pod redakcją mgr inż. L. Glińskiego i mgr inż. Z. Majewskiego. Państwowe Wydawnictwa Techniczne, 1952, format A5, str. 672, rys. 298, tab. 15.

Klas. 621.396.001.1.

W drugim kwartale bieżącego roku ukazał się tom I zbiorowego przekładu z języka angielskiego książki F. E. Termana pt. *Radiotechnika* — tytuł oryginału „Radio Engineering“, wydanie z r. 1947.

Tom ten obejmuje 8 rozdziałów, opracowanych redakcyjnie przez mgr inż. L. Glińskiego i mgr inż. Z. Majewskiego. Są to następujące rozdziały: I — elementy radiokomunikacji, II — elementy obwodu, III — własności obwodów ze stałymi skupionymi — wszystkie przetłumaczone przez mgr inż. S. Kielana, dalej rozdział IV — obwody o stałych rozłożonych, przetłumaczony przez mgr inż. L. Łukaszewicza, rozdział V — podstawowe właściwości lamp elektronowych, przetłumaczony przez mgr inż. B. Paszkowskiego, rozdział VI — wzmacniacze lampowe o niestrojonej oporności obciążenia (nierezonansowe), przetłumaczony przez prof. dr A. Smolińskiego, rozdział VII — wzmacniacze rezonansowe, przetłumaczony przez mgr inż. L. Knocha, i rozdział VIII — generatory lampowe, przetłumaczony przez prof. dr S. Ryzko. Jak widać, treść tomu I obejmuje teorię obwodów o stałych skupionych i rozłożonych, podstawy działania lamp elektronowych, wzmacniaczy i generację drgań elektrycznych. W każdym rozdziale omówiono wyczerpująco podstawowe zagadnienia, podano zasadnicze wzory, tabele i wykresy, ilustrujące przebiegi omawianych zjawisk i zmiany ich danych charakterystycznych w funkcji zmian odpowied-

nich parametrów oraz dołączono szereg zadań, których rozwiązanie przez czytelnika ma na celu pogłębienie jego wiadomości.

Całość materiału jest opracowana pod kątem wykorzystania przede wszystkim jako podręcznik dla studentów oddziałów telekomunikacyjnych szkół inżynierskich i politechnik oraz techników telekomunikacji, którzy mogą pogłębić i rozszerzyć swe wiadomości teoretyczne w dziedzinie radiotechniki.

Przekład polski jest dość jednolity, mimo iż brało w nim udział 6 tłumaczy; słownictwo techniczne jest na ogół zgodne z normalnie stosowanym. Opracowanie graficzne książki dość staranne za wyjątkiem pewnej dowolności w wykonaniu niektórych rysunków zbyt grubymi liniami, bądź niedostatecznie wyraźnie. Ostateczna korekta tekstu została wykonana prawdopodobnie zbyt pośpiesznie, co jest widoczne już np. na odwrocie strony tytułowej, gdzie występują błędy zamieszczone w erracie i nie zamieszczone w niej.

Książkę wydano w ilości 3000 egzemplarzy przy cenie 72 zł za egzemplarz.

S. D.

L. Rabkin i N. Szolc — „Magnetodielektryki i cewki rdzeniowe“. Państwowe Wydawnictwa Techniczne, 195. Format A5, str. 320, rys. 159, tablic 53.

Szybki rozwój telekomunikacji w Polsce Ludowej jest ściśle związany z krajową produkcją potrzebnych surowców i półfabrykatów. W okresie przedwojennym posługiwano się w Polsce sprzętem telekomunikacyjnym pochodzenia zagranicznego, bądź też sprzętem budowanym w kraju w oparciu o licencje zagraniczne. Wśród surowców i półfabrykatów importowanych materiały ferromagnetyczne miękkie w postaci blach rdzeniowych i rdzeni proszkowych stanowiły poważną pozycję.

Produkcje dotyczące tych materiałów były skąpe i ograniczały się zaledwie do kilku artykułów umieszczonych na łamach Przeglądu Telekomunikacyjnego. Dlatego też z uznaniem należy przyjąć przetłumaczenie przez mgr inż. Zygmunta Scheidlingera radzieckiej książki L. Rabkina i N. Szolca pt. „Magnetodielektryki i cewki rdzeniowe“.

Książka ta dzieli się na dwie części. Pierwsza część zawiera opis właściwości materiałów ferromagnetycznych proszkowych stosowanych w telekomunikacji na rdzenie proszkowe małej częstotliwości, używane do wyrobu cewek nupinowskich, filtrów, korektorów oraz na rdzenie wielkiej częstotliwości stosowane w urządzeniach radiowych itp. Pierwsza część zawiera także technologię wymienionych materiałów oraz sposób wyrobu rdzeni.

Druga część książki jest poświęcona projektowaniu cewek z rdzeniami proszkowymi. Omówiono szczegółowo wybór właściwego materiału i typu rdzenia, obliczanie indukcyjności, obliczanie oporności rzeczywistej cewek z uwzględnieniem strat powstałych w rdze-

niach oraz wpływ zmian czynników zewnętrznych na właściwości cewek indukcyjnych. W osobnym rozdziale opisano metody pomiarów elektrycznych właściwości cewek i stosowanych w nich rdzeni, a więc pomiar indukcyjności, przenikalności i oporu strat oraz zależność tych wielkości od takich czynników, jak natężenie pola, częstotliwość, zmiany temperatury, starzenie się itp.

Omówiony w książce materiał wymaga ugruntowania słownictwa technicznego z tej dziedziny, jak również utworzenia brakujących wyrazów, czego najlepszym dowodem jest nowy wyraz — „magnetodielektryk” — użyty w tytule książki.

Wymieniona książka wypełnia częściowo lukę w literaturze technicznej, omawiającej technologię materiałów stosowanych w telekomunikacji.

Mgr inż. T. Konopiński.

CZASOPISMA TECHNICZNE WALCZĄ O NOWĄ TECHNIKĘ

Pod takim tytułem Naczelna Organizacja Techniczna wydała katalog czasopism technicznych na rok 1952, liczący 20 stron druku formatu A5. Katalog ten obejmuje krótkie omówienie każdego z 52 czasopism technicznych, jakie wychodzą w Polsce w nakładzie 3 miliony rocznie i obsługują potrzeby wszystkich gałęzi naszej gospodarki. Wszystkie czasopisma techniczne zostały podzielone na 11 grup według specjalności. Najliczniejsze 3 grupy, liczące po 7 czasopism, to czasopisma z dziedziny architektury, budownictwa i materiałów budowlanych, dalej czasopisma z dziedziny elektrotechniki, energetyki, kino-radio-telekomunikacji oraz czasopisma ogólnotechniczne i różne. Grupa czasopism z dziedziny komunikacji, transportu i gospodarki wodnej liczy 6 czasopism; grupa czasopism poświęconych mechanice liczy 5 czasopism; po 4 czasopisma posiadają dwie grupy: grupa górnictwa, geologii i geodezji oraz grupa przemysłu drzewnego, skórzanego i włókienniczego. Wreszcie po 3 czasopisma są poświęcone czterem grupom specjalności: pierwsza — agrotechnika i leśnictwo, druga — chemia, trzecia — hutnictwo i odlewnictwo, czwarta — przemysł rolny i spożywczy.

Wszystkie polskie czasopisma techniczne są w zasadzie organami branżowych stowarzyszeń technicznych i organami odpowiednich resortów gospodarczych. Nad stroną programową i tematyką czasopism czuwają odpowiednie Ko-

misje Programowe, złożone z przedstawicieli zainteresowanych czynników, zarówno ze strony resortów, jak i przemysłu, instytutów naukowych, stowarzyszeń technicznych, instytucji zainteresowanych i związków zawodowych.

Ponieważ czasopisma techniczne są związane ściśle z działalnością branżowych stowarzyszeń technicznych, stanowią one jeden z głównych czynników, mających na celu powiązanie pracy stowarzyszenia z potrzebami produkcyjnymi zakładów; są one również miejscem wymiany doświadczeń technicznych oraz fachowej dyskusji na aktualne tematy techniczne, ułatwiają szerszemu ogółowi zapoznanie się z osiągnięciami nowatorów i racjonalizatorów zarówno inżynierów i techników, jak majstrów, brygadzystów, monterów i wykwalifikowanych robotników, współpracują z Klubami Techniki i Racjonalizacji oraz publikują sprawozdania z ich działalności.

Tematyka czasopism technicznych jest ściśle związana z realizacją Planu 6-letniego na odcinku technicznym, produkcyjnym, inwestycyjnym i gospodarczym ze szczególnym uwzględnieniem zagadnienia wzrostu wydajności pracy i obniżki kosztów własnych. Zagadnienia techniczne są często ujmowane z ekonomicznego punktu widzenia, celem uwydatnienia zalet mechanizacji, stosowania nowych metod pracy, nowych urządzeń oraz nowej technologii.

Coraz więcej miejsca jest poświęcone na omawianie doświadczeń i osiągnięć Związku Radzieckiego w dziedzinie techniki, produkcji i organizacji.

Szereg czasopism posiada w każdym numerze stałe dodatki w postaci biuletynów odpowiednich instytutów naukowo-badawczych oraz przeglądy bibliograficzne prasy technicznej.

Omawiany katalog czasopism technicznych jest uzupełniony warunkami prenumeraty poszczególnych czasopism na rok 1952. Przeglądając te warunki prenumeraty można zauważyć, że cena pojedynczego zeszytu różnych czasopism waha się od 2 zł do 9 zł i tylko w dwóch przypadkach przekracza 9 zł, a mianowicie: miesięcznik Technika i Gospodarka Morska kosztuje 10 zł za numer, a miesięcznik Architektura — 15 zł.

Od dnia 16 maja 1952 zamówienia i wpłaty na indywidualną prenumeratę czasopism technicznych przyjmują jedynie urzędy pocztowe oraz listonosze miejscy i wiejscy. Członkowie stowarzyszeń technicznych Naczelnej Organizacji Technicznej korzystają z prenumeraty ulgowej przy zbiorowym abonamencie przez swoje stowarzyszenia.

Komunikat Zarządu Sekcji Telekomunikacyjnej SEP

Staraniem Zarządu Sekcji Telekomunikacyjnej SEP zostanie uruchomiona przez NOT na korespondencyjnych kursach przygotowawczych do egzaminu na stopień inżyniera łączności, „Seksja Urządzeń Zasilających“.

Wszelkich informacji udziela zainteresowanym **bezpośrednio** kierownictwo kursów. Zgłoszenia należy nadsyłać jak najszybciej **bezpośrednio** pod adresem kursów — NOT, Warszawa, Czackiego 3/5.

Na poziomie techniki zostanie uruchomiony kurs specjalizujący „urządzeń zasilających“. Informacje i zgłoszenia — NOT, Warszawa, Czackiego 3/5.

Zarząd Sekcji zwraca uwagę zainteresowanym Kolegom na możliwości, jakie dają powyższe kursy w zakresie uzupełnienia i pogłębienia wiadomości z dziedziny urządzeń zasilających, która to dziedzina wymaga coraz więcej wykwalifikowanych pracowników — specjalistów i zachęca do licznych zgłoszeń.

Ważne dla Zakładów Przemysłowych, Urzędów, Instytutów, Biur Projektowych, Uczelni Technicznych

Zwracamy uwagę na możliwość zaopatrywania bibliotek naukowo-technicznych oraz całego personelu w książki techniczne przez wprowadzenie na terenie Zakładu kolportażu zakładowego.

Główne zasady kolportażu zakładowego:

1. Wybrany przez Radę Miejsową kandydat na kolportera, zgłasza się do najbliższej księgarni „Domu Książki“ — składa opinię o sobie Rady Miejsowej — zawiera umowę kolporterską — uzyskuje bliższe informacje.
2. Kolporter zakładowy pobiera z księgarni książki o wartości łącznej do 1.000 zł — sprzedaje je na terenie swego zakładu oraz rozlicza się raz w miesiącu z księgarnią.
Za swoją pracę kolporter otrzymuje 10% prowizji od ogólnego obrotu.
Zastosowanie kolportażu zakładowego zapewni stałą i sprawną dostawę książki technicznej.

Państwowe Wydawnictwa Techniczne.

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

polecają książki z dziedziny telekomunikacji

- BORKOWSKI K.: Systemy telefonicznych central automatycznych miejskich, tom I — Systemy elektromagnesowe (z dodatkiem atlasu rysunków), wyd. II, 1950, str. 320, zł 39,15, tom II — Systemy maszynowe i przekątnikowe (z dodatkiem rysunków), wyd. II, 1951, str. 248, zł 45.—.
- BRONWELL A. B., BEAM R. E.: Teoria i zastosowanie mikrofał, tłum. zbiorowe, z ang. pod red. St. Rózko, tom I, 1951, str. 340, zł 90.— tom II, 1952, str. 643, zł 56.—.
- DOMANUS J.: Budowa i wyposażenie ciemni rentgenowskiej, 1951, str. 168, zł 37,40.
- JELLONEK A., KURYŁOWICZ J., ŁAPIŃSKI M., SICIŃSKI Z.: Miernictwo elektryczne ogólne dla potrzeb telekomunikacji, 1951, str. 462, zł 60.—.
- MOSIEWICZ P.: Zasilanie urządzeń telekomunikacji przewodowej, część I, 1950, str. 227, zł 49.—, część II, 1951, str. 252, zł 49.—.
- NOWICKI F.: Budowa i konserwacja central telefonicznych, 1951, str. 240, zł 45.— Atlas rysunków, str. 39, zł 50.—.
- RABKIN R., SZOLC N.: Magnetrodielektryki i cewki rdzeniowe, tłum. z ros. Z. Scheidlinger, 1951, str. 320, zł 41.—.
- ROTKIEWICZ W.: Technika odbioru radiowego, tom I, 1951, str. 510, zł 75.—.
- SMOLIŃSKI A.: Zasady wzmacniania, tom I — Podstawy teoretyczne, wyd. II, 1950, str. 274, zł 33.—, tom II — Pasmowe wzmacniacze napięciowe, 1952, str. 455, zł 65.—.
- SZPARKOWSKI Z.: Napowietrzne linie telekomunikacyjne, 1952, str. 25, zł 30.—.
- TERMAN F. E.: Radiotechnika, tłum. z ang. zespół, 1952, str. 671, zł 72.—.
- WŁASOW W.: Lampy elektronowe, tłum. z ros. J. Groszkowski, 1951, str. 584, zł 78.—.
- JEZIEŃSKI E.: Maszyny synchroniczne, 1951, str. 269, zł 50.—.
- Kalendarzyk elektrotechniczny (praca zbiorowa pod nacz. red. B. Konorskiego), 1952, str. 910, zł 95.—.
- KONORSKI B.: Teoria dwójników i czwórników elektrycznych, 1951, str. 247, zł 80.—.
- KOSTROW M., SOŁOWIEW I., FIEDOSIEJEW A.: Technika zabezpieczeń elektroenergetycznych (tłum. zbiorowe z ros.), tom I, 1951, str. 432, zł 105.—, tom II, 1952, str. 776, zł 63.—.
- ŁANIECKI W.: Półprzewodniki, część I, 1951, str. 128, zł 16.—.
- MARX E.: Laboratorium wysokich napięć (tłum. zbiorowe z niem.), 1951, str. 292, zł 52.—.
- MOŁOCZEK W.: Remont turbin parowych, tłum. z ros. K. Smolaga, wyd. II, 1952, str. 392, zł 54.—.
- NOWACKI P. J., KORDECKI A., STANKIEWICZ L.: Atlas konstrukcji maszyn elektrycznych, tom II — Silniki asynchroniczne, 1951 str. 50 zł 40.—.
- Przesyt i rozdział energii elektrycznej (praca zbiorowa), tłum. z ang. W. Skoczyński, tom II — Wyładowania piorunowe i ochrona przepięciowa, 1951, str. 158, zł 34.—, tom II — Maszyny i urządzenia elektryczne, 1951, str. 291, zł 68.—, tom III — Analiza i warunki pracy układów elektroenergetycznych, 1951, str. 326, zł 75.—, — tom IV — Linie i sieci elektryczne, 1952, str. 212, zł 53.—.
- RIABKOW A.: Obliczenie elektroenergetycznych układów przesyłowych, tłum. z ros. A. Myśliński, 1951, str. 282, zł 41.—.
- SOCHOR B.: Termometry elektryczne, 1952, str. 176, zł 21.—.
- Tablice zwisów i naprężeń przewodów elektroenergetycznych linii napowietrznych (praca zbiorowa Komisji Linii Napowietrznych SEP), część II — Linki aluminiowe, 1950, str. 68, zł 17.—, część III — Linki stalo-aluminiowe, 1950, str. 76, zł 20.—.
- TARNAWSKI E.: Tematyka dla elektryków, 1951, str. 366, zł 60.—.
- TOŁŁOCZKO B.: Kotły parowe, tom I, zeszyt 1, 1951, str. 93, zł 8.—.
- WOŁOSZYN W.: Generatory gazowe w zarysie, 1951, str. 220, zł 30.—.
- WOYNAROWSKI Z., ŻMIGRODZKI W.: Niskonapięciowe wyłączniki przemysłowe, 1952, str. 255, zł 45.—.
- WOYSŁAW G.: Obsługa olejowa transformatorów i wyłączników olejowych, 1951, str. 60, zł 6.—.

Książki z elektrotechniki, elektroenergetyki i energetyki.

- FUJŁOW A.: Zasady budowy aparatów elektrycznych, tłum. z ros. J. Elbaum i E. Opęchowski, 1951, str. 400, zł 90.—.
- FELHORSKI W.: Oświetlenie w przemyśle włókienniczym, 1951, str. 80, zł 13,50.
- GOGOLEWSKI Z.: Napęd elektryczny, 1952, str. 390, zł 72.—.
- HOMOLA L.: Maszyny elektryczne prądu zmiennego, tłum. z czesk. W. Stanisławski, tom I — Maszyny synchroniczne, 1950, str. 194, zł 13,50, tom II — Maszyny asynchroniczne induk. 1951, str. 180, zł 13,50.

Do nabycia w księgarniach technicznych
DOMU KSIĄŻKI

