

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

**BIULETYN**

**INFORMACYJNY**

**7(197)**

**1980**



# BIULETYN INFORMACYJNY

DK 20

WARSZAWA 1980

NR 7/197/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędziński  
Z-ca Redaktora Naczelnego - doc. dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: mgr K. Juszkiewicz

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 625. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 20.VIII.1980 r.  
Druk ukończono w październiku 1980 r.

WZORCE REZYSTANCJI I TŁUMIENNOŚCI W TELEKOMUNIKACJI

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Wzorce rezystancji	2
2.1. Rezystor w obwodzie prądu przemiennego	3
2.2. Technologie wykonywania wzorców rezystancji	5
2.3. Wzorce rezystancji o liczalnych parametrach resztkowych	8
2.4. Przykłady komercyjnych wykonań wzorców rezystancji stosowanych w telekomunikacji	10
2.5. Wzorce rezystancji wielkiej częstotliwości	11
3. Wzorce tłumienności	16
3.1. Nastawny wzorzec tłumienności dla 30 MHz	18
3.2. Zasada pracy i budowa ogniwa scalonego tłumika cienkwarstwowego	19
3.3. Precyzyjne tłumiki firmy Siemens	22
4. Podsumowanie	25
Wykaz literatury	25



## WZORCE REZYSTANCJI I TŁUMIENNOŚCI W TELEKOMUNIKACJI

## 1. WSTĘP

Wzorce rezystancji i wzorce tłumienności /głównie tłumiki rezystywne/ są powszechnie stosowane w procesie projektowania, budowy i sprawdzania narzędzi pomiarowych, takich jak np. mierniki immitancji /admitancji i impedancji/, mierniki poziomu mocy lub napięcia, tłumiki itp. oraz przy wyznaczaniu parametrów systemów telekomunikacyjnych /np. impedancji i tłumienności charakterystycznych itd./ w procesie ich uruchamiania i eksploatacji.

Wzorce rezystancji /por. rys. 1<sup>x/</sup>/ i tłumienności /por. rys. 2/ charakteryzują się różną niedokładnością wykonania /od kilkudziesięciu do kilkunastu procent/ zależną od ich przeznaczenia, zakresu częstotliwości i zakresu wartości odtwarzanej jednostki miary: rezystancji - wyrażanej w omach / $\Omega$ /, tłumienności - wyrażanej w decybelach /dB/.

Aby zapewnić odpowiedni do potrzeb poziom niedokładności pomiarów, należy zapewnić niezbędny odstęp między niedokładnością zastosowanego narzędzia pomiarowego a wymaganą /zadaną/ niedokładnością pomiaru. Stosunek obu tych niedokładności powinien być równy co najmniej 3, tzn. pomiar /wyznaczenie/ np. impedancji wejściowej miernika poziomu z nieuokładnością  $\pm 2\%$  należy dokonywać za pomocą miernika impedancji mierzącego z niedokładnością równą  $\pm(2/3) \% \approx 0,7\%$ .

Pomiar ten będzie rzetelny /wiarygodny/ tylko wówczas, gdy dany miernik impedancji będzie posiadał aktualne /ważne/ świadectwo sprawdzenia, potwierdzające jego parametry metrologiczne /w rozpatrywanym przypadku niedokładność jego wskazań powinna być mniejsza od  $\pm 0,7\%$ /.

Kontrolowanie podanego wyżej miernika impedancji wymaga następnie stosowania, np. wzorców rezystancji o odpowiednio mniejszej niedokładności, tzn.  $\pm(2/9) \% \approx \pm 0,2\%$ .

W ten sposób powstają zależności hierarchiczne stopni struktury metrologicznej /por. rys. 3/, tworzące drogę przekazywania wartości jednostki miary danej wielkości od etalonu /wzorca państwowego/ jednostki podstawo-

---

<sup>x/</sup> Rysunki i tablice umieszczono na końcu artykułu.

wej poprzez wzorce pod- i wielokrotności tej jednostki miary oraz stanowiska pomiarowe - do narzędzi pomiarowych stosowanych w eksploatacji systemów telekomunikacyjnych.

Rozwój elektroniki - od dyskretnych elementów półprzewodnikowych /transzystorów/ do układów scalonych o wielkiej skali integracji /mikroprocesorów/ - spowodował dynamiczny rozwój systemów telekomunikacyjnych /głównie cyfrowych/ oraz precyzyjnej profesjonalnej aparatury pomiarowej. Opanowanie nowych technologii, szczególnie technologii wykonywania cienkich warstw rezystywnych pozwoliło na rozwój rezystorów i tłumików rezystywnych. Wytwarzane tą techniką elementy charakteryzują się dużą niezawodnością i precyzją wykonania, osiąganą dawniej /przy innej technologii wytwarzania/ tylko przez wzorce. Dzięki temu możliwa stała się budowa szerokopasmowych zestawów pomiarowych, np. do pomiaru poziomu napięcia w zakresie częstotliwości 0,05 - 100 MHz - zestaw firmy Siemens generator W 2072 i miernik poziomu D 2072. Z tych właśnie powodów, w podanym dalej opisie wzorców rezystancji i tłumienności rozpatrzono wpływ technologii wykonania na ich właściwości metrologiczne i użytkowe.

## 2. WZORCE REZYSTANCJI

Wzorzec rezystancji dla prądu stałego i przemiennego odtwarza z określoną dokładnością i stabilnością zadaną wartość rezystancji, reprezentującą jego zdolność do rozpraszania energii elektrycznej prądu stałego i przemiennego w określonym przedziale częstotliwości. Pod względem konstrukcyjnym wzorzec rezystancji stanowi rezystor - podstawowy element obwodów elektrycznych. Spadek napięcia na rezystorze powinien być zgodny w fazie z przepływającym prądem. Całkowita moc pobierana z obwodu elektrycznego powinna być oddawana w postaci ciepła i promieniowania elektromagnetycznego w określonym przedziale częstotliwości.

W niniejszym punkcie podane będą informacje dotyczące wzorców rezystancji stosowanych jako etalony /wzorce o najwyższych dokładnościach/ w laboratoriach metrologicznych Polskiego Komitetu Normalizacji, Miar i Jakości /PKNMIJ/ i Telekomunikacyjnej Służby Pomiarowej /TSP/ resortu łączności. Są to wzorce rezystancji wytwarzane przez znane na świecie firmy, takie jak np. GenRad /dawną nazwą General Radio/, Vishay i Electro Scientific Industries oraz Siemens i Rohde-Schwarz. Podane będą też informacje dotyczące technologii wytwarzania rezystorów /z których budowane są wzorce rezy-

stancji/, określanym mianem precyzyjne, ultrastabilne lub wzorcowe.

Wzorce rezystancji, zależnie od sposobu realizacji zadanej rezystancji, można podzielić na wzorce stałe - o jednej wartości rezystancji /wielokrotnej lub podwielokrotnej jednostki miary, tzn.  $1\Omega$ / - i nastawne o zmiennej skokowo /np. w systemie dekadowym/ albo w sposób ciągły wartości rezystancji. Pierwsze z nich zwane są rezystorami standardowymi, normalnymi bądź po prostu wzorcowymi. Natomiast rezystory nastawne zwane są na ogół dekadowymi lub reostatami.

Zależnie od technologii wykonania elementu rezystywnego - części głównej rezystora - dzieli się rezystory na drutowe i niedrutowe. Lata siedemdziesiąte są okresem, w którym technologia wykonania rezystorów niedrutowych - głównie warstwowych /cienkie warstwy stopów różnych metali osadzone na izolacyjnych podłoża/ - skutecznie konkuruje z tradycyjną technologią wykonania rezystorów drutowych /drut ze specjalnego stopu metali ukształtowany w zwój na izolacyjnym karkasie/. Dawniej /do lat sześćdziesiątych/ wszystkie wzorce rezystancji były kalibrowane przy prądzie stałym, obecnie gdy większość państwowych laboratoriów metrologicznych dysponuje licznymi<sup>x/</sup> wzorcami pojemności i indukcyjności oraz odpowiednią aparaturą do ich komparacji z wzorcami rezystancji dokonuje się kalibracji etalonów /wzorców/ rezystancji przy prądzie przemiennym / $f = 1600\text{ Hz}$ /.

Konstrukcyjnie każdy wzorzec rezystancji składa się z: elementu rezystywnego, elementów komutacyjnych i obudowy. W przypadku wzorców o stałej rezystancji elementami komutacyjnymi jest przyłącze w postaci zacisków bądź określonego typu złącza. Natomiast we wzorcach nastawnych dodatkowo wchodzi przetącniki, np. obrotowe wraz z okablowaniem, co powoduje ograniczenie ich zakresu częstotliwości roboczych /w porównaniu z wzorcami o stałej wartości rezystancji/. Obudowę wzorców rezystancji stanowi najczęściej metalowe pudełko w kształcie prostopadłościanu /wzorce nastawne/ lub walca /wzorce jednowartościowe/, będące jednocześnie ich ekranem elektrostatycznym.

## 2.1. Rezystor w obwodzie prądu przemiennego

Powszechnie przyjętym układem zastępczym rezystora /por. rys. 4a/ dla prądu przemiennego - przy założeniu nieobecności zjawisk naskórkowości,

<sup>x/</sup> Są to wzorce obliczeniowe; np. licznym wzorcem pojemności jest kondensator prętowy wg Thompsona i Lamparda.



wzajemnego oddziaływania przewodów z prądem i ekranów oraz strat dielektrycznych - jest dwójnik składający się z elementów skupionych: rezystancji  $R$  szeregowo połączonych z indukcyjnością  $L$  i dołączonych do nich równolegle pojemności  $C$ .

Impedancja takiego dwójnika

$$Z = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2} + j \frac{\omega [L(1 - \omega^2 LC) - R^2 C]}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2} \quad /1/$$

i odpowiednio jego admitancja

$$Y = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega [L(1 - \omega^2 LC) - R^2 C]}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad /2/$$

gdzie:  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  - częstotliwość.

Z równości /1/ i /2/ wynikają dwa równoważne układy zastępcze: szeregowy  $R_s, L_s$  /por. rys. 4b/ i równoległy  $R_r, C_r$  /por. rys. 4c/. Indukcyjność szeregową  $L_s$  i pojemność równoległa  $C_r$  zwane są skutecznymi parametrami resztkowymi rezystora. Jeśli  $L$  i  $C$  są bardzo małe /ściślej, jeżeli  $\omega^2 LC \ll 1$  i  $\omega^2 R^2 C^2 \ll 1$ , to wzory na rezystancję i indukcyjność szeregowego układu zastępczego upraszczają się /w porównaniu z wyrażeniem wynikającym z równości /1/ do postaci:

$$R_s \approx R [1 + \omega^2 C (2L - R^2 C)]; \quad L_s \approx L - R^2 C \quad /3/$$

i odpowiednio dla równoległego układu zastępczego /por. równość /2//:

$$R_r = R \left( 1 + \omega^2 \frac{L^2}{R^2} \right); \quad C_r = C - \frac{1}{\omega^2 L \left[ 1 + \omega^2 (R/L)^{-2} \right]} \quad /4/$$

Kąt przesunięcia fazowego napięcia przyłożonego do rezystora względem przepływającego prądu wynosi:

$$\varphi = \arctg \omega \left( \frac{L}{R} - RC - \frac{\omega^2 L^2 C}{R} \right) \approx \arctg \omega \left( \frac{L}{R} - RC \right) \quad /5/$$

Wyrażenie  $\tau = \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\omega} = \left( \frac{L}{R} - RC \right)$  ma wymiar czasu i jest nazywane stałą

czasu rezystora, stanowiąc jego istotny parametr charakteryzujący pośrednio jego zakres częstotliwości roboczych.

Pracę rezystora w układach impulsowych można opisać rozpatrując jego układ zastępczy w dziedzinie czasu i badając odpowiedź na przyłożoną funkcję skokową, np. jednostkowy impuls napięcia. W tym przypadku określa się czas narastania odpowiadający osiągnięciu określonej frakcji wartości amplitudy impulsu, np. 90% wartości prądu w stanie ustalonym.

Przedział częstotliwości, w którym wzorce rezystancji odtwarzają poprawnie zadane parametry zwany jest zakresem częstotliwości roboczych wzorców, jeżeli jest spełniona jedna z następujących nierówności:  $(R_s - R)/R \ll \delta$ ;  $(R_r - R)/R \ll \delta$ ;  $(|Z| - R)/R \ll \delta$ ;  $\text{tg } \varphi \ll \varepsilon$ , gdzie  $\delta \ll 1$  lub  $\varepsilon \ll 1$ . Przedział ten zależy głównie od stałej czasu rezystora  $\tau$ , a ściślej od wyrównania resztkowych składowych rezystora. Dla średnich wartości rezystancji /rzędu kilkuset omów/ wpływy obu składowych reaktancyjnych /resztkowych indukcyjności i pojemności/ "wyrównują" się  $L/R = RC$ . Wówczas zakres częstotliwości nawet rezystorów drutowych sięga kilku megaherców, a dla rezystorów warstwowych - aż do kilkuset megaherców. Dla zakresu częstotliwości do kilkuset kiloherców słuszną jest następująca równość:

$$\delta_z = \left[ (|Z| - R)/R \right] \cdot 100 = 0,5 \omega^2 \tau^2 \approx 2000 \cdot f^2 \tau^2 \quad [\%] \quad /6/$$

określająca charakterystykę częstotliwościową błędu modułu impedancji  $\delta_z$  rezystora /głównie dotyczy to rezystorów nastawnych/ w zależności od jego stałej czasu.

Podany wyżej opis zachowania się rezystora w obwodzie prądu przemiennego jest uproszczony, ponieważ istnienie jakiegokolwiek ekranu lub osłony metalowej zmienia jego układ zastępczy przedstawiony na rys. 4.

Zachowanie się rezystora przy wielkich częstotliwościach będzie rozpatrzone oddzielnie w dalszym punkcie niniejszego opracowania.

## 2.2. Technologie wykonywania wzorców rezystancji

Precyzyjnym wzorcom rezystancji dla prądu stałego i przemiennego stawiane są następujące wymagania:

- a/ mały współczynnik temperaturowy rezystancji /TWR/,
- b/ mała siła termoelektryczna /STE/ względem miedzi,
- c/ mała niestabilność rezystancji w ciągu długiego okresu,

d/ małe składowe reaktancyjne /pozioma charakterystyka częstotliwościowa rezystancji/,

e/ mała niedokładność wykonania rezystancji względem wartości znamionowej.

Aby spełnić jednocześnie wszystkie powyższe wymagania, stosuje się odpowiednio stabilne materiały na konstrukcje wzorców. Najbardziej istotne są parametry materiału oporowego, z którego wytwarzany jest element rezystywny wzorca. Od 90 lat wzorce rezystancji wykonywane są w postaci cewek uzwanianych drutem ze stopu miedzi /86% Cu/, manganu /12% Mn/ i niklu /~2% Ni/, zwanego manganinem [17]. STE manganinu względem miedzi jest mała i wynosi  $0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , natomiast TWR wynosi  $-5...+25/\text{ppm}/^\circ\text{C}^{\text{x}}$  w pobliżu  $+20^\circ\text{C}$  i zależy w znacznym stopniu od procesu produkcji /por. krzywe 1,...5 na rys. 5/; wykazuje on na ogół paraboliczny przebieg zmian w zależności od temperatury otoczenia. Wykorzystując miedź jako główny składnik powstało wiele stopów oporowych o mniejszym TWR, lecz o dużo większej STE względem miedzi w porównaniu z manganinem. Lata pięćdziesiąte to rozwój oporowych stopów czterech metali: dwóch podstawowych - niklu /~80% Ni/ i chromu /~20% Cr/ oraz śladowych, takich jak: aluminium, magnez, żelazo i miedź. Stopy te, o nazwach: Stabilohm, Karma, Evanohm, Isohm, Nikrothal, wykazują w porównaniu z manganinem większą rezystywność i wytrzymałość mechaniczną oraz zmniejszony kilkakrotnie TWR przy nieco większej STE względem miedzi. Następnym krokiem w rozwoju stopów oporowych jest [17] Zerarin /por. rys. 5/ składający się z miedzi /~88%Cu/ i manganu /~7% Mn/ z domieszką germanu /Ge/. STE Zerarinu względem miedzi wynosi  $-1,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , natomiast TWR jest równy  $-3...+3/\text{ppm}/^\circ\text{C}$  i w znacznie mniejszym stopniu - w porównaniu z manganinem - zależy od procesu produkcji.

Uzwojenia rezystorów drutowych, wykonywane na karkasie z materiału o małych stratach dielektrycznych i niezmiennych wymiarach w zależności od temperatury, są nawijane różnymi sposobami [13], mającymi na celu zmniejszenie reaktancyjnych składowych. Elementy rezystywne poddawane są następnie obróbce termicznej, która usuwa szczątkowe naprężenia mechaniczne powstałe w czasie uzwojania stabilizując tym samym wartość rezystancji i TWR w czasie. Po "dobraniu" wartości rezystancji do wartości znamionowej łączy się końce elementu rezystywnego z miedzianymi zaciskami bądź końcówkami przez spawanie, lutowanie lub zgrzewanie.

<sup>x/</sup> W literaturze metrologicznej stosowany jest skrót angielskiej nazwy "ppm" - "parts per million", co oznacza "części na milion", tzn.  $10^{-6}$ .

Obróbka termiczna gotowych rezystorów jest prowadzona w atmosferze ochronnej /azotu lub próżni/, a element rezystywny jest zatapiający na stałe w bezwodnym oleju, aby zapobiec utlenianiu powierzchniowemu i wnikaniu wodoru z atmosfery otoczenia.

Lata siedemdziesiąte przynoszą rozwój technik nakładania cienkich warstw metali. Szczególną pozycję zajmuje tu technologia zaproponowana przez amerykańską firmę Vishay [18]. Element rezystywny jest wytwarzany ze stopu metali o bardzo małym TWR rzędu  $\pm 1$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$  i bardzo małej długookresowej niestabilności rezystancji rzędu  $\pm 50$  ppm/3 lata. Folia z tego stopu o grubości  $1 \dots 4$   $\mu\text{m}$  jest osadzana na podłożu izolacyjnym /szkło lub ceramika/ o wymiarach  $5 \times 5 \times 1$  mm i wytrawiana metodą fotolitograficzną według odpowiednio zaprojektowanego rysunku.

Na rys. 6 pokazano duże powiększenie wytrawionego elementu /modułu/. Pola czarne to ścieżki przewodzące prąd, natomiast linie białe to ścieżki izolacyjne. Prąd "meandrując" przepływa od lewego pola stykowego L całą lewą półpłaszczyznę modułu /B/, a następnie od góry /por. rys. 6a/ całą prawą półpłaszczyznę /A/ poprzez małe pola C i D w środku modułu do prawego pola stykowego P. Moduł /element/ rezystywny jest tworzony ze zwartych ścieżek stopu oporowego łączonych szeregowo, dzięki czemu możliwa jest dokładna kalibracja - "dobieranie" - zadanej wartości rezystancji dla określonego typu modułu. 16 zwartych ścieżek długich po lewej /A/ i prawej /B/ stronie modułu oraz 16 zwartych ścieżek krótkich /C i D/ pozwala po ich przecięciu /rozwarciu/ na zwiększanie wartości rezystancji przez zwiększanie długości drogi przewodzenia prądu /por. rys. 6b/. W ten sposób <sup>jest</sup> dokonywany dobór końcowej wartości rezystancji z niedokładnością rzędu  $\pm 0,001\%$ . Z 25 modułów /o zmiennej grubości warstwy rezystywnej/ można w ten sposób otrzymać rezystory o wartościach rezystancji w zakresie od 2 do 100000  $\Omega$ ; np. z jednego modułu można otrzymać każdą końcową wartość rezystancji w zakresie 16000 - 44000  $\Omega$  z niedokładnością  $\pm 0,001\%$ . Przewody doprowadzające prąd do elementu rezystywnego są przyspawane do obu pól stykowych /L i P/. Cały moduł jest izolowany od otoczenia przed wilgocią i naprężeniami mechanicznymi przez polimeryzację, otoczenie warstwą kauczuku silikonowego i umieszczenie go w sztywnej epoksydowej lub metalowej, zwykle prostopadłościennych obudowie, a następnie hermetyzowany i zalewany żywicą epoksydową. Rezystory wykonane w ten sposób charakteryzują się małymi szkodliwymi reaktancyjnymi: indukcyjnością 0,08  $\mu\text{H}$  i pojemnością 0,5 pF.

### 2.3. Wzorce rezystancji o liczalnych parametrach resztkowych

Wykonanie wzorców rezystancji bez obecności resztkowych parametrów reaktancyjnych jest praktycznie niemożliwe. W związku z potrzebą wzorcowania układów do pomiaru immitancji zachodzi konieczność wyznaczania resztkowych parametrów wzorców rezystancji. W przypadku układów do pomiaru składowych reaktancyjnych rezystorów realizuje się wzorce rezystancji o liczalnych parametrach reaktancyjnych /tzw. wzorce stałej czasu/, tzn. wzorce rezystancji w postaci zwojów drutu ukształtowanych w proste figury geometryczne, np. pętlę /por. rys. 7/, których indukcyjność i pojemność można łatwo obliczyć na podstawie ich wymiarów geometrycznych [13]. Wzorce takie zrealizowano w Instytucie Łączności dla wartości od 0,1 do 1000  $\Omega$  w kształcie pętli z manganinu lub nikrothalu. Przekrój wzdłużny przez konstrukcję tego typu wzorca o liczalnych parametrach reaktancyjnych oraz wzory obliczeniowe podano na rys. 7. Wymiary geometryczne i wyniki obliczeń indukcyjności, pojemności i stałej czasu tych wzorców zestawiono w tabelicy 1.

Kolejnym etapem rozwoju konstrukcji wzorców rezystancji o liczalnych parametrach resztkowych były wzorce cylindryczne [4]. Element rezystywny wzorca stanowił drut oporowy rozpięty współosiowo wewnątrz rury mosiężnej stanowiącej jego obudowę. Elementy 100  $\Omega$  łączyło w szereg zwieracznymi współosiowymi, tak aby otrzymać wartości rezystancji od 100 do 1000  $\Omega$ . Zakres częstotliwości tych wzorców sięgał 100 kHz, a stała czasu wynosiła od +4 ns do -51 ns.

Wzorec o mniejszej wartości rezystancji ma odmienną konstrukcję, np. etalon 1  $\Omega$  [3] składa się z 20 bifilarnych, równoległych względem siebie zwojów drutu oporowego o średnicy 0,05 mm i długości około 8 cm każdy, połączonych równolegle. Obliczona indukcyjność wzorca wynosi 3,758 nH, zaś jego pojemność 2,3 pF. Wzorec ten jest stosowany jako etalon w zakresie częstotliwości do 20 kHz.

Lata sześćdziesiąte, w związku z wyznaczaniem jednostki miary 1  $\Omega$  z liczalnego wzorca pojemności, przynoszą nowe rozwiązania konstrukcyjne wzorców rezystancji o liczalnych parametrach reaktancyjnych.

Gibbins [12] podał konstrukcję i obliczenia dla wzorców o wartościach 100 i 1000  $\Omega$ . Elementem rezystywnym jest drut oporowy wymodelowany w pętlę zagiętą w połowie długości i umieszczony w cylindrycznej osłonie metalowej, stanowiącej obudowę wzorca. Do oszacowania istotnych parametrów resztkowych Gibbins zastosował teorię linii długich. Uwzględnił także wpływ

naskórkowości zarówno wewnątrz drutów, jak i na skutek ich wzajemnego oddziaływania oraz wpływ prądów wirowych indukowanych w osłonie metalowej wzorca. Z porównania wzorców między sobą i obliczeń wynika, że dla pulsacji równej 33000 rad/s /częstotliwości 5252 Hz/ konduktancja w ten sposób zaprojektowanych wzorców 100 i 1000  $\Omega$  nie różni się więcej niż  $2 \cdot 10^{-8}$  od konduktancji dla prądu stałego.

Wilkins i Swan [32] wykonali precyzyjne wzorce rezystancji dla prądu stałego i przemiennego w zakresie częstotliwości do 1,6 kHz o wartościach rezystancji od 1  $\Omega$  do 10 k $\Omega$ . Wzorce tego typu są obecnie wytwarzane przez firmę Tinsley [18]. Przy ich konstrukcji szczegółowo rozpatrzono czynniki wpływające na stabilność i charakterystykę częstotliwościową rezystancji, a mianowicie: właściwości termoelektryczne stopów oporowych, indukcyjność i pojemność własną elementu rezystancyjnego, rozłożoną pojemność względem metalowej obudowy /osłony o stałym potencjale/. Osobno rozważono także wpływ strat w dielektryku i strat pochodzących od prądów wirowych. Elementy rezystywne są wykonane z drutu oporowego o małej STE względem miedzi /np. z Evanohmu/, o średnicach od 0,04 mm /10 k $\Omega$ / do 1,22 mm /1 $\Omega$ /. Drut nawija się, przy minimalnym naciążu, bifilarnie w wycięcia grzebieniowe kilku pionowych wsporników /por. rys. 8/ umocowanych między dwoma pierścieniami o średnicy około 60 mm. Większe wartości rezystancji nawija się toroidalnie w wycięcia grzebieniowe kilku pierścieni, umocowanych równolegle względem siebie /por. rys. 9/. Specjalna obróbka termiczna elementów rezystancyjnych - wygrzewanie w próżni w temperaturze +200°C, chłodzenie i zatapianie w oleju silikonowym - pozwala na uzyskanie bardzo małej długookresowej niestabilności rezystancji rzędu 1 ppm/rok. Wszystkie rezystory są poddawane ostrej selekcji, aby można było utrzymać założony TWR /-2...+2/ppm/°C w zakresie temperatur otoczenia od +15 do +25°C. Zmiana rezystancji pod wpływem obciążenia mocą 1 W jest nie większa od 4 ppm po jednej godzinie. Zaciiski prądowe i napięciowe rezystora są wyprowadzone współosiowo na górną powierzchnię pojemnika - osłony metalowej /por. rys. 10/. Zmiany rezystancji wzorców Wilkinsa w zakresie częstotliwości do 1,6 kHz nie przekraczają wartości 2ppm dla 1  $\Omega$ , natomiast dla 10, 100, 1000 i 10000  $\Omega$  są one wielokrotnie mniejsze.

#### 2.4. Przykłady komercyjnych wykonań wzorców rezystancji stosowanych w telekomunikacji

Precyzyjne wzorce rezystancji, które z powodzeniem mogą spełniać funkcje pierwotnych etalonów w TSP, są wykonywane przez nieliczne firmy, jak np. Electro Scientific Industries /USA/ i Tinsley /Wielka Brytania/. Parametry metrologiczne tych jednowartościowych wzorców rezystancji zestawiono w tablicy 2.

Odrębną grupę wzorców rezystancji stanowią wzorce nastawne /głównie dekadowe/ powszechnie spotykane w praktyce TSP. Parametry metrologiczne kilku częściej spotykanych typów wzorców nastawnych podano w tablicy 3. Parametry tych wzorców są wielokrotnie gorsze od parametrów wzorców jednowartościowych. Natomiast jeśli rozpatruje się ich charakterystykę częstotliwościową to zależy ona od konstrukcji elementu rezystywnego i jakości urządzeń komutujących oraz zwartości konstrukcji całego wzorca. Charakterystyka ta jest proporcjonalna do stałej czasu elementów, ich pojemności względem ekranu i indukcyjności połączeń oraz indukcyjności i pojemności urządzeń komutujących /najczęściej przełączników obrotowych/, a także liczby włączonych elementów rezystywnych wzorca. Dla największych i najmniejszych wartości rezystancji wypadkowa stała czasu rezystora dekadowego przybiera maksymalne wartości. Dla wielkich wartości rezystancji  $/\geq 1 \text{ k}\Omega/$  decydują pojemności względem ekranu, zaś dla wartości małych przeważają indukcyjności, szczególnie indukcyjności doprowadzeń i połączeń wewnątrz dekady. Można przyjąć, że w zakresie częstotliwości akustycznych, tj. do około 10 kHz /dla rezystancji mniejszych od 10 k $\Omega$ / wartość rezystancji  $/R_s$  por. rys. 4b i zależność /3// dekadowego wzorca rezystancji nie zależy od częstotliwości i jest równa rezystancji dla prądu stałego /dla małych wartości rezystancji należy pamiętać o rezystancji zerowej dekady, aby otrzymać poprawną wartość, np. przy nastawieniu 1 $\Omega$  należy jej wartość równą około 0,01 $\Omega$  uwzględnić w obliczaniu niedokładności wykonywanych pomiarów/.

Wartość modułu impedancji omawianych tu wzorców dekadowych zmienia się w znacznie większym stopniu niż ich rezystancja  $R_s$  i zależy /por. zależność /6// od wypadkowej stałej czasu rezystora.

Producenci rezystorów dekadowych bardzo rzadko podają ich roboczy zakres częstotliwości /por. tablica 3/. Najczęściej podają oni charakterystyki częstotliwościowe poszczególnych dekad /por. rys. 11/, zwykle w układzie nie uziemionym, bez obecności ekranów i potencjału ziemi. W przypadku rozpatry-

wania charakterystyki częstotliwościowej całego dekadowego rezystora, składającego się na ogół z sześciu lub nawet siedmiu dekad, jego układ zastępczy bardzo się komplikuje i jest różny zależnie od przyjętego układu pomiarowego, tzn. od dołączenia potencjału ziemi do osłony bądź do jednego z zacisków i osłony metalowej.

W praktyce za roboczy zakres częstotliwości dekadowego wzorca rezystancji /por. tabl. 3/ przyjmuje się warunek, że błąd ten jest równy określonej wartości, wielokrotnie przekraczającej błąd wyrównania wzorca dla prądu stałego, np. 1% lub nawet 5%. Dla wzorców przedstawionych na rys. 11 roboczy zakres częstotliwości dla nieziemionego układu zastępczego całego dekadowego wzorca jest około dziesięciokrotnie mniejszy niż to wynika z charakterystyk częstotliwościowych dla pojedynczych dekad. Zakres częstotliwości dekadowego wzorca rezystancji zmniejsza się dalej w wyniku uziemienia jednego z jego zacisków. Z przeprowadzonych wstępnie wyników badań wynika, że dla dekadowego wzorca rezystancji firmy General Radio typ 1433 W roboczy zakres częstotliwości wynosi 10 kHz  $[(R_s - R)/R] < 0,001$  dla rezystancji mniejszej od 10 k $\Omega$ , natomiast dla wzorca firmy Vishay typ 1304 /lub 1301/ roboczy zakres częstotliwości dla tej samej wartości rezystancji wynosi 100 kHz.

## 2.5. Wzorce rezystancji wielkiej częstotliwości

Wzorce rezystancji wielkiej częstotliwości /powyżej 100 kHz/ w sposób istotny, zależny głównie od ich zakresu częstotliwości, różnią się - zarówno budową jak i parametrami - od wzorców rezystancji małej częstotliwości. Są to przede wszystkim wzorce stałe /o jednej wartości rezystancji/ wykonywane jako:

- drutowe dla zakresu częstotliwości do 1 /100/MHz/ por. [5], [16]/, najczęściej w układzie dwuzaciskowym - symetrycznym /nieziemionym/
- niedrutowe - warstwowe, dawniej węglowe, obecnie natomiast metalizowane, współosiowe-dwójnikowe bądź czwórnikowe /por. [19], [21], [23], [35]/ - dla zakresu częstotliwości do 0,1 /10/GHz.

Typowym przykładem wzorców rezystancji, stanowiących pośrednią konstrukcję między wzorcami /etalonami/ rezystancji stosowanymi w zakresie częstotliwości akustycznych a wzorcami rezystancji wielkiej częstotliwości, są rezystory firmy General Radio [5] typ 1440. Element rezystywny wzorca jest wy-



konany w postaci zwoju /z drutu oporowego wykonanego z Manganinu lub Evanohmu/ nawiniętego na cienką płytkę z miki w celu zredukowania jego indukcyjności szczałkowej. Rezystory o małej wartości rezystancji są uzwojane sposobem Ayrton- Perryego. Element rezystywny /por. rys. 12/ jest umieszczany wewnątrz szczelnie zamykanego plastikowego /niemetalowego/ pudełka /redukującego w ten sposób pojemność szczałkową rezystora/ wypełnionego olejem w celu odizolowania go od atmosfery otoczenia, przez co wyraźnie zmniejsza się dryft rezystancji wzorca. Końcówki elementu rezystywnego są doprowadzane do połączonych miedzianych zacisków - wykonanych od góry jako dwie tuleje o średnicy wewnętrznej 4 mm i od dołu jako wkręcane dwa sprężynujące wtyki bananowe / $\varnothing$  4 mm/ - ustawionych w płaszczyźnie prostopadłej do elementu rezystywnego, zapewniających małą STE i małą rezystancję przejścia. Tak więc rezystory te mogą być stosowane także jako czterozaciskowe wzorce w precyzyjnych mostkowych układach do pomiaru rezystancji. Wytwórca dokonuje uwierzytelnienia każdego rezystora z niedokładnością  $\pm 20$  ppm względem własnych wzorców rezystancji, których wartość jest wyznaczana w NBS<sup>x/</sup> z niepewnością  $\pm 10$  ppm. Względna różnica rezystancji wzorca /w odniesieniu do wartości znamionowej/ jest podawana na odwrocie na etykiecie każdego wzorca łącznie z datą wykonania pomiaru i numerem fabrycznym. Szczałkowe parametry reaktancyjne rezystora zmieniają jego szeregowo /por. zależność /3// i równoległą /por. zależność /4// zastępczą rezystancję. Zakładając, że zmiana ta nie powinna przekraczać pewnej określonej wartości, np. 0,1%, można wyznaczyć górną graniczną częstotliwość roboczą tego typu rezystora. Rezystory typu 1440 są etalonami rezystancji TSP, a ich parametry zestawiono w tabelicy 4.

Innym rodzajem konstrukcji wzorców rezystancji, która rozwija się od około czterdziestu lat, jest współosiowy wzorec rezystancji. Jego podstawowym przeznaczeniem jest obciążanie współosiowych układów do pomiaru mocy, tłumienności lub szumów; dlatego też wzorec taki jest nazywany wzorcowym obciążeniem bądź obciążeniem lub wzorcem dopasowanym. Wzorce rezystancji o znamionowych wartościach rezystancji różniących się od przyjętych przez IEC<sup>xx/</sup> znamionowych wartości impedancji charakterystycznych systemów współ-

<sup>x/</sup> NBS - National Bureau of Standards - państwowe laboratorium metrologiczne Stanów Zjednoczonych Ameryki Północnej.

<sup>xx/</sup> IEC - International Electrotechnical Commission - międzynarodowa organizacja elektrotechniczna.

osłowych  $50 \Omega$  i  $75 \Omega$  /tj.: od znamionowych wartości rezystancji obciążenia dopasowanych/, przeznaczone do sprawdzania mierników impedancji, zwane są wzorcami bądź obciążeniami niedopasowanymi.

W projektowaniu i ocenie parametrów współosiowego wzorca rezystancji wykorzystuje się zależności i miary impedancji stosowane w teorii linii długich. Najbardziej rozpowszechnioną konstrukcją tego wzorca jest współosiowe umieszczenie cylindrycznego elementu rezystywnego /rezystora warstwowego/ wewnątrz metalowego cylindra stanowiącego osłonę /obudowę/ i jednocześnie przewód "powrotny" wzorca. Rezystor taki /zwany dwójnikowym/ stanowi odcinek toru współosiowego zwartego na końcu. Zakładając, że grubość warstwy rezystywnej /np. rzędu  $10^{-5}$  mm/ jest wielokrotnie mniejsza od głębokości wnikania prądów wirowych nawet dla częstotliwości  $10 \text{ GHz}$  / $5 \cdot 10^{-4}$  mm/, przyjmuje się niezależność jednostkowej rezystancji rozpatrywanego elementu od częstotliwości [6, 19]. Zakładając następnie, że długość rezystora /l/ jest wielokrotnie większa od jego średnicy /d/ można przekonać się, że impedancja wejściowa współosiowego wzorca rezystancji wyraża się następującym /przybliżonym/ wzorem [6]:

$$Z = R_s + jX_s \approx R \left\{ 1 + \frac{2}{3} \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right)^2 \left[ 1 - \frac{1}{5} \left( \frac{R}{Z_0} \right)^2 \right] \right\} + jZ_0 \frac{2\pi l}{\lambda} \left[ 1 - \frac{1}{3} \left( \frac{R}{Z_0} \right)^2 \right] \quad (7)$$

gdzie:  $R_s$  - rezystancja,  $X_s$  - reaktancja wzorca /dla szeregowego układu zastępczego/,  $R$  - rezystancja wzorca przy prądzie stałym,  $Z_0$  - impedancja charakterystyczna /falowa/ współosiowego toru bezstratnego  $Z_0 = 59,96 \ln(D/d)$ ,  $D$  - średnica wewnętrzna osłony wzorca,  $d$  - średnica elementu rezystywnego /cylindrycznego rezystora warstwowego/,  $\lambda$  - długość fali / $\lambda = 3 \cdot 10^8 / f$  /,  $f$  - częstotliwość /dotychczasowego sygnału/.

Dobierając odpowiednio stosunek średnic  $D/d$ , można osiągnąć [6] rzadką reaktancję /przy  $R/Z_0 = \sqrt{3}$  /bądź bardzo płaską charakterystykę częstotliwościową rezystancji wzorca /przy  $R/Z_0 = \sqrt{5}$  /.

Niedokładność wykonania współosiowych wzorców rezystancji określa się względem rezystancji znamionowej wzorca / $R_n$ / połączając moduł współczynnika odbicia /|r|/:

$$|r| = \left| \frac{Z - R_n}{Z + R_n} \right| = \left| \frac{Z/R_n - 1}{Z/R_n + 1} \right| ; \quad 0 \leq r \leq 1 \quad /8/$$

lub w mierze logarytmicznej jako tłumienność odbicia  $/a_r/$ :

$$a_r = 20 \lg \frac{1}{|r|} \text{ [dB]}; \quad 0 \leq a_r \leq \infty \quad /9/$$

bądź też współczynnik fali stojącej  $/WFS/$

$$WFS = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}; \quad 1 \leq WFS \leq \infty \quad /10/$$

Ponieważ podane wyżej dwa warunki  $R/Z_0 = \sqrt{3}$  i  $R/Z_0 = \sqrt{5}$  nie mogą być spełnione jednocześnie, przyjmuje się [6, 19] kompromisowo  $R/Z_0 = \sqrt{4,2}$  i kompensuje się reaktancję wzorca w inny sposób, np. przez wprowadzenie nieciągłości lub dodatkowego /szeregowo do rezystora/ odcinka linii współosiowej. Tym sposobem uzyskuje się dziesięciokrotne zmniejszenie współczynnika odbicia dla tej samej wartości  $l/\lambda$ . Kompensacja reaktancji dokonana za pomocą elementów skupionych ogranicza roboczy zakres częstotliwości wzorca. Jedynie kompensacja wykorzystująca elementy rozłożone pozwala na osiągnięcie małych współczynników odbicia  $|r| \leq 0,005/$  wzorców rezystancji w pasmie nawet do kilku gigaherców [21]. W przypadku wzorca z cylindrycznym elementem rezystywnym stosuje się stożkowe osłony zmieniające w sposób ciągły rozkład pojemności i indukcyjności wzorca na całej długości jego elementu rezystywnego [37]. Natomiast w przypadku cylindrycznych osłon są stosowane stożkowe elementy rezystywne.

Wyraźny postęp w konstrukcji wzorców i układów do pomiaru imitancji przy wielkich częstotliwościach osiągnięto po skonstruowaniu precyzyjnych złączy współosiowych [33, 34], np. złączy typu GR 900 /General Radio/ o zadanej impedancji  $50\Omega$  w ściśle zdefiniowanej płaszczyźnie i dużej stabilności jego parametrów elektrycznych w czasie eksploatacji.

Kolejnym krokiem w rozwoju konstrukcji współosiowych wzorców rezystancji jest projektowanie ich jako rezystorów czwórnikowych [23, 34, 35] bądź nawet ósemnikowych [7]. Do scharakteryzowania parametrów rezystora czwórnikowego można wykorzystać równania wiążące napięcia i prądy występujące na obu parach jego zacisków, a więc elementy różnych typów macierzy czwórnika /np.: Z, Y, H itp./. W zakresie częstotliwości do 1 GHz wykorzystuje się

przy projektowaniu rezystora czwórnikowego najczęściej strukturę T lub II jako jego układ zastępczy. Elementy tego układu są reprezentowane jako stałe rozłożone lub skupione [23, 35]. W przypadku stałych rozłożonych elementy układu są wyznaczane z parametrów charakterystycznych wzorca rezystancji - współosiowej linii ze stratami /por. zależność /7/ i rys. 13/. Natomiast w przypadku stałych skupionych elementy układu są podawane jako indukcyjności, pojemności i rezystancje /por. rys. 4/.

Współosiowy rezystor czwórnikowy składa się zwykle z dwóch precyzyjnych współosiowych złączy /gniazd lub wtyków/ i elementu rezystywnego /cylindrycznego/ łączącego ich wewnętrzne żyły, umieszczonego współosiowo wewnątrz metalowej cylindrycznej osłony wzorca /por. rys. 14a/.

Przykładem takiego rezystora jest współosiowy wzorec rezystancji typu 1442 firmy General Radio, wykorzystujący precyzyjne złącza współosiowe typu GR 900 /por. rys. 14/. Elementem rezystywnym jest tu warstwowy rezystor metalizowany, bardzo krótki  $\sim 1$  cm/, taki aby osiągnąć małe reaktancje wzorca. Wzorec tego typu jest wykorzystywany /m.in. w PKNMIJ/ do precyzyjnej kalibracji mierników immitancji jako rezystor dwójnikowy, wówczas druga para zacisków jest zwarta specjalnym zwieraczem ze złączem GR 900 /GR 900 WN [18]/, bądź też jako rezystor czwórnikowy w połączeniu z innymi wzorcami posiadającymi złącza tego samego typu, np. ze współosiowym wzorcem pojemności firmy General Radio typu 1406 lub 1405. Rezystory typu 1442 są stosowane w wielu państwowych laboratoriach metrologicznych, także i w PKNMIJ. Parametry rezystorów tego typu zestawiono w tabelicy 5.

Przebiegi charakterystyk częstotliwościowych składowych impedancji wzorców typu 1442 /szeregowej rezystancji i reaktancji/ w połączeniu dwójnikowym, przy założeniu stałości ich zastępczych, skupionych parametrów reaktancyjnych /przedstawionych na rys. 14b/, uwidoczniło na rys. 15a  $R_s/R$  i na rys. 15b  $X_s/R$ . Charakterystyki te obliczono według wzoru /1/ przyjmując jako stałe /por. rys. 4/ szeregową indukcyjność  $L = 9$  nH i pojemność  $C$  równą sumie pojemności między końcówkami rezystora /0,9 pF/ i pojemności poprzecznej - do osłony /2,5 pF/, tzn. 3,4 pF przy zwarciu jednej pary zacisków rezystora. Wartości parametrów reaktancyjnych są rzeczywiście takie same dla każdej wartości  $R$ , co wynika z jednakowych wymiarów elementów rezystywnych wzorców. Charakterystyki te, zależnie od wartości rezystancji wzorca, rosną lub maleją ze wzrostem częstotliwości. Dla rezystancji  $R \leq 50 \Omega$  człon  $R^2 C^2$  /por. wzory /1/ i /3// jest mniejszy od członu  $2LC$ , dlatego też  $R_s/R$  wzrasta ze wzrostem częstotliwości, natomiast dla rezystancji  $R > 50 \Omega$   $R^2 C^2 > 2LC$ , a więc składnik  $R_s/R$  maleje w funkcji częstotliwości.

Człon  $\omega^2 L^2 C^2$  /por. /1// jest mały w porównaniu z iloczynem RC lub 2LC w rozpatrywanym /do 0,1 GHz zakresie częstotliwości. W podobny sposób można wytłumaczyć przebieg charakterystyki częstotliwościowej zredukowanej reaktancji  $X_g/R$ .

Z przedstawionych na rys. 15a i 15b charakterystyk częstotliwościowych wzorców typu 1442 wynikają trudności wykonania precyzyjnych współosiowych wzorców rezystancji dla małych  $R < 50 \Omega$  / i dla dużych  $R > 100 \Omega$  / wartości rezystancji.

Z powyższego powodu współosiowe wzorce rezystancji /tzw. wzorce lub obciążenia niedopasowane/, odtwarzające zadaną wartość niedopasowania względem znamionowej rezystancji /np.  $50 \Omega$ / są wykonywane dla stosunkowo małych wartości WFS, a mianowicie od 1,2 do 2,0 /np. od  $60 \Omega$  do  $100 \Omega$ /.

### 3. WZORCE TŁUMIENNOŚCI

Zależnie od zakresu częstotliwości i przyjętej w układach do pomiaru tłumienności metody wykorzystuje się jako etalony odniesienia wzorce tłumienności pracujące przy prądzie stałym lub przemiennym w zakresie częstotliwości akustycznych lub radiowych. Wzorcami tymi są odpowiednio dzielniki napięć Kelvina - Varley'a, indukcyjne dzielniki napięć oraz tłumiki falowodowe i współosiowe wykonane z elementów rezystywnych skupionych bądź rozłożonych.

Z uwagi na fakt, że trzy pierwsze z wyżej podanych rodzajów wzorców tłumienności są dość rzadko stosowane w telekomunikacji będą tu rozpatrzone tylko współosiowe tłumiki rezystywne.

Bardzo istotnym zagadnieniem przy pomiarach tłumienności jest jej definicja, szczególnie ważna przy legalizacji /wzorcowaniu/ tłumika.

Tłumik [8, 14, 15] jest idealnym linearnym układem biernym, zwykle czwórnikiem oporowo-symetrycznym, wykonanym w postaci odcinka toru przesyłowego, przeznaczonym do zmniejszania dochodzącej do niego mocy /napięcia prądu/ w zadanym stosunku. Stosunek mocy na wejściu tłumika do mocy na jego wyjściu jest zwykle wyrażany w mierze logarytmicznej - w decybelach. Dziesięć logarytmów dziesiętnych ze stosunku mocy wejściowej do wyjściowej tłumika zamkniętego po stronie wyjściowej impedancją charakterystyczną  $Z$  /stan dopasowania/ jest jego tłumiennością charakterystyczną  $A$  wyrażoną w decybelach /por. rys. 16/. Tak zdefiniowana wielkość  $A$  ma jednak w metrologii i technice małe znaczenie, chociaż zgodnie z jej definicją przebie-

ga proces projektowania i realizacji wzorca tłumienności. Miara tłumienności wyznaczona w ten sposób nie nadaje się do przekazywania /transferu/ od etalonów do narzędzi pomiarowych /wzorców lub przyrządów por. rys. 3/ położonych na niższych stopniach hierarchii układu sprawdzeń. Najczęściej transfer miary tłumienności odbywa się z zastosowaniem klasycznej metody porównawczej /por. rys. 17/ [10, 26], za pomocą której wyznacza się tłumienność skuteczną sprawdzanego /wzorcowanego/ tłumika, pracującego między rezystancjami  $R$  /równymi wartości znamionowej impedancji charakterystycznej  $Z$  tłumika/. W tym przypadku ww. miara tłumienności jest równa tłumienności wtrąceniowej. Wobec tego, w praktyce najistotniejszą wielkością charakteryzującą tłumik w jego typowym układzie pracy jest tłumienność wtrąceniowa  $A_w$  /por. rys. 18/. Tłumienność wtrąceniową  $A_w$  wyrażoną w decybelach określa się więc jako dziesięć logarytmów dziesiętnych ze stosunku mocy  $P_1$  dochodzącej do obciążenia  $R$  w przypadku bezpośredniego dołączenia źródła, do mocy  $P_2$  dochodzącej do obciążenia poprzez wtrącony tłumik.

Wyniki sprawozdania danego tłumika są więc ważne tylko dla określonej impedancji źródła i obciążenia. Aby osiągnąć jednoznaczność sprawdzania tłumika, dąży się [10] do zrównania impedancji wewnętrznej źródła i impedancji obciążenia ze znamionową impedancją charakterystyczną tłumika  $R=Z$ . W podanym tu przypadku wyznaczania stosunku mocy  $P_1$  do  $P_2$  przy pomiarze tłumienności wtrąceniowej częstotliwość, impedancja wewnętrzna źródła, siła elektromotoryczna oraz impedancja obciążenia powinny mieć te same wartości przed i po wtrąceniu tłumika.

Dalej będą rozpatrzone - stosowane w telekomunikacji - precyzyjne tłumiki stałe i nastawne /regulowane/ o regulacji skokowej, mające jedną rzeczywistą impedancję charakterystyczną, równą znamionowej impedancji toru przesyłowego  $50 \Omega$  lub  $75 \Omega$ . Tłumiki stałe stosowane w zakresie wielkich częstotliwości są budowane z elementarnych ogniw tłumiących, umieszczanych w odpowiednio zaprojektowanych obudowach i zakończonych precyzyjnymi złączami. W przypadku tłumików nastawnych, oprócz wyżej wymienionych elementów, niezbędne są odpowiednie urządzenia kumutujące, sterowane bezpośrednio /ręcznie/ lub zdalnie /elektronicznie/.

Elementarne ogniwo tłumiące, w najprostszym wykonaniu składa się z trzech oddzielnych rezystorów tworzących czwórnik tłumiący typu T lub  $\Pi$ . Tłumienność tak wykonanego ogniwa zmienia się wraz ze wzrostem częstotliwości wskutek oddziaływania szcztątkowych reaktancji rezystorów oraz nieuniknionych reaktancji montażowych /np. rozłożonej pojemności między rezy-

storem a metalową osłoną itp./ . Zmienia się także impedancja charakterystyczna tego ogniwa, bowiem przy dużych /powyżej 30 dB/ i małych /poniżej 3 dB/ tłumienności istnieją różne wpływy związane z realizacją rezystorów składowych /znacznle różniących się wartościami rezystancji/. Obie podane wyżej przyczyny ograniczają zakres częstotliwości roboczych tego typu tłumików do kilkudziesięciu megaherców.

Znacznie lepsze właściwości posiadają ogniwa wykonane z elementów rezystywnych o specjalnych kształtach: cylindrycznych /wzdłużnych/ i dyskowych /poprzecznych/ umieszczanych wewnątrz metalowego cylindra, tworzących konstrukcję quasi-współosiową. Zakres częstotliwości roboczych takich ogniw tłumiących [13, 18] sięga pasma mikrofalowego.

W przypadku budowy precyzyjnych ogniw tłumiących, zadane wartości tłumienności i impedancji charakterystycznej nakładają wysokie wymagania na dokładność wykonania składowych elementów rezystancyjnych i ich temperatury współczynnik rezystancji /TWR/ oraz długookresową niestabilność rezystancji /NR/.

Rozwój technologii wykonywania cienkich warstw rezystancyjnych o bardzo małych TWR i bardzo małym NR stworzył możliwości budowy precyzyjnych ogniw tłumiących [1, 2, 20, 36], a więc i wzorców /etalonów/ tłumienności o niedokładności wykonania tego samego rzędu, jaką charakteryzuje się absolutny falowodowy wzorzec tłumienności [28].

### 3.1. Nastawny wzorzec tłumienności dla 30 MHz

Przykładem nowoczesnego rozwiązania nastawnego wzorca tłumienności zbudowanego z elementów dyskretnych, przełączanych zdalnie za pomocą zestyków zwiernych /kontaktronów/, jest tłumik opisany przez Weinerta i Weinschela [29]. Tłumik ten stanowi wzorzec odniesienia w układzie pomiarowym kalibratora tłumików dla pasma 1 - 18 GHz, wykorzystującym przemianę częstotliwości i metodę podstawienia w obwodzie pośredniej częstotliwości /30 MHz/. Jest to tłumik nastawny regulowany skokowo co 10 dB lub co 1 dB /por. rys. 19/, składający się z ogniw o wartościach 10, 20, 40, 60 dB lub 1, 2, 4, 8 dB. Przełączanie ogniw jest dokonywane za pomocą miniaturowych zestyków zwiernych o długotrwałym czasie bezawaryjnej pracy /około  $10^9$  połączeń/ i dobrej powtarzalności rezystancji zestyku. Dodatkowe ogniwa wewnętrzne typu T / $r_1$ ,  $R_b$ ,  $r_1$ / i skrajne typu  $\Gamma$  / $r_1$ ,  $R_a$ / służą do dopasowania stosunkowo dużej rezystancji zestyków /około  $1 \Omega$  przy 30 MHz/ do ogniw tłumiących.

Ogniwa tłumika typu  $\pi$  są wykonywane z rezystorów cienkowsarstwowych o TWR  $\approx \pm 1,5$  ppm/ $^{\circ}$ C i o NR  $\approx 25$  ppm/rok. Na podstawie zbadanej w zakresie częstotliwościowej impedancji elementów składowych ogniów tłumika przyjęto ich układ zastępczy, por. rys. 20, i obliczono ich równoważne indukcyjności i pojemności resztkowe. Informacje te były następnie wykorzystane przy projektowaniu ogniów tłumika.

Na rys. 21 przedstawiono kolejne etapy projektowania ogniwa tłumika. Układ zastępczy ogniwa typu  $\pi$  /rezystorów  $R_1, R_2, R_1$  oraz ich szcztkowych elementów reaktancyjnych  $l_2, c_2$  i  $l_1, c_1$ / zamkniętego obustronnie znamionową impedancją charakterystyczną  $Z_0$ , jest przedstawiony na rys. 21a. Na rys. 21b przedstawiono analogiczny układ zastępczy tego ogniwa, w którym wprowadzono następujące oznaczenia /por. także rys. 21a/:  $R_0$  - rezystancja stanowiąca równoległe połączenie  $Z_0$  i składowej rzeczywistej dwójnika  $R_0, c_1, l_1$ ;  $L_0$  - indukcyjność równa sumie zastępczej indukcyjności dwójnika  $R_2, l_2, c_2$  /przy 30 MHz/ i indukcyjności doprowadzeń /por.  $Z_2$  na rys. 21c/;  $C_0$  - pojemność równa sumie zastępczej pojemności dwójnika  $R_1, c_1, l_1$  i pojemności doprowadzeń /por.  $Z_1$  na rys. 21c/.

Kompensacja<sup>x/</sup> ogniwa jest dokonywana przez odpowiedni dobór impedancji charakterystycznych ogniów podstawowych, dodatkowych oraz impedancji zamykających /źródła i odbiornika/. Jeśli impedancje charakterystyczne tych ogniów różnią się między sobą oraz są różne od impedancji źródła i obciążenia, to rzeczywista zmiana tłumienności tłumika powodowana włączeniem danego ogniwa różni się od wartości tłumienności charakterystycznej tego ogniwa o  $\Delta A$ . Wyniki wzorcowania /przy 30 MHz/ tłumienności wtrąceniowej obu rozpatrywanych tu tłumików nastawnych zestawiono w tablicy 6. Wartości te są zapisywane w pamięci kalkulatora wchodzącego w skład układu do wzorcowania tłumików dla zakresu częstotliwości 1 - 18 GHz i służą do automatycznej korekcji otrzymywanych wyników pomiarów tłumienności [29].

### 3.2. Zasada pracy i budowa ogniwa scalonego tłumika cienkowsarstwowego

Podstawy teoretyczne wyjaśniające zasadę pracy ogniwa tłumika scalonego, wykonanego w postaci warstwy rezystywnej nałożonej na izolacyjne podłoże, oparte na równaniach pola elektromagnetycznego, podane są w [1, 31, 36].

<sup>x/</sup>Przez kompensację ogniwa rozumie się w tym przypadku doprowadzenie go do takiego stanu, w którym impedancja wejściowa i wyjściowa  $Z_{we}$  i  $Z_{wy}$  są rzeczywiste /por. rys. 21a/.



Rozwiązując podstawowe równanie różniczkowe Laplace'a dla potencjału  $V(x, y)$  dla warstwy rezystywnej /por. rys. 22a/ i przyjmując warunki brzegowe  $V = 0$  dla  $y = \pm b/2$  lub dla  $x = +\infty$  i  $V = V_0$  dla  $x = -\infty$  oraz  $V = V_0$  dla  $x = y = 0$  uzyska się następujący związek:

$$V = V_0 \cos \frac{\pi y}{b} e^{-\frac{\pi x}{b}} \quad /11/$$

skąd wyniknie dla  $y = 0$ , że

$$A = \ln \frac{V_0}{V} = \frac{\pi}{b} x \quad /12/$$

a więc tłumienność jednostkowa tego ogniwa tłumika  $\alpha = A/x = \pi/b$  neperów na jednostkę długości<sup>x/</sup> /liczonej wzdłuż osi  $x$ /. Potencjał  $V_0$  jest "wymuszony" przez dołączenie do tego punktu  $(x = y = 0)$  elektrody - zacisku ① /por. rys. 22b i c/. Rzeczywisty układ ogniwa tłumiącego, przedstawiony na rys. 22b, odbiega od tego wyidealizowanego modelu /por. rys. 22a/, a więc wzór /12/ stanowi tylko pierwsze przybliżenie.

Stosując inny model tłumika wykorzystujący teorię linii długiej o stałych rozłożonych [1, 20] można rozpatryć bardzo cienki /elementarny/ pasek warstwy rezystywnej /mikroogniwa/ o szerokości  $\Delta x$  /por. rys. 22 b i c/ i traktować go w przybliżeniu jako układ trzech elementarnych rezystancji o wartościach równych odpowiednio  $R \cdot \Delta x$  /opór wzdłużny/ i  $2 \cdot (G/2) \cdot \Delta x$  /przewodność poprzeczna/. Zakładając w sposób konwencjonalny, że opór warstwy rezystywnej wyrażony w omach na kwadrat<sup>x/</sup>

$$\rho = \frac{1}{h \gamma} \quad [\Omega] \quad /13/$$

gdzie  $h$  oznacza grubość warstwy rezystywnej wyrażoną w metrach, a  $\gamma$  - jej przewodność właściwą wyrażoną w simensach na metr, można łatwo przekonać się, że opór wzdłużny /wzdłuż osi  $x$  - por. rys. 22b/ warstwy rezystywnej  $\Delta r$  o wymiarach  $a \cdot \Delta x$  wynosi

<sup>x/</sup> Wielkości  $x$  i  $b$  są wyrażane w tych samych jednostkach miar długości.

<sup>xx/</sup> Pojęcie "opór na kwadrat" jest stosowane w technologii wykonywania cienkich warstw rezystywnych por. także [9] str. 322.

$$\Delta r = \frac{\rho}{\left(\frac{a}{\Delta x}\right)} [\Omega] \quad /14/$$

a więc wzdużny opór jednostkowy

$$R = \frac{\Delta r}{\Delta x} = \frac{\rho}{a} [\Omega/m] \quad /15/$$

W podobny sposób przewodność poprzeczna jednej cząstki elementarnego paska warstwy rezystywnej  $\Delta g/2$  o wymiarach  $(b - a)/2 \cdot \Delta x$  wynosi

$$\frac{\Delta g}{2} = \frac{2 \cdot \Delta x}{\rho(b - a)} [S] \quad /16/$$

a więc całkowita poprzeczna przewodność jednostkowa

$$G = \frac{\Delta g}{\Delta x} = \frac{4}{\rho(b - a)} [S/m] \quad /17/$$

Wobec tego uwzględniając wzory /15/ i /17/ można napisać, że po pominięciu pojemności i indukcyjności jednostkowej takiej warstwy rezystywnej - impedancja charakterystyczna tego tłumika /por. rys. 22c/ [1]

$$Z = \sqrt{\frac{R}{G}} = \rho \sqrt{\frac{b-a}{4a}} [\Omega] \quad /18/$$

a jego tłumienność jednostkowa

$$\alpha = \sqrt{RG} = \sqrt{\frac{4}{a(b-a)}} [Np/m] \quad /19/$$

Tłumienność charakterystyczna ogniwa scalonego tłumika cienkowarstwowego zależy więc od dwóch wymiarów geometrycznych /długości i szerokości/ warstwy rezystywnej przy założeniu jej jednorodności/, natomiast jego impedancja charakterystyczna zależy także od rezystywności i grubości tej warstwy. W związku z tym tłumienność jest prawie niezależna od zmian temperatury. W praktyce ścieżki przewodzące prąd mają szcztkowe składowe reaktancyjne /głównie indukcyjność, będące przyczyną zmian tłumienności ogniwa dla wielkiej częstotliwości. Wpływ tych składowych jest różny i zależy od wartości tłumienności ogniwa. Kompensację wpływu tych szkodliwych składowych prze-

proceeda się przez dodanie elementów pojemnościowych w końcowym etapie montażu ogniwa.

Niedokładność wykonania zadanej tłumienności ogniwa scalonego tłumika cienkowarstwowego [1] wynika z technologii procesu otrzymywania warstwy rezystywnej i jest równa około 0,2-0,5 dB dla wartości tłumienności od 3 do 20 dB; praktycznie nie zależy ona od częstotliwości w zakresie do kilku gigaherców.

Ogniwa cienkowarstwowe, służące jako elementy precyzyjnych tłumików nastawnych stosowanych w zakresie częstotliwości do 200 MHz [26, 36], są dodatkowo wyrównywane na zadaną wartość tłumienności przez usuwanie warstwy rezystywnej ze środka ogniwa i na zadaną wartość impedancji przez zdejmowanie warstwy rezystywnej z obu stron ogniwa /por. rys. 22b/. Proces wyrównywania obu parametrów ogniwa polega na mikrograwerowaniu warstwy rezystywnej z dokładnością rzędu 1  $\mu\text{m}$  za pomocą lasera przy ciągłej automatycznej kontroli Z i  $\alpha$  z niedokładnością rzędu  $\pm(0,1 - 0,5)\%$ . Wyrównywanie wartości impedancji charakterystycznej ogniwa scalonego powoduje także zmianę jego tłumienności - szczególnie dla małych wartości tłumienności. Dzięki kolejnemu wyrównywaniu na przemian obu parametrów można uzyskać [36] zadaną tłumienność w zakresie od 10 do 60 dB z tolerancją nie większą niż  $\pm 0,02$  dB przy współczynnikach odbicia impedancji wejściowej lub wyjściowej ogniwa /zamkniętego znamionową impedancją charakterystyczną/ nie przekraczających 0,01.

### 3.3. Precyzyjne tłumiki firmy Siemens

Precyzyjne tłumiki stałe i nastawne firmy Siemens o impedancji charakterystycznej 75  $\Omega$  typu D 2031...D 2036 oraz D 120 /D 2054/ są tłumikami spełniającymi wymagania stawiane przez normę IEEF [15] i przepisy legalizacyjne PKNMiJ [27] na tłumiki kontrolne I rzędu /etalony/ w pasmie częstotliwości do 100/200/ MHz.

Tłumik nastawny typu D 120 przyjęto w kraju jako etalon tłumienności w zakresie częstotliwości do 100 MHz, jest on przechowywany w IŁ i stanowi etalon kontrolny TSP. Wchodzi jako etalon odniesienia w skład stanowiska do legalizacji kontrolnych tłumików niższych rzędów /75  $\Omega$ / stosowanych w telekomunikacji [8, 26]. W układzie pomiarowym tego stanowiska wykorzystuje się metodę porównawczą i linowe przetwarzanie sygnałów wielkiej częstotliwości na sygnały pośredniej częstotliwości z zastosowaniem automatycz-

nie sterowanego przełącznika porównywanych gałęzi układu /wzorca i tłumika badanego/, sprzężonego z miernikiem względnej różnicy napięć /tłumienności/ o czułości około  $1 \cdot 10^{-3}$  /0,01 dB/.

Tłumienność tłumika D 120 zmieniana w zakresie 0 - 71,9 dB jest regulowana w trzech stopniach:  $(0,1,2,\dots,6) \times 10$  dB;  $(0,1,2,\dots,11) \times 1$  dB;  $(0,1) \times [1 + (0,1,2,\dots,9) \times 0,1]$  dB. Każdy stopień jest tworzony z ogniw tłumiących typu T budowanych z dyskretnych elementów rezystancyjnych /wystarzonych i odpowiednio wyselekcjonowanych precyzyjnych rezystorów metalizowanych/ umieszczonych w ekranowanych obudowach, zapewniających bardzo małe współczynniki odbicia /poniżej 0,005 przy 20 MHz; poniżej 0,025 przy 100 MHz/ i prawie poziomą charakterystykę częstotliwościową tłumienności /poniżej 0,003 dB przy 20 MHz; poniżej 0,03 dB przy 100 MHz/. Dobór elementów rezystancyjnych o bardzo małych TWR i NR oraz odpowiednia selekcja i łączenie ogniw pozwalają na osiągnięcie niewielkich wypadkowych błędów wykończenia tłumika /co najwyżej 0,02 dB dla stopni  $\times 10$  dB przy prądzie stałym/.

Istotnym parametrem każdego tłumika nastawnego jest tłumienność początkowa; stanowi ona ograniczenie od dołu zakresu tłumienności i niedokładności bezwzględnego podziału napięć tego tłumika. W tłumiku D 120 tłumienność początkowa /wszystkie przełączniki ustawione na pozycje początkowe - 0 dB/ jest nominalnie równa zeru. W rzeczywistości ma ona jednak wartość skończoną równą około 0,0013 dB przy prądzie stałym. Na skutek zjawiska naskórkowości tłumienność początkowa rośnie ze wzrostem częstotliwości od 0,012 dB przy 20 MHz do 0,03 dB przy 100 MHz. Wbudowanie w drugą gałąź tłumika D 120 osobnego ogniwa 1,0 dB wraz z tzw. "linią kompensacyjną" /o takiej samej długości i parametrach elektrycznych takich samych jak linia łącząca ogniwa pierwszej gałęzi tłumika nastawnego/ umożliwia wyrównanie tłumienności i przesuwności gałęzi pomiarowych stanowiska do wzorcowania tłumików [26].

Do budowy automatycznych systemów pomiarowych sterowanych maszyną cyfrową, jak np. PEGAMAT [25], niezbędne są narzędzia pomiarowe sterowane zdalnie; umożliwiające programowanie i automatyczny przebieg procesu pomiarowego. Przykładem precyzyjnego tłumika nastawnego /por. rys. 23/ przeznaczonego do wyżej podanego systemu pomiarowego jest tłumik typu D 2054 nastawiany ręcznie lub zdalnie /automatycznie/ przez urządzenie sterujące typu B 2054.

Tłumienność tłumika D 2054 jest nastawiana w zakresie 0 - 99,9 dB w trzech stopniach:  $(0,1,2,\dots,9) \times 10$  dB;  $(0,1,2,\dots,9) \times 1$  dB;  $(0,1,2,\dots,9) \times 0,1$  dB. Ogniwa tłumiące są wykonywane, podobnie jak w tłumiku D 120, z

wysokostabilnych precyzyjnych rezystorów metalizowanych i zapewniają podobnie małe błędy wykonania tłumika w całym zakresie częstotliwości oraz tłumienności  $\pm 0,1$  dB przy 100 MHz i  $\pm 0,2$  dB przy 200 MHz dla 90 dB/. Przetwarzanie ogniw tłumika jest dokonywane poprzez specjalne zestawy zwierne sterowane przekaźnikami, pozwalające na zachowanie współosiowości konstrukcji całego tłumika.

Tłumik D 2054 posiada także linię kompensacyjną odtwarzającą tłumienność początkową części nastawnej tłumika z niedokładnością mniejszą od  $\pm 0,01$  dB przy 100 MHz i  $\pm 0,02$  dB przy 200 MHz.

Precyzyjne tłumiki stałe  $75 \Omega$  typu D 2031...D2036 /o wartościach 10...60 dB/ i nastawne typu D 2053 i D 117 - C 102 /0...119,9 dB/ [2] wykorzystujące scalone /cienkowarstwowe/ ogniwa tłumiące /por. rys. 24 i 25/, rozpoczęły nowy etap rozwoju konstrukcji tłumików precyzyjnych. Dzięki odpowiedniej technologii wykonania /por. pkt. 3.2./ otrzymuje się ogniwa o niedokładności wyrównania tłumienności  $\pm 0,01 - 0,05$  dB przy prądzie stałym dla wartości tłumienności 0,1...10...60 dB.

Zastosowanie scalonych ogniw tłumiących do budowy precyzyjnych tłumików nastawnych /por. rys. 23 z rys. 25/ zmniejszyło wymiary tłumików czyniąc ich konstrukcję bardziej zwartą, co zapewnia zachowanie prawie poziomej charakterystyki częstotliwościowej tłumienności  $\pm 0,01$  dB przy 20 MHz;  $\pm 0,03$  dB przy 100 MHz;  $\pm 0,05$  dB przy 200 MHz/ oraz małe wartości współczynników odbicia impedancji na wejściu lub wyjściu tłumika /poniżej 0,01 przy 20 MHz; poniżej 0,025 przy 100 MHz; poniżej 0,06 przy 200 MHz/. Nieuniknioną zmiennością częstotliwościową tłumienności początkowej tłumika nastawnego typu D 2053 wynoszącą od zera do około 0,6 dB przy 200 MHz /por. rys. 26/ można wyeliminować przez włączenie ogniwa korekcyjnego wyrównującego tłumienność początkową do wartości  $1 \pm 0,1$  dB w całym zakresie częstotliwości roboczych tego typu tłumika. Elementy rezystancyjne tego ogniwa są wykonane techniką cienkich warstw, zaś elementy reaktancyjne korektora /cewki i kondensatory/ - jako elementy dyskretnie. W ten sposób regulacja tłumienności tłumika typu D 2053 z ogniwem korekcyjnym jest realizowana w czterech stopniach:  $(0,1) \times 60$  dB;  $(0,1,2, \dots, 5) \times 10$  dB;  $(0,1,2, \dots, 9) \times 1$  dB;  $[(0,1,2, \dots, 9) \times 0,1 + 1]$  dB.

W podobny sposób realizowane są tłumiki nastawne, np. tłumik D.117 - C 102, który jest stosowany jako tłumik kontrolny przez Telekomunikacyjne Izby Pomiarowe w TSP.

## 4. PODSUMOWANIE

W niniejszym artykule autor starał się przybliżyć w dość encyklopedyczny sposób aktualny stan metrologii w dziedzinie wzorców rezystancji i tłumienności stosowanych w telekomunikacji, ze szczególnym podkreśleniem rozwoju technologii ich wykonania. Porównując przedstawione wyżej technologie wykonywania omawianych tu wzorców należy stwierdzić, że technologia wykonywania cienkich warstw rezystywnych jest obecnie technologią dominującą, pozwalającą na miniaturyzację aparatury pomiarowej - przy zachowaniu bardzo płaskich charakterystyk częstotliwościowych.

Należy jednak przy stosowaniu tych nowych wzorców zwrócić uwagę na dopuszczalną moc obciążenia, z reguły niższą niż dla dawnej technologii wykonywania. Dla rezystorów moc ta nie przekracza wartości 0,25 W/stopień /np.w rezystorze dekadowym/ i 0,1 W dla tłumików rezystywnych.

Na zakończenie, jako dodatkową informację podano w tabelicy 7 dane dotyczące zakresów i niedokładności stanowisk kontrolnych IŁ i TIP, przeznaczonych do uwierzytelniania narzędzi pomiarowych stosowanych w resorcie łączności. W zakresie pomiarów rezystancji przy prądzie przemiennym /por. wielkość - impedancja w tabl. 7/ i pomiarów tłumienności niedopasowania oraz tłumienności tłumików, stan techniczny TSP jest zadowalający w zakresie częstotliwości do 1,5 MHz /pomiar rezystancji i tłumienności odbicia/ i do 100 MHz /pomiar tłumienności tłumików/. Rozszerzenie zakresu częstotliwości pomiarów rezystancji do około 100 /500/ MHz jest dość kosztowne z powodu nielicznej grupy narzędzi pomiarowych użytkowych dla tego zakresu częstotliwości i dlatego obecnie nieuzasadnione ekonomicznie /w tym zakresie korzystać się będzie z pomocy PKNiJ/.

Ze względu na ograniczoną objętość niniejszego opracowania problematyka wzorców rezystancji i tłumienności nie mogła być tu omówiona wystarczająco dokładnie. Zainteresowanego czytelnika odsyła się więc do publikacji dość bogato zestawionego wykazu literatury.

## WYKAZ LITERATURY

1. Adam S.F.: Precision Thin - Film Attenuators. Hewlett-Packard Journal, June 1967.
2. Albrecht T.: Dämpfungsglieder und Eichleitungen mit integrierten Dämpfungsplättchen. Siemens Zeitschrift, 1973, H. 11.

3. Arnold A.H.M. Alternating - current resistance standards. Proc. of the IEE GB 100 Pt II, 1953, s. 319 - 328.
4. Astbury N.F.: The design, construction and use of resistors of calculable reactance. Journal of the IEE GB 76, 1935, s. 389-396.
5. Bastanier W.J.: New standard resistors. The General Radio Experimenter, October 1965.
6. Burkhardtmaier W.: Herstellung von frequenzunabhängigen rein ohmschen Widerständen bei kurzen Wellen. Funk und Ton. No 8 1948.
7. Cutkosky R.D.: Four - terminal - pair networks as precision admittance and impedance standards. Commun. Electron. vol. 70, January 1964, s. 19-21.
8. Dudziewicz J., Kuśmirek Z.: Przepisy o pomiarowych tłumikach kontrolnych i użytkowych stosowanych w telekomunikacji w zakresie częstotliwości do 100 MHz. /Projekt/. Instytut Łączności, 1980 r.
9. Dudziewicz J.: Podstawy elektromagnetyzmu. WNT, Warszawa 1972.
10. Dudziewicz J.: Pomiaru teletransmisyjne. WKiŁ, Warszawa 1975.
11. ESI - "Electro Scientific Industries". Metrology Catalog Number 8.
12. Gibbings D.L.H.: A design for resistor of calculable a.c./d.c. resistance ratio. Proc. IEE, vol. 110, No 2, February 1963.
13. Hague B., Foord T.R.: Alternating current bridge methods. Pitman Publ. Sixth Edition, 1971.
14. IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms. Wiley - Interscience 1972.
15. IEEE Standard Specifications and Test Methods for Fixed and Variable Attenuators DC to 40 GHz. IEEE Standard 474-1973.
16. Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radiotechniczne. WNT, Warszawa 1972.
17. Katalog firmy "Isabelenhütte Heusler Kom-Ges., Dillenburg" 1968.
18. Katalogi firm: Vishay 1974 - 1980, Tinsley 1975, GenRad 1977, Guidline Instruments 1975.
19. Kohn C.T.: The design of a radio-frequency coaxial resistor. Proc. IEE vol. 101, Part IV, 1954, s. 146-153.

20. Luskow A.A.: Precision attenuators for microwave frequencies. Marconi Instrumentation, vol. 14, No 4, April 1974, s. 81-86.
21. Mac Kenzie T.E.: Calibration standards for precision coaxial lines Type 900 - WR Standard Mismatches, Type 900 W Standard Terminations. The General Radio Experimenter, May 1966.
22. Olivier B.M., Cage J.M.: Pomiary i przyrządy elektroniczne. WKiŁ Warszawa 1978.
23. Orr R.W.: Stable series of coaxial resistance standards. The General Radio Experimenter, March/April 1969.
24. Przepisy o pomiarowych tłumikach kontrolnych i użytkowych. Zarządzenie Nr 6 Prezesa PKNiM z dn. 16 stycznia 1976 r. Dziennik Normalizacji i Miar Nr 2 poz. 4.
25. Siemens. "Nachrichtengeräte". Katalog Ausgabe 15, 79/80.
26. Spindler W.: Messung von Pegeldifferenz im Frequenzbereich von 300 Hz bis 200 MHz. NTZ, 1969, H. 12.
27. Ward W.H., Oliver M.H., Fray S.J.: H.F. resistance standards and their use in the calibration of an admittance bridge up to 60 Mc/s. The Proc. IEE, vol. 97, Part III, 1954, s. 438-446.
28. Warner F.L.: Microwave attenuation measurement. Peregrinus Ltd, 1977.
29. Weinert F.K., Weinschel B.O.: A 1-18 GHz Attenuator Calibrator. IEEE Trans. on Instrum. and Measurement, vol. IM-25, No 4, December 1976, s. 298-306.
30. Weinschel Engineering. "Attenuators and Components", Catalog 1975.
31. Weinschel B.O.: Mikrowellen - Dämpfungsnormale. NTZ, 1967 H. 3.
32. Wilkins F.J., Swan M.J.: Precision a.c./d.c. resistance standards. Proc. IEE, vol. 117, No 4, April 1970, s. 841-849.
33. Woods D.: A coaxial connector system for precision r.f. measuring instruments and standards. Proc. IEE, vol. 108 B, Part C, March 1961, s. 205-213.
34. Woods D.: A precision dual bridge for the standarization of admittance at very high frequencies. Proc. IEE, vol. 104, Part C, 1959, s. 506-521.



35. Woods D.: Coaxial 2 - port resistor and its application to r.f. measurements and standards. Proc. IEE, vol. 118, No 12, December 1971.
36. Wohak K., Schmidt H.: Homogene Dämpfungsglieder in Dünnschichttechnik. Schichtschaltungen, Ausgabe Siemens, 1972, s. 105-111.
37. Zienkiewicz R.: Instrukcja techniczna opornika zakończeniowego typu OZ-0705-50/0,25. Dokumentacja techniczna Nr VII - 205. Instytut łączności, Zakład Radiokomunikacji /Z-10/, Warszawa 1972.

T a b l i c a 1

Wymiary geometryczne i wyniki obliczeń parametrów rezkancyjnych /L, C/ i stałej czasu / $\tau$ / wzorców stałej czasu Instytutu Łączności

Znamionowa wartość rezystancji $\Omega$	Wymiary /por. rys. 7/					Obliczenia				Stop oporowy
	a	d <sub>1</sub>	l <sub>1</sub>	d <sub>2</sub>	l <sub>2</sub>	L	C	$\tau$		
	cm	cm	cm	cm	cm	nH	pF	ns		
0,1	1,2	0,15	18,2	0,4	4,0	252,7	2,44	+2527	Manganin	
1	1,2	0,05	15,8	0,4	4,0	293,2	1,75	+293		
5	1,2	0,02	16,3	0,4	4,0	361,1	1,56	+72,2		
10	1,2	0,015	18,1	0,4	4,0	418,2	1,61	+41,8		
50	1,2	0,007	22,4	0,4	4,0	578,1	1,68	+11,5		
75	1,2	0,006	21,6	0,4	4,0	571,6	1,62	+7,6		
100	1,2	0,005	20,5	0,4	4,0	559,4	1,54	+5,5		
150	1,2	0,004	21,8	0,4	4,0	612,3	1,57	+4,0		
600	1,2	0,002	15,0	0,4	4,0	473,7	1,21	+0,55		
1000	1,2	0,003	17,3	0,4	4,0	512,5	1,34	+0,066		Nikrothal

T a b l i c a 2

Wybrane parametry jednowartościowych wzorców rezystancji wytwarzanych przez firmy: Tinsley, Electro Scientific Industries /ESI/, General Radio /Gen Rad/

Producent/Typ	Tinsley/5684 A	ESI/SR 104	Gen Rad/1444 A
Niedokładność wykonania	$\pm 10$ ppm	$\pm 3$ ppm	$\pm 3$ ppm
Niedokładność kalibracji	$\pm 5$ ppm	$\pm 1$ ppm	$\pm 1$ ppm
Niestabilność rezystancji	$\pm 2$ ppm/rok	$\pm 1$ ppm/rok	$\pm 1$ ppm/rok
TWR	$< \pm 4$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$	$< \pm 0,4$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$	$< \pm 0,1$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Współczynnik obciążenia	8 ppm/W	1 ppm/W	-
Zmiana rezystancji w zakresie częstotliwości 0 - 1592 Hz	1 ppm	$\pm 5$ ppm	-
Znamionowa wartość rezystancji	1; 10; 100; 1000; 10000 $\Omega$	10000 $\Omega$	10 k $\Omega$
Element rezystywny	drutowy	drutowy	drutowy
STE	brak danych	$\pm 0,1$ $\mu\text{V}$	$\pm 0,1$ $\mu\text{V}$
Układ pomiarowy liczba zacisków	4	5	5
Wymiary: wysokość, szerokość, głębokość	/180/ $\emptyset$ 100/mm	/254x206x311/mm	/293x270x216/mm
Masa	2,3 kg	4,7 kg	8 kg

Podstawowe parametry dekadowych wzorców rezystancji stosowanych w telekomunikacji

1.	Producent/Typ	GenRad/1433	Vishay/1304	Inco/DR6-16
2.	Elementy rezystywne	drutowe	cielenkowarstwowe	drutowe
3.	Zakres rezystancji	0,01Ω ... 11 MΩ	0,05 Ω ... 100 kΩ	0,1...100 kΩ
4.	Rezystancja zerowa	dla f = 0 Hz - 1 mΩ/dekade dla f = 1 MHz - 0,04Ω/dekade	/0,05 ± 0,02/Ω	
5.	Niedokładność wykonania	+/-0,02% + 2 mΩ/ / ≥ 1000 Ω/	+0,005% / ≥ 1000 Ω/	+0,05%
6.	Niestabilność rezystancji	+/-0,02% + 2 mΩ/2 lata	±5 ppm/rok	-
7.	TWR	+10 ppm/°C / >100 Ω/ +20 ppm/°C / <100 Ω/	+2 ppm/°C / ≥ 1Ω/	
8.	Zakres częstotliwości	0 - 10 kHz <sup>x/</sup> / ≤ 100 kΩ/	0 - 100 kHz <sup>x/</sup> / ≤ 90 kΩ/	0 - 1 kHz <sup>x/</sup> / ≤ 100 kΩ/
9.	Maksymalna moc	0,5 W / stopień / ≥ 1Ω/	0,25 W / stopień	0,5 W / stopień

<sup>x/</sup> przy zmianie rezystancji R<sub>s</sub> o około 0,1% względem rezystancji dla prądu stałego.

1.	Inco/MDR 93	Rohde Schwarz/RGM BN332	Siemens/B41 /B43/	Siemens/B2086
2.	drutowe	drutowe	warstwowe węglowe	warstwowe metalizowane
3.	0,01Ω - 1,1 MΩ	0,1Ω .. 12 kΩ	0,1 /1Ω ... 12,2kΩ/1,22 MΩ/	0,2Ω...999,999 kΩ
4.	≤10 mΩ	-	~0,1Ω	~0,180 Ω
5.	+0,05%/≥10Ω/ +0,1% /<10Ω/	+0,1% +0,01Ω	+1% + 0,03Ω /<10Ω/ +1% + 0,02Ω /≥10Ω/	+0,15%/ ≥100Ω / +0,35%/ 10Ω/
6.	-	-	-	+0,8%...0,3%
7.		-	-	+50 ppm/°C / ≥10 Ω/ +300 ppm/°C /<10 Ω/
8.	0...10 kHz <sup>x/</sup>	0 - 300 kHz	0...500 kHz	0...500 kHz
9.	0,25 W/stopień	1 W/stopień	0,5 W/stopień /<50Ω/ 1 W/stopień /≥50Ω/	0,5 W

Parametry wzorców rezystancji typu 1440 firmy General Radio

NAZWA PARAMETRU	WARTOŚĆ							JEDNOSTKA		
	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-1</sup>	1	10	10 <sup>2</sup>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>4</sup>		10 <sup>5</sup>	10 <sup>6</sup>
Rezystancja znamionowa										Ω
Niedokładność wykonania / gwarantowana w ciągu dwóch lat/	±0,1	±0,05	±0,02						±0,01	%
Niepewność uwierzytelnienia / 0,01 W; +23°C/										ppm
w układzie pomiarowym	czterozaciskowym			dwuzaciskowym						
Niestabilność rezystancji	±30									ppm
w ciągu pierwszego roku wg danych firmy /wartość średnia/	-	-	10	8	8	3	2	6	7	ppm
Współczynnik temperaturowy rezystancji	±200	±30	±20						±10	ppm/°C
Maksymalna moc /powodująca przyrost temperatury elementu rezystywnego o +250C/	1									W
Reaktancje resztkowe wzorców: pojemność	2,5									pF
indukcyjność	0,1	0,1	0,12	0,13	0,20	2,5	-	-	-	μH
Górna graniczna częstotliwość pracy rezystora przy zmianie jego rezystancji o 0,1% względem rezystancji przy prądzie stałym	3	20	3 · 10 <sup>2</sup>	10 <sup>3</sup>	3 · 10 <sup>3</sup>	2 · 10 <sup>3</sup>	2 · 10 <sup>2</sup>	20	2	kHz
	1	10	30	3 · 10 <sup>2</sup>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>2</sup>	10	kHz
Wymiary: szerokość, długość, wysokość /bez zacisków/	58, 64, 10									mm
Przyłącze	2 gniazda /wtyki/ Ø/4 mm o rozstawie 20 mm									-
Masa	60									g

T a b l i c a 5

Parametry czwórnikowych współosiowych wzorców rezystancji typu 1442  
firmy General Radio

Parametr	Wartość		Jednostka miary
Rezystancja znamionowa	5	10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000	$\Omega$
Niedokładność wykonania /prąd stały/	$\pm 0,1\% + 0,3 \text{ m}\Omega$		-
Niestabilność rezystancji	$\pm 0,05$		%/rok
Maksymalna moc	1		W
Temperaturowy współczynnik rezystancji	$\pm 100$	$\pm 50$	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Pojemność resztkowa /żyły wewnętrznej względem żyły zewnętrznej/	5		pF
Indukcyjność resztkowa	9		nH

T a b l i c a 6

Wyniki wzorcowania /wartości średnie z 20 pomiarów/ tłumika  
dla 30 MHz

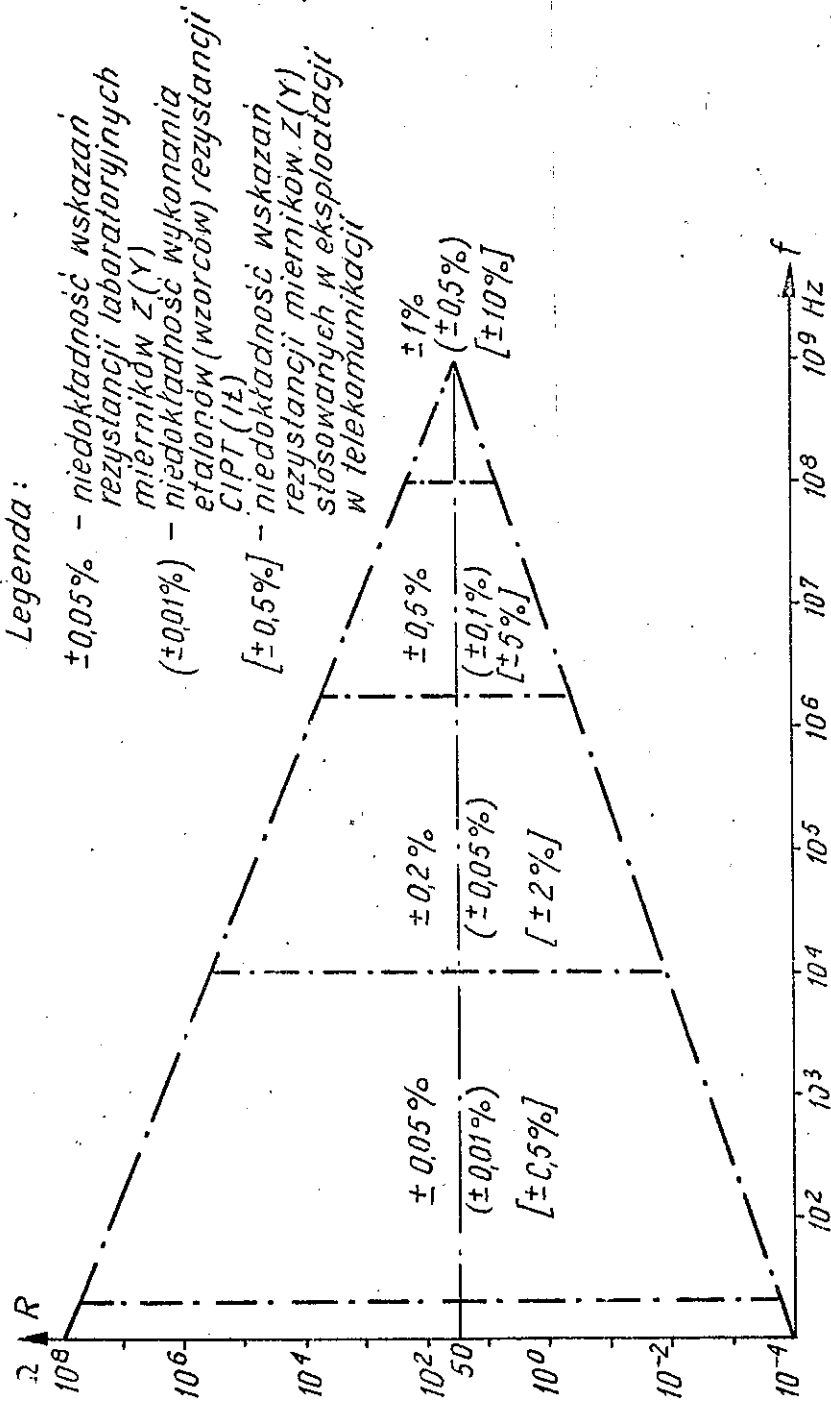
Znamionowa wartość tłumienia ogniwa [dB]	Zmierzona wartość tłumienia [dB]	Maksymalny błąd wzorcowania ogniwa [dB]
1	1,0055	+0,0005 -0,0015
2	2,0088	+0,0022 -0,0028
4	4,0225	+0,0035 -0,0065
8	8,0350	+0,0030 -0,0080
10	10,0130	+0,0020 -0,0010
20	20,0205	+0,0008 -0,0010
40	40,0217	+0,0007 -0,0007
60	59,9497	+0,0023 -0,0038



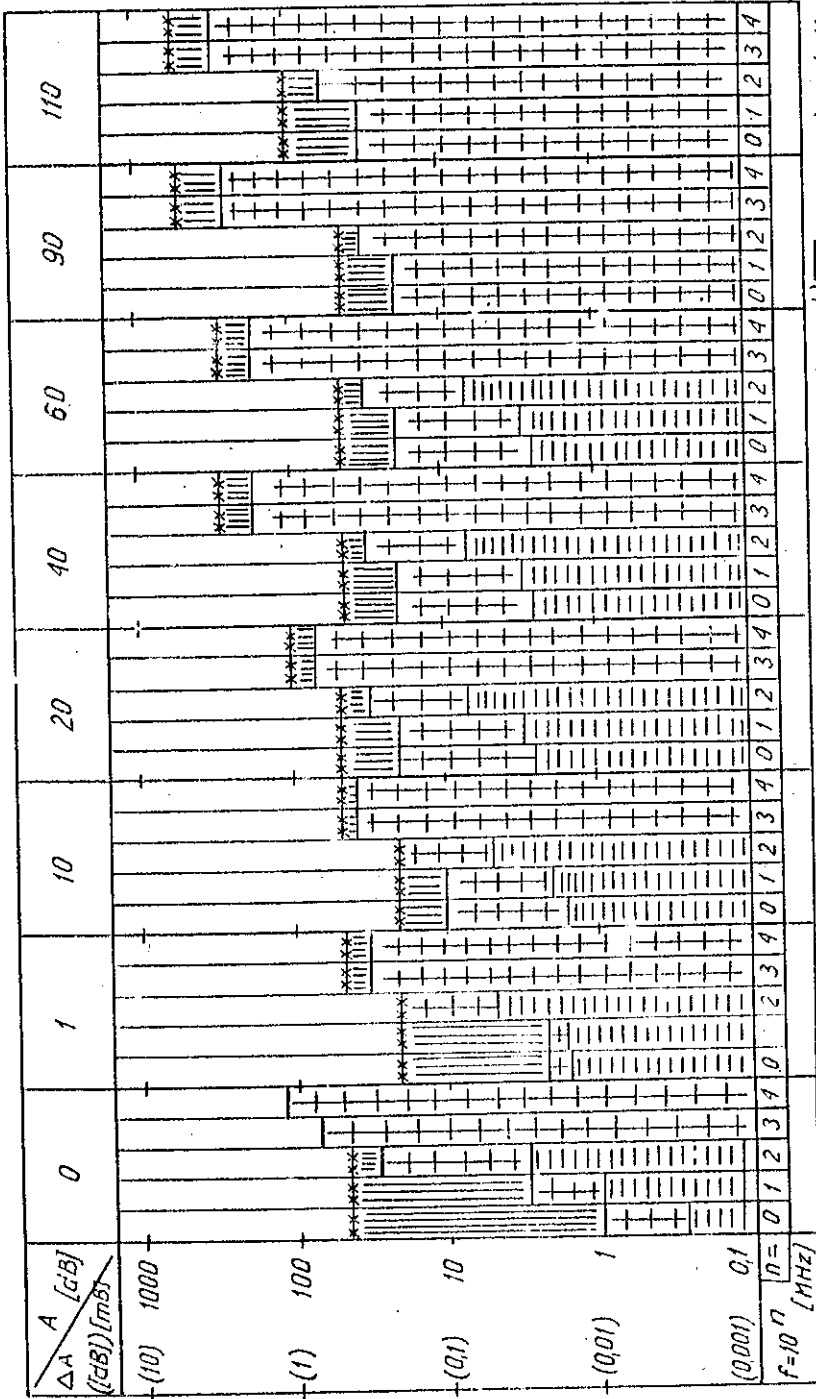
PODSTAWOWE STANOWISKA KONTROLNE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI I TELEKOMUNIKACYJNYCH IZB POMIAROWYCH  
 PRZEZNACZONE DO UWIERZYTELIANIARZĘDZI POMIAROWYCH RESORTU ŁĄCZNOŚCI  
 /stan na 1.2.1980 r./

Wielkość mierzona /parametr mierzony/	Instytut łączności		Telekomunikacyjne Izby Pomiarowe /11 izb rejonowych/	
	Możliwości pomiarowe stanowiska	Typowe narzędzia pomiarowe uwierzytelniane na stanowisku:	Możliwości pomiarowe stanowisk	Typowe narzędzia pomiarowe uwierzytelniane na stanowiskach
1	2	3	4	5
Napięcie stałe	1 $\mu$ V - 1000 V, $\pm$ 0,002%	woltomierz cyfrowy, kompensator, kalibrator, ogniwo normalne	1 mV - 500 V, $\pm$ 0,02%	miernik odchytowy
Prąd stały	10 $\mu$ A - 10 A, $\pm$ 0,002%	multimetr cyfrowy	10 $\mu$ A - 3 A, $\pm$ 0,03%	miernik odchytowy
Opór /dla prądu stałego/	1 m $\Omega$ - 1 M $\Omega$ , $\pm$ 0,001%	mostek, opornik dekadowy, opornik normalny, omomierz cyfrowy	1 m $\Omega$ - 10000 $\Omega$ , $\pm$ 0,01%	opornik dekadowy, mostek
Pojemność	0,1 pF - 10 $\mu$ F, 1 kHz, $\pm$ 0,01% 1 pF - 1000 pF, 1 MHz, $\pm$ 0,03... $\pm$ 0,2%	kondensator, mostek	10 pF - 10 $\mu$ F, 1 kHz, $\pm$ 0,1%	kondensator, mostek
Indukcyjność	10 $\mu$ H - 10 H, 1 kHz, $\pm$ 0,02%	induktor, mostek	1 $\mu$ H - 10 H, 1 kHz, $\pm$ 0,1%	mostek, induktor
Napięcie przemiennego /poziom napięcia/	10 $\mu$ V - 1000 V, 20 Hz - 30 MHz 0,02% - 1%	miernik poziomu, woltomierz elektroniczny cyfrowy lub analogowy, generator pomiarowy, woltomierz elektryczny	20 Hz...1 MHz /7 TIP/ albo 20 Hz...10 MHz lub 17 MHz /4 TIP/ 1 mV - 10 V /lub -60 dB do $\pm$ 20 dB/ $\pm$ 0,3% $\pm$ 1%	szerokopasmowe mierniki poziomu, woltomierze elektroniczne

Tłumienność	0-70 dB, 0-100 MHz, $\pm 2, \dots \pm 7$ mB /sym., asym./	tłumiki nastawne /np. D 117 Siemens D 112 Siemens Xa 721 RFT/	0-70 dB /sym., asym./, prądem stałym $\pm 0,5$ mB do 1 dB $\pm 2,5$ mB do 10 dB $\pm 6$ mB do 70 dB	tłumiki /np. THS ZOTAP/
Impedancja	$10 \mu S - 100 mS$ $10 \Omega - 100 k\Omega$ $0,1 nF - 100 \mu F$ $100 Hz - 1,5 MHz$ , $\pm 0,2\%$	mostki impedancji lub admittancji /np. R 277 Siemens/	$10 \mu S - 100 mS$ $10 \Omega - 100 k\Omega$ $0,1 nF - 100 nF$ } $\pm 1\%$ 100 Hz - 1,5 MHz	impedancja wejściowa mierników poziomu /np. D 332 Siemens HU 211 RFT, SMP4 ZOTAP/
Tłumienność niedopasowania	0-60 dB /75 $\Omega$ -600 $\Omega$ /, 100 Hz-1,5 MHz, $\pm 1$ dB 0-40 dB /75 $\Omega$ /, 1-100 MHz, $\pm 2$ dB	wzorce rezystancji i wzorce tłumienności niedopasowania wchodzące w skład zestawów reflektometrycznych, impedancja wejściowa mierników poziomu	0-40 dB /4,6/ Np $\pm 1$ dB /4,0,1 Np/ 0,25 - 1500 kHz	impedancja wejściowa mierników poziomu /75 $\Omega$ - 600 $\Omega$ /
Częstotliwość	1 Hz - 120 MHz, $\pm 1 \cdot 10^{-10}$	kwarcowe wzorce częstotliwości	1 Hz - 20 MHz, $\pm 1 \cdot 10^{-8}$	generatory pomiarowe, oscylatory kwarcowe /jako części składowe urządzeń telekomunikacyjnych/
Błąd przetwarzania AC/DC	20 Hz - 30 MHz; 0,25-50 V; 0,001-1%, niepewność komparacji: $\pm 0,0002\%$ - $\pm 0,2\%$	termoelektryczne przetworniki napięcia.	_____	_____
Tłumienność odniesienia /względem wzorca NOSFER w Genewie/	-4 $\pm$ 10 dB, $\pm 1$ dB	wzorce niższego rzędu /dla przemysłu i eksploatacji/, prototypy aparatów telef. /badania kontrolne - nadawanie znaku jakości/	_____	_____



Rys. 1. Zakresy pomiarowe i niedokładności narzędzi pomiarowych /wzorców/ do pomiaru rezystancji stosowanych w telekomunikacji



Rys. 2. Maksymalne błędy tłumienności ( $\Delta A$ ) dla: a) wzorca tłumienności (0-100 MHz) - D120 Siemens b) precyzyjnych tłumików nastawnych c) typowych tłumików użytkowych d) tłumików użytkowych wg przepisów legalizacyjnych PK.V.M.I.7

**CZYNNOSCI (ZADANIA)**

(PKNMIJ)

Sprawdzanie, legalizacja wzorców i wzorcowych (kontrolnych) narzędzi pomiarowych

(CIPT)

Kontrolowanie wzorców i kontrolnych narzędzi pomiarowych TIP i innych; użytkowników (z innych resortów)

(TIP) Legalizacja wg uprawnień PKNMIJ niektórych narzędzi pomiarowych, kontrola użytkownikowych narzędzi pomiarowych z re-sortu taczności i innych użytkowników (z innych resortów)

(TIP)(PPTIT) Konserwacja narzędzi pomiarowych, nadzór nad wykorzystaniem aparatury pomiarowej w resorcie, ciągły dozór urządzeń systemów telekomunikacyjnych

**DOKUMENTY:**

(PKNMIJ) Świadectwa legalizacji, sprawdzenia kontrolnych wzorców i narzędzi CIPT;

(CIPT) Świadectwa legalizacji i sprawdzenia kontrolnych i użytkownikowych narzędzi pomiarowych TIP;

(TIP) Świadectwa sprawdzenia, cechy legalizacyjne

Polski Komitet Normalizacji Miar i Jakości (PKNMIJ)

Centralna Izba Pomiarów Telekomunikacyjnych (CIPT-It)

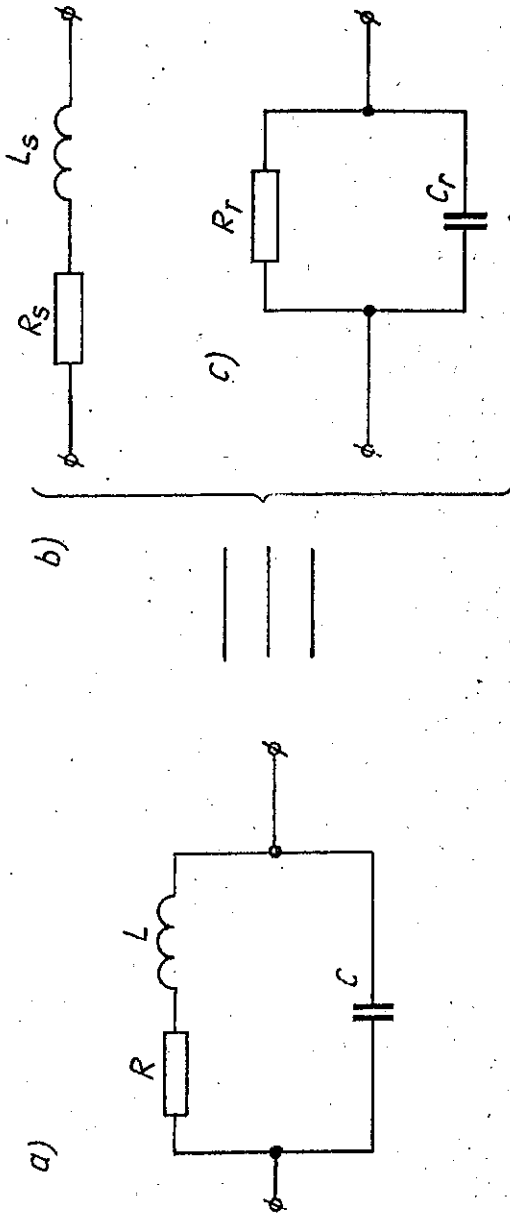
Telekomunikacyjne Izby Pomiarowe (TIP-OLPIT)

Telekomunikacyjna Izba Pomiarowa (TIP) resort taczności

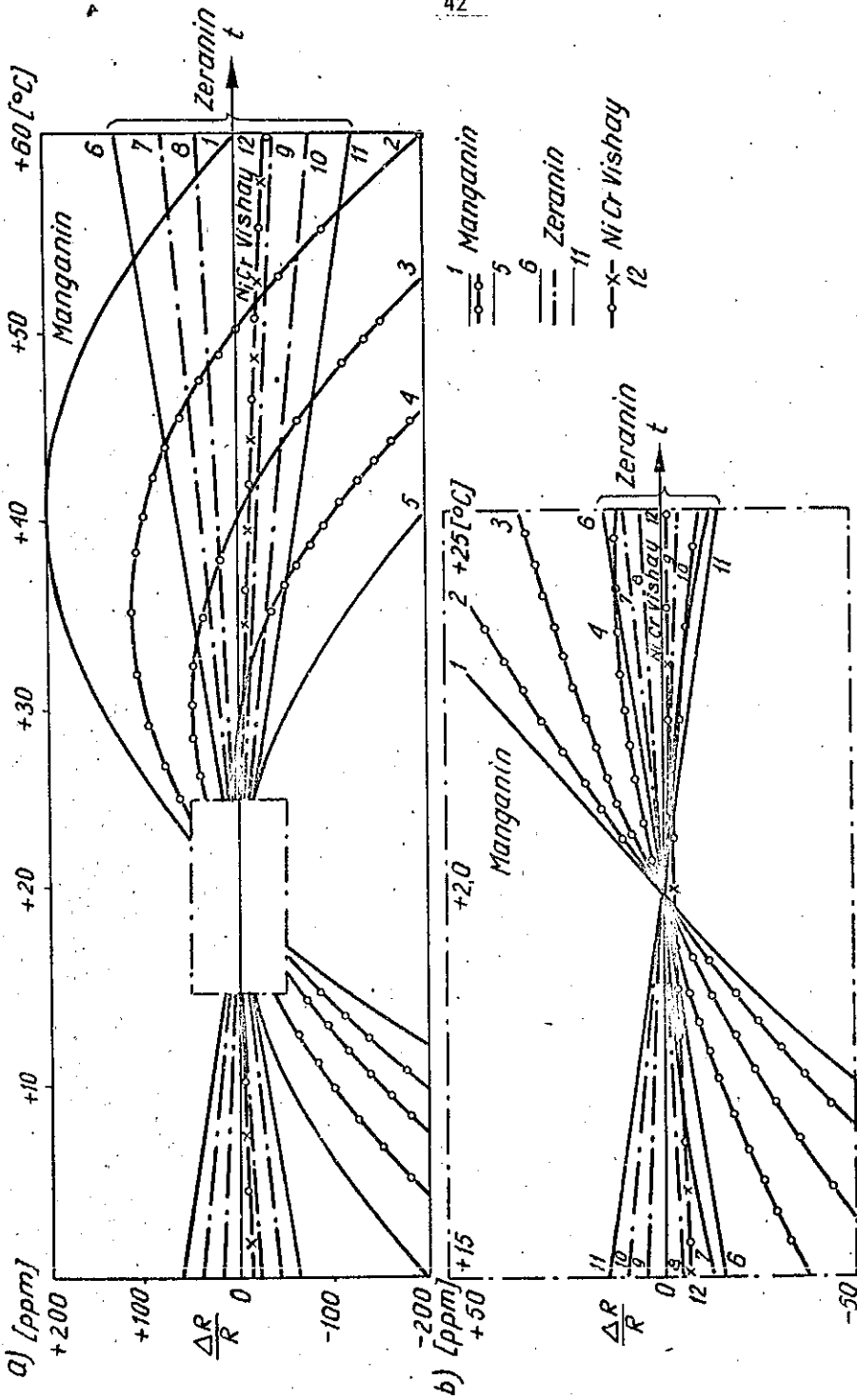
Klienci TSP (DOPIT i inni) użytkownicy elektrycznej i elektronicznej aparatury pomiarowej

Jednostki eksploatacyjne przedsiębiorstwa "PPTIT" podległego resortowi taczności przez Dyrekcje Okręgów Poczty i Telekomunikacji (DOPIT)

Rys. 3. Hierarchia struktury metrologicznej, krajowej siatki sprawdzeń narzędzi pomiarowych



Rys. 4. Układ zastępczy rezystora /a/ i jego układy równoważne: szeregowy  $R_s, C_s$  /b/ i równoległy  $R_T, C_T$  /c/



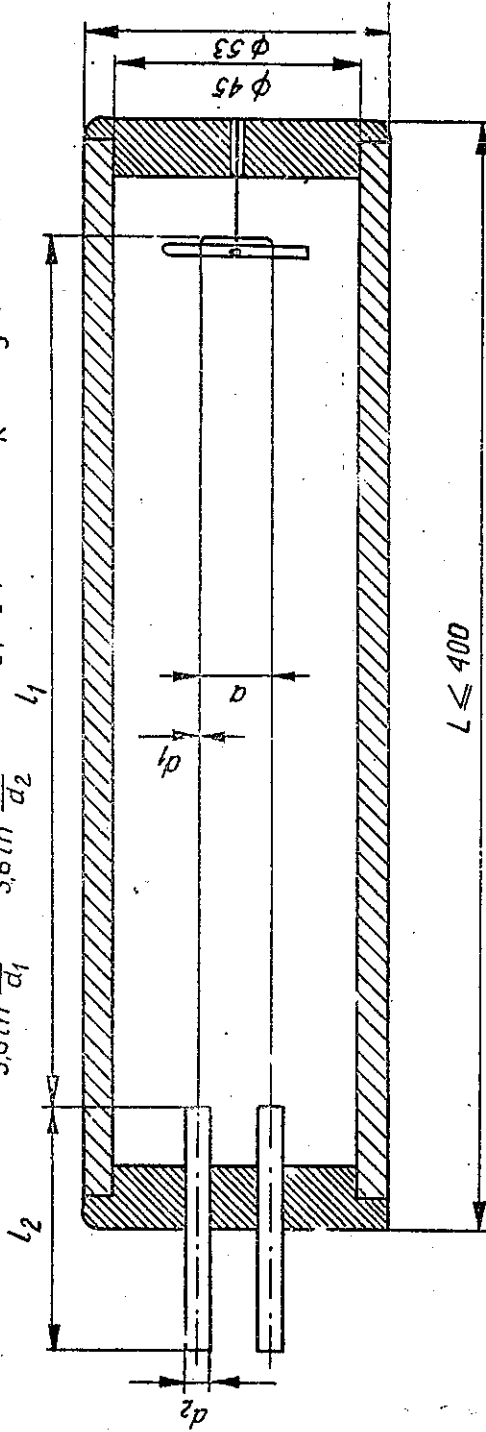
Rys. 5. Przebieg zmian rezystancji w funkcji temperatury dla różnych stopów oporowych /a/ i czterokrotne powiększenie wycinka środkowego dla zakresu temperatur /+15...+25/°C /b/



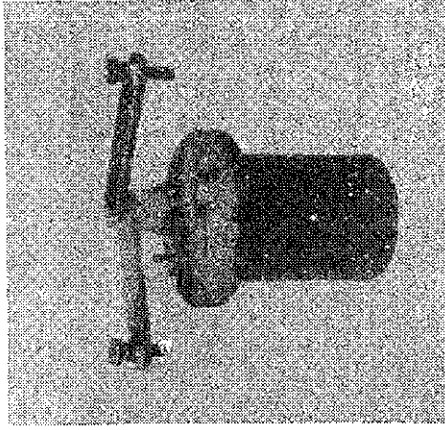


$$L = 4 \left[ l_1 \left( \ln \frac{2a}{d_1} + 0,25 \right) + l_2 \left( \ln \frac{2a}{d_2} + 0,25 \right) \right] [nH];$$

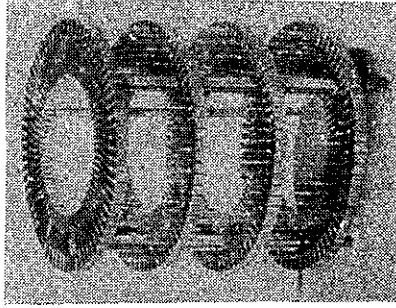
$$C = \frac{l_1}{3,6 \ln \frac{2a}{d_1}} + \frac{l_2}{3,6 \ln \frac{2a}{d_2}} [pF]; \quad \tau \approx \left( \frac{L}{R} - \frac{RC}{3} \right) [s].$$



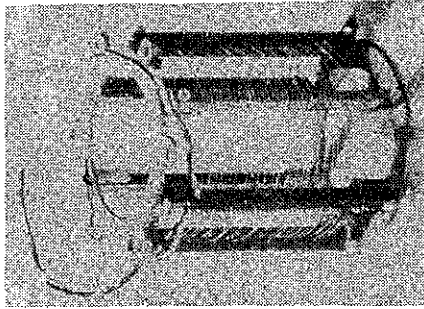
Rys. 7. Przekrój wzdłużny wzorca rezystancji o liczalnych parametrach reakcyjnych /tzw. wzorca stałej czasu/ i wzory obliczeniowe na resztkową indukcyjność /L/ i resztkową pojemność /C/ oraz wzór obliczeniowy na stałą czasu / $\tau$ / wzorca



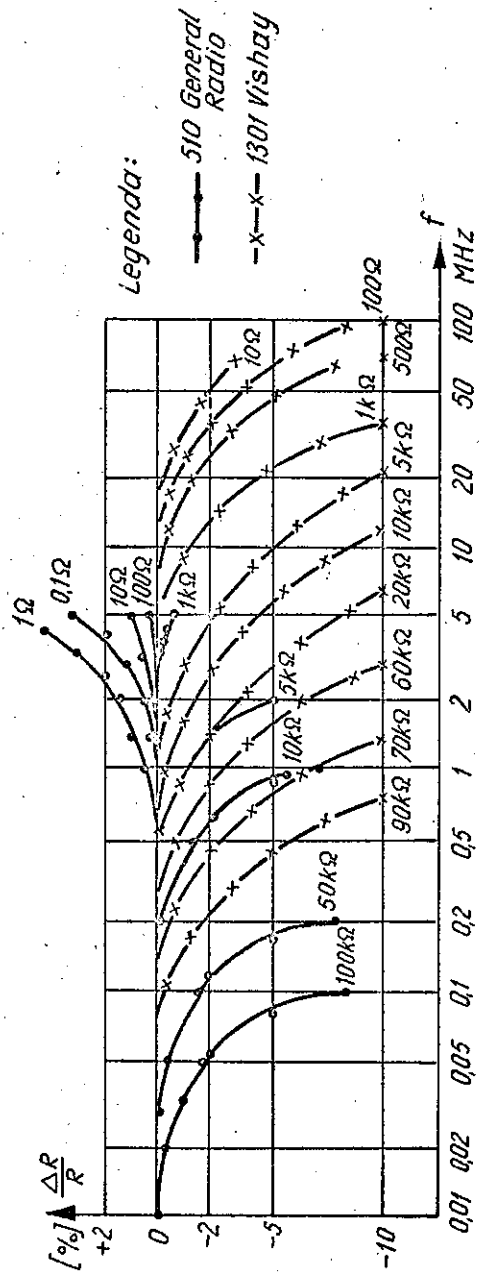
Rys. 10. Wzorzec rezystancji  
Wilkinsa o wartości  $1 \Omega$



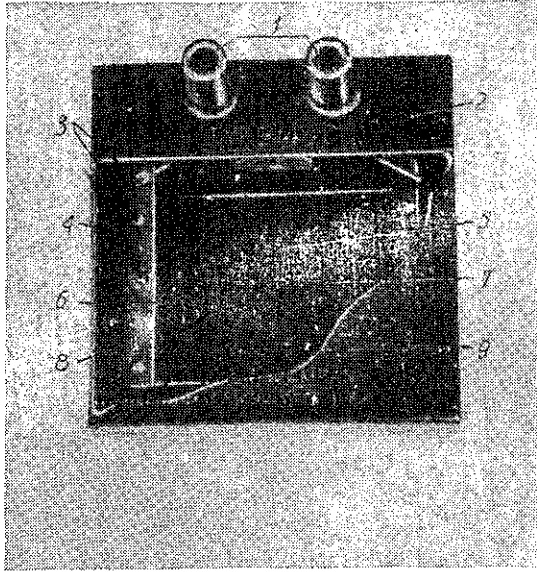
Rys. 9. Toroidalny element rezystywny wzorca Wilkinsa



Rys. 8. Bifilarny element rezystywny wzorca Wilkinsa

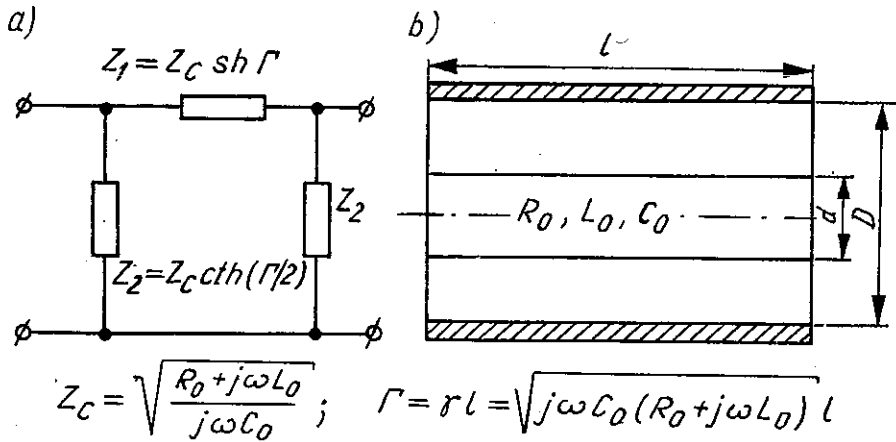


Rys. 11. Błąd częstotliwościowy dekad rezystancji wytwarzanych przez firmy Vishay i General Radio /wartości podawane w katalogach/

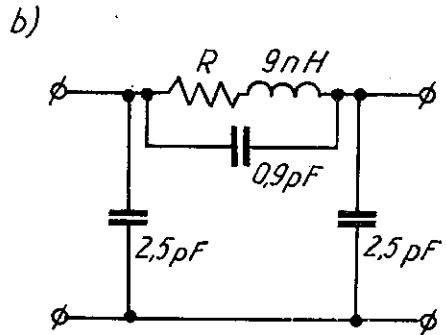
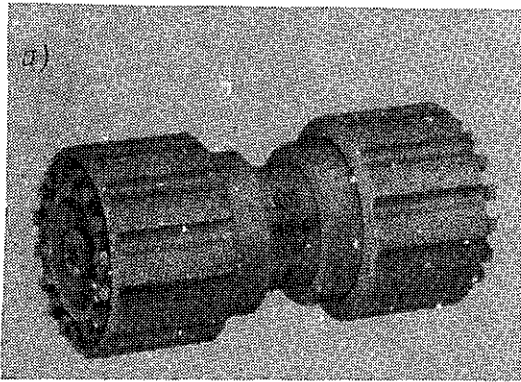


Rys. 12. Konstrukcja wzorca rezystancji typ 1440 firmy General Radio  
/półprzekrój/

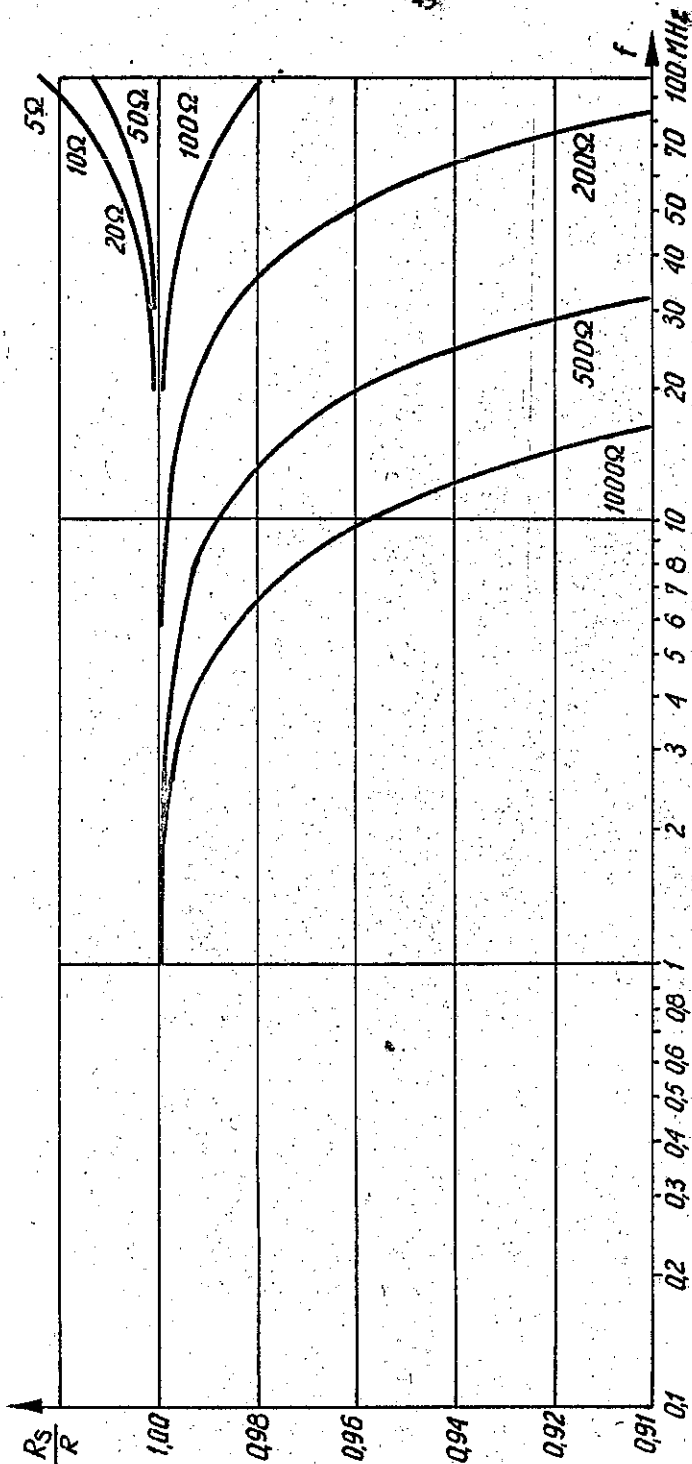
1 - miedziane zaciski połączone /dwie tuleje o średnicy 4 mm/ o małej STE względem miedzi i małej rezystancji przejścia; 2 - pudełko plastikowe odporne na wstrząsy, zapewniające małą pojemność resztkową wzorca; 3 - stałe połączenie zgrzewane; 4 - nalepka na spodniej stronie wzorca z naniesioną wartością początkową rezystancji; 5 - zwój elementu rezystywnego wykonanego ze stopu oporowego Evanohmu bądź Manganinu, zapewniającego mały TWR; 6 - płaska płytka miki zapewniająca stałość wymiarów; 7 - uzwojenie o małej indukcyjności zapewniające dobre właściwości rezystora dla prądu przemiennego; 8 - olej wypełniający pudełko, zapewniający długookresową małą NR; 9 - hermetyczne zamknięcie pudełka w celu odizolowania go od otoczenia



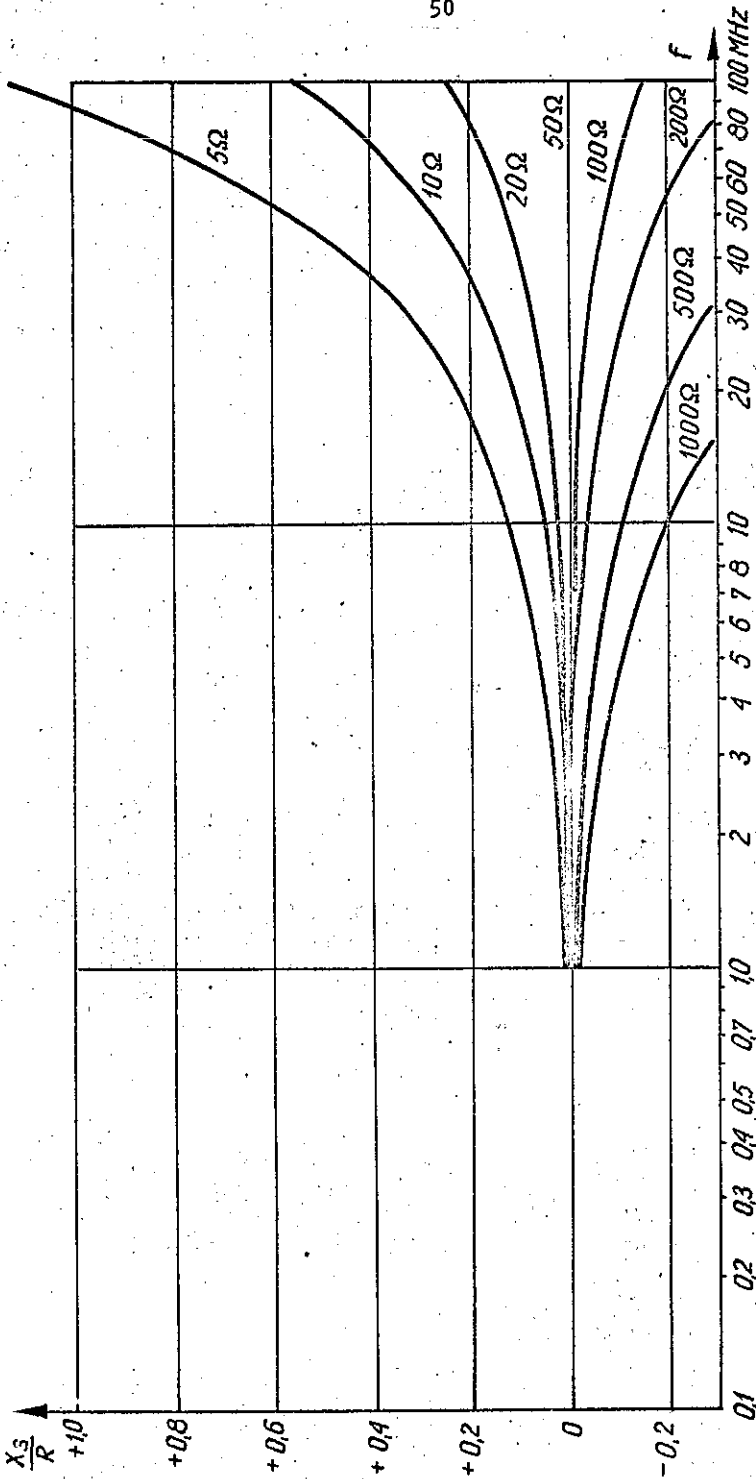
Rys. 13. Współosiowy /czwórnikowy/ wzorec rezystancji: a/ układ zastępczy /stałe rozłożone/, b/ przekrój wzdłużny rezystora; wzory na impedancję charakterystyczną i tłumienność tego wzorca, gdzie  $R_0, L_0$  i  $C_0$  to jednostkowe parametry linii współosiowej ze stratami



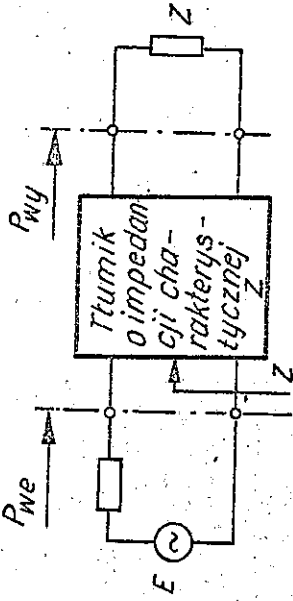
Rys. 14. Współosiowy /czwórnikowy/ wzorec rezystancji typ 1442 firmy General Radio: a/ widok, b/ układ zastępczy /stałe skupione/ dla zakresu częstotliwości do 100 MHz



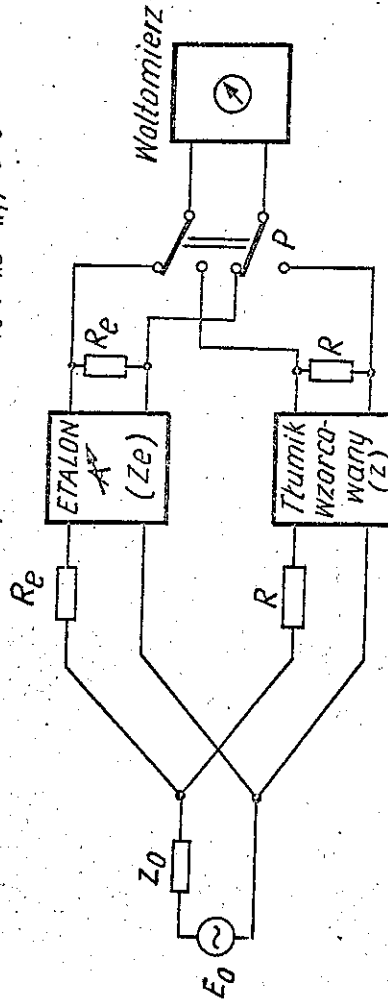
Rys. 15a. Charakterystyki częstotliwościowe czwórnikowego wzorca rezystancji, typu 1442 General Radio zwanego z jednej strony zwierzaczem GR 900 - WN: a/ szeregową rezystancją zastępczą zredukowaną względem rezystancji wzorca przy prądzie stałym



Rys. 15b. Charakterystyki częstotliwościowe czwórnikowego wzorca rezystancji typu 1442 General Radio zwanego z jednej strony zwierzchem GR 900 - WN; b/ szeregową reaktancją zastępczą zredukowaną względem rezystancji wzorca przy prądzie stałym

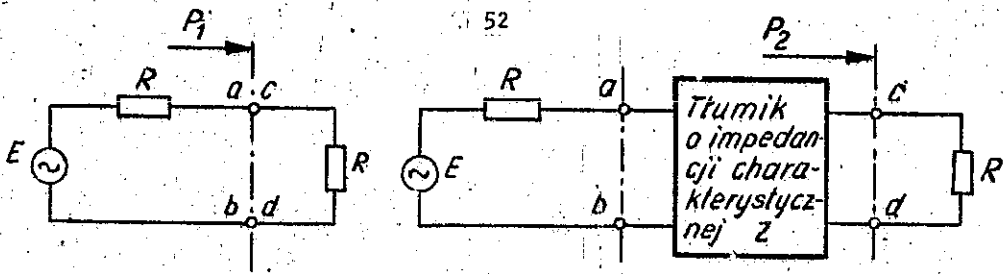


Rys. 16. Ilustracja definicji tłumienności charakterystycznej tłumika oporowo-symetrycznego.  $P_{we}$  - moc wchodząca do tłumika,  $P_{wy}$  - moc wychodząca z tłumika, wydzieleną na obciążeniu, którego impedancja jest równa impedancji charakterystycznej  $Z$  tłumika  
Tłumienność charakterystyczna  $A = 10 \log_{10} (P_{we}/P_{wy})$  [dB]

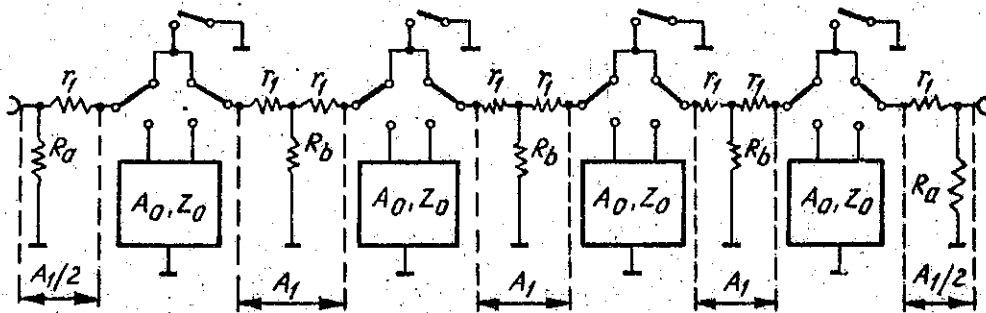


Rys. 17. Schemat zasadniczy klasycznego układu do pomiaru tłumienności tłumika metodą porównawczą z użyciem etalonu o znamionowej/prawdziwej/impedancji charakterystycznej  $R_e/Z_e$ ; tłumik wzorcowy ma znamionową/prawdziwą impedancję charakterystyczną  $R/Z$

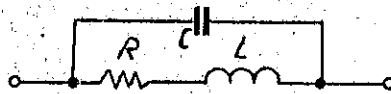




Rys. 18. Ilustracja definicji tłumienności wtrąceniowej tłumika.  $P_1$  - moc dochodząca do obciążenia  $R$  przy bezpośrednim połączeniu ze źródłem o impedancji wewnętrznej  $R$ ;  $P_2$  - moc dochodząca do obciążenia  $R$  przez wtrącony tłumik. Tłumienność wtrąceniowa  $A_w = 10 \log_{10} (P_1/P_2)$  w decybelach

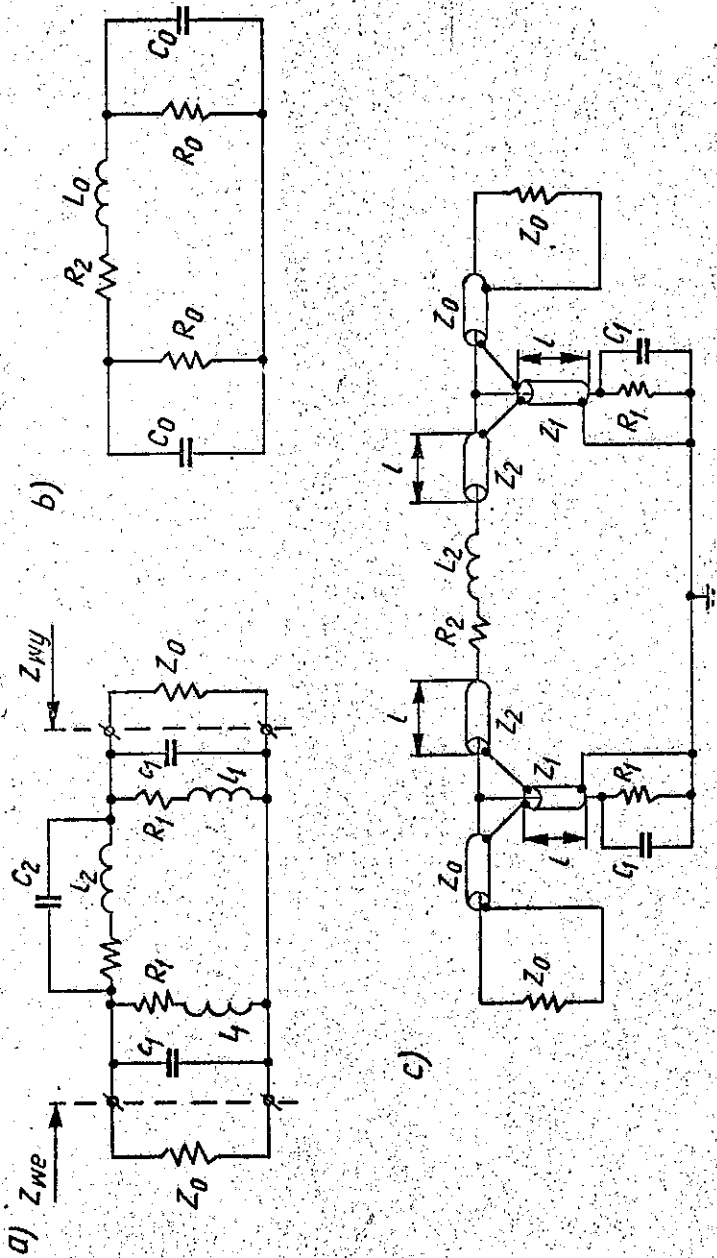


Rys. 19. Układ połączeń podstawowych ogniw  $A_0$  nastawnego tłumika dla 30 MHz z dodatkowymi ogniwami  $A_1$  i  $A_{1/2}$  dopasowującymi rezystancję zestyków przełączników.  $A_0 = 10, 20, 40, 60$  dB dla zakresu tłumienności tłumika 0-130 dB i  $A_0 = 1, 2, 4, 8$  dB dla tłumika 0-15 dB

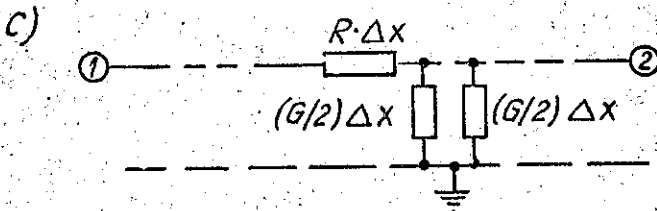
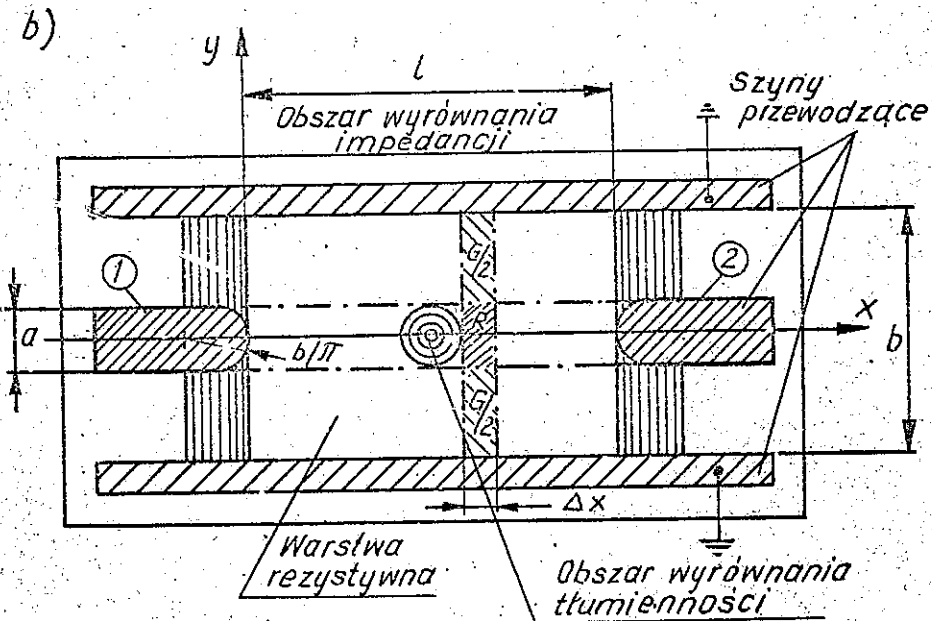
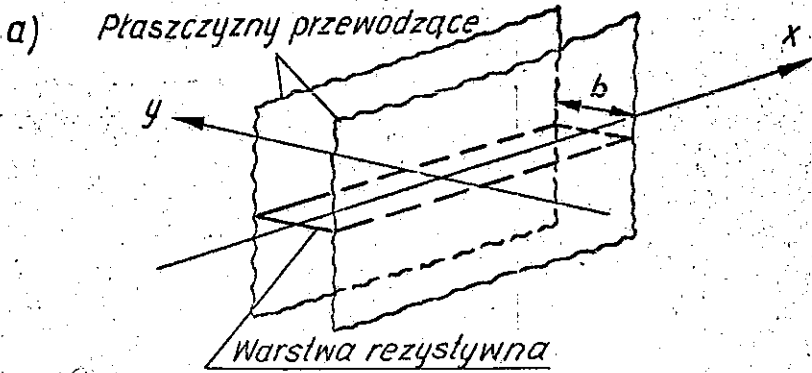


R	L nH	C pF
5	8	0,6
20	14	0,5
50	17	0,4
100	25	0,5
250	50	0,5
800	-	0,5

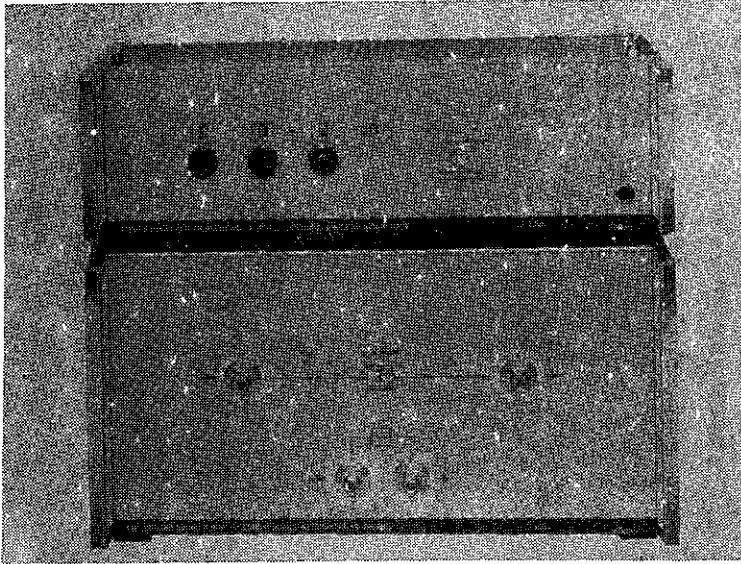
Rys. 20. Układ zastępczy i wartości elementów rezystorów cienkowarstwowych, wchodzących w skład ogniw nastawnego tłumika dla 30 MHz



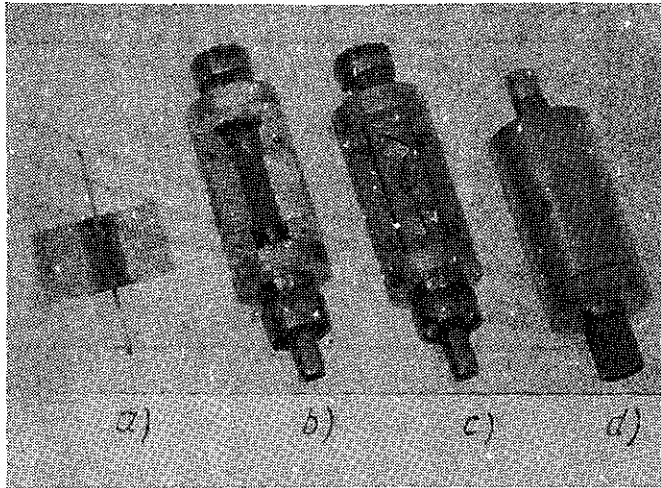
Rys. 21. Kompensacja składowych reakcyjnych reaktancyjnych ogniwa tłumika 30 MHz: a/ układ zastępczy ogniwa, b/ układ zastępczy ogniwa skompensowanego, c/ praktyczna realizacja układu rzeczywistego;  $l$  - długość odcinków linii - doprowadzeń o impedancjach charakterystycznych  $Z_1$  i  $Z_2$ .



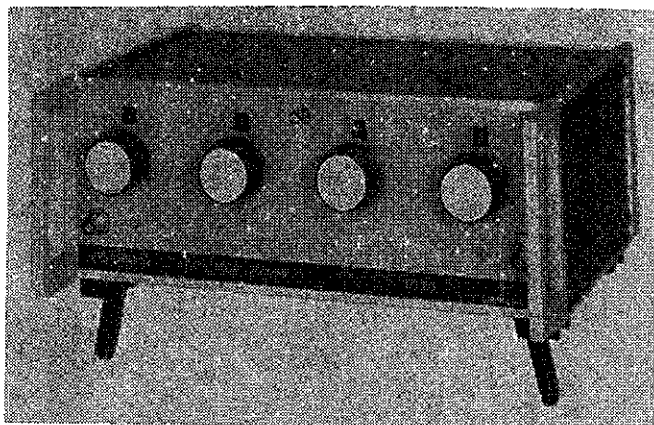
Rys. 22. Ilustracja budowy scalonego ogniwa tłumika cienkowarstwowego: a/ uproszczony model warstwy rezystywnej do obliczania rozkładu potencjału, b/ struktura ogniwa cienkowarstwowego, c/ uproszczony model scalonego ogniwa tłumika cienkowarstwowego o postaci linii długiej o statych rozłożonych



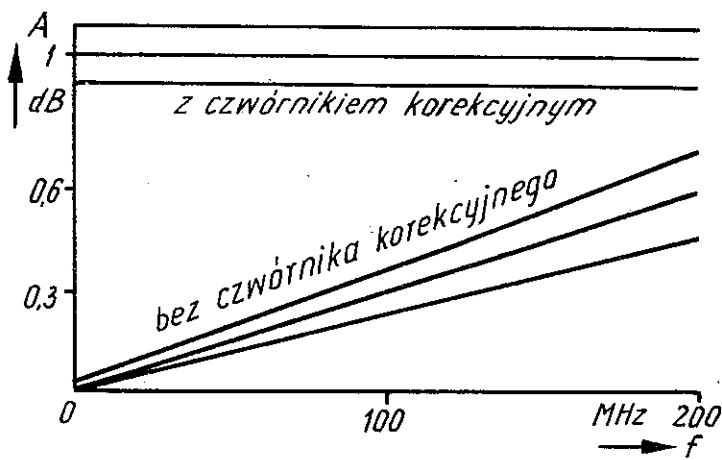
Rys. 23. Precyzyjny tłumik nastawny firmy Siemens typ D 2054 /na dole/ z urządzeniem sterującym B 2054 /na górze/



Rys. 24. Budowa precyzyjnego tłumika stałego firmy Siemens typ D 2031...D 2036 wykorzystującego scalone ogniwa cienkowarstwowe: a/ ogniwo cienkowarstwowe, b/ otwarty tłumik stały ze złączami typu 2,5/6, c/ tłumik zakryty /widoczne śruby do regulacji pojemności/, d/ gotowy tłumik /w obudowie/ ze złączami typu 1,6/5,6



Rys. 25. Precyzyjny tłumik nastawny firmy Siemens  
typ D 2053



Rys. 26. Tłumienność początkowa /z tolerancjami/  
nastawnego tłumika typu D 2053 bez i z czwórnikiem korekcyjnym

