

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

106

1973



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

Nr. \_\_\_\_\_

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 13

WARSZAWA 1973

NR 106

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

---

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

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

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 675. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 19.09.1973 r.  
Druk ukończono w grudniu 1973 r.

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Ryszard Strużak, Włodzimierz Stawski

## FILTRY PRZECIWZAKŁÓCENIOWE

Stan aktualny i perspektywy rozwojowe

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Wiadomości ogólne	4
2.1. Tłumienność wtrąceniowa. Tłumienność skuteczna	7
2.2. Impedancja przejściowa. Admitancja przejściowa	10
2.3. Metody pomiarów charakterystyk skuteczności	11
2.4. Standardowa metoda pomiaru skuteczności	13
3. Proste filtry kondensatorowe /kondensatory przeciwzakłóceniewe/	17
3.1. Kondensator z dwoma wyprowadzeniami	17
3.2. Kondensator gąsikowy	19
3.3. Kondensator z czterema wyprowadzeniami	21
3.4. Kondensator z trzema wyprowadzeniami	23
3.5. Kondensatory złożone	25
4. Ograniczenia strukturalne prostych filtrów kondensatorowych	26
4.1. Struktura walcowa /kondensator rurkowy ceramiczny/	26

	Str.
4.2. Struktura radialna /kondensator dyskowy ceramiczny/	28
4.3. Struktury spiralne /kondensator zwijkowy/	30
5. Proste filtry dławikowe	31
5.1. Dławik jednouzwojeniowy	33
5.2. Dławik wielouzwojeniowy	36
5.3. Wpływ prądu roboczego	37
6. Proste filtry stratne i przewody tłumiące	39
6.1. Rezystory przeciwzakłóceniami	39
6.2. Przewody tłumiące	41
7. Filtry złożone	45
8. Aspekty praktyczne stosowania filtrów przeciwzakłóceniami	53
8.1. Zasady ogólne	54
8.2. Wybór elementów p-z	55
8.3. Zagadnienie ochrony przeciwporażeniowej	57
8.4. Skuteczność tłumienia zakłóceń	58
8.5. Uwagi dotyczące stosowania elementów p-z	59
8.6. Przykłady	64
9. Zakończenie	66
Wykaz literatury	72

Ryszard Strużak

Włodzimierz Stawski

621.396.669

## FILTRY PRZECIWKŁÓCENIOWE

### Stan aktualny i perspektywy rozwojowe

#### 1. WSTĘP

Znamienne dla współczesnej epoki wysokie tempo industrializacji jest związane z gwałtownym rozwojem systemów przesyłania i przetwarzania informacji oraz z olbrzymim wzrostem ilości różnych urządzeń elektrycznych.

Jest istotne przy tym, że każde takie urządzenie jest potencjalnym źródłem emisji energii elektromagnetycznej.

W samej tylko Polsce w 1971 r. działało ponad 30 tys. urządzeń radiotechnicznych przeznaczonych do przenoszenia informacji oraz dziesiątki tysięcy diatermii, kuchni mikrofalowych i urządzeń technologicznych, które z zasady swego działania emitują energię elektromagnetyczną nie przenoszącą informacji użytecznych, a także tysiące urządzeń radiolokacyjnych i radionawigacyjnych.

Oprócz tego działało około 11 milionów miniaturowych nadajników - generatorów, stanowiących integralną część każdego współczesnego odbiornika radiofonicznego czy telewizyjnego oraz wiele milionów urządzeń takich, jak samochody i urządzenia zawierające silniki elektryczne, które emitują energię elektromagnetyczną na takiej samej zasadzie, jak nadajniki iskrowe, stosowane w pierw-

szych latach rozwoju radiotechniki do przesyłania informacji drogą radiową.

Z ekstrapolacji dotychczasowych danych wynika, że ilość różnego rodzaju źródeł emisji elektromagnetycznych podwaja się co każde 3 - 4 lata.

Ten intensywny rozwój prowadzi do istotnego naruszenia stanu naturalnego środowiska elektromagnetycznego<sup>1/</sup>. Już obecnie niepożądane i zamierzone emisje utrudniają działanie różnych systemów przesyłania i przetwarzania informacji za pomocą sygnałów elektrycznych. Emisje te stanowią obecnie jeden z podstawowych czynników decydujących o wierności, koszcie, prędkości i zasięgu przesyłanych informacji, nie wspominając o tym, że w określonych warunkach mogą one również oddziaływać szkodliwie na organizmy żywe, zwłaszcza na człowieka.

Postęp technologiczny w elektronice, zmierzający do mikrominiaturyzacji urządzeń prowadzi do zmniejszenia energii sygnału użytecznego, co z kolei zwiększa wrażliwość tych urządzeń na wpływy zewnętrznych czynników elektromagnetycznych. Na skutek nieliniowości elementów półprzewodnikowych zachodzą w nich procesy intermodulacji równoznaczne z pojawieniem się szkodliwych sygnałów pozornych, przekraczających wielokrotnie liczbę sygnałów rzeczywiście istniejących.

W tej sytuacji staje się zrozumiała konieczność intensywnej działalności profilaktycznej, mającej na celu ochronę środowiska elek-

---

<sup>1/</sup> Środowisko oznacza zespół czynników, które mogą działać na materię ożywioną i nieożywioną i wpływać na zachodzące w niej zjawiska. Środowisko elektromagnetyczne ogranicza zagadnienie do czynników elektromagnetycznych.



tromagnetycznego, i osiągnięcie kompatybilności elektromagnetycznej<sup>1/</sup>.

Ochrona środowiska elektromagnetycznego i kompatybilność stanowią zagadnienia powszechne i ogólnonarodowe, dotyczą bowiem ogółu ludności i wszelkich urządzeń elektrycznych produkowanych, importowanych i eksploatowanych w kraju. Środowisko elektromagnetyczne uważać przy tym należy za takie samo bogactwo naturalne, jak powietrze, woda, gleba, zasoby mineralne i energetyczne. Działania mające na celu ochronę tego środowiska i kompatybilność powinny tworzyć kompleksowy system, obejmujący identyfikację, predykcję, planowanie i ograniczanie. W związku ze stałym rozwojem cywilizacji technicznej elementy tego systemu muszą być stale rozbudowywane.

Jednym z podstawowych technicznych sposobów ograniczania niepożądanych emisji elektromagnetycznych - inaczej zakłóceń radioelektrycznych - jest stosowanie filtrów przeciwzakłóceńowych. Do tego jednak, aby filtry takie stosować w sposób racjonalny, należy znać ich podstawowe właściwości. Zamierzeniem niniejszej pracy jest przedstawienie najważniejszych informacji o właściwościach takich filtrów, o zasadach ich stosowania, a także o aktualnych kierunkach ich rozwoju. Podstawowy cel dla jakiego stworzona została cała rodzina filtrów przeciwzakłóceńowych omawianych w niniejszej pracy polega - jak już wspomniano - na zmniejszeniu niepożądanych emisji energii elektromagnetycznej. Trzeba jednak

<sup>1/</sup> Kompatybilność elektromagnetyczna oznacza zdolność urządzenia lub systemu do prawidłowego działania w przewidywanym środowisku elektromagnetycznym bez naruszania w sposób istotny stanu tego środowiska.

podkreślić, że stosowanie filtrów przeciwzakłóceńowych jest tylko jednym z dwóch wzajemnie uzupełniających się sposobów; drugim jest stosowanie ekranów elektromagnetycznych. Jak wiadomo, skuteczność filtrów może być sprowadzona do zera, jeśli istnieje sprzężenie elektromagnetyczne między jego wejściem i wyjściem. Dla wyeliminowania tego sprzężenia konieczne jest zastosowanie odpowiedniego ekranu.

I odwrotnie ekran może być zupełnie nieskuteczny, jeżeli przez otwór w nim przenika przewodnik, wzdłuż którego energia elektromagnetyczna przedostaje się z jednej strony ekranu na drugą. Takie sprzężenie można wyeliminować stosując odpowiedni filtr przeciwzakłóceńowy.

Przedstawiony w niniejszej pracy materiał zaczerpnięty jest z literatury, której obszerny wybór zamieszczono w rozdz. 10 oraz oparty częściowo o rezultaty prac prowadzonych w latach ubiegłych w Instytucie Łączności pod kierunkiem pierwszego z autorów oraz w Grupie Specjalistów ds. Podzespołów Przeciwzakłóceńowych pod kierunkiem drugiego autora.

Rozdziały 1 - 4, 6 i 7 opracowane zostały przez pierwszego, 8 i 9 przez drugiego, a rozdziały 5, 6 i 10 wspólnie przez obu autorów.

Całość została ostatecznie przejrzana i zredagowana wspólnie.

## 2. WIADOMOŚCI OGÓLNE

Pod nazwą "filtry", "elementy" albo "podzespoły" przeciwzakłóceńowe rozumie się kondensatory, dławiki, rezystory i szerokopasmowe filtry dolnoprzepustowe, przeznaczone do zmniejszania

emisji energii elektromagnetycznej w.cz. rozchodzącej się wzdłuż układu przewodników<sup>1/</sup>. Analogiczne elementy są także używane do eliminowania niepożądanych sprzężeń wewnętrznych w rozmaitych urządzeniach elektronicznych.

Filtry przeciwzakłóceniami różnią się od konwencjonalnych filtrów telekomunikacyjnych w następujących aspektach [86]:

1. Filtry przeciwzakłóceniami pracują w warunkach niedopasowania energetycznego między impedancjami, których wartości stanowią zmienną losową i mają znaczne składowe urojone. Wskutek tego elegancka teoria analizy i syntezy filtrów telekomunikacyjnych opracowana przy założeniu rzeczywistych i zdeterminowanych impedancji źródła i obciążenia jest do nich całkowicie nieprzydatna.
2. Pasma częstotliwości, w których działanie tych filtrów ma znaczenie istotne, są nadzwyczaj szerokie, obejmujące do 11 dekad. W takich zakresach częstotliwości elementy filtru wykazują na ogół inne właściwości niż wynika to z ich konwencjonalnych modeli /schematów zastępczych/ ważnych dla małych częstotliwości.
3. Prąd roboczy /stały lub przemienny/ i napięcie robocze /ogólnie moc/, które musi przenosić filtr przeciwzakłóceniamiowy, stwarzają silne efekty uboczne, nie obserwowane w filtrach telekomunikacyjnych.

---

<sup>1/</sup>W pracy niniejszej pojęcia "filtry p-z", "elementy p-z" i "podzespoły p-z" traktować będziemy jako równoznaczne.

4. Miniaturyzacja filtrów przeciwzakłóceńowych stanowi niekiedy bardzo istotny czynnik, jak np. w przypadku zestawu filtrów wbudowanych do łączówki wielowtykowej.

Wbudowywane lub dostawiane do urządzenia elektrycznego lub elektronicznego filtry przeciwzakłóceńowe nie mogą stanowić "słabego ogniwa", co oznacza, że ich właściwości powinny być dostosowane do wymagań stawianych całemu urządzeniu. Elementy przeciwzakłóceńowe powinny zatem spełniać szereg wymagań dotyczących m.in. niezawodności, wytrzymałości mechanicznej i elektrycznej, odporności na niską i wysoką temperaturę oraz na wpływy klimatyczne itp. Przede wszystkim jednak powinny spełniać cel dla którego są stosowane, tj. skutecznie zmniejszać niepożądane emisje i sprzężenia.

W pracy tej zajmiemy się głównie tylko tymi charakterystykami elementów przeciwzakłóceńowych, które decydują o skuteczności zmniejszenia emisji elektromagnetycznych i szkodliwych sprzężeń. Weźmiemy przy tym pod uwagę elementy szerokopasmowe, pomijając elementy specjalne przeznaczone do pracy w wąskich pasmach częstotliwości.

Charakterystyki znamionowe, takie jak np. pojemność kondensatora czy indukcyjność dławika, charakteryzują właściwości elementów jedynie w ograniczonym pasmie niezbyt wielkich częstotliwości, w którym kondensator jest rzeczywiście pojemnościowym, dławik - indukcyjnym, a rezystor - rezystywnym elementem układu. Przy wielkich częstotliwościach taka idealizacja jest najczęściej niedopuszczalna, bowiem istotny staje się wpływ resztkowych parametrów, tj. pojemności, indukcyjności i oporności, związanych

z polem elektromagnetycznym wielkiej częstotliwości wytwarzanym przez kondensator, dławik czy rezystor. Pole to zależy zarówno od samego elementu rozpatrywanego oddzielnie, jak i od sposobu jego połączenia i umieszczenia w sąsiedztwie elementów i ciał przewodzących, magnetyków i dielektryków. Uwzględnienie tych czynników prowadzi do wniosku, że schemat zastępczy /model elektryczny/ każdego elementu przeciwzakłóceniewego powinien zawierać skupione i rozłożone indukcyjności, pojemności i rezystancje.

Okazuje się więc, że nawet tak prosty element, jak kondensator lub dławik, przy wielkich częstotliwościach może zachowywać się jak złożony filtr elektryczny, o parametrach rozłożonych, a zatem jak czwórnik, niezależnie od tego, że przy małych częstotliwościach każdy z tych podzespołów jest elementarnym dwójnikiem.

Opisywanie własności podzespołu przeciwzakłóceniewego przy wielkiej częstotliwości przez podawanie jego pełnego układu zastępczego - chociaż teoretycznie poprawne - byłoby w praktyce bardzo uciążliwe. Z tego też powodu dąży się do przyjęcia jednej tylko, ogólnej charakterystyki podzespołu, stanowiącej miarę jego przydatności do zmniejszania emisji i sprzężeń. Oczywiście miar takich może być wiele. Najważniejsze z nich omówione są poniżej.

### 2.1. Tłumiennosc wtrąceniowa. Tłumiennosc skuteczna

Wszystkie prawie urządzenia, w których są stosowane elementy przeciwzakłóceniewe można sprowadzić do uproszczonego schema-

tu pokazanego na rys. 2.1<sup>x/</sup>. Na tym rysunku przedstawiono urządzenie składające się z dwóch części: I i II. W jednej z tych części powstaje /albo istnieje/ energia wielkiej częstotliwości, a w drugiej jest ona niepożądana. Połączenie A-B wymagane jest dla działania urządzenia, np. dla przeniesienia energii zasilania z części I do II lub odwrotnie. Jednak wraz z energią zasilania wzdłuż przewodów AB i A'B' z części I do części II przenika także niepożądana energia wielkiej częstotliwości. Można przy tym rozróżnić dwa sposoby przenikania tej energii: niesymetryczny i symetryczny względem "ziemi", t.j. korpusu urządzenia, jak pokazano na rysunku. Rysunki a/ i b/ odpowiadają niesymetrycznemu, a rys. c/ i d/ symetrycznemu sposobowi przenikania zakłóceń.

Przy rozpatrywaniu niepożądanych sprzężeń wewnętrznych "I" i "II" oznaczają wprost części rozważanego urządzenia. W przypadku tłumienia emisji i zakłóceń radioelektrycznych u źródła, przez "I" należy rozumieć źródło energii elektromagnetycznej w cz., a przez "II" - obiekt zakłócany lub sieć elektryczną; w tym przypadku "I" i "II" oznaczają zupełnie oddzielne urządzenia. Element przeciwwzakłóceniewy /prostokąt na rys. 2.1./ ma za zadanie zmniejszenie mocy wielkiej częstotliwości, wydzielającej się z impedancji obciążenia  $Z_2$ . Miarą skuteczności jego działania może być więc stosunek wartości tej mocy, jak podano na rys. 2.1. Stosunek ten, wyrażony w mierze logarytmicznej /t.j. w decybelach lub neperach/ nazywa się tłumiennością wtrąceniową  $A_w$ . Oczywiście im większa jest tłumienność, tym większa skuteczność elementu.

---

<sup>x/</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu po tablicach.

Tłumienność wtrąceniowa jest spowodowana zarówno wpływem odbicia energii w miejscach połączenia rozpatrywanego elementu ze źródłem i odbiornikiem energii zakłóceń, jak również pochłanianiem tej energii i jej zamianą na ciepło w samym elemencie. Wpływ odbicia energii zależy m.in. od impedancji zastępczego generatora  $Z_1$  i obciążenia  $Z_2$ . Stąd wniosek, że tłumienie wtrącenia zależy nie tylko od właściwości rozpatrywanego elementu, traktowanego oddzielnie, ale także od wspomnianych impedancji. Zatem jednemu i temu samemu elementowi, zastosowanemu do zmniejszania zakłóceń w różnych urządzeniach, mogą odpowiadać różne wartości tłumienności wtrąceniowej. Z tego samego powodu tłumienność zespołu elementów przeciwzakłóceniovych połączonych kaskadowo może nie być równa sumie tłumienności określonych dla każdego z nich oddzielnie.

W ogólnym przypadku tłumienność wtrąceniowa  $A_w$  może być zarówno dodatnia - co odpowiada zmniejszeniu niepożądanego mocy  $|P_O > P_2|$  - jak też może być równa zero lub nawet ujemna, co odpowiada niezmnieszeniu, albo nawet powiększeniu tej mocy po zastosowaniu elementu przeciwzakłóceniovego. Zwiększenie niepożądanego mocy może zaistnieć w przypadku, kiedy źródło zakłóceń i obciążenie są niedopasowane do siebie, a wtrącony układ przeciwzakłóceniovowy polepsza warunki dopasowania. Jeżeli jednak impedancje zastępczego źródła i odbiornika energii są rzeczywiste i równe sobie  $|Z_1 = Z_2 = R|$ , to tłumienność wtrąceniowa dowolnego elementu nie może być w tych warunkach mniejsza od zera. Istotnie, w tym przypadku, przy bezpośrednim połączeniu generatora i obciążenia mamy dopasowanie energetyczne, którego nie może poprawić żaden.

układ bierny. Tłumienność wtrąceniowa w tych warunkach, tj. przy  $Z_1 = Z_2 = R$ , bywa nazywana tłumiennością skuteczną.

## 2.2. Impedancja przejściowa. Admitancja przejściowa

Przy ocenie skuteczności podzespołów przeciwzakłóceniovych, oprócz omówionych uprzednio parametrów, operuje się niekiedy także i innymi, np. impedancją przejściową oraz admitancją przejściową, chociaż mają one obecnie tylko drugorzędne znaczenie. Definicje obu tych parametrów podano w tabelicy 2.1<sup>x/</sup>. W tejże tabelicy podano wzory, pozwalające obliczyć wartość impedancji przejściowej, jeżeli dany jest schemat zastępczy rozważanego elementu w postaci czwórnika typu T lub  $\pi$ .

Jak wynika z tej tabelicy, miary te - w odróżnieniu od tłumienności - są związane tylko z wewnętrzną strukturą elementu przeciwzakłóceniovego i nie zależą od właściwości źródła i odbiornika energii wielkiej częstotliwości. Jednak żadna z nich nie charakteryzuje w sposób pełny i jednoznaczny wszystkich istotnych dla tłumienia zakłóceń właściwości rozważanego elementu. Impedancja przejściowa jest adekwatną miarą skuteczności elementu tylko wówczas, kiedy impedancje  $Z_A$  i  $Z_B$  schematu równoważnego typu T /tabl. 2.1./ są pomijalne względem impedancji źródła i odbiornika zakłóceń. Tak samo admitancja przejściowa decyduje o skuteczności elementu tylko w tym przypadku, kiedy admitancje  $Y_A$  i  $Y_B$  są pomijane względem admitancji generatora i odbiornika.

---

<sup>x/</sup> Wszystkie tablice są zamieszczone na końcu artykułu.



Zarówno impedancja jak i admitancja przejściowa zależą tylko od niektórych parametrów czwórnik równoważnego. Z tego też powodu nie można podać w ogólnej postaci bezpośredniego związku między tymi parametrami i tłumiennością wtrąceniową, dla określonych impedancji generatora i odbiornika. Jednak przy zachowaniu pewnych założeń upraszczających można podać przybliżone zależności, wiążące te parametry. Zależności te przedstawiono w tabl. 2.2. oraz na rys. 2.2.

Należy zauważyć, że zgodnie z definicją /tabl. 2.1./ impedancja przejściowa kondensatora dwukońcówkowego /dla którego  $U_1 = U_2$ / jest po prostu jego impedancją. Tak samo admitancja przejściowa dławika bez pojemności względem ziemi /dla którego  $I_1 = I_2$ / jest wprost jego admitancją.

### 2.3. Metody pomiarów charakterystyk skuteczności

Charakterystyki tłumienia podzespołów i filtrów przeciwzakłóceńowych, jak wspomniano wyżej, mogą zależeć od impedancji "widzianych" przez filtr /które decydują o odbiciach energii zakłóceń na wejściu i wyjściu filtru/, od prądu i napięcia zasilania /które mogą zmieniać nominalne wartości elementów filtru wskutek np. podmagnesowania rdzeni cewek/, a także i od innych czynników, jak np. temperatura. Do tego aby wyniki pomiarów tych charakterystyk uzyskane w różnych laboratoriach /lub przedstawiane przez różnych producentów/ można było porównywać ze sobą, muszą być przyjęte wspólne metody pomiarów. Stosowane obecnie metody pomiarów tłumienia można podzielić następująco:

A. Metoda standardowa polegająca na pomiarze charakterystyki tłumienia filtru pracującego między arbitralnie ustalonymi standardowymi rezystancjami /zwykle 50 lub 75 omów/. Stosowane są dwa jej warianty:

- filtr badany jest bez obciążenia energetycznego
- filtr badany jest pod prądem lub pod napięciem.

Metoda ta umożliwia uzyskanie charakterystyki standardowej, która może różnić się od obserwowanej w praktyce ze względu na różne impedancje widziane przez filtr podczas pomiarów i w czasie jego pracy w konkretnym urządzeniu.

Obecnie metoda ta jest stosowana do badania filtrów

- bez obciążenia w zakresie częstotliwości od dziesiątków kHz do tysięcy MHz,
- z obciążeniem prądowym aż do kilkuset amperów w zakresie częstotliwości od setek kHz do kilkuset MHz,
- z obciążeniem napięciowym /filtry ceramiczne/ do kilku kV w zakresie częstotliwości od dziesiątków MHz do setek MHz.

Bliższe szczegóły można znaleźć w dalszej części niniejszej pracy oraz w pracach [23,26,1].

B. Metoda "najgorszego przypadku" polegająca na pomiarze najgorszej charakterystyki tłumienia filtru, gwarantowanej dla dowolnych impedancji widzianych przez filtr. Stosowane są dwa jej warianty, jak wyżej w punkcie A, tj. bez lub z obciążeniem prądowym /napięciowym/ badanego filtru.

Ta metoda wykorzystuje fakt, że filtr wykazuje najmniejsze tłu-

mienie wtedy, kiedy na jego wejściu i wyjściu istnieje dopasowanie energetyczne, tj. kiedy impedancja wejściowa /wyjściowa/ filtru i impedancja generatora /odbiornika/ wyrażają się zespolonymi liczbami sprzężonymi.

Metoda ta stosowana jest obecnie przede wszystkim do badania filtrów pod prądem o natężeniu dochodzącym do kilkuset amperów i w zakresie częstotliwości od dziesiątek kHz do pojedynczych MHz.

Bliższe informacje można znaleźć w pracach [73,89].

C. Metoda "in situ" polegająca na pomiarze charakterystyki tłumienia filtru pracującego w konkretnym urządzeniu, w warunkach normalnej jego pracy [27a].

Ta metoda pomiaru polega na określeniu tłumienia filtru na podstawie dwukrotnych pomiarów poziomu emisji elektromagnetycznych /zakłóceń/ konkretnego urządzenia - źródła zakłóceń: raz bez filtru, a drugi raz z filtrem.

D. Metoda "układu modelowego" polegająca na pomiarze charakterystyki tłumienia filtru wg C, lecz pracującego w instalacji modelującej /naśladującej/ realne źródło zakłóceń.

Ta metoda jest stosowana wówczas, gdy stosowanie metody "in situ" wiąże się z trudnościami. Dotychczas znalazła ona zastosowanie przy badaniach elementów układu zapłonowego silników spalinowych [27b].

#### 2.4. Standardowa metoda pomiaru skuteczności

Podstawowy układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 2.3. Wszystkie elementy układu są ekranowane. Układ pomiarowy nie-

symetryczny /współosiowy/ jest stosowany do pomiarów tłumienia filtrów dla składowej niesymetrycznej zakłóceń. Układ pomiarowy symetryczny jest stosowany do pomiaru tłumienia filtrów dla składowej symetrycznej. Przy pomiarach filtrów o dużej skuteczności zaleca się stosować generator sygnałów sinusoidalnych. Można stosować także generatory innych sygnałów /np. szumów lub impulsów/, wytwarzających równomierne widma częstotliwości; jednak wówczas odbiornik powinien spełniać wymagania podane w PN-69/T-06450 odpowiednio do zakresu częstotliwości.

Zaleca się również stosować odbiornik selektywny /mający co najmniej jeden obwód rezonansowy przed pierwszym stopniem wzmocnienia/.

Źródło prądu /napięcia/ roboczego powinno mieć obydwie zaciski /E i F na rys. 2.3./ odizolowane od masy z możliwością uziemienia dowolnego zacisku w razie potrzeby.

Znaczne uproszczenie pomiarów uzyskuje się przez zastosowanie odpowiedniego generatora i odbiornika panoramicznego, przeobrażających synchronicznie, charakterystyka tłumienia może być wówczas obserwowana na ekranie lampy oscyloskopowej albo automatycznie zapisywana przy zastosowaniu rejestratora. Szereg wariantów praktycznych omówionej metody podano np. w pracach [23, 24, 25].

Pomiar dokonuje się dwukrotnie: najpierw łączy się bezpośrednio generator z odbiornikiem, dostraja do częstotliwości pomiarowej i notuje napięcia generatora i odbiornika, a następnie dołącza się badany obiekt i powtórnie notuje te napięcia. Tłumienie badanego obiektu w decybelach oblicza się z zależności:

$$A = 20 \left[ \log_{10} \frac{U_{01}}{U_{02}} + \log_{10} \frac{U_{g2}}{U_{g1}} \right]$$

w której:

$U_{01}$  - napięcie wejściowe odbiornika przy bezpośrednim jego połączeniu z generatorem /rys. 2.3a/

$U_{02}$  - napięcie wejściowe odbiornika przy badanym obiekcie dołączonym do układu pomiarowego /rys. 2.3b/

$U_{g1}$  - napięcie wyjściowe generatora przy bezpośrednim jego połączeniu z odbiornikiem /rys. 2.3a/

$U_{g2}$  - napięcie wyjściowe generatora przy badanym obiekcie dołączonym do układu pomiarowego /rys. 2.3b/.

W praktyce wygodnie jest operować wyłącznie odczytami z generatora /lub z odbiornika/: w tym celu utrzymuje się stałą wartość drugiego napięcia:

$$U_{01} = U_{02} \quad / \text{lub} \quad U_{g1} = U_{g2} /$$

Połączenie badanego filtru, a w szczególności długości, i ułożenie jego wyprowadzeń powinny być zgodne ze wskazówkami wytwórcy lub wymaganiami odpowiednich przepisów /np. PN-68/T-8002/.

Filtry przeznaczone do tłumienia składowej niesymetrycznej zakłóceń bada się w niesymetrycznym układzie pomiarowym, natomiast filtry przeznaczone do tłumienia symetrycznej składowej zakłóceń - w symetrycznym układzie pomiarowym.

Filtry przeznaczone do tłumienia zarówno symetrycznej jak i niesymetrycznej składowej zakłóceń bada się dwukrotnie: w symetrycznym a także w niesymetrycznym układzie pomiarowym. Filtry wieloprzewodowe bada się dla każdego przewodu oddzielnie. Ponadto bada się tłumienie przesłuchu między poszczególnymi przewodami filtru, przy czym zaciski badanego obiektu nie połączone z generatorem lub odbiornikiem kolejno zwiera się lub pozostawia w stanie biegu jałowego względnie obciąża opornością  $50\Omega/75\Omega$ .

Zamocowanie badanego obiektu w układzie pomiarowym powinno odpowiadać sposobowi zamocowania przewidzianemu przez wytwórcę. Zamocowanie to nie powinno naruszać ciągłości i skuteczności ekranów układu pomiarowego. Badany obiekt umieszcza się więc w odpowiednim ekranującym pojemniku pomiarowym /wyposażonym w ekranowane złącza do połączenia z pozostałymi elementami układu/, jeżeli rozmiary tych obiektów to umożliwiają. Przy tym pojemnik pomiarowy nie powinien zmieniać w sposób istotny właściwości badanych obiektów. Obiekty badane dużych rozmiarów bada się bez pojemnika pomiarowego, wyposażając je na czas pomiarów w ekranowane złącza wielkiej częstotliwości, umożliwiające połączenie z innymi elementami układu, przy czym ekrany ich powinny być połączone z osłoną ekranującą badanego obiektu. W praktyce wygodnie jest niekiedy mocować badany filtr do ściany kabiny ekranowanej, pozostawiając na zewnątrz generator i filtr, a odbiornik umieszczając wewnątrz kabiny.

### 3. PROSTE FILTRY KONDENSATOROWE /KONDENSATORY PRZECIWKŁÓCENIOWE/

Kondensatory należą do najczęściej stosowanych elementów przeciwzakłóceńowych. W zasadzie do tłumienia niepożądanych emisji elektromagnetycznych i eliminacji niepożądanych sprzężeń można stosować kondensatory dowolnego typu pod warunkiem, że mają one odpowiednie charakterystyki skuteczności i spełniają narzucone wymagania dotyczące odporności na narażenia mechaniczne, elektryczne, klimatyczne itp.

Impedancja kondensatora idealnego, tj. pozbawionego parametrów resztkowych, zależy tylko od jego pojemności. Dla przykładu na rys. 3.1a pokazano wykres obrazujący zależność impedancji kondensatora idealnego od częstotliwości, a na rys. 3.1b zależność jego tłumienności skutecznej od częstotliwości i oporności charakterystycznej  $R$  /oporności źródła i oporności obciążenia/.

W rzeczywistych kondensatorach obserwuje się istotne odchylenia od charakterystyk idealnych /z rys. 3.1/. Odchylenia te zależą przy tym od szczegółów konstrukcyjnych i własności materiałowych konkretnego kondensatora.

Ze względu na różny wpływ indukcyjności wyprowadzeń wśród kondensatorów rozróżniamy kondensatory z dwoma, trzema i czterema wyprowadzeniami.

#### 3.1. Kondensator z dwoma wyprowadzeniami

Schemat, zasadę budowy i modele teoretyczne /schematy zastępcze/ kondensatora z dwoma wyprowadzeniami /dwukońcówkowego/

przedstawiono na rys. 3.2. Przedzielone warstwą dielektryka elektrody kondensatora zachowują się jak linia długa o rozłożonej pojemności, indukcyjności, rezystancji i upływności, przy czym linia ta może być niejednorodna. Parametry jednostkowe tej linii zależą oczywiście od kształtu, wymiarów elektrod i dielektryka oraz od ich charakterystyk materiałowych. Jeżeli straty energii wielkiej częstotliwości w kondensatorze nie są zbyt duże, to na skutek wpływu rozłożonej indukcyjności i pojemności jego tłumienność skuteczna /impedancja/ może wykazywać szereg maksimów i minimów, nazywanych rezonansami.

Typowy przebieg ilustruje rys. 3.3. Podstawowy zakres częstotliwości użytkowych kondensatora omawianego typu rozciąga się do częstotliwości niewiele większej od rezonansowej, przy której obserwuje się maksimum tłumienia. Jeżeli ograniczyć się tylko do tego zakresu częstotliwości, to układ zastępczy kondensatora można uprościć do postaci, jak na rys. 3.2d. Przy takim uproszczeniu schemat zastępczy zawiera tylko skupioną pojemność  $C$ , indukcyjność  $L$  i rezystancję  $R$  /których wartości mogą zależeć od częstotliwości/, połączone w szereg. Teoretyczny przebieg tłumienności takiego układu pokazano na rys. 3.4. Przy małych częstotliwościach /mniejszych od około 0,7 częstotliwości rezonansowej/ tłumienność skuteczna kondensatora wzrasta w przybliżeniu o 20 dB przy 10-krotnym wzroście częstotliwości, tj. tak jak dla kondensatora idealnego. Przy częstotliwości rezonansowej osiąga wartość największą, zależną wyłącznie od stosunku rezystancji  $R_1$ , reprezentującej straty kondensatora przy tej częstotliwości, do rezystancji  $R$  źródła i odbiornika energii wielkiej częstotliwości.



Przy dalszym wzroście częstotliwości tłumienność skuteczna maleje w przybliżeniu o 20 dB przy 10-krotnym wzroście częstotliwości, tj. tak jak idealnej indukcyjności. Zakres częstotliwości użytkowych jest więc ograniczony - jak już wspomniano - do częstotliwości stosunkowo nieznacznie przekraczających częstotliwość rezonansową. Z tego też powodu częstotliwość rezonansowa jest podstawowym wskaźnikiem informującym o zakresie zastosowań kondensatora przeciwzakłócenieniowego omawianego typu. Często operuje się również pojęciem indukcyjności własnej kondensatora, związanej z jego pojemnością i częstotliwością rezonansową znaną zależnością, podaną na rys. 3.4.

W kondensatorach omawianego typu decydujący wpływ na częstotliwość pierwszego rezonansu ma indukcyjność wyprowadzeń. Z reguły jest ona znacznie większa od wewnętrznej indukcyjności kondensatora, związanej z polem magnetycznym prądów płynących w elektrodach.

### 3.2. Kondensator gasikowy

Przy omawianiu dwukońcówkowych kondensatorów przeciwzakłócenieniowych nie można pominąć kondensatorów gasikowych, inaczej zwanych gasikami scalonymi lub gasikami o rozłożonych parametrach CR. Gasik scalony - to w istocie kondensator o dwóch końcówkach z elektrodami o dużej oporności. Mimo iż podstawowe zadanie gasików polega - jak sama nazwa wskazuje - na "gaszeniu" wyładowań elektrycznych w przestrzeni między stykami zestyków w celu zwiększenia ich trwałości, to jak wiadomo przy tej "okazji" zmniejszają one również zakłócenia radioelektryczne.

Schemat typowego gasika pokazano na rys. 3.5a, zaś na rys. 3.5.b przykład jego połączenia.

Rola tego układu polega jak wiadomo na przyjęciu przez kondensator C energii pola magnetycznego rozwieranego obwodu i zamianie jej na ciepło w rezystorze R, który ponadto ogranicza prąd ładowania i rozładowania kondensatora przy rozwieraniu i zwierniu obwodu.

Znane obecnie kondensatory gasikowe oparte są na technologii kondensatora z papieru metalizowanego i zbudowane, jak pokazano na rys. 3.6.

Pojemność C gasika scalonego jest taka sama, jak konwencjonalnego kondensatora o analogicznych wymiarach.

Rezystor R reprezentuje straty energii w elektrodach kondensatora wykonanych np. w postaci cienkich warstw metalicznych, naniesionych w próżni.

O wartości rezystancji R decydują nie tylko wymiary i właściwości materiałowe metalicznej warstwy elektrod, ale również rozmieszczenie wyprowadzeń.

Ze względu na nierównomierny rozkład prądu wzdłuż elektrod równoważna rezystancja gasika R jest zawsze mniejsza od rezystancji elektrod  $R_0$ , zmierzonej przy prądzie stałym. Jak wykazano w pracy [44], zmieniając rozmieszczenie wyprowadzeń, wartość rezystancji R można zmieniać w szerokich granicach od  $\frac{1}{12} R_0$  do  $\frac{1}{3} R_0$ . Przy tym wartość największa odpowiada wyprowadzeniom najbardziej oddalonym, a najmniejsza najbardziej zbliżonym.

Gasiki scalone budowane wg zasady pokazanej na rys. 3.6. realizować można z wartościami rezystancji od  $10\Omega$  do  $20\text{ k}\Omega$  i pojemności C od 0,01 do  $10\text{ }\mu\text{F}$ .

Należy zauważyć, że ze względu na podstawowe przeznaczenie gasików, zwiększanie trwałości styczek oraz inną zasadę zmniejszania zakłóceń, metody pomiarów skuteczności podzespołów p-z przytoczone na początku niniejszego opracowania nie znajdują tu zastosowania.

Ze względu na niższy koszt produkcji i mniejsze gabaryty kondensatory gasikowe w niektórych zastosowaniach prawdopodobnie w niedługim czasie zastąpią konwencjonalne układy gasikowe, zestawiane z oddzielnych rezystorów i kondensatorów.

### 3.3. Kondensator z czterema wyprowadzeniami

Niekorzystny wpływ indukcyjności wyprowadzeń w kondensatorze z dwoma wyprowadzeniami /patrz punkt 3.1./ można wyeliminować stosując zamiast pojedynczych - wyprowadzenia podwójne, połączone z elektrodami, jak pokazano na rys. 3.7. W takich konstrukcjach indukcyjności wyprowadzeń są połączone szeregowo ze źródłem i odbiornikiem energii i dlatego ich indukcyjność nie sumuje się bezpośrednio z indukcyjnością wewnętrzną kondensatora. Kondensator tego typu zachowuje się przy wielkiej częstotliwości /w określonym zakresie/ jak dolnoprzepustowy filtr elektryczny.

Kondensator z czterema wyprowadzeniami, nazywany niekiedy kondensatorem przelotowym, można utworzyć w sposób najprostszy ze zwykłego kondensatora z dwoma wyprowadzeniami, rozdzielając każde z jego wyprowadzeń na dwie jednakowe części, połączone ze sobą przy elektrodach.

Właściwości takiego kondensatora zależą w istotny sposób od długości i kształtu drogi prądu płynącego w elektrodach, dielektryku

i w połączeniach wewnętrznych. Ogólna zasada prowadząca do rozszerzenia zakresu częstotliwości użytkowych kondensatorów omawianego typu polega na skróceniu tej drogi.

Wyprowadzenia kondensatora omawianego typu mogą być także dołączone do czterech różnych punktów elektrod, jak pokazano na rys. 3.7e. Rozłożona indukcyjność co najmniej części elektrod takiego kondensatora, podobnie jak indukcyjność jego wyprowadzeń, jest połączona w szereg z źródłem i odbiornikiem energii. Kondensator tego typu jest więc w istocie dwuprzewodową elektryczną linią długą o bardzo małej impedancji falowej, łączącą generator z obciążeniem. Jego działanie tłumaczy się głównie odbiciami energii wskutek niedopasowania do generatora i obciążenia: przy wielkich częstotliwościach dochodzi jeszcze ewentualnie wpływ strat w elektrodach i dielektryku kondensatora.

We wszystkich kondensatorach z czterema wyprowadzeniami szkodliwy wpływ ma indukcyjność wzajemna między wyprowadzeniami dołączonymi do wspólnej elektrody. Bowiem od niej zależy indukowana w wyjściowym obwodzie kondensatora siła elektromotoryczna związana z prądem wejściowym kondensatora. Z tego powodu wyprowadzenia jednoimienne powinny być od siebie maksymalnie oddalone i jeśli to możliwe, przedzielone ekranem.

Zastosowanie kondensatorów z czterema końcówkami jest ograniczone do tłumienia symetrycznej składowej zakłóceń, kiedy połączenie źródła z obciążeniem wymaga użycia dwóch przewodników izolowanych od ziemi /rys. 2.1d./. Do tłumienia składowej niesymetrycznej zakłóceń istniejącej w przypadku, kiedy źródło i obciążenie są ze sobą połączone zaciskami uziemionymi, stosowane są kondensatory z trzema wyprowadzeniami.

### 3.4. Kondensator z trzema wyprowadzeniami

W kondensatorze z trzema wyprowadzeniami - rys. 3.8. - jedna z elektrod ma podwójne wyprowadzenie, przeznaczone - podobnie jak w kondensatorze z czterema wyprowadzeniami - do łączenia ze źródłem zakłóceń oraz z obciążeniem. Druga elektroda łączy się z pojedynczą końcówką przeznaczoną do uziemienia. Analogicznie jak w kondensatorze z czterema wyprowadzeniami wyprowadzenie podwójne może być połączone z elektrodą w jednym albo w dwóch punktach o różnych potencjałach przy wielkiej częstotliwości. W pierwszym przypadku indukcyjność związana z polem magnetycznym elektrod jest szkodliwa i powinna być jak najmniejsza, w drugim natomiast działa ona podobnie, jak indukcyjność szeregową w dolnoprzepustowym filtrze elektrycznym. Zawsze natomiast jest szkodliwy wpływ indukcyjności pojedynczego wyprowadzenia uziemianego oraz wpływ indukcyjności wzajemnej wyprowadzeń podwójnych.

Z kondensatorów z trzema wyprowadzeniami najlepsze właściwości przy wielkiej częstotliwości wykazują kondensatory o konstrukcji wspólnosiowej, znane pod nazwą kondensatorów przepustowych. W kondensatorach tego typu rolę końcówki uziemianej spełnia cały obwód metalicznej osłony kondensatora albo wprost zewnętrzna jego elektroda, wlotowywana w ekran lub korpus urządzenia - źródła zakłóceń lub też dociskana doń z odpowiednią siłą. Pozostałe dwa wyprowadzenia są wykonane w postaci prostego przewodnika przelotowego, przepuszczonego przez korpus kondensatora, wzdłuż jego osi. W ten sposób "wejście" i "wyjście" kondensatora tego rodzaju są maksymalnie od siebie oddalone. Do pełnego wykorzystania właściwości takiej konstrukcji kondensator powinien być

tak mocowany, aby jego wejście i wyjście znajdowały się po przeciwnych stronach ekranu elektromagnetycznego oraz aby indukcyjność uziemienia była możliwie mała. W praktyce rolę wspomnianego ekranu spełnia często metalowy korpus urządzenia - źródła zakłóceń.

Wpływ impedancji uziemienia na tłumienność kondensatora przepustowego ilustruje rys. 3.9. Na rysunku tym pokazano m.in. wyniki pomiarów tłumienności kondensatora ceramicznego, odpowiadające różnym sposobom jego uziemienia. Chociaż w zakresie częstotliwości 50 - 200 MHz indukcyjność uziemienia zwiększa jego tłumienność, to jednak dla większych częstotliwości tłumienność z uziemieniem indukcyjnym jest znacznie mniejsza niż dla uziemienia doskonałego. Należy zwrócić uwagę, że przebieg tłumienności kondensatora niedoskonale uziemionego w funkcji częstotliwości jest bardzo podobny do przebiegu tłumienności zwykłego kondensatora z dwoma wyprowadzeniami /rys. 3.4./. Zalety kondensatora przepustowego w tym przypadku prawie całkowicie się zatracają. Wpływ indukcyjności połączeń wewnętrznych w przepustowych kondensatorach zwijkowych jest taki sam, jak omówiony wyżej wpływ indukcyjności uziemienia.

Na rysunku 3.10 pokazano dla przykładu przebieg tłumienności skutecznej kondensatora przepustowego  $0,5 \mu\text{F}$ -200 A-380 V-50 Hz oraz  $0,01 \mu\text{F}$ -200 A-6 kV-50 Hz. Przy częstotliwościach mniejszych niż około 2 MHz kondensator  $0,5 \mu\text{F}$  zachowuje się jak idealna pojemność i jego tłumienność wzrasta o około 20 dB/sek. Powyżej tej częstotliwości kondensator zachowuje się jak elektryczna linia długa, której pierwszy rezonans występuje przy 3,5 MHz. Z powodu dużej stratności kondensatora, związanej z bardzo dużą re-

zystancją jego napyłanych elektrod, rezonanse są bardzo silnie stłumione. Kondensator o pojemności  $0,01 \mu\text{F}$ , który ma znacznie mniejsze straty, wykazuje cały ciąg rezonansów. Pierwszy z nich, przy którym tłumienność osiąga maksimum, występuje przy 15 MHz. Wówczas wypadkowa przesuwność fazowa równoważnej linii długości wynosi  $\frac{\pi}{2}$ , przy  $b = \frac{2\pi}{2}$ , co odpowiada 30 MHz; wówczas tłumienność osiąga minimum.

Dalsze maksima tłumienności występują przy  $b = \frac{3\pi}{2}$ ,  $\frac{6\pi}{2}$  i  $\frac{12\pi}{2}$ , minima zaś - przy  $2\pi$  i  $4\pi$ .

### 3.5. Kondensatory złożone

Zespół kondensatorów połączonych ze sobą trwale i tworzących całość konstrukcyjno-technologiczną nazywa się kondensatorem złożonym. Najszersze zastosowanie znajdują kondensatory złożone zawierające dwie względnie trzy pojemności. Przykłady konstrukcji kondensatorów tego typu pokazano na rys. 3.11. Często są one przeznaczone do tłumienia zarówno składowej symetrycznej, jak i niesymetrycznej. Wówczas ich właściwości są określane dwukrotnie, raz w układzie symetrycznym, a drugi raz w niesymetrycznym. Na rys. 3.12. pokazano dla przykładu charakterystyki częstotliwościowe tłumienności kondensatorów omawianego typu. Wymagania stawia się oddzielnie poszczególnym kondensatorom składowym odpowiednio do ich konstrukcji i przeznaczenia.

#### 4. OGRANICZENIA STRUKTURALNE PROSTYCH FILTRÓW KONDENSATOROWYCH

Najprostszym sposobem rozszerzenia zakresu częstotliwości użytkowych kondensatorów przeciwzakłóceńowych jest zmniejszenie indukcyjności wyprowadzeń.

W granicznym przypadku całkowitego wyeliminowania wyprowadzeń o charakterystykach kondensatora decyduje wpływ prądów w połączeniach wewnętrznych i w jego elektrodach. Biorąc pod uwagę, że połączenia wewnętrzne można również praktycznie wyeliminować, dochodzimy do wniosku, że podstawowe ograniczenia charakterystyk częstotliwościowych kondensatora są związane ze strukturą jego elektrod. W niniejszym rozdziale rozpatrzemy na uproszczonych modelach główne właściwości struktur podstawowych: walcowej, dyskowej i paskowej. Przy tym, jak już wspomniano - w rozważaniach naszych pominiemy wpływ indukcyjności wyprowadzeń, rozpatrzony wcześniej.

##### 4.1. Struktura walcowa /kondensator rurkowy ceramiczny/

Kondensator rurkowy ceramiczny przy wielkich częstotliwościach zachowuje się podobnie jak odcinek współosiowej linii długiej. Przenikalność dielektryczna ceramiki jest z reguły tak duża, że "wymia-ry elektryczne" nawet miniaturowego kondensatora przy wielkiej częstotliwości są porównywalne z długością fali. Na skutek niejednorodności na końcach rurki występują odbicia i kondensator zachowuje się jak układ rezonansowy o stałych rozłożonych. Jeżeli stratność nie jest zbyt wielka, można zaobserwować cały ciąg rezonan-



sów i antyrezonansów. Największa skuteczność kondensatora odpowiada częstotliwości, przy której układa się w nim ćwiartka fali /ogólnie: nieparzysta wielokrotność ćwiartki fali/; wówczas występuje rezonans. Przy częstotliwościach nieco wyższych skuteczność kondensatora zaczyna maleć i osiąga minimum przy częstotliwości, przy której w kondensatorze układa się pół fali /ogólnie: parzysta wielokrotność ćwiartki fali/. Zachodzi wtedy antyrezonans. W miarę wzrostu częstotliwości występują dalsze kolejne rezonanse, przy których skuteczność jest maksymalna, i antyrezonanse, przy których skuteczność jest minimalna.

Częstotliwość 1. rezonansu dla normalnych kondensatorów rurkowych wynosi od kilkudziesięciu do kilkuset MHz, zależnie od wymiarów i dielektryka kondensatora. Na przykład dla długości czynnej kondensatora równej 5 mm i przenikalności dielektrycznej ceramiki 3600 rezonans kondensatora ma miejsce przy częstotliwości 250 MHz, przy której w kondensatorze układa się ćwiartka fali. Pierwszy antyrezonans ma miejsce przy częstotliwości 500 MHz. Przy 750 MHz występuje drugi rezonans. 1000 MHz odpowiada drugiemu antyrezonansowi.

Podstawowe zależności, pozwalające obliczyć wielkości charakteryzujące kondensator rurkowy /przepustowy/ przy wielkich częstotliwościach i przy pominięciu strat kondensatora, zestawiono w tabl. 4.1.

Na rysunku 4.1. przedstawiono graficznie zależność impedancji przejściowej /rozwarcia/ kondensatora bez strat od częstotliwości. Jak wynika z tabl. 4.1, tłumienność kondensatora ma przebieg podobny.

Minima są tym mniej ostre i mają tym większą wartość, im większa jest stratność kondensatora. Maksyma tłumienności zmieniają się przy tym bardzo mało, tylko nieznacznie wzrastając w miarę powiększania stratności.

Wyniki pomiarów impedancji przejściowej typowego kondensatora rurkowego przedstawiono na rys. 4.2. W temperaturze  $+25^{\circ}\text{C}$   $Z_c$  osiąga 7 omów przy częstotliwości 350 MHz; w temperaturze  $+125^{\circ}\text{C}$  dochodzi do 28 omów przy częstotliwości ponad 500 MHz. Zjawisko to tłumaczy się zmniejszaniem się przenikalności i stratności dielektryka w miarę wzrostu temperatury. Przerywane linie proste na rys. 4.2. odpowiadają "idealnym" kondensatorom 10, 100 i 1000 pF. Widać, że w szerokim zakresie częstotliwości pojemność "efektywna" kondensatora może zmaleć do 10 pF, mimo iż jego pojemność "nominalna" wynosi 1500 pF.

#### 4.2. Struktura radialna /kondensator dyskowy ceramiczny/

Kondensator dyskowy zachowuje się przy wielkich częstotliwościach podobnie jak odcinek niejednorodnej radialnej linii długiej. Przenikalność dielektryczna materiału ceramicznego jest na ogół tak duża, że "wymiary elektryczne" nawet miniaturowego kondensatora przy wielkiej częstotliwości mogą być porównywalne z długością fali. Na skutek niejednorodności występują odbicia i kondensator zachowuje się jak układ rezonansowy o stałych rozłożonych.

Jeżeli stratność nie jest zbyt wielka, można zaobserwować cały ciąg rezonansów i antyrezonansów, podobnie jak w przypadku struktury walcowej. Należy tu podkreślić, że w linii radialnej rozkład prądu i napięcia odbiega jednak od rozkładu sinusoidalnego, charak-

terystycznego dla jednorodnych linii długich oraz że stosunki częstotliwości kolejnych rezonansów i antyrezonansów nie wyrażają się w liczbach całkowitych.

Częstotliwość 1. rezonansu dla rozważanych kondensatorów na ogół zawiera się w granicach od kilkuset do kilku tysięcy MHz, zależnie od wymiarów i własności materiału ceramicznego. Na przykład jeżeli średnica czynna kondensatora wynosi 5 mm i przenikalność dielektryczna ceramiki - 3600, to częstotliwość pierwszego rezonansu jest równa około 1170 MHz. Pierwszy antyrezonans powinien być zaobserwowany przy częstotliwości 2440 MHz. Jednakże przy tak dużych częstotliwościach może już występować dyspersja w dielektryku, przejawiająca się zmniejszaniem przenikalności dielektrycznej ceramiki w miarę wzrostu częstotliwości.

Podstawowe zależności, pozwalające oszacować charakterystyczne własności kondensatora dyskowego /przepustowego/ przy wielkich częstotliwościach, zestawiono w tablicy 4.2. W zależnościach tych pominięto stratność i dyspersję oraz wpływ przewodu przelotowego.

Na rysunku 4.3. przedstawiono graficznie zależność impedancji przejściowej omawianego kondensatora od częstotliwości /bez uwzględnienia strat i dyspersji/. Jak wynika z tablicy 4.2, tłumienność skuteczna ma przebieg podobny. Jeżeli stratność kondensatora jest większa od zera, to minima tłumienności są mniej ostre i mają tym większą wartość, im większa jest stratność. Maksima tłumienności wzrastają wówczas także, chociaż w sposób nieznaczny. Jeżeli w dielektryku występuje dyspersja, to stosunki częstotliwości kolejnych antyrezonansów /rezonansów/ stają się coraz większe, tj. "wymiary elektryczne" kondensatora jak gdyby maleją ze wzrostem częstotliwości.

Wyniki pomiarów impedancji przejściowej typowego kondensatora dyskowego przedstawiono na rys. 4.4. Częstotliwość pierwszego rezonansu wynosi około 600 MHz. Impedancja przejściowa w rezonansie jest równa około 0,3 oma. Antyrezonans występuje przy częstotliwościach rzędu 1800 MHz; impedancja osiąga wówczas około 0,6 oma, a więc dwa razy większą wartość niż przy rezonansie.

#### 4.3. Struktury spiralne /kondensator zwijkowy/

Przy wielkich częstotliwościach zwijka zwykłego kondensatora foliowego lub metalizowanego - jak wykazano w [44] - zachowuje się w pierwszym przybliżeniu jak paskowa linia długa, pokazana w tabl. 4.3. Najniższa częstotliwość rezonansowa takiej zwijki zależy od jej "długości elektrycznej" oraz od liczby i rozmieszczenia punktów dołączenia wyprowadzeń do folii. Jeżeli punkty te pokrywają się z początkiem /lub końcem/, elektrod, to częstotliwość pierwszego rezonansu można oszacować ze wzoru podanego w tejże tabelicy. Na rys. 4.5. zilustrowano wpływ rozmieszczenia i liczby punktów dołączenia wyprowadzeń do elektrod. Jak widać, częstotliwość pierwszego maksimum tłumienności wynosząca około 0,22 MHz może być powiększona do 1,2 MHz, a nawet do 5 MHz przez odpowiedni dobór ilości i rozmieszczenia tych punktów. Zwiększenie ich liczby prowadzi do dalszego rozszerzenia zakresu częstotliwości użytkowych kondensatora.

#### Kondensator zwijkowy "bezindukcyjny"

Przy nieograniczonym zwiększaniu liczby punktów połączenia elektrod z wyprowadzeniami uzyskuje się tzw. zwijkę "bezindukcyj-

ną" z rozsuniętymi i obustronnie zwartymi czołowo elektrodami, jak pokazano schematycznie na rys. 4.6.

Przy bardzo wielkich częstotliwościach /przy których głębokość wnikanía jest mniejsza od grubości elektrod/ zwijka "beziindukcyjna" zachowuje się w pierwszym przybliżeniu jak współosiowa linia długa /rys. 4.6b./, utworzona z szeregu połączonych kaskadowo "prawie" cylindrycznych powierzchni poszczególnych zwojów zwijki przedzielonych dielektrykiem. Oporność falowa równoważnej linii długiej wynosi około  $\frac{120}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \frac{\Delta}{D_1}$  /oznaczenia podano na rysunku/. Jej długość natomiast jest bezpośrednio związana z szerokością elektrody i liczbą zwojów zwijki; ponieważ prąd w.cz. opływa każdą elektrodę po obu jej powierzchniach wewnętrznej i zewnętrznej, to długość linii równoważnej wynosi  $2nh$ . Zatem zgodnie z tabl. 4.1. najniższa częstotliwość rezonansowa wynosi około  $\frac{35}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \frac{1}{n \cdot h}$ . Bardziej dokładną analizę właściwości zwijki z rozsuniętą i obustronnie zwartą czołowo folią opartą na koncepcji równoważnej linii radialnej można znaleźć np. w pracy [31].

## 5. PROSTE FILTRY DŁAWIKOWE

Kondensatory przeciwzakłóceniove, wraz z przewodami łączącymi je z generatorem i obciążeniem, są w istocie dolnoprzepustowymi filtrami wielkiej częstotliwości, na ogół o bardzo małej impedancji charakterystycznej. Są one bardzo skuteczne w obwodach o dużej impedancji, gdzie w pełni wykorzystuje się tłumienie niedopasowania, związane z odbiciami energii. W obwodach o małej impedancji skuteczność kondensatorów jest niewielka. W takich obwodach należy stosować dławiki przeciwzakłóceniove, które przy

wielkiej częstotliwości zachowują się jak dolnoprzepustowe filtry o bardzo dużej - w porównaniu z kondensatorami - impedancji charakterystycznej. W zasadzie dowolne dławiki, spełniające odpowiednie wymagania mechaniczne, klimatyczne i elektryczne oraz mające odpowiednie charakterystyki wielkiej częstotliwości można stosować do tłumienia zakłóceń radioelektrycznych.

Współczesne dławiki przeciwzakłóceniami najczęściej mają rdzeń magnetyczny, otwarty lub zamknięty, wykonany z ferrytu, żelaza proszkowego lub z blachy transformatorowej. Straty w rdzeniu przy wielkiej częstotliwości są raczej pożądane, ponieważ wpływają one korzystnie na rozszerzenie zakresu częstotliwości użytkowych dławika i tłumienie jego ewentualnych rezonansów.

W odróżnieniu od kondensatorów, w których pole elektromagnetyczne jest w zasadzie ograniczone do przestrzeni między elektrodami, pole elektromagnetyczne dławików istnieje także na zewnątrz tych elementów i bardzo silnie zależy od usytuowania sąsiednich podzespołów, przewodników i mas metalowych. Z tego też powodu teoretyczna analiza własności dławików jest bardzo utrudniona, a jej wyniki nie zawsze pokrywają się z danymi uzyskanymi drogą eksperymentalną.

Zastosowanie rdzeni ferrytowych dodatkowo komplikuje wspomnianą analizę, bowiem należy wówczas brać pod uwagę zarówno przenikalność magnetyczną i dielektryczną materiału ferrytowego jak i stratności - magnetyczną i dielektryczną i uwzględniać przy tym dyspersję, tj. zależność własności materiału od częstotliwości. W niektórych przypadkach nie można pominąć anizotropii i nieliniowości ferrytu. Wszystko to powoduje, że struktura pola

elektromagnetycznego w rdzeniu ferrytowym jest złożona i odbiega zarówno od płaskiej fali elektromagnetycznej TEM, jak i od "czystych" rozkładów TE i TM.

Najczęściej można przyjąć, że dławik przeciwzakłócenia zachowuje się w pierwszym przybliżeniu jak odcinek linii długiej /niejednorodnej/. Wpływ niejednorodności można na ogół ująć wprowadzając równoważne pojemności skupione, bocznikujące dławik.

### 5.1. Dławik jednowojeniowy

Schemat ideowy dławika jednowojeniowego i jego schematy zastępcze dla wielkiej częstotliwości podano na rys. 5.1. Jak widać, przybliżony układ zastępczy dławika jednowojeniowego zawiera odcinek linii długiej o parametrach rozłożonych oraz skupione pojemności. Tłumienność skuteczna takiego układu może być oszacowana w oparciu o zależności podane na tym rysunku.

Tłumienność dławika o niewielkiej stratności przy wielkiej częstotliwości wykazuje szereg maksimów i minimów, związanych z okresowymi zmianami funkcji  $\sin/b/$ . Typowy przebieg ilustruje rys. 5.2. Przy wzroście częstotliwości tłumienność dławika początkowo rośnie, jak dla cewki idealnej z nachyleniem 20 db/dek. Następnie przy częstotliwości antyrezonansowej osiąga maksimum aby dalej maleć, aż do częstotliwości pierwszego rezonansu, kiedy osiąga pierwsze minimum. Przy dalszym wzroście częstotliwości przebieg się powtarza, jeżeli tylko właściwości materialu rdzenia nie zmieniają się z częstotliwością, a konstrukcja dławika jest dostatecznie jednorodna. Na rys. 5.2. pokazano charakterystykę częstotliwościową dławika z rdzeniem ferrytowym, którego właściwości

zmieniają się z częstotliwością. Wraz ze zmniejszaniem się przenikalności magnetycznej obserwuje się także zmniejszenie się przenikalności elektrycznej, co silnie wpływa na kształt krzywej i prowadzi do znacznych rozbieżności z danymi teoretycznymi /uzyskanymi przy założeniu stałości tych parametrów/. Przejawia się to w "rozciąganiu się" krzywej w miarę wzrostu częstotliwości. W tym przypadku stosunki częstotliwości kolejnych minimów tłumienności zamiast wynosić 1:2:3:4 są równe w przybliżeniu 1:3:6:9. Zachowanie się dławików sekcjonowanych nie da się wyjaśnić na równie prostym modelu linii jednorodnej. Dławiki o dużych stratach mają antyrezonanse i rezonanse silnie stłumione.

Jeżeli ograniczyć się do rozpatrywania właściwości dławików w zakresie częstotliwości niewiele przekraczającym częstotliwość pierwszego antyrezonansu, to ich schemat zastępczy daje się znacznie uprościć: sprowadzić go można do prostego obwodu rezonansowego pokazanego na rys. 5.3. /por. także 5.1d/.

Z pełnego schematu zastępczego dławika jednowojeniowego wynika, że jego właściwości zależą od pojemności  $C_A$ ,  $C_B$  i  $C_C$ , uwarunkowanych ułożeniem uzwojenia i wyprowadzeń względem rdzenia, sąsiednich przewodników i mas metalowych. Dla ilustracji na rys. 5.4. pokazano charakterystyki dławika o indukcyjności 10  $\mu\text{H}$  dla różnych sposobów ułożenia jego wyprowadzeń i rozmaitych odległości od uziemionej osłony metalowej.

Przy częstotliwościach bardzo dużych stosuje się najczęściej dławiki wykonane w postaci walca lub pierścienia ferrytowego, założonego na przewód, stanowiący "uzwojenie" dławika. Często przyjmuje się, że taki dławik zachowuje się jak odcinek linii dłu-



giej koncentrycznej wypełnionej ferrytem i o wymiarach geometrycznych równych wymiarom rdzenia. "Wymiary elektryczne" takiego elementu są oczywiście  $\sqrt{\mu}$  razy większe. Jeżeli długość elektryczna jest mała w porównaniu z długością fali, to taki dławik przedstawia oporność równą w przybliżeniu

$$Z_{pz} = j\omega \frac{u' - ju''}{2\pi} \cdot l \cdot \ln \frac{D_1}{D_2}$$

przy czym  $l$ ,  $D_1$ ,  $D_2$  oznaczają odpowiednio długość, średnicę zewnętrzną i średnicę wewnętrzną rdzenia ferrytowego.

Stosowane na rdzenie takich dławików ferryty o dużej przenikalności magnetycznej mają bardzo dużą stratność  $[\mu'' \gg \mu']$  już przy częstotliwościach większych niż około 1 MHz, a ferryty o małej przenikalności - przy częstotliwościach większych niż około 100 MHz. Przy takich częstotliwościach składowa rzeczywista przenikalności na ogół maleje. Wskutek tego rozpatrywany dławik zachowuje się przy wielkiej częstotliwości podobnie jak odcinek linii długiej o bardzo dużych stratach i długości elektrycznej nie zmieniającej się znacznie przy wzroście częstotliwości. Duża stratność materiału ferrytowego powoduje, że ewentualne rezonanse dławika są praktycznie całkowicie wytłumione. W rezultacie dławik przeciwwzłóceniuowy z ferrytowym rdzeniem płaszczowym zachowuje się w pierwszym przybliżeniu jak rezystor, którego istnienie przy małych częstotliwościach można całkowicie pominąć. Wskutek dyspersji przenikalność magnetyczna ferrytu maleje w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości, co powoduje, że impedancja dławika z ferrytem nie zmienia się znacznie z częstotliwością. Fakt ten

zilustrowany jest na rys. 5.5., na którym zamieszczono wyniki pomiarów przyrostu oporności prostego drutu, wywołanego obecnością rdzenia ferrytowego. Na rys. 5.6. uwidoczniło wyniki pomiarów oporności szerokopasmowego dławika, utworzonego przez nawinięcie 1,5 zwoja drutu na specjalnym rdzeniu ferrytowym z czterema otworami.

## 5.2. Dławik wielouzwojeniowy

Na rys. 5.7. przedstawiono przykłady budowy /schematycznie/ dławików dwuuzwojeniowych oraz ich przybliżony układ zastępczy /dla częstotliwości niewiele przekraczających częstotliwość pierwszego antyrezonansu/. Ogólne rozważania dotyczące tłumienności skutecznej podane wyżej mogą być zastosowane także do tego rodzaju dławików, z tym jednakże zastrzeżeniem, że są to układy wieloprzewodowe o znacznych sprzężeniach /magnetycznych i elektrycznych/ między poszczególnymi przewodami.

Dławiki wielouzwojeniowe bardzo często mają rdzeń magnetyczny zamknięty /np. pierścieniowy/.

Zastosowanie takiego rdzenia zmniejsza wpływy pól obcych oraz otoczenia na skuteczność dławika i pozwala na znaczne zmniejszenie jego gabarytów. Jednakże tłumienność jest wówczas zależna od wypadkowej indukcyjności dławika dla poszczególnych składowych prądów zakłóceń oraz od stanu namagnesowania rdzenia wywołanego prądem roboczym /por. rozdz. 5.3/.

Skuteczność takich dławików opisuje się zatem dwoma charakterystykami tłumienności skutecznej

- dla składowej niesymetrycznej oraz

- dla składowej symetrycznej zakłóceń.

Na rysunku 5.8. przedstawiono typowy przebieg tłumienności skutecznej pierścieniowego dławika dwuuzwojeniowego dla składowej niesymetrycznej. Jak widać, zmiany tłumienności w funkcji częstotliwości wykazują, podobnie jak dla dławików jednuzwojeniowych, szereg kolejnych maksimów i minimów, które pozostają w przybliżeniu w stosunku 1:3:6.

Porównanie tłumienności skutecznej dla składowej niesymetrycznej i symetrycznej /rys. 5.9/ pokazuje, że dla jednej z tych składowych tłumienność jest praktycznie pomijalna, co jest rezultatem kompensacji strumieni magnetycznych dla tej składowej.

### 5.3. Wpływ prądu roboczego

Jak wiadomo, przenikalność materiału magnetycznego zależy od stanu namagnesowania, zatem indukcyjność dławika z rdzeniem magnetycznym /a więc także jego tłumienność skuteczna/ zależy od natężenia prądu roboczego płynącego w uzwojeniach.

Na rysunku 5.10. pokazano przykładowo taką zależność dla dławików na rdzeniach otwartych i zamkniętych. W tym drugim przypadku już przy niewielkich wartościach prądu roboczego indukcyjność magnetyczna osiąga stan nasycenia i indukcyjność dławika zmniejsza się praktycznie do wartości odpowiadającej  $\mu = 1$ . W dławikach na rdzeniach otwartych wpływ prądu roboczego jest praktycznie pomijalny.

Niepożądany wpływ prądu magnesującego w dławikach na rdzeniach zamkniętych można zmniejszyć np. przez wprowadzenie szczeliny w rdzeniach - rys. 5.11.

W dławikach dwuuzwojeniowych wpływ ten można zmniejszyć konstruując i łącząc uzwojenia w ten sposób, aby strumienie magnetyczne wywołane prądem roboczym w obu uzwojeniach wzajemnie się kompensowały /por. rys. 5.7b/. Należy jednakże zaznaczyć, że pełna kompensacja jest praktycznie nieosiągalna ze względu na rozproszenie, nieidealną symetrię uzwojeń itp. wpływy. Zależność indukcyjności dławika dwuuzwojeniowego od prądu roboczego ilustruje rys. 5.12.

Na rysunku 5.13. pokazano typową zależność charakterystyki częstotliwościowej tłumienności dławika od natężenia prądu roboczego. Jak widać, najsilniejszy wpływ występuje przy częstotliwościach mniejszych od częstotliwości rezonansowej; przy większych częstotliwościach, kiedy impedancja dławika ma charakter pojemnościowy, wpływ ten jest praktycznie pomijalny.

W dławikach dwuuzwojeniowych skompensowanych wpływ prądu roboczego jest wyeliminowany, w związku z czym skuteczność dławika dla składowej symetrycznej zakłóceń jest praktycznie równa zeru. Dławiki tego rodzaju stosowane są prawie wyłącznie do tłumienia składowej niesymetrycznej zakłóceń. Należy tutaj podkreślić, że wspomniane efekty uzyskuje się jedynie, gdy uzwojenia dławika zostaną właściwie połączone. Jeżeli jego uzwojenia połączyć tak, aby składowa symetryczna zakłóceń była silnie tłumiona, to wówczas nie wystąpi kompensacja wpływu prądu roboczego i tłumienność dla składowej niesymetrycznej będzie nieznaczną.

## 6. PROSTE FILTRY STRATNE I PRZEWODY TLUMIĄCE

### 6.1. Rezystory przeciwzakłóceniami

Zastosowanie rezystorów jest obecnie ograniczone głównie do tłumienia zakłóceń powstających w układach zapłonowych silników spalinowych z zapłonem iskrowym. Są one umieszczane w specjalnych końcówkach przewodów zapłonowych lub wbudowywane do innych elementów instalacji wysokiego napięcia /np. świeca, rozdzielacz/.

Charakterystyki wielkiej częstotliwości rezystorów - podobnie jak dławików - bardzo silnie zależą od ich usytuowania względem sąsiednich przewodników i mas metalowych.

Schemat zastępczy rezystora przy wielkiej częstotliwości - ogólnie rzecz biorąc - jakościowo jest podobny do schematu zastępczego dławika jednoczojowego /rys. 5.1b./, z tą jednakże różnicą, że rezystancja jednostkowa - pomijalna na ogół dla dławików - jest tutaj znacznie większa od indukcyjności jednostkowej i decyduje o przebiegu charakterystyki przy niższych częstotliwościach.

Typowe charakterystyki tłumienności prostych filtrów rezystywnych pokazano na rys. 6.1.

W zakresie niezbyt wielkich częstotliwości /do kilkudziesięciu MHz - obszar I na rys. 6.1. - tłumienność skuteczna zależy jedynie od rezystancji znamionowej i impedancji charakterystycznej układu pomiarowego; wpływ innych parametrów rezystora oraz sąsiednich mas metalowych jest nieznaczny. Dla tych częstotliwości tłumienność jest określona zależnością

$$A = 20 \lg \frac{R_x}{2 R_o} = 20 \lg R_x - 20 \lg 2R_o \quad /dB/$$

Przy wyższych częstotliwościach - obszar II na rys. 6.1. - nie można już pomijać wpływu parametrów pasożytniczych; na skutek bocznikującego działania pojemności własnej rezystora tłumienność maleje ze wzrostem częstotliwości /o około 20 dB na każdą dekadę częstotliwości/. Przy różnej od zera indukcyjności własnej rezystora występują ponadto lokalne maksima tłumienności związane z rezonansem tych elementów. Indukcyjność jednostkowa rezystora objętościowego i warstwowego o dużej rezystancji jest nadzwyczaj mała, na ogół zupełnie pomijalna; rezystory drutowe mają indukcyjności jednostkowe większe, zależne od liczby zwojów i wymiarów geometrycznych.

Tytułem przykładu pokazano na rys. 6.2. przebieg tłumienności skutecznej ekranowanych końcówek przewodu zapłonowego z rezystorami drutowymi o różnych rezystancjach i wymiarach geometrycznych.

Oprócz opisanych wyżej rezystorów w silnikach spalinowych stosuje się także przewody tłumiące o rezystancji rozłożonej. Są one wykonywane w postaci izolowanego bardzo cienkiego /dla uzyskania właściwej wartości rezystancji/ drutu oporowego albo izolowanego waleczka z mieszaniny półprzewodzącego proszku /np. węgla/ z odpowiednim elastycznym nośnikiem. Układ zastępczy takiego przewodu jest podobny do pokazanych na rys. 5.1.

## 6.2. Przewody tłumiące

Zarówno rezystory skupione jak i oporowe przewody tłumiące mają wspólną wadę; dla uzyskania dużego tłumienia ich rezystancja dla prądu stałego musi być bardzo duża. Powoduje to znaczne straty energii prądu roboczego. Wady tej pozbawione są przewody, których działanie tłumiące jest oparte na absorpcji magnetycznej lub elektrycznej. Właściwości takie można uzyskać używając niemagnetycznego drutu pokrytego warstwą materiału ferromagnetycznego, albo też samego drutu z przewodnika, wykazującego właściwości magnetyczne i poddanego specjalnej obróbce. Obróbka ta ma na celu odpowiednie ukształtowanie elementarnych domen magnetycznych.

Jeszcze lepsze rezultaty daje jednoczesne wykorzystanie magnetycznego przewodnika i absorpcyjnej osłony otaczającej go tak, jak rdzeń w jednowojowym dławiku płaszczykowym. Zasada budowy takiego przewodu jest pokazana na rys. 6.3. Jego tłumienność w zakresie częstotliwości 50 ... 220 MHz /pasma telewizyjne i FM/ jest większa niż zwykłych przewodów o rezystancji rozłożonej, a wypadkowa rezystancja dla prądu stałego - około 100 razy mniejsza.

Kable te wykonuje się w postaci odpowiednio izolowanej spirali z drutu oporowego albo w postaci sznura bawełnianego nasyczonego substancją przewodzącą, zawierającą grafit lub przy użyciu gumy przewodzącej o dużej zawartości grafitu. Wzrost skuteczności kabla o rezystancji rozłożonej przy równoczesnej możliwości zmniejszenia jego rezystancji dla prądów o małej częstotliwości może za-

pewnie zastosowanie giętkiego rdzenia ferrytowego, na którym nawinięto spiralę oporową. Użycie rdzenia ferrytowego zwiększa indukcyjność i rezystancję kabla w szerokim zakresie częstotliwości.

Widoczne na rys. 6.3. spiralne ułożenie drutu ma na celu tylko odpowiednie jego wydłużenie, a nie powiększenie indukcyjności. Dzięki efektom absorpcji ewentualne rezonanse są wytłumione, a impedancja jego ma przy wspomnianych częstotliwościach charakter rezystywny. Przez specjalną obróbkę i odpowiedni dobór materiałów, zakres częstotliwości, w którym występuje efekt absorpcji, można dobierać w granicach 1 ... 200 MHz; przy tym tłumienie przebiegów wielkiej częstotliwości nie jest związane z opornością przewodu dla prądu stałego lub małej częstotliwości. Przewody tego rodzaju są aktualnie stosowane we Francji we wszystkich nowo produkowanych samochodach.

Bardzo perspektywiczne wydają się możliwości stosowania przewodów tłumiących, wykorzystujących efekt naskórkowości w specjalnej osłonie. Jeżeli przewodnik pokryć warstwą materiału, w którym prędkość propagacji fali elektromagnetycznej jest mniejsza niż w otaczającej przestrzeni, a większa niż w przewodniku, to w warstwie tej zlokalizowana jest znaczna część energii pola. Jeżeli ta warstwa jest stratna, to następuje w niej zamiana energii pola elektromagnetycznego na ciepło, co wiąże się z tłumieniem fali elektromagnetycznej, rozprzestrzeniającej się wzdłuż przewodnika. Stosując większą liczbę takich warstw stratnych, charakteryzujących się progresywnie rosnącymi prędkościami propagacji w miarę oddalania się od powierzchni przewodnika, można uzyskiwać



bardzo duże wartości tłumienności. Jednocześnie - jak już wspomniano - praktycznie całe pole elektromagnetyczne jest zlokalizowane w tych warstwach, wskutek czego natężenie pola na zewnątrz warstwowej osłony przewodu jest bardzo małe; tego rodzaju przewod tłumiający zachowuje się jak przewód ekranowany.

Najprostszy wariant realizacji przewodu tego rodzaju pokazano na rys. 6.4. Drut o promieniu  $r_0$  jest osłonięty otuliną o zmiennej rezystywności. Przy powierzchni drutu  $/r_0/$  rezystywność jest mała, w przybliżeniu taka jak przewodnika. W miarę oddalania się od tej powierzchni, tj. w miarę wzrostu promienia  $r$ , rezystywność otuliny wzrasta według określonego prawa, aby na zewnętrznej powierzchni  $/r_1/$  osiągnąć wartość odpowiadającą dobremu, konwencjonalnemu materiałowi izolacyjnemu. Rezystywność materiału przy powierzchni przewodnika i prawo, według którego się ona zmienia, decydują o tłumienności przewodu i częstotliwości, przy której tłumienność jest maksymalna. Powyższa zasada może być także zastosowana do przewodników nieizolowanych. W tym przypadku zmianę rezystywności można uzyskać pokrywając /elektrolitycznie lub w inny sposób/ materiał podłoża cienkimi warstwami różnych metali i stopów /np. miedź przy  $r_0$  aż do chromonikieliny przy  $r_1/$ . W bardziej złożonym wariantcie realizacji tego rodzaju przewodu tłumiącego można wykorzystać zarówno zmiany rezystywności otuliny, jak też zmiany jej przenikalności elektrycznej i magnetycznej, np. przez stosowanie kilku warstw różnych lakierów z zawiesiną proszków metalicznych, ferrytowych lub grafitowych, w odpowiednich proporcjach.

Wykresy, ilustrujące skuteczność opisanych wyżej przewodów,

pokazano na rys. 6.5. Krzywa dolna reprezentuje tłumienie zwykłego drutu miedzianego, wywołane klasycznym zjawiskiem naskórkowości. Środkowa krzywa ilustruje zjawisko, uzyskiwane przy zastosowaniu tylko jednej warstwy absorpcyjnej. Ostatnia krzywa odpowiada przewodnikowi pokrytemu dwoma takimi warstwami. Jak widać, przy całkowitym braku zjawisk rezonansowych, tłumienność przewodu z dwuwarstwową otuliną stratną przy 300 MHz przekracza 100 dB/metr długości przewodu.

Tego typu przewody, wykazujące tłumienie tylko przy wielkiej częstotliwości, mogą być w zasadzie stosowane do zmniejszania zakłóceń we wszystkich urządzeniach i aparatach elektrycznych, a nie tylko w układach zapłonowych silników spalinowych. Można je stosować w miejsce konwencjonalnych kondensatorów, dławików i filtrów przeciwzakłóceńowych albo jako ich uzupełnienie. Bardzo obiecujące wydaje się także zastosowanie ich w charakterze przewodów sieciowych, w sieciach energetycznych niskiego i wysokiego napięcia w celu tłumienia zakłóceń na drogach rozprzestrzeniania się. Według poglądów niektórych specjalistów zachodnioeuropejskich koszt produkcji takich przewodów tłumiących nie powinien różnić się znacznie od kosztów produkcji konwencjonalnych przewodów energetycznych. Być może, iż dopiero stosowanie w skali masowej tego rodzaju elementów przeciwzakłóceńowych doprowadzi w przyszłości do definitywnego rozwiązania problemu zwalczania zakłóceń radioelektrycznych.

## 7. FILTRY ZŁOŻONE

Niektóre urządzenia wytwarzają tak duże zakłócenia, że nie można ich zmniejszyć do poziomu dopuszczalnego, stosując tylko kondensator albo tylko dławik. W tym przypadku wykorzystuje się zespół kondensatorów i dławików, tj. filtr przeciwzakłóceńowy.

Jeżeli filtr współpracuje z urządzeniem na prąd przemienny, to wskutek przepływu prądu roboczego przez jego dławiki powstaje spadek napięcia roboczego  $\Delta U_r$ . Jednocześnie przez jego pojemności względem ziemi przepływa część prądu roboczego  $\Delta I_r$ . Często wielkości te są ograniczone ze względu na warunki pracy urządzenia - źródła zakłóceń /spadek napięcia/ lub warunki bezpieczeństwa /prąd dotyku/. Wówczas wypadkowa indukcyjność filtru i jego wypadkowa pojemność jest także ograniczona, zgodnie z zależnościami podanymi na rys. 7.1.

Najprostsze filtry przeciwzakłóceńowe zawierają dwa względnie trzy elementy, połączone jak pokazano w pierwszej kolumnie tabl. 7.1. Przy niezbyt wielkich częstotliwościach, kiedy impedancja dławika ma jeszcze charakter indukcyjny, a kondensatora pojemnościowy /tj. poniżej ich rezonansów/, tłumienność skuteczną takich filtrów można oszacować w oparciu o zależności i wykresy podane w tejże tablicy. Jak łatwo spostrzec, nachylenie charakterystyki tłumienności idealnego filtru dwuelementowego dąży do 40 dB/dek., a dla idealnego filtru trójelementowego do 60 dB/dek. Ogólnie, charakterystyka tłumiennościowa filtru tego rodzaju, zawierającego  $n$  elementów bezstratnych, dąży do asymptoty o nachyleniu  $20 n$  dB/dek.

W filtrach rzeczywistych obserwuje się często nawet znaczne odstępstwa od przebiegów teoretycznych wg tabl. 7.1. ze względu na wpływ parametrów resztkowych zastosowanych elementów i ich stratność. Na skutek wpływu parametrów resztkowych w dławikach i kondensatorach filtru zachodzą rezonanse /por. rozdz. 3 i 5/ powodujące, że filtr zamiast jednego ma szereg pasm tłumienia, podzielonych pasmami przepuszczania. Tłumienność skuteczna filtru nie zmniejsza się znacznie w pasmach przepuszczania, jeżeli tylko jego impedancja charakterystyczna jest bardzo mała albo bardzo duża, bowiem występują wówczas znaczne odbicia energii. Zastosowanie elementów z dużymi stratami jest na ogół korzystne, zwiększa bowiem tłumienność filtru w niepożądanych pasmach przepuszczania, a niekiedy pozwala całkowicie je wyeliminować.

W tablicy 7.2. zestawiono dla porównania wyrażenia określające właściwości trzech filtrów typu  $\pi$ , z których jeden jest zbudowany z idealnych elementów bezstratnych, a dwa pozostałe zawierają - oprócz idealnych kondensatorów - rezystor, połączony w szereg ze źródłem i odbiornikiem. Jak łatwo zauważyć, charakterystyka tłumienności filtru C-R-C ma asymptotę o nachyleniu 40 dB/dek. Taki sam filtr scalony o rozłożonej pojemności i oporności ma charakterystykę o nachyleniu stale rosnącym, zgodnie z przebiegiem funkcji.

Należy w tym miejscu zaznaczyć, że zależności powyższe i wykresy odnoszą się wyłącznie do tłumienności skutecznej, tj. dotyczą standardowych warunków pracy filtru między rezystancjami o określonej wartości. W praktyce stan taki zdarza się raczej tylko wyjątkowo i - jak już wspomniano we wstępie do niniejszej pracy - charakterystyki filtrów w rzeczywistych warunkach mogą różnić się znacznie od charakterystyk standardowych.

Spotyka się dwa rodzaje konstrukcji filtrów przeciwzakłócenio-  
wych. Jedne z nich są rozbieralne, składane z oddzielnych elemen-  
tów i podzespołów. Przy takim rozwiązaniu łatwo można tworzyć  
wiele typów filtrów o różnym przeznaczeniu w oparciu o stosunko-  
wo niewielki asortyment podzespołów. Ułatwiona jest konserwacja,  
możliwa wymiana podzespołów w przypadku ich uszkodzenia.

Filtry drugiego rodzaju są nierozbieralne. W porównaniu z po-  
przednimi mają one zazwyczaj mniejsze gabaryty i ciężar. Szczel-  
na konstrukcja umożliwia stosowanie podzespołów bez indywidual-  
nych osłon i uszczelnień, co obniża koszt całego filtru. Maksymal-  
ne zbliżenie podzespołów gwarantuje minimalne pojemności i induk-  
cyjności połączeń wewnętrznych i wyprowadzeń podzespołów, co  
ma wybitnie korzystny wpływ na charakterystyki tłumienności fil-  
tru w szerokim zakresie częstotliwości. Na rys. 7.2. pokazano  
dla przykładu zasadę budowy i uproszczony schemat tego rodzaju  
filtru. Jego właściwości ilustruje rys. 7.3. Filtr z dławikiem o  
niewielkich stratach /krzywa a/ wykazuje ostre minimum tłumien-  
ności przy częstotliwości granicznej

$$f_g = \sqrt{D_{fg}} = \sqrt{1-d} \cdot \sqrt{\frac{2}{LC}} \approx \sqrt{\frac{2}{LC}}$$

/por. wiersz 3 tabl. 7.1 /. Przy częstotliwościach mniejszych  
niż  $0,3 f_g$  jego charakterystyka praktycznie pokrywa się z charak-  
terystyką idealnego kondensatora o takiej samej pojemności. Przy  
 $\frac{1}{\sqrt{3}} f_g$  tłumienność osiąga pierwsze maksimum. Przy częstotliwo-  
ściach większych niż  $f_g$  tłumienność początkowo rośnie z nachyle-  
niem około 60 dB/dek., aż do częstotliwości  $f_2$ , przy której wy-

stępuje drugie maksimum, odpowiadające pierwszemu rezonansowi kondensatorów filtru. Następnie minimum przy  $f_3$  również jest spowodowane efektami rezonansowymi w kondensatorach. Ponieważ ich stratność jest przy tej częstotliwości bardzo duża, minimum to jest bardzo płaskie.

Filtr z dławikiem o dużych stratach /krzywa b/ ma charakterystykę bardziej korzystną. Minima tłumienności są bardziej płaskie i mają większą wartość, maksima są mniej ostre. Jednak nachylenie charakterystyki maleje z 60 dB/dek. do około 40 dB/dek., jak dla filtru CRC /por. tabl. 7.2./.

Zasadę budowy, schemat i typową charakterystykę tłumienności miniaturowych filtrów tego rodzaju ilustruje rys. 7.4. Tutaj oba kondensatory filtru mają elektrody naniesione na wspólną rurkę ceramiczną. Dławik może być umieszczony wewnątrz albo na zewnątrz tej rurki.

Można wykazać [72], że filtr zawierający rdzeń ferrytowy wewnątrz rurki ceramicznej ma większe tłumienie niż filtr z rdzeniem na zewnątrz, zakładając takie same materiały, gabaryty i grubości ścianki rurki ceramicznej. Różnica tłumienności wynosi

$$A_1 - A_2 = 20 \log \frac{(2D_1 - T)^2}{(2D_3 - T)^2} \left[ \frac{D_1 + T + D_3}{D_1 - T + D_3} \right]$$

przy czym

$D_1$  - zewnętrzna średnica filtru

$D_3$  - średnica przewodu prądowego

$T$  - grubość rurki ceramicznej

$A_1$  - tłumienność skuteczna filtru z rdzeniem wewnątrz rurki ceramicznej

$A_2$  - tłumienność skuteczna filtra z rdzeniem na zewnątrz rurki ceramicznej.

Miniaturowy filtr zbudowany nieco inaczej pokazano na rys. 7.5. W celu wyeliminowania niepożądanych rezonansów kondensatorów filtra wewnętrzna powierzchnia rurki ceramicznej jest pokryta cienką warstwą oporową, podobnie jak w metalizowanych rezystorach napyłanych. Z tego też powodu filtr z rys. 7.5. nazwano "oporowo-pojemnościowym". Przez napylenie oporowej elektrody kondensatora powiększone są znacznie jego straty.

Do przeniesienia prądu roboczego wykorzystany jest dławik z rdzeniem magnetycznym, tak dobrany, aby w chronionym zakresie częstotliwości nie występowało "bocznikowanie" oporowej elektrody kondensatora. Schemat zastępczy tego filtra dla w.cz. można przedstawić w postaci dwóch połączonych równolegle czwórników, z których jeden zawiera dławik, a drugi - stratną linię, reprezentującą kondensator z elektrodą oporową /rys. 7.5d./ . Tego rodzaju filtr może być także realizowany bez rdzenia magnetycznego /rys. 7.5b./ albo w ogóle bez przewodu prądowego /rys. 7.5c./ . W ostatnim przypadku pełny prąd roboczy płynie przez warstwę oporową, co pociąga za sobą straty energii. Charakterystyki omawianych filtrów ilustruje rys. 7.5e. /.

Filtry stratne mogą być także realizowane w oparciu o wykorzystanie odpowiednich materiałów ferrytowych, o czym wspomniano w rozdz. 6. Filtry takie zachowują się w przybliżeniu jak jednorodna linia długa o bardzo dużych stratach. Na rys. 7.6. pokazano zasadę budowy i charakterystyki miniaturowego filtra tego rodzaju oraz zwykłego filtra sieciowego. Przewód prądowy filtra jest oto-

czony rdzeniem płaszczywnym ze stratnego materiału magnetycznego i umieszczony w metalowej osłonie cylindrycznej, przeznaczonej do uziemiania. Dużą rolę odgrywa tutaj pojemność przewodu prądowego do osłony. W odróżnieniu od dławików pozbawionych takiej osłony, pojemność względem ziemi przewodu prądowego może być bardzo duża: np. w filtrze z rys. 7.6a. wynosi ona około  $1,5 \mu\text{F}$  /przy 1 kHz/.

Podstawową zaletą takich filtrów jest praktyczna niezależność charakterystyk tłumienności od impedancji źródła i obciążenia. Istotnie, tłumienie absorpcji jest w nich znacznie większe od tłumienia wywołanego odbiciami energii na wejściu i wyjściu filtru. Przy tym spadek napięcia roboczego na takim filtrze jest bardzo mały.

Omówione uprzednio filtry są przeznaczone do tłumienia zakłóceń rozchodzących się w układzie "przewód-ziemia". W urządzeniach wieloprzewodowych filtry takie muszą być włączone oddzielnie w każdy przewód. Często jednak jest wygodniej i taniej zastosować w takim przypadku jeden filtr wieloprzewodowy. Dla przykładu na rys. 7.7. pokazano schemat i charakterystyki sieciowego filtru dwuprzewodowego, przeznaczonego do zmniejszania zakłóceń powodowanych przez silniki elektryczne małej mocy stosowane w narzędziach z napędem elektrycznym i w urządzeniach domowego użytku. Tłumi on zarówno symetryczną, jak i niesymetryczną składową zakłóceń. Zastosowanie dwuuzwojeniowego dławika toroidalnego, umieszczonego we wspólnej osłonie ze zwiwką kondensatora, pozwala zarówno zmniejszyć gabaryty filtru, jak i wyeliminować wpływ prądu roboczego na jego charakterystyki w.c.z. Inny przykład specjalnego filtru 30-przewodowego ilustruje rys.7.8.



Do pełnego wykorzystania właściwości filtrów przeciwzakłóceńowych konieczne jest stosowanie dodatkowych ekranów oddzielających od siebie przewody, połączone z wejściem i wyjściem filtru. Skuteczność ekranowania powinna być przy tym nie mniejsza niż skuteczność filtru, w przeciwnym bowiem razie tłumienność znamionowa filtru nie odgrywa żadnej roli, a czynnikiem decydującym o jego skuteczności stają się przypadkowe sprzężenia. W praktyce rolę takiego ekranu spełnia niekiedy metalowy korpus urządzenia, do którego filtr jest wbudowany. Bardzo istotny jest również wpływ sposobu uziemienia i jego impedancja. Przez impedancję uziemienia płynie bowiem pełny prąd doziemny wielkiej częstotliwości, a wywołany nim spadek napięcia może dodawać się do napięcia wyjściowego filtru. W rezultacie tłumienność filtru z niedoskonałym połączeniem z masą źródła energii w.c.z. może być wielokrotnie mniejsza od jego tłumienności znamionowej /por. rys. 3.9./. W filtrach wieloprzewodowych występuje ponadto problem "przesłuchów" między poszczególnymi przewodami filtru.

Przy małych częstotliwościach filtry przeciwzakłóceńowe zbudowane z elementów biernych są niewygodne w eksploatacji ze względu na ich duże rozmiary i ciężar, związany m.in. z wymaganiami przeniesienia prądu roboczego. Filtry aktywne, wykorzystujące elementy czynne, jak np. tranzystory lub wzmacniacze operacyjne umożliwiają realizację dużych wartości pozornych indukcyjności i pojemności przy zachowaniu bardzo małych rozmiarów i wagi oraz małych kosztów.

Przy rozpatrywaniu filtrów aktywnych należy rozróżnić trzy przypadki:

1/ źródło zasilania jest jednocześnie źródłem zakłóceń oddziaływających niekorzystnie na obciążenie; przypadek ten występuje np. przy zasilaniu pomieszczenia ekranowanego;

2/ obciążenie energetyczne jest źródłem zakłóceń przenikających do źródła zasilania; jako przykład można tu wymienić generator lokalny w odbiorniku radiowym, komputer itp.;

3/ źródła zakłóceń stanowią zarówno źródło zasilania, jak i obciążenie energetyczne.

Odpowiednio do wymienionych przypadków filtry aktywne powinny działać w jednym lub też w obu kierunkach przepływu energii zakłóceń.

Działanie filtrów aktywnych opiera się na następujących zasadach:

a/ zastosowanie dużej impedancji w szereg z obciążeniem /analog indukcyjności/ ,

b/ zastosowanie małej impedancji równoległe do obciążenia /analog pojemności/ ,

c/ zastosowanie zasady kompensacji, tj. dodawanie sygnału o takiej samej amplitudzie, lecz fazie przeciwnej do przebiegu zakłócającego,

d/ zastosowanie zasady uśredniania przebiegu w czasie jego trwania.

Ponadto w konstrukcji filtrów aktywnych przewiduje się specjalne zabezpieczenia chroniące elementy czynne przed przeciążeniem napięciowym i prądowym zarówno w stanie ustalonym, jak i w stanach przejściowych związanych z załączaniem lub wyłączaniem obciążenia.

Na rysunku 7.9. przedstawiono przykład układu elektrycznego prostego filtra aktywnego oraz jego układ zastępczy.

## 8. ASPEKTY PRAKTYCZNE STOSOWANIA FILTRÓW PRZECIWKŁÓCENIOWYCH

W poprzednich rozdziałach zostały szczegółowo omówione konstrukcje i charakterystyki w.c.z. elementów p-z, tutaj ograniczymy się zatem do podania jedynie pewnych dodatkowych informacji, których znajomość może ułatwić prace eksperymentalne związane z doбором układów p-z.

Zmniejszenie poziomu zakłóceń można osiągnąć stosując właściwe rozwiązania konstrukcyjne w urządzeniach - źródłach zakłóceń oraz odpowiednie filtry p-z.

Przy opracowywaniu nowych urządzeń elektrycznych - źródeł zakłóceń oba te aspekty powinny być w równej mierze brane pod uwagę. Oznacza to, że już w procesie projektowania i konstruowania modelu urządzenia należy brać pod uwagę czynniki konstrukcyjne rzutujące na poziom generowanych zakłóceń oraz przewidywać zastosowanie odpowiednich elementów p-z. Osiągnięcie zadowalającego rezultatu tylko jednym z wymienionych sposobów jest często niemożliwe. Konieczny w tej sytuacji kompromis powinien być wyważony ekonomicznie.

Mimo iż dobór właściwych elementów p-z może być dokonany jedynie na drodze eksperymentalnej, a więc po opracowaniu modelu urządzenia, już na etapie projektowania należy mieć na uwadze ewentualną konieczność zamontowania takich elementów, a badania eksperymentalne, chociażby orientacyjne, rozpocząć gdy tylko pozwoli na to zaawansowanie prac.

### 8.1. Zasady ogólne

Następujące wskazówki praktyczne mogą ułatwić i przyspieszyć osiągnięcie pozytywnego rezultatu końcowego:

- elementy p-z instalować możliwie jak najbliżej miejsca ich powstawania,
- stosować jak najkrótsze połączenia, unikając równocześnie prowadzenia obok siebie końcówek "wejściowych" i "wyjściowych" elementów p-z,
- przewody łączące źródło zakłóceń z elementem p-z prowadzić możliwie blisko metalowej obudowy /korpusu urządzenia/,
- stosować - gdzie to możliwe - elektrycznie szczelne ekranowanie źródeł zakłóceń, doprowadzając energię zasilania przez współosiowe kondensatory przepustowe,
- zapewnić pewne i trwałe połączenie elektryczne metalowej obudowy tych elementów p-z, w których ta obudowa stanowi jedną z jego końcówek /np. w kondensatorach przepustowych/, z masą /korpusem metalowym/ urządzenia.

Przy stosowaniu elementów p-z obowiązuje podstawowa zasada: kondensatory łączyć równolegle do źródeł zakłóceń lub obciążenia o dużej, a dławiki i rezystory - w szereg ze źródłem lub obciążeniem o małej impedancji wewnętrznej przy w.cz. Do źródeł zakłóceń o dużej impedancji wewnętrznej przy w.cz. zalicza się m.in.:

- szeregowe silniki prądu stałego,
- zasilacze z transformatorowym wejściem,
- indukcyjne silniki prądu zmiennego,

- uzwojenia przekładników,

a do źródeł o małej impedancji:

- prostowniki,

- zasilacze bez transformatorów wejściowych,

- zestyki przekładników,

- przełączniki.

## 8.2. Wybór elementów p-z

Przy wyborze elementów p-z należy w szczególności wziąć pod uwagę

- znamionowe napięcie i znamionowy prąd roboczy urządzenia,

- charakter pracy urządzenia /praca ciągła lub przerywana/ oraz występujące stany nieustalone /przebiecie, przetężenie/ ,

- klasę izolacji urządzenia i wynikające stąd wymagania dotyczące ochrony przeciwpożarowej,

- wytrzymałość elektryczną /napięcie i czas próby/ i rezystancję izolacji,

- odporność na narażenia mechaniczne i klimatyczne,

- gabaryty oraz sposób umocowania i łączenia elementów p-z.

Określenia parametrów znamionowych są podawane w odpowiednich normach i mogą się różnić dla różnych typów elementów p-z. Na przykład prąd znamionowy kondensatorów przepustowych i przetlotowych jest definiowany jako największa dopuszczalna wartość prądu płynącego przez kondensator w warunkach obciążenia ciąg-

łego w całym zakresie temperatur odpowiadających kategorii klimatycznej.

Dla dławików /i filtrów/ natomiast jest to największa wartość prądu, jakim można w sposób ciągły obciążać dławik przy temperaturze otoczenia nie przekraczającej  $40^{\circ}\text{C}$ ; dla wyższych temperatur otoczenia normy szczegółowe podają zależności dopuszczalnego prądu od temperatury. Ponadto w obu przypadkach określony jest maksymalny dopuszczalny przyrost temperatury elementu spowodowany przepływem prądu.

Użytkownik podzespołów często dla uzyskania pewnego "marginesu bezpieczeństwa" stosuje podzespoły o wyższych parametrach znamionowych /np.  $I_N = 4,0\text{ A}$  w urządzeniu pobierającym prąd  $2,5\text{ A}$ /, uzasadniając dobór np. przyrostem temperatury na skutek wydzielania się ciepła w elemencie. Takie postępowanie nie zawsze jest uzasadnione, jeżeli weźmie się pod uwagę charakterystyki podzespołów i stosowane przy ich produkcji "marginesy bezpieczeństwa".

Kategorie klimatyczne określają /w formie zakodowanej/ przedział temperatur, w jakim te elementy mogą w sposób ciągły pracować. Przy tym górna graniczna temperatura jest rozumiana jako temperatura najgorętszego punktu elementu /włącznie z końcówkami/. W ten sposób uwzględnione zostaje także ciepło wydzielane w elemencie. Na koszt elementu w sposób istotny rzutuje jego kategoria klimatyczna. Dlatego też należy krytycznie podchodzić do wyboru elementu, rozważając równocześnie możliwości umieszczenia go w miejscach o stosunkowo niskich temperaturach i zapewniając korzystne warunki odprowadzania ciepła.

### 8.3. Zagadnienie ochrony przeciwporażeniowej

Bardzo ważnym aspektem zmniejszania zakłóceń jest zachowanie wymagań dotyczących bezpieczeństwa obsługi wyrobu finalnego.

Z zagadnieniem tym wiążą się dwa parametry: wytrzymałość elektryczna izolacji i dopuszczalna wartość pojemności kondensatorów p-z.

W wielu wypadkach bowiem składową niesymetryczną zakłóceń zmniejsza się za pomocą kondensatorów włączonych między przewody zasilające a korpus /masę/ urządzenia: prąd przemienny częstotliwości przemysłowej wymagany do działania źródła zakłóceń przepływa przez kondensatory przeciwzakłóceniowe, natomiast przy prądzie stałym kondensatory te mogą magazynować energię elektryczną. W obydwu przypadkach dotknięcie metalowych elementów połączonych z korpusem urządzenia może być przyczyną porażenia elektrycznego. Sytuacja taka może zaistnieć bądź na skutek przebicia kondensatora, bądź na skutek działania prądu płynącego przez kondensator lub ładunku w nim zgromadzonego. Do tłumienia zakłóceń powinny być w takich przypadkach stosowane tzw. kondensatory ochronne /Kl Y/, które charakteryzują się zwiększoną wytrzymałością elektryczną izolacji /dielektryka/ i ograniczoną wartością pojemności.

Ograniczenia dotyczące wartości pojemności wynikają z uznanych za dopuszczalne /bezpieczne/ wartości prądu dotyku  $I_d$  płynącego przez kondensator lub też wartości energii w nim magazynowanej /W/. W różnych krajach obowiązują w tym zakresie różne normy. Dla przykładu w tabl. 8.1. zestawiono dopuszczalne wartości prądu dotyku dla urządzeń elektrycznych różnych klas.

Maksymalną dopuszczalną wartość pojemności dołączonej jedną końcówką do korpusu /masy/ urządzenia oblicza się z następujących zależności:

- dla urządzeń prądu stałego

$$C_{\max} = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot W}{1,1 \cdot U^2} \quad [\mu\text{F}]$$

- dla urządzeń prądu przemiennego

$$C_{\max} = \frac{I_d}{1,1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot U \cdot f} \quad [\mu\text{F}]$$

gdzie:

U - napięcie znamionowe, V

f - częstotliwość napięcia znamionowego, Hz

$I_d$  - dopuszczalna wartość prądu dotyku, mA

W - dopuszczalna wartość energii magazynowanej, mWs.

W urządzeniach elektrycznych na napięcia znamionowe mniejsze niż 42 V prądu przemiennego i niż 65 V prądu stałego stosowanie kondensatorów ochronnych na ogół nie jest wymagane.

#### 8.4. Skuteczność tłumienia zakłóceń

Skuteczność zmniejszania zakłóceń charakteryzują następujące parametry podzespołów p-z:

- znamionowe wartości pojemności, indukcyjności lub rezystancji

$$/C_N, L_N, R_N/,$$



- częstotliwości rezonansowe  $f_r$  oraz
- częstotliwościowa charakterystyka tłumienności skutecznej  $|A/f|$ .

Należy jednakże pamiętać, że skuteczność podzespołu w wyrobie finalnym zależy od szeregu dodatkowych czynników, takich jak impedancja wewnętrzna źródła zakłóceń w zakresie w.cz., długość końcówek, sposób ich prowadzenia, wpływ otoczenia /parametry pasożytnicze/, miejsce i sposób zamocowania elementu p-z itp. Żaden z wymienionych wyżej, podawanych w normach lub katalogach, parametrów nie charakteryzuje więc w pełni skuteczności podzespołu p-z w warunkach eksploatacji. Z tego względu parametry te stanowią jedynie wstępną informację i służą do porównywania podzespołów między sobą.

Ostateczny dobór podzespołu - jak to już wspomniano - możliwy jest jedynie na drodze eksperymentalnej.

## 8.5. Uwagi dotyczące stosowania elementów p-z

### Kondensatory

Kondensatory przeznaczone do tłumienia zakłóceń w urządzeniach elektrycznych zasilanych z sieci energetycznej dzieli się na trzy klasy: X, Y, T.

Kondensatory klasy X mogą być stosowane wszędzie tam, gdzie nie wchodzi w grę niebezpieczeństwo porażenia elektrycznego obsługi urządzeń. Mogą więc być łączone między przewodami sieci zasilającej /tłumienie składowej symetrycznej/ we wszelkiego rodzaju urządzeniach. Mogą także być włączane między przewód sie-

ciowy i masę urządzenia /tłumienie składowej niesymetrycznej/, ale jedynie wówczas, gdy urządzenie jest w sposób trwały uziemione lub zerowane.

Kondensatory klasy Y charakteryzują się ograniczoną wartością pojemności i zwiększoną /w stosunku do klasy X/ wytrzymałością elektryczną. Są przeznaczone do tłumienia składowych niesymetrycznych zakłóceń w urządzeniach, dla których obowiązuje ograniczenie prądu dotyku do wartości bezpiecznej dla obsługi.

Kondensatory klasy T charakteryzują się wytrzymałością elektryczną właściwą kondensatorom klasy Y, jednakże wartości ich pojemności mogą być dowolne. Stosowane są analogicznie jak kondensatory klasy X w tych specjalnych przypadkach, gdzie wymagana jest większa wytrzymałość elektryczna izolacji.

Ponadto produkowane są kondensatory z bezpiecznikami. Są one przeznaczone do zmniejszania zakłóceń w urządzeniach, których działanie nie może być przerwane na skutek przebicia kondensatora p-z. Ze względu na konstrukcję kondensatora i wpływ indukcyjności własnej bezpiecznika częstotliwości rezonansowe takich kondensatorów są stosunkowo niewielkie.

### Dławiki

Asortyment produkowanych dławików jest bardzo różnorodny i szeroki. Wyróżnia się w zasadzie trzy główne grupy /rodzaje/ dławików, odpowiadające podziałowi wg konstrukcji i wartości indukcyjności znamionowej. Są to:

- dławiki na rdzeniach otwartych lub zamkniętych /pierścieniowych/ o stosunkowo dużej indukcyjności /kilka do kilkuset mH/ ,

przeznaczone do tłumienia zakłóceń w zakresie niskich częstotliwości,

- dławiki na rdzeniach otwartych o małej indukcyjności znamionowej /kilka do kilkuset  $\mu\text{H}$ /, zwane dławikami UKF,
- dławiki płaszczone, powstające przez nasunięcie rdzenia walcowego z otworem na przewód.

Zastosowanie dławików UKF powoduje niekiedy wzrost poziomu zakłóceń w zakresie częstotliwości niższych niż 30 MHz /od około 4 do 15 MHz/. Sytuacja taka może zaistnieć, gdy indukcyjność dławika wraz z pojemnościami wewnętrznymi urządzenia /np. pojemności wirnika do masy w silniku kolektorowym/ tworzą obwód szeregowy. Pojemności te są nieodłącznie związane z konstrukcją urządzenia i nie mogą być wyeliminowane. Stopień zwiększenia poziomu zakłóceń zależy od dobroci obwodu rezonansowego. Zatem wprowadzenie strat do tego obwodu /np. przez załączenie równolegle do dławika odpowiedniej rezystancji lub zastosowanie specjalnego dławika stratnego/ może tę sytuację poprawić.

Podobne problemy, związane z rezonansem układu elementów przeciwzakłóceńowych /dławik-kondensator/, występują przy tłumieniu zakłóceń w urządzeniach /regulatorach/ tyrystorowych ze sterowanym kątem przepływu prądu. W tym wypadku w obwodzie rezonansowym, pobudzonym w momencie gwałtownego /skokowego/ narostu prądu, powstają oscylacje tłumione, które mogą powodować niewłaściwe działanie urządzenia. I w tym wypadku konieczne jest zastosowanie dławika o odpowiednio dobranych stratach [54,55].

## Filtry p-z

Przy doborze filtrów należy zwrócić uwagę na spadek /lub wzrost/ napięcia zasilania występującego na wyjściu filtru, wpływ filtru na pracę urządzenia oraz możliwości generowania harmonicznych częstotliwości napięcia zasilającego. Szczególnej uwagi wymaga także wpływ prądu obciążenia na skuteczność filtru oraz odprowadzanie ciepła wytworzonego w nim.

Zmiany napięcia powodowane są przepływem prądu zasilania przez szeregowo elementy filtru. Zwykle określa się je przy założeniu czysto rzeczywistych i stałych impedancji obciążenia i źródła. W rzeczywistych warunkach eksploatacji często założenia te nie są spełniane. Wówczas - w układach prądu przemiennego - mogą wystąpić rezonanse składowych urojonych filtru i obciążenia /lub źródła/, co może spowodować wzrost napięcia zasilania na wyjściu filtru.

Na rysunku 8.1. przedstawiono dla przykładu obliczony na EMC [70] przyrost napięcia na wyjściu filtru w funkcji  $\cos \varphi$  impedancji obciążenia przy różnych wartościach modułu impedancji obciążenia  $Z$  /co odpowiada różnym natężeniom prądu roboczego/.

W filtrach o dużej skuteczności stosowane są duże wartości pojemności i indukcyjności. Obok wspomnianych wyżej zjawisk rezonansowych mogą zatem wystąpić także znaczne przesunięcia fazowe między prądem i napięciem zasilającym. Przesunięcia te mogą niekorzystnie wpływać na sprawność urządzenia. W tych wypadkach należy przewidywać zastosowanie dodatkowych elementów biernych do korekcji współczynnika mocy / $\cos \varphi$ /.

Harmoniczne napięcia sieci zasilającej powstają na skutek nie-

liniowości charakterystyk magnesowania elementów indukcyjnych. Amplitudy tych harmonicznych maleją wprawdzie ze wzrostem częstotliwości, jednakże ich wartości przy częstotliwościach 10 ... ..20 kHz mogą jeszcze osiągać wartości rzędu 100  $\mu$ V. Poziom tych harmonicznych ogranicza więc skuteczność tłumienia w zakresie najniższych częstotliwości chronionych.

### Rezystory

Zakres zastosowań rezystorów jest ograniczony do specjalnych wypadków, kiedy spadek napięcia na rezystorze nie ma istotnego wpływu na pracę urządzenia. Do wypadków tych można zaliczyć zmniejszanie poziomu zakłóceń generowanych w urządzeniach zapłonu iskrowego silników spalinowych oraz w urządzeniach z ruchomym zestykiem.

W pierwszym przypadku rezystory powinny charakteryzować się odpornością na cały szereg narażeń specyficznych dla tego rodzaju urządzeń /np. wysoka wytrzymałość mechaniczna, odporność na działanie środków chemicznych i wysokiej temperatury/. Skuteczność tłumienia zakłóceń zależy od rezystancji znamionowej oraz parametrów pasożytniczych i jest tym większa, im bliżej źródła zakłóceń zostanie umieszczony rezystor. Korzystny wpływ na skuteczność wywiera pewne zwiększenie pojemności do masy /np. przez umieszczenie rezystora w osłonie ekranującej połączonej z masą źródła zakłóceń/.

Wartości rezystancji dobiera się na drodze kompromisu między zmniejszeniem poziomu zakłóceń a pogorszeniem charakterystyk silnika.

W urządzeniach z ruchomymi zestykami rezystory stosowane są do tłumienia zakłóceń i ochrony stycznek /gaszenie łuku/, z reguły występują one w połączeniu z kondensatorami w postaci tzw. układów gasikowych RC /gasików/. Skuteczność tych układów zależy od wartości znamionowych obu elementów składowych i - podobnie jak w poprzednim przypadku - jest tym większa, im bliżej źródła /zestyku/ układ zostanie umieszczony.

W technice tłumienia zakłóceń rezystory mogą ponadto być stosowane do tłumienia oscylacji własnych układów LC oraz do rozładowywania kondensatorów p-z. W tych wypadkach nie są to jednakże elementy sensu stricto przeciwzakłóceniewe.

## 8.6. Przykłady

1. Dobór układu przeciwzakłóceniewego dla ręcznej wiertarki elektrycznej /rys. 8.2./ [65]. Jest to urządzenie z izolacją ochronną /kl II/ przeznaczone do zasilania z sieci prądu przemiennego 220 V/50 Hz; pobór prądu wynosi około 2,0 A. Przeprowadzone pomiary wykazały, że wymagane zmniejszenie poziomu napięcia zakłóceń /0,15...30 MHz/ można uzyskać stosując typowy kondensator złożony  $0,1 \text{ uF}/X/ + 2 \times 2500 \text{ pf}/Y/$ , np. KP<sub>pz</sub> 015 /krzywa d na rys. 8.2./. Istotne znaczenie ma przy tym długość końcówki kondensatora łączonej z masą silnika. W omawianym przypadku okazało się, że nie powinna ona być dłuższa niż 20 mm.

Pomiary poziomu zakłóceń w zakresie częstotliwości 30...300 MHz przeprowadzono metodą MDS /pomiar mocy zakłóceń/. Wykazały one, że w tym zakresie częstotliwości tłumienie zakłóceń jest niewystarczające /krzywa C na rys. 8.2./. Zastosowano więc dwa ty-

powe dławiki UKF o indukcyjności  $12 \mu\text{H}$ , włączając je bezpośrednio przy szczotkach silnika /por. rys. 8.2.a./. Uzyskało w ten sposób zmniejszenie poziomu zakłóceń, gwarantując spełnienie wymagań w tym zakresie częstotliwości.

Jednakże powtórne pomiary napięcia zakłóceń w zakresie 0,15 - 30 MHz wykazały, że zastosowanie dławików spowodowało niedopuszczalny wzrost napięcia zakłóceń w zakresie 3 - 10 MHz /krzywa b/. Analizując przyczyny tego wzrostu ustalono, iż jest on wynikiem powstania szeregowego obwodu rezonansowego utworzonego z indukcyjności dławików i pojemności własnej silnika.

Jedynym sposobem zmniejszenia napięcia zakłóceń możliwym do zrealizowania w tym przypadku /zmiany konstrukcyjne w urządzeniu nie wchodziły w grę/ było zmniejszenie dobroci pasożytniczego szeregowego obwodu rezonansowego. W tym celu zastosowano specjalny dławik UKF o dużej składowej rzeczywistej impedancji /rzędu  $1 \text{ k}\Omega$ /. Ostateczny układ p-z oraz uzyskany poziom zakłóceń przedstawiono na rys. 8.2. /krzywa d/. Wybór typów podzespołów, ich mocowanie i połączenia wykonano biorąc pod uwagę omówione wyżej czynniki.

2. W urządzeniach powszechnego użytku coraz częściej stosuje się tyrystorowe układy regulacji mocy [62]. Układy takie stosowane bywają na przykład do regulacji jaskrawości lamp żarowych lub prędkości obrotowej w urządzeniach domowych /odkurzacze, miksery itp./ oraz narzędziach elektrycznych. Działanie ich polega na sterowaniu kąta przepływu prądu i powoduje skokowe zmiany natężenia prądu w każdym okresie napięcia zasilającego.

Na rysunku 8.3. przedstawiono poziom zakłóceń radioelektrycz-

nych generowanych w takim urządzeniu. Jak widać, amplitudy tych napięć są wysokie i ich tłumienie do poziomu dopuszczalnego wymaga układu p-z o tłumienności rzędu 60...70 dB przy częstotliwości 0,15 MHz. Ponadto układ p-z nie może w istotny sposób naruszać warunków pracy regulatora tyrystorowego /np. rezonans układu p-z może powodować niewłaściwą regulację/. Przedstawiony na rys. 8.3. układ składa się z typowego kondensatora przeciwzakłóceniewego złożonego /kl. XY - np. typu KPpz 015/ oraz specjalnego dławika pierścieniowego jedno lub dwuuzwojeniowego o indukcyjności rzędu kilku mH i stosunkowo dużej stratności.

## 9. ZAKOŃCZENIE

Pierwsze doniesienia o zakłóceniach w odbiorze radiowym pochodzą z początku naszego wieku. Jednak właściwe początki zwalczania zakłóceń na szeroką skalę przypadają na lata trzydzieste.

Opracowano wówczas podstawowe zasady tłumienia zakłóceń, a w ślad za tym pierwsze specjalne elementy i układy przeciwzakłóceniewe oraz pierwsze przepisy prawne.

W latach następnych opracowane zostały podstawowe normy określające dopuszczalne poziomy zakłóceń, metody pomiarów i urządzenia pomiarowe oraz ogólne wymagania techniczne na podstawowe elementy przeciwwzakłóceniewe.

Równolegle z działalnością formalno-prawną rozwijała się produkcja elementów i podzespołów p-z. W 1971 roku wyprodukowano w kraju łącznie przeszło 8 milionów elementów i podzespołów przeciwwzakłóceniewych różnych typów; według informacji zachodnich wartość rocznej produkcji tych elementów w krajach Europy za-



chodniej szacuje się na 15 milionów funtów szterlingów [3].

Na przestrzeni ostatnich 30 - 40 lat zasady zmniejszania zakłóceń nie uległy większym zmianom; nadal zasadniczymi elementami przeciwzakłóceniovymi pozostają kondensatory i dławiki oraz ich kombinacje /filtry/.

Specyfika nowych obszarów zastosowań /jakimi są np. automatyzacja urządzeń i procesów produkcyjnych, przetwarzanie i transmisja danych/, rozszerzanie zakresów częstotliwości objętych ochroną przed zakłóceniami oraz wzrost czułości urządzeń wrażliwych na zakłócenia są tymi czynnikami, które wyznaczają i w najbliższej przyszłości wyznaczać będą główne kierunki prac rozwojowych w dziedzinie podzespołów p-z. Obecnie prace te koncentrują się przede wszystkim na zastosowaniu nowych materiałów i technologii wytwarzania oraz doskonaleniu konstrukcji. Duży nacisk kładzie się również na zwiększenie skuteczności i niezawodności działania oraz na zmniejszanie wymiarów.

#### Kondensatory przeciwzakłóceniovowe

Coraz częściej dielektryk papierowy jest zastępowany folią z tworzyw sztucznych. Niektóre firmy oferują już obecnie kondensatory z dielektrykiem poliestrowym /Siemens - NRF, Plessey - Wielka Brytania/ lub polipropylenowym /Plessey, Miflex- PRL/. Wydaje się, że ten ostatni dielektryk ze względu na małą stratność stosunkowo niski koszt i dużą wytrzymałość elektryczną całkowicie zastąpi dielektryk papierowy [3,76].

Zastosowanie folii polipropylenowej szczególnie w kondensatorach klasy X powinno już wkrótce umożliwić produkcję tych kon-

densatorów z pominięciem procesu impregnacji, co znacznie uprości technologię oraz obniży wymiary i koszt.

Również zastosowanie dielektryka ceramicznego /np. tytanian baru/ rokuje duże możliwości. W 1972 roku pojawiły się na rynku /w NRF i PRL niemal jednocześnie/ pierwsze kondensatory p-z ceramiczne klasy X i klasy Y, przeznaczone do stosowania w obwodach prądu przemiennego 220 V. Kondensatory te z uwagi na stosunkowo prostą technologię i możliwości znacznego zróżnicowania rozwiązań konstrukcyjnych powinny znaleźć szczególnie szerokie zastosowanie w narzędziach elektrycznych, zabawkach z napędem elektrycznym oraz w połączeniu z innymi elementami p-z także w urządzeniach powszechnego użytku. Jednakże szczególnie duże zastosowanie powinny znaleźć kondensatory ceramiczne w układach elektronicznych dla tłumienia zakłóceń i zmniejszania wzajemnych sprzężeń w zakresie bardzo wielkich częstotliwości /powyżej 30 MHz/.

Należy także oczekiwać zmian w konstrukcji kondensatorów, np. kształt, mocowanie itp. Zmiany te będą miały na celu lepsze dostosowanie kondensatorów do nowoczesnych urządzeń. Już obecnie obserwuje się zmiany tradycyjnego cylindrycznego kształtu na płaski lub prostopadłościenny i stosowanie tworzywowych obudów uszczelnianych żywicą epoksydową.

W związku z rozszerzeniem zakresu częstotliwości chronionych /w dół - do 10 kHz i w górę - do 1 GHz/ należy spodziewać się zapotrzebowania na kondensatory o zwiększonej lub zmniejszonej wartości pojemności oraz małe kondensatory przepustowe o dużej skuteczności.

### Dławiki przeciwzakłócenio

Praktycznie wszystkie produkowane obecnie dławiki p-z mają rdzenie z materiałów magnetycznych o dużych przenikalnościach. Szeroki asortyment tych materiałów pozwala na praktycznie dowolne kształtowanie szeregu typowych wykonania, który obejmowałby cały zakres częstotliwości chronionych. Coraz liczniejsze zastosowanie znajdują dławiki na rdzeniach zamkniętych /np. pierścieniowych/.

Prace rozwojowe idą w kierunku zastosowania folii aluminiowej na uzwojenia oraz konstrukcji dławików stratnych, których działanie opierałoby się w dużej mierze na pochłanianiu energii zakłóceń /wykorzystanie materiałów magnetycznych o znacznej stratności/.

Zastosowanie folii aluminiowej na uzwojenia podyktowane jest m.in. niższą /w porównaniu z miedzią/ ceną, korzystnymi warunkami odprowadzania ciepła, lepszymi współczynnikami wypełnienia i mniejszą wagą. /Pewne trudności stwarza rozwiązanie problemu drgań akustycznych /hałas/ oraz obciążalności uzwojenia/.

### Filtry złożone

W wyniku coraz szerszego stosowania urządzeń elektrycznych w przemyśle i w gospodarstwach domowych można oczekiwać wzrostu zapotrzebowania zarówno na duże filtry p-z do urządzeń przemysłowych, jak i małe przeznaczone do urządzeń powszechnego użytku i do specjalnych zastosowań.

Tendencje rozwojowe wynikają przede wszystkim z rozszerzenia zakresu częstotliwości chronionych, zwiększenia wymagań dotyczących skuteczności tłumienia zakłóceń oraz pojawienia się nowych

obszarów zastosowań /automatyzacja procesów produkcyjnych, systemy cyfrowego sterowania, systemy transmisji i przetwarzania danych itp./. Już obecnie istnieje zapotrzebowanie na filtry na zakres najniższych częstotliwości chronionych /10 kHz...150 kHz/ o bardzo dużej skuteczności i znaczących prądach znamionowych do urządzeń tyrystorowych i układów automatyki przemysłowej.

Prowadzi się prace nad zmniejszeniem gabarytów filtrów przeznaczonych do tłumienia zakłóceń w zakresie b.w.cz. Interesujące rezultaty uzyskuje się przez połączenie ceramicznego kondensatora p-z z dławikiem w postaci rdzenia walcowego nasuniętego na przewód. Przepustowe filtry tego rodzaju o specjalnej konstrukcji znajdują szerokie zastosowanie w urządzeniach elektronicznych oraz w różnego rodzaju filtrach dla specjalnych zastosowań. Podobne możliwości zmniejszenia wymiarów filtrów dla zakresu niższych częstotliwości i stosunkowo niewielkich prądów znamionowych stwarzają konstrukcje "indukcyjnych kondensatorów zwijkowych", opatentowane przez firmę American Bosch /USA/ oraz filtry aktywne [27b].

Przesłanki techniczne i ekonomiczne przemawiają również za zróżnicowaniem typów, szczególnie w odniesieniu do filtrów o dużej tłumienności i dużej wartości prądu znamionowego.

Obok filtrów konstruowanych z dyskretnych elementów p-z działających na zasadzie odbić /kondensatory, dławiki/ już obecnie wykorzystuje się zasadę absorpcji energii elektromagnetycznej w elementach o stałych rozłożonych. Absorpcję uzyskuje się przy tym w wyniku zastosowania stratnych materiałów dielektrycznych lub magnetycznych oraz na skutek efektu naskórkowego. Wykorzystanie

zjawiska absorpcji energii w.cz. stwarza możliwości wykonania giętkich przewodów energetycznych o charakterystyce przenoszenia zbliżonej do filtrów dolnoprzepustowych. Przewody tego rodzaju są obecnie stosowane do tłumienia zakłóceń w układach zapłonowych silników spalinowych. Przewiduje się, że prowadzone prace badawcze pozwolą na produkowanie tanich, giętkich przewodów tego rodzaju do urządzeń powszechnego użytku oraz przewodów do zastosowania w przemyśle [9].

Zasadnicze sposoby zmniejszania zakłóceń - jak już wspomniano - nie uległy większym zmianom na przestrzeni ostatnich dziesiętków lat; tłumienie zakłóceń osiąga się przez instalowanie elementów i podzespołów p-z w gotowych wyrobach. Działania zmierzające w kierunku konstruowania wyrobów niezakłócających napotykają cały szereg trudności technicznych i technologicznych.

Mimo tych trudności czyni się próby osiągnięcia zmniejszenia zakłóceń na tej właśnie drodze. Niektóre publikacje informują np., że na drodze konstrukcyjnej udało się obniżyć poziom zakłóceń urządzeń z silnikami kolektorowymi w takim stopniu, że dla spełnienia wymagań dotyczących dopuszczalnego poziomu wystarcza zainstalowanie pojedynczego kondensatora klasy X [3].

Doniesienia firm samochodowych podają, że dzięki zastosowaniu elektronicznego systemu zapłonowego w silnikach spalinowych możliwe jest spełnienie wymagań dotyczących dopuszczalnych poziomów zakłóceń bez dodatkowych elementów p-z. Inne doniesienia informują o próbach zastosowania zasilania bateryjnego /baterie wielokrotnego ładowania/ w elektrycznych urządzeniach użytku domowego. Pozytywny rezultat tych prób oznaczałby znaczne zmniejszenie lub nawet całkowite wyeliminowanie dodatkowych nakładów na tłumienie zakłóceń.

Wspomniane przypadki nie powinny jednakże sugerować rychłego zmierzchu podzespołów i elementów p-z. W wyniku ogólnego rozwoju technicznego obserwuje się bowiem z jednej strony powstawanie szeregu nowych urządzeń, których zasady działania niejednokrotnie wiążą się nierozzerwalnie z generacją zakłóceń /np. tyrystorowe regulatory mocy/, z drugiej zaś - wzrost znaczenia i bardzo szybki rozwój urządzeń i systemów przekazywania informacji, które powinny być chronione przed oddziaływaniem tych zakłóceń. Powstaje konieczność rozszerzenia zakresu częstotliwości chronionych oraz zaostżenia przepisów dotyczących dopuszczalnych poziomów zakłóceń, co w rezultacie wymaga dalszego doskonalenia i rozwoju środków przeciwwzakłóceńowych.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Beatty R.W.: Insertion loss concepts. Proc. IEEE, 1964, June, s. 663-671.
2. Ficchi R.F.: Electrical Interference. Hayden Book Co., Inc., New York, 1964, s. 45-76.
3. Harrop P.J.: Interference suppression. Electron, Jan. 1973, nr 11, s. 13-14.
4. Hippel A.: Dielectric Materials and Applications - New York, 1957.
5. Kaiserwerth H.P.: Funkentstörung. Siemens-Bauteile-Informationen, 1966 nr 4, 1967 nr 1, nr 2 i nr 4.
6. King R.: Capacitance at UHF - Phil. Mag., 1938, Febr., s. 339-363.

7. König F.: Standard-Entstörmittel. Eigenschaften und Anwendung. Radio-Mentor-Electron. 1973 nr 2, s. 65-67.
8. Mansfeld W.: Schichtwiderstände, Kondensatoren, Drosselspulen, Ihr Verhalten im Frequenzbereich von 10...200 MHz. Nachrichtentechnik, 1962 nr 4, s. 105-108; nr 6, s. 185-189, nr 7, s. 202-204; nr 8, s. 241-245; nr 10, s. 310-313.
9. Mayer F.: Electromagnetic compatibility; anti-interference wires, cables and filters. IEEE Trans. EMC, 1965, nr 3, s. 297-318.
10. Melngailis I., Williams E.M., Foster J.H.: Analysis of through-channel and cross-channel insertion loss in ferrite-wall multiple-circuit feedthrough capacitors. IRE Trans. RFI, 1959 nr 1, s. 11-17.
11. Meinke H., Gundlach F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 1956 /vide przekład rosyjski, GEI, 1960 t. 1/.
12. Moroń W.: Pomiechopodawlajuszczyje elementy. Analiz sostojania unifikacji i standaryzacji. Instytut Sowjeta Wzaimopomozschi po Standartizacji, Wypusk 57, Moskwa, 1965.
13. Praca zbiorowa: Poradnik radio- i teleelektryka. B. Elementy i podzespoły. PWT, Warszawa, 1959.
14. Schlicke H.M.: Essentials of Dielectromagnetic Engineering - J. Wiley and Sons, New York, 1961.
15. Stawski W.: Stan obecny i kierunki rozwojowe elementów i filtrów przeciwzakłóceniovych. Postępy Elektroniki, 1972, nr 3-4, s. 83-93.

16. Strużak R.G.: Przyczynek do teorii dwójnika, utworzonego z odcinka jednorodnego toru elektrycznego. Arch. Elektrotech., 1963 nr 2, s. 237-263.
17. Strużak R.C.: Ogólna teoria czwórnikowa w zastosowaniu do układów o parametrach rozłożonych jednorodnie. Arch. Elektrotech., 1965 nr 4, s. 727-745.
18. Strużak R.G.: Elementy przeciwzakłócenia - w pracy zbiorowej "Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne i ich zwalczanie". Problemy Elektroniki i Telekomunikacji, 1968 nr 18, s. 59-97.
19. Taylor J.R.; Sunda J.A.: Suppressing harmonics generated by thyristor-controlled circuitry. Electron. Eng., 1971 Aug.
20. Weiss A.: Über den Scheinwiderstand von Drosselinduktoren, Widerständen und Kondensatoren bei Hochfrequenz. Frequenz, 1955 nr 7, s. 221-227.
21. Eckersley A.: Problems in the measurement of insertion loss of RFI filters under power-frequency load. IRE Trans. on RFI, 1961 nr 5, s. 41-42.
22. Leed D.: An insertion loss, phase and delay measuring set for characterizing transistors and two-port networks between 0,25 and 4,2 GHz. Bell Syst. tech. J., 1966, March, s.397-440.
23. Ortloff M.: Verfahren zum Messen der Hochfrequenzeigenschaften von Funkentstörbauelementen. Siemens Z. 1964 nr 12, s. 907-914.



24. Stawski W.: Zestaw do pomiaru charakterystyk w.c.z. podzespołów przeciwzakłóceńowych w obecności prądu roboczego. IŁ Wrocław, 1963 /niepubl. sprawozdanie z pracy IŁ, Nr 71074/.
25. Strużak R.G.: Charakterystyki kondensatorów przy w.c.z. i metody ich pomiaru. Prace Inst. Łączności, 1962 nr 3/28/, s. 41-67.
26. Strużak R.G., Moroń W.: Die Messungen der Hochfrequenzparameter von Entstörelemente. Nachrichtentechnik, 1969 nr 12, s. 471-476.
27. Youla D.C., Paterno P.M.: Realizable limits of error for dissipationless attenuators in mismatched system. IEEE Trans. MTT, 1964 nr 5, s. 289-299.
- 27a. Eisbruck S.H., Giordano F.A.: A survey of power -line filters measurement techniques. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 1968, June, s. 238-242.
- 27b. Pietranik M.: Metoda i stanowisko do badania przeciwzakłóceńowych rezystorów samochodowych w obecności wysokiego napięcia. IŁ Wrocław, 1969. Sprawozdanie Z21/150/69/71074 /niepubl./.
28. Fränkle K.: Die Eigenresonanz von Kondensatoren und Ihre Messungen. Funkschau, 1959 nr 12, s. 290-292.
29. Hartmann W.: Über das Verhalten von Kondensatoren bei Hochfrequenz. Bull. Schweiz. Elektrot., 1953 nr 44, s.258-262.

30. Herrfurth J.: Eigenresonanzen von Kondensatoren. Radio- und Fernsehen, 1960 nr 18. s. 572-573.
31. Heywang H.: Der Scheinwiderstand von Wickelkondensatoren mit längsverbundenen Belägen. AEÜ, 1956 nr 1, s. 29-44.
32. Kazarnovskij D.M., Fomienko L.A.: Segnetokondensatory dla podawlenia pomiech radiopriomu. Radiotechnika /ros./, 1954 nr 5, s. 43-47.
33. Kunath H.: Bauelemente der Entstörtechnik. Elektro-Technik, Jan. 1963 nr 2/19/, s. 24-28.
34. Leiterer L.: Strom- und Spannungsverteilung im randverbundenen Kondensatorwickel. ENT 1943 t. 20 nr 7, s. 170-182.
35. Schlicke H.: Capacitors better than capacitors - Research, 1958 nr 3, s. 98-101.
36. Schlicke H.: Cascaded feedthrough capacitors. Proc. IRE, 1956 nr 5, s. 686.
37. Schlicke H.: Discoidal vs tubular feedthrough capacitors. Proc. IRE, 1955 nr 2, s. 174.
38. Slate M.: Resonance effects in tubular feedthrough capacitors. Tele-tech. 1954 nr 7, s. 98.
39. Strużak R.G.: Zachowanie się kondensatorów zwijanych pracujących w szerokim pasmie częstotliwości. Prace Inst. Łączności, 1959 nr 1/14/, s. 75-94.
40. Strużak R.G.: Przepustowe kondensatory ceramiczne i filtry

ceramiczno-ferrytowe. Referat na Sympozjum PAN, PTEPIS i SEP, Warszawa 1963 /3.12/.

41. Strużak R. G.: Mikrofalowe kondensatory i filtry przepustowe. Postępy Telekomunikacji, 1964 nr 2, s. 41-47.
42. Strużak R. G.: Rezonanse w ceramicznych kondensatorach rurkowych. Rozprawy Elektrotech., 1965 nr 2, s. 427-478.
43. Strużak R. G.: Impedancja kondensatora cylindrycznego przy wielkiej częstotliwości. Archiwum Elektrotech., 1966 nr 1, s. 87-95.
44. Strużak R. G.: Badanie rezystancji gasików o rozłożonych parametrach CR. Arch. Elektrot., 1969 nr 2, s. 249-267.
45. Thormann W., Zechnall R.: Untersuchungen an Kondensatoren für die Entstörung elektrischer Bordgeräte. Jahrbuch 1940 der deutschen Luftfahrtforschung, 1940, s. 1-8.
46. Varaldi-Balaman P., Kohan V.: Comportement en haute fréquence des condensateurs au mica. L'Onde Elect. 1955, Mars-Avril, s. 295-308 i 336-337.
47. Watton A.: The duct capacitor. PIRE, 1948, April, s. 550-554.
48. Williams E., Foster J.: Performance of continuous and discontinuous tube feedthrough capacitors. IRE Conv. Rec., 1956 nr 6 s. 6-188.
49. Boroniczew G. K.: Induktivnost i soprotivlenie poteri katuszki s kolceвым ferritovym serdecznikom. Trudy NIIR, 1968 nr 3, s. 77-81.

50. Börner S.: Der Einfluss der Spulenresonanz auf den Frequenzgang des Scheinwiderstandes von einlagigen Spulen- AEÜ. 1967 nr 8, s. 403-412.
51. Gßssl G.: Stromkompensierte SIFERRIT-Drosseln zur Funkentstörung. Siemens-Bauteile-Informationen, 1970 nr 8, s.6-8.
52. Guertler R.J.F.: Design principles for RF Chokes. Proc. IRE Australia, 1963 nr 1, s. 43-45.
53. Hinz G.: Funk-Entstördrosseln für Thyristorsteuerungen. Siemens-Z. 1972 nr 4.
54. Hinz. G., Pfeifer F.: Neue Ringkern-Funkentstördrosseln für spezielle Anwendungen. Zeitschrift angew. Physik, 1970 nr 1, s. 75-79.
55. Howland B.: A figure of merit for the design of inductance coils having low distributed capacitance. IRE Trans. CT, 1962, Sept., 102-105.
56. Kaiserwerth H.P.: Ringkern-Funk-Entstördrosseln für Thyristorgeräte. Siemens-Bauteile-Inf., 1972 nr 2, s. 25-28.
57. Kaiserwerth H.P., Wagner H.: Eigenschaften von Funk-Entstörmitteln unter Betriebsbelastung. Siemens-Bauteile-Inf., 1970 nr 8, s. 3-5.
58. Mennerich W.: Einiges über die Eigenschaften von UKW-Drosseln und deren Zusammenschaltung zur einer UKW-Drossel-Reihe. Radio-Mentor, 1954 nr 8, s. 446-448.
59. Neufurth W., Meixner R.: Verfahren zur Herstellung von

- Stabkerndrosseln für Entstörzwecke. Pat. NRD Nr 23918, opublik. 8.10.1962 r.
60. Ortloff M.: Breitbandige Entstördrossel. Pat. NRF Nr 1163931, opubi. 3.09.1964 r.
61. Rozes J.: Parametres effectifs des ferrites de nickel dans la gamme 0...1000 MHz. L'Onde Electr., 1955, Mars-Avril, s. 374-379.
62. Schaler R.: Funkentstörung einer Phasenanschnittsteuerung für Glühlampen. Siemens-Bauteile-Inf., 1970 nr 8, s. 12-15.
63. Schulz W.: Funk-Entstörung mit stromkompensierten Drosseln. Siemens-Bauteile-Inf., 1972 nr 10, s. 34-36.
64. Strużak R.G.: Impedancja, układ zastępczy i pojemność własna symetrycznej /bifilarnej/ cewki indukcyjnej. Arch. Elektrotech., 1967 nr 3, s. 593-614.
65. Schaller R., Kaiserwerth H.P.: Bedämpfte UKW-Drossel /RL-Glied/ - ein neues Bauelement für die UKW-Entstörung. Siemens-Bauteile-Inf., 1972 nr 4, s. 93-95.
66. Debel A., Hechler L.: Der Scheinwiderstandsbetrag von Kohleschichtwiderständen in Abhängigkeit von der Frequenz und von Gleichstromwiderstand. Frequenz, 1960 nr 6, s. 193-198.
67. Ermolaev J.: Vysokoomnyje soprotivlenia v cepijach vysokoj czastoty. Radiotechnika /ros./, 1962 nr 2, s. 714-722.
68. Stawski W.: Badania skuteczności końcówek przeciwzakłóce-

niowych przewodu zapłonowego. Prace Inst. Łączności 1970 nr 3/59/, s. 43-54.

69. Andras J.: Vysokofrekwencni filtry pro odrusovaci ucely. Sdelovaci Tech. 1968 nr 9.
70. Cowdell R.B.: Power-line filters need specific specs. Electronics 1959 nr 13, s. 112-115 /vide překlad rosyjski - Elektrotechnika, 1959 nr 13, s. 24-27/.
71. Mc Cutchen C.W., Howard I.D.: Low impedance capacitor design with special applications to filters. Electronic Eng., 1961 nr 6, s. 349-353.
72. Denes P.A., Crittenden J.J.: Thin filters block path of radiofrequency interference. Electronics, 1966, Oct. s. 58-67.
73. Fischer J.F., Cowdell R.B.: New dimensions in measuring filter insertion loss. EDN 1968, May, s. 98-103.
74. Knudson L.J.: The Design of Reactors for Radio Interference Filters. AIEE Trans., 1950 t. 69, s. 1294-1298.
75. Kunath H.: Entstörkombinationen - Bauelemente der Funk-Entstörung. Deutsche Elektrohandwerk, 1969, nr 8, s. 217-218.
76. Kübel V.: Koaxiales Durchführungsfilter mit Kondensatorwickel auf MKV-Basis. Siemens-Bauteile-Inf., 1970 nr 8, s. 10-11.
77. Kübel V.: Der Ableitstrom in der Funk-Entstörtechnik. Siemens-Bauteile-Inf., 1970 nr 8, s. 32-34.

78. Di Marzio A.W.: Shortcuts to EMI filter design. EDN 1967, April, s. 114.
79. Ortloff M.: Technische Grenzen der Bemessung von Filterketten zur Funkentstörung von Starkstromanlagen. Siemens Zeitschr., 1966 nr 3, s. 220-227.
80. Ortloff M.: Schirmkonzentrische Durchführungselemente zum Verriegeln Hochfrequenzführender Leitungen. Frequenz, 1965 nr 4, s. 115-124.
81. Rosen B.: R.F. Interference filters. Electronics World, 1969, April, s. 48-49.
82. Schiffers P.A.: A dissipative coaxial-RFI filter. IEEE Trans. on EMC, 1964 nr 1, s. 55-61.
83. Schiffman J.C.: A graphical method for the analysis and synthesis of electromagnetic interference filters. IEEE Trans. on EMC, 1965 nr 3, s. 397-418.
84. Schlicke H.M.: Theory of simulated skin-effect filters. A thin-film approach to EMI. IEEE Trans. on EMC, 1964 nr , s. 47-54.
85. Schlicke H.M.: Ceramic filter capacitors for UHF and VHF. IRE Nat. Conv. Rec., 1957 p. 6, s. 60-71.
86. Schlicke H., Weidemann H.: Compatible EMI filters. IEEE Spectrum, 1967, Octob., s. 59-68.
87. Strużak R.G.: Pomiarы właściwości kondensatorów, dławików i innych podzespołów przeciwzakłóceń przy w.cz. Przegląd Elektroniki 1968 nr 6, s. 292-303.

88. Strużak R. G.: Mikrofalowe kondensatory i filtry przepustowe. Postępy Telekom., 1964 nr 2, s. 41-47.
89. David J.J.: The electromagnetic incompatibility of EMI filter test methods and test results. EMC Symp. Rec., Washington, 1968, July 23/25, s. 142.
90. Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Podzespoły i filtry przeciwzakłóceńowe. Metody pomiaru i wyznaczania charakterystyk wielkiej częstotliwości. Polski Komitet Normalizacyjny. PN-68/T-04545. Warszawa 1965. Wyd. Norm.
91. Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Kondensatory przeciwzakłóceńowe. Ogólne wymagania i badania. Polski Komitet Normalizacyjny. PN-68/T-80002. Warszawa 1968. Wyd. Norm.
92. Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Dławiki przeciwzakłóceńowe. Ogólne wymagania i badania. Polski Komitet Normalizacyjny. PN-70/E-06062. Warszawa 1970. Wyd. Norm.
93. Wyposażenie elektryczne pojazdów samochodowych. Końcówki przewodów nasadzane na świece zapłonowe. Polski Komitet Normalizacyjny, PN-70/S-76032. Warszawa 1970. Wyd. Norm.
94. Ochrona przeciwporażeniowa przy stosowaniu filtrów przeciwzakłóceńowych. Polski Komitet Normalizacyjny. PN-61/E-08003 /Wyd. II/. Urządzenia elektroenergetyczne.
95. Zalecenie RWPG. RS 2145-69 Radiopomięchy. Drosseli pomiechopodawłajuszczyje. Tiechniczieskije trebowania. Metody ispytanii.



96. Zalecenie RWPG RS 2146-69. Radiopomieshy. Kondensatory pomieshopodawlajuszczyje. Tiehniezeskije trebowania. Mie-tody ispytanii.
97. Zalecenie RWPG RS 423-65 Radiopomiesny. Kondensatory, drosseli, rezistory i filtry dla zaszczyty ot radiopomiesh. Me-tody opredelenia i izmerenia charakteristik vysokoj czastoty.
98. TGL 200-8263 Festkondensatoren. Funkentstörkondensato-ren. Begriffe. Technische Forderungen. Prüfung und Liefe-rung /norma NRD/.
99. TGL 200-8261 Funkentstörbauelemente. Verfahren zur Mes-sung und Bestimmung von Hochfrequenz- Kenngrößen /norma NRD/.
100. DIN 41170 Funk-Entstörkondensatoren. Technische Werte /norma NRF/.
101. VDE 0565, Teil 2, Bestimmungen für Funk-Entstördrosseln /norma NRF/.
102. VDE 0560 Teil 1, Teil 7, Teil 13, Teil 14 Bestimmungen für Kondensatoren /norma NRF/.
103. VDE 0565, Teil 3. Bestimmungen für Funk-Entstörfilter -in Vorbereitung /norma NRF/.
104. MIL STD 220 A - Method of Insertion Loss Measurement /norma USA/.

Tablica 2.1.  
Schematy zastępcze filtra przeciwzakłóceniewego i określenie impedancji przejściowej oraz admittancji przejściowej

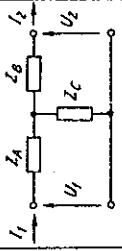
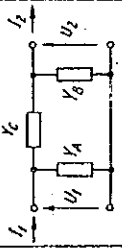
Schemat zastępczy		
Impedancja przejściowa $\left. \frac{U_2}{I_1} \right _{I_2=0}$	$ Z_C $	$\left  \frac{Y_C}{Y_A + Y_C (Y_A + Y_B)} \right $
Admittancja przejściowa $\left. \frac{I_2}{U_1} \right _{U_2=0}$	$\left  \frac{Z_C}{Z_A Z_B + Z_C (Z_A + Z_B)} \right $	$ K $

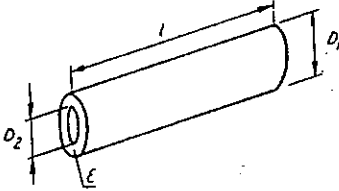
Tabela 2.2.

Związki między różnymi charakterystykami filtra przeciwzakłóceńowego

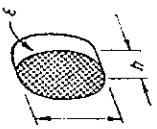
<i>Impedancja przejściowa</i>	$Z_C = \sqrt{Z_I Z_{II}} \frac{1}{\operatorname{sh} q}$
<i>Admitancja przejściowa</i>	$Y_C = \frac{1}{\sqrt{Z_I Z_{II}}} \operatorname{sh} q$
<i>Wzrost skuteczny</i>	$A = 20 \log \left  \frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} + \sqrt{\frac{Z_{II}}{Z_I}} \right) \operatorname{ch} q + \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{Z_I Z_{II}}}{R} + \frac{R}{\sqrt{Z_I Z_{II}}} \right) \operatorname{sh} q \right $
<i>Jeżeli <math>R \gg \left  \sqrt{Z_I Z_{II}} \right </math> i <math>\frac{R}{ Z_C } \gg \left  \left( \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} + \sqrt{\frac{Z_{II}}{Z_I}} \right) \operatorname{ch} q \right </math> to</i>	$A \approx 20 \log \left  \frac{R}{2 \sqrt{Z_I Z_{II}}} \cdot \operatorname{sh} q \right  = 20 \log \frac{R}{2  Z_C }$
<i>Jeżeli <math>R \ll \left  \sqrt{Z_I Z_{II}} \right </math> i <math>\frac{R}{ Z_C } \gg \left  \left( \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} + \sqrt{\frac{Z_{II}}{Z_I}} \right) \operatorname{ch} q \right </math> to</i>	$A \approx 20 \log \left  \frac{\sqrt{Z_I Z_{II}}}{2R} \operatorname{sh} q \right  = 20 \log \frac{1}{2R  Y_C }$
<i>Oznaczenia :</i>	
$Z_I$ - impedancja charakterystyczna I	
$Z_{II}$ - impedancja charakterystyczna II	
$q$ - tłumność charakterystyczna	

Tablica 4.1.

Zestawienie zależności charakteryzujących kondensator rurkowy /struktura walcowa/

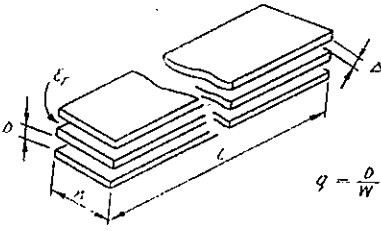
		$q = \ln$ $l \gg D$
Pojemność	$C = \frac{\epsilon_r \cdot l}{1,8 \cdot q} \cdot 10^{-10} \quad [F]$	
Impedancja przejściowa (rozwarcia)	$\left  \frac{1}{Z_C} \right  \approx \frac{1}{Z_0} \left  \sin \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \right  \quad \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$	
Tłumiennosc skuteczna	$A_s \approx \ln \frac{R}{Z_0} \left  \sin \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \right  \quad [Nd]$	
Opornosc falowa	$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} q = 4,47 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{lq}{C}} = \frac{1}{3} \cdot 10^{-8} \frac{\sqrt{\epsilon_r \cdot l}}{C} \quad [\Omega]$	
Częstotliwosc pierwszego rezonansu	$f_1^{(0)} = \frac{75 \cdot 10^6}{\sqrt{\epsilon_r} l} = \frac{560}{\sqrt{l \cdot C \cdot q}} = \frac{1}{420C} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{240q \cdot C} = \frac{4,5 \cdot 10^9 q}{Z_C \cdot \epsilon_r \cdot l} \quad [Hz]$	
	$l\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\epsilon_r} l = 3 \cdot 10^8 Z_0 C = 1,34 \cdot 10^5 \sqrt{Clq} = \frac{75 \cdot 10^6}{f_1^{(0)}}$	

T a b l i c a 4.2.  
Zestawienie zależności charakterystycznych kondensator dyskowy / struktura radialna.

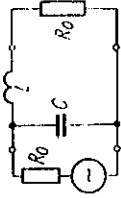
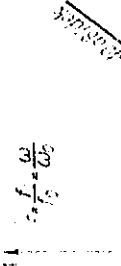
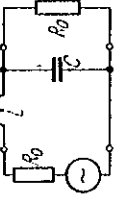

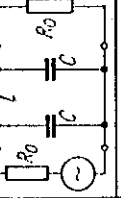

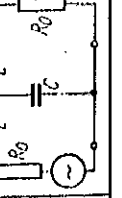

 $q = \frac{d}{D} \ll 1$	
Pojemność	$C = 0,95 \cdot 10^{-12} \cdot \epsilon_r \cdot D \cdot \frac{1}{q} \quad [F]$
Impedancja przejściowa	$\left  \frac{1}{Z_C} \right  = \frac{1}{Z_0} \left  \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right) \right  \left  \left[ \frac{1}{S} \right] \right $
Tłumiennosc skuteczna	$A_S \approx 10 \frac{R}{Z_0} \left  \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right) \right  \quad [NdB]$
Oporność falowa	$Z_0 = \frac{200}{\sqrt{\epsilon_r}} b \approx 543 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r}} \quad \approx 143 \cdot 10^{-4} \sqrt{\epsilon_r} \cdot D \quad [Ω]$
Częstotliwość pierwszego rezonansu	$f_1 = \frac{176 \cdot 10^9}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot D} \approx \frac{465}{\sqrt{b \cdot c}} \cdot \frac{200}{Z_0 c}$
	$f_1 \approx \frac{3 \cdot 10^9}{\sqrt{\epsilon_r}}$

Tablica 4.3.

Zestawienie zależności charakteryzujących kondensator zwijkowy / struktura paskowa/

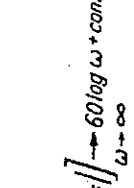
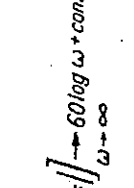
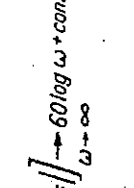
		$q = \frac{d}{W} \ll 1$
Pojemność	$C = 17,7 \cdot 10^{-12} \epsilon_r l \frac{1}{q} \quad [f]$	
impedancja przejściowa	$\left  \frac{1}{Z} \right  \approx \frac{1}{Z_0} \left  \sin \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \right  \quad \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$	
tłumienność skuteczna	$A \approx \ln \frac{R}{2Z_0} \left  \sin \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \right  \quad [NdB]$	
Oporność falowa	$Z_0 = \frac{190}{\sqrt{\epsilon_r}} q \quad [\Omega]$	
Częstotliwość pierwszego rezonansu	$f_1^{(0)} = \frac{75 \cdot 10^6}{\sqrt{\epsilon_r} l} = \frac{1}{4Z_0 C} \quad [Hz]$	
	$f \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \sqrt{\epsilon_r} l = 3 \cdot 10^8 Z_0 C$	

Tablica 5.1.  
 Tłumienność najprostszycch filtrów przeciwzakłóceńiowych, zbudowanych  
 z elementów bezstratnych

Lp	Schemat filtru	Tłumienność obwodowa A [dB]	Człk charakterystyczności (C)	Lp
1		$10 \log \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^4 \right]$	<p>A</p> 	$\omega_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ $D = \frac{L}{R_0}$ $d = \frac{L}{CR_0}$
2		$10 \log \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^4 \right]$	<p>A</p> 	$\omega_0 = \sqrt{\frac{C}{L}}$ $D = \frac{L}{R_0}$ $d = \frac{L}{CR_0}$
3		$10 \log \left[ 1 + 2D^2 + 2D^2 \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^4 \right]$	<p>A</p> 	$\omega_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ $D = \frac{L}{R_0}$ $d = \frac{L}{CR_0}$
4		$10 \log \left[ 1 + 2D^2 + 2D^2 \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^4 \right]$	<p>A</p> 	$\omega_0 = \sqrt{\frac{C}{L}}$ $D = \frac{L}{R_0}$ $d = \frac{L}{CR_0}$

Tablica 7.2.

Zestawienie właściwości filtrów

Lp	Rodzaj filtru	Impedancja przejściowa $ Z_c  [Ω]$	Przybliżona wartość tłumienia $A [dB]$	Uwagi
1	 CLC (bezstratny) skupiony	$\frac{1}{\omega^2 LC^2 \sqrt{1 - \frac{2}{\omega^2 LC}}}$	$20 \log \left[ \frac{\omega^2 R_0 LC^2}{2} \sqrt{1 - \frac{2}{\omega^2 LC}} \right] \rightarrow 60 \log \omega + \text{const.}$ $\omega \rightarrow \infty$	Funkcja $A(\omega)$ ma asymptotę o nachyleniu 60 dB/dek
2	 CRC (stratny) skupiony	$\frac{1}{\omega^2 RC^2 \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\omega RC}\right)^2}}$	$20 \log \left[ \frac{\omega^2 R_0 RC^2}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\omega RC}\right)^2} \right] \rightarrow 40 \log \omega + \text{const.}$ $\omega \rightarrow \infty$	Funkcja $A(\omega)$ ma asymptotę o nachyleniu 40 dB/dek
3	 RC (stratny) rozłożony	$\frac{R}{\sin^2 \frac{\omega RC}{2} + \sin^2 \sqrt{\frac{\omega RC}{2}}}$	$20 \log \sqrt{\frac{\omega^2 RC R_0}{4R} \operatorname{sh}^2 \sqrt{\frac{\omega RC}{2}}}$	Funkcja $A(\omega)$ nie ma asymptoty



TABLICE 8.1. ZESTAWIENIE PRZEPISÓW DOTYCZĄCYCH DOPUSZCZALNYCH WARTOŚCI PRĄDU DOTYKU DLA URZĄDZEŃ PRĄDU PRZEMIENNEGO Z FILTREM PRZECIWKŁÓCENIOWYMI

Tablica 8.1.a

Urządzenia nie uziemiane klas 0, 0I, II i III  
Maksymalne dopuszczalne wartości prądu upływu /wartość skuteczna/

Kraj	Źródło informacji	Klasa 0 i 0I		Klasa II		Klasa III	
		Do dostępnych części metalowych	Między każdym biegunem a dostępnymi częściami metalowymi	Między każdym biegunem a metalowymi częściami odizolowanymi izolacją roboczą od części pod napięciem. Urządzenia z zabezpieczeniem przed wpływem wilgoci		Między niedostępnymi częściami metalowymi a dostępnymi częściami metalowymi	Między każdym biegunem a dostępnymi częściami metalowymi
				zwykłym	innym		
		mA	mA	mA	mA	mA	mA
1	2	3	4	5	6	7	8
BELGIA	CEE Publ. 10 i 11	0,5	0,25	5	3,5		0,5
KANADA	CSA C22.2 Nr 1-1971	5 <sup>1/</sup>	Nie dotyczy	Nie dotyczy	Nie dotyczy	Nie dotyczy	
	CSA C22.2 Nr 36/1972	0,5	" "	" "	" "	" "	
	CSA-Electrical Bulletin nr 890	Nie dotyczy	0,5	3,5	3,5	" "	
FRANCJA	NF C 20-030 Protection against	0,5	0,25	3,5	3,5	0,5	0,5
	NF C 73-750 - Urządzenia powszechnego użytku z silnikami elektr. Wymagania dot. bezpieczeństwa	0,5	0,25	3,5	3,5		0,5
NRF	VDE 0411 - cz. 1		0,7 /w. szczyt/			0,7 /w. szczyt/	
	0720 T 1		0,5				0,5
	T 2A-D		0,5				0,5
	T 2E		5,0				5,0
	T 2F-N		0,5				0,5
	T 2ZA						
	0725		1,0				1,0
	0730		0,25	5	3,5		0,5
	0740		0,5	3,5	3,5		0,5
	0750			0,25 dla <200 VA 0,5 dla 200 VA			5
0804			0,5			3,0 /ręczne/ 0,5	
WŁOCZY	CEI 107-10 nr 257 wyd. 1969 /Zadn. z publ. CEE 10/	0,5	0,25 <sup>2/</sup>	5	3,5		0,5

1	2	3	4	5	6	7	8
JAPONIA	Organ państwowy	1,0	1,0				
NORWEGIA	NEMKO 502/67 NEMKO 501/1/71	0,5	0,25	5	3,5		0,5
POLSKA	PN-63/E-06250	0,5	0,25	5	3,5	6/	
SZWECJA	SEMKO-110/CEE-10/ SEMKO-111/CEE-11/	0,5	0,25	5	3,5		0,5
SZWAJCARIA	SEV 1054-1/1972 CEI 335-1/1970	0,5	0,25	5	3,5	0,25	0,5
ZSRR	Norma ZSRR - OST 303-69	0,5 dla kl. 0 0,75 dla kl. 01.		0,25	0,25		0,5
	Norma ZSRR OH 64-1-203-69	0,5/ręczne/ 0,75/prze- nośne/ 0,4 dla każ- dego trans- formatora lub silnika w przenoś- nym urzą- dzeniu; nie więcej niż 3 mA 3,5 - dla urządzeń stacjonar- nych	3/ 0,25 dla ≤200 W 0,25 dla każdego transfor- matora lub silnika, lecz nie więcej niż 1 mA dla całego urzą- dzenia 0,5 dla >200 W	5	5	3/ 5/	

Podział zabezpieczeń przed wpływem wilgoci: zwykle - urządzenia bez ochrony przed wpływem wilgoci  
inne - urządzenia z zabezpieczeniem wodoszczelnym, bryzgoszczelnym i odpornością na zamurzenie

## Uwagi:

- 1/ /Kanada/ - 2,5 mA, gdy dwa lub więcej urządzeń są ze sobą połączone
- 2/ /Włochy/ - przyjęto 0,7 mA /wart. szczyt./ dla odbiorników radiowych i telewizyjnych /CEI 12-13 nr 291 wyd. 1971/ /wg publ. IEC 65-III wyd. 1972/
- 3/ /ZSRR/ - łączenie kondensatorów do dostępnych części metalowych jest niedopuszczalne
- 4/ /ZSRR/ - urządzenia klasy 01 powinny być uziemione
- 5/ /ZSRR/ - między każdym biegunem a dostępnymi częściami metalowymi
- 6/ /Polska/ - łączenie kondensatorów do dostępnych części metalowych jest niedopuszczalne.

Tablice 8.1. - wg CISPR /W, Long Branch/Rault/ 34/Juna 1973, C1

Tablica S.1b

Urządzenia nie uziemiane: Klasa 0, 0I, II i III

Maksymalne dopuszczalne wartości pojemności lub energii magazynowanej dla kondensatorów przeciwzłokocentowych /pF, mJ/

Kraj	Źródło informacji	Klasa 0 i 0I			Klasa II		Klasa III	
		Do dostępnych części metalowych	Między każdym biegunem a metalowymi częściami metalowymi	Między każdym biegunem a metalowymi częściami oddzielnymi izolacją roboczą od części pod napięciem. Urządzenia z zabezpieczeniem przed wpływem wilgoci	zwykłym	inym	Między niedostępnymi a dostępnymi częściami metalowymi	Między każdym biegunem a dostępnymi częściami metalowymi
FRANCJA	NFC 92-130		0,1 nF/34...450 V 350 mJ/ 15 kV/					
NRF	VDE 0720/0730 VDE 0875 VDE 0860 H		0,25 0,1 nF/34...450 V/ 350 mJ/ 15 kV/	5	5			
JAPONIA	Organ państwowy	0,003 pF	Niedopuszczalne	0,003 pF	0,003 pF	Niedopuszczalne	0,0003 pF	
POLSKA	PN-61/E-08003	$C_{max} = \frac{80}{1,1 U f}$ pF U - V; f - Hz $W_{max} = 0,5$ mWs		$C_{max} = \frac{800}{1,1 U f}$ pF $W_{max} = 5$ mWs	$C_{max} = \frac{560}{1,1 U f}$ pF $W_{max} = 5$ mWs	1/	1/	
SZWAJCARIA		5000 pF	2500 pF	0,035 pF	0,035 pF	2500 pF sp	5000 pF	

Zabezpieczenia przed wpływem wilgoci: zwykłe - brak ochrony przed wpływem wilgoci

inne - zabezpieczenia wodoszczelne i bryzgoszczelne, odporność na zanurzenie

1/ - łączenie kondensatorów do dostępnych części metalowych jest niedopuszczalne.

Urządzenia uziemiane klasy I  
Maksymalne dopuszczalne wartości prądu upływu mA /wartość skuteczna/

Kraj	Źródło informacji	Między każdym biegunem a dostępnymi częściami metalowymi						
		Urządzenia przenośne	Urządzenia stacjonarne z silnikami	Stacjonarne urządzenia grzejne z elementami grzejnymi rozłączanymi lub odłączanymi oddzielnie dla każdego elementu lub grupy elementów	Urządzenia grzejne	Inne stacjonarne urządzenia grzejne	mA	mA
1		mA	mA	mA	mA	mA	mA	mA
		3	4	5	6	7		
BELGIA	CEE publikacje nr 10 i 11	0,75	3,5	0,75 lub 0,75 na kW	5	0,75 lub 0,75 na kW	0,75 lub 0,75 na kW	
KANADA	CSA C22.2 nr 1/1971 CSA C22.2 nr 36/1972 CSA Electrical Bulletin nr 890	5 0,5 0,5	Nie dotyczy 0,5 Nie dotyczy	Nie dotyczy 0,5 Nie dotyczy	Nie dotyczy 0,5 Nie dotyczy	Nie dotyczy 0,5 Nie dotyczy	Nie dotyczy 0,5 Nie dotyczy	
FRANCJA	NF C-20-030 NF C 73-150 NF C 73-170  UTE 73-175  NF C 73-200	0,75 0,75	3,5 3,5	1 lub 1 na kW mocy wejściowej, - zawsze wartość większa; 0,75 lub 0,75 na kW mocy wejściowej - zawsze wartość większa	5 5	5	5	

1	2	3	4	5	6	7
NRF	VDE 0411 cz. 1 0720 cz. 1	5 / w. szczyt 3		3 mA lub 0,75 mA na kW - wartość większa;	maks. 5	3 mA lub 0,75 mA/ /kW - wartość większa do max 5 mA;
	cz. 2A			3 mA lub 1 mA/kW - wartość większa	maks. 10	3 mA lub 1mA/kW - wartość większa
	cz. 2B	3		5 mA lub 2 mA/kW - wartość większa		5 mA lub 2 mA/kW - wartość większa
	cz. 2C, F, G, N	3		3 mA lub 1 mA/kW - wartość większa;		3 mA; maks. 5 mA;
	cz. 2D-E			3 mA lub 0,75 mA/kW - wartość większa;	5 mA	
	cz. 2M	3		3 mA lub 0,75 mA/kW - wartość większa; maks. 5 mA;		
	cz. 2ZA	0,75		3 mA lub 1mA/kW - wartość większa; maks. 10 mA; Opięknacz		
	0730	0,75		0,75 mA lub 0,75 mA/kW - wartość większa; maks. 5 mA;	3,5	
	0740	0,5			0,5	
	0750 § 13	0,75		0,75 mA lub 0,75 mA/kW - wartość większa; maks. 5 mA;	3,5	
	0804	3			patrz VDE 0875	przenośne, ręczne 0,5 mA
WTQCIII	CEI 107-10 nr 257 wyd. 1969 / wg publ. CEE nr 10	0,75			3,5	
	CEI 107-1 nr 260 wyd. 1969			0,75 lub 0,75 na kW	5	0,75 lub 0,75 na kW

c.d. tabl. 8.1c

1	2	3	4	5	6	7
JAPONIA	Organ państwowy	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
NORWEGIA	NEMKO 502/67	0,75	3,5	0,75 lub 0,75 na kW maks. 5	5	0,75 lub 0,75 na kW maks. 5
	NEMKO 501/1/1971					
POLSKA	PN-71/E 06200	0,75		0,75 lub 0,75 na kW	0,75 lub 0,75 na kW maks. 5	0,75 lub 0,75 na kW maks. 5
	PN-63/E 06250	0,75	3,5			
SZWECJA	SEMKO-110 /CEE-10/ SEMKO-111 /CEE-11/	0,75 0,75	3,5	0,75	0,75 lub 0,75 na kW, maks. 5	0,75 lub 0,75 na kW maks. 5
SZWAJCARIA	SEV 1054 1/1972 CEI 335 1/1970	0,75	3,5	0,75	maks. 5	0,75 na kW; maks. 5
ZSRR	Norma ZSRR OST 303-69	0,75 <sup>1/</sup>		0,75 <sup>1/</sup>	5	0,75 <sup>1/</sup>
	Domowe urządzenia grzejne; wymagania te. liczne i metody badań NORMA ZSRR	0,75 <sup>2/3/</sup>	3,5		3,5	3,5

Uwagi: 1/ Dla urządzeń posiadających kilka elementów grzejnych: 0,75 na każdy kW mocy urządzenia, ale nie więcej niż 5 mA dla całego urządzenia;

2/ Dla urządzeń przewodzonych i przenośnych z kilkoma transformatorami sieciowymi lub silnikami elektr.: 0,4 mA na każdy transformator lub silnik, ale nie więcej niż 3 mA dla całego urządzenia;

3/ Dla urządzeń trzymanyh w ręku w czasie ich pracy: 0,5 mA.

Tablica 8.1d

## Uziemiane urządzenie klasy I

Maksymalne wartości energii magazynowanej w kondensatorach przeciwzakłóce-  
niowych przylączanych między części pod napięciem a inne metalowe części urzą-  
dzeń prądu stałego

Kraj	Źródło informacji	Maksymalna dopuszczalna wartość energii
NRF	VDE 0860 H /IEC 65 § 9.1.1/	350 mJ dla napięć do 15 kV /w. szczyt. / i zacisków z wyjątkiem antenowych
POLSKA	PN-61/E-08003	0,5 mWs

Tablica 8.1e

Nie uziemiane urządzenia klas 0, 0I, II, III

Maksymalne dopuszczalne wartości pojemności kondensatorów przeciwzakłóceńowych przyłączanych między częścią pod napięciem a inne metalowe części urządzeń prądu stałego

Kraj	Źródło informacji	Maksymalna wartość pojemności
NRF	VDE 0860 H /IEC 65 § 9.1.1/	0,1 $\mu$ F dla napięć od 34 V do 450 V / w. szczyt/ i końcówek / zacisków z wyjątkiem antenowej/
JAPONIA		0,003 $\mu$ F
POLSKA	PN-61/E 08003	$C_{\max} = \frac{2 \cdot 10^3 W}{/1,1 U/2} \mu$ F; $W - [mWs]$ ; $U - [V]$



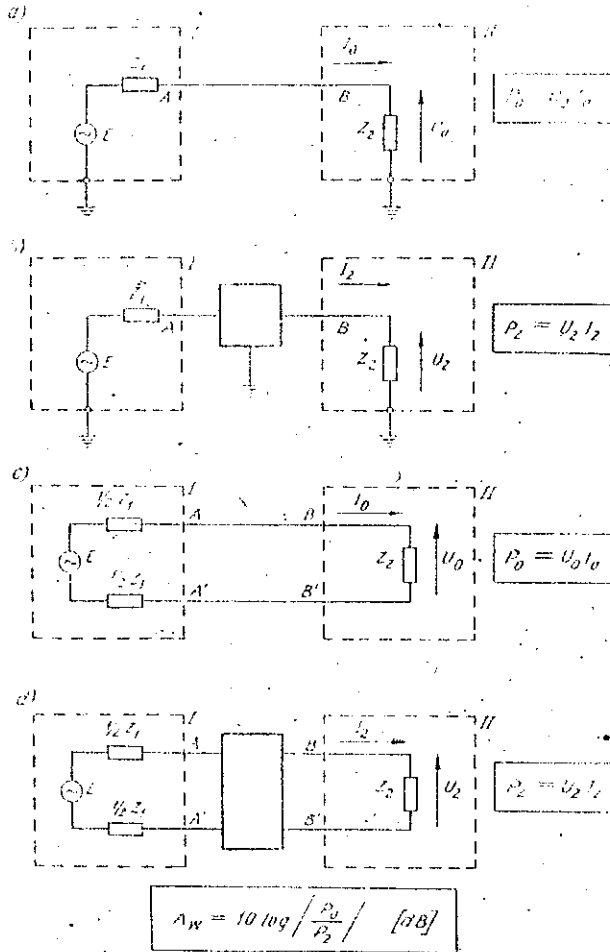
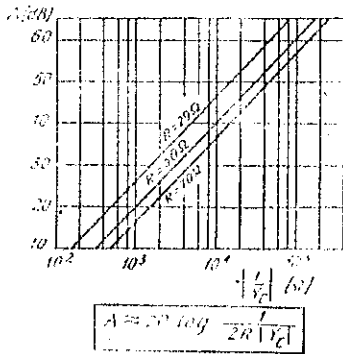
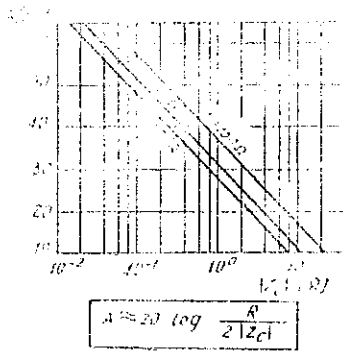
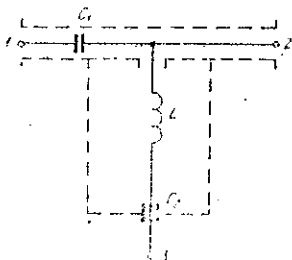


Fig. 2.1. Termienie niesymetrycznej /a i b/ oraz symetrycznej /c i d/. Uładow i omówi elektromagnetycznej wzdłuż przewodów AB. Schemat uproszczony

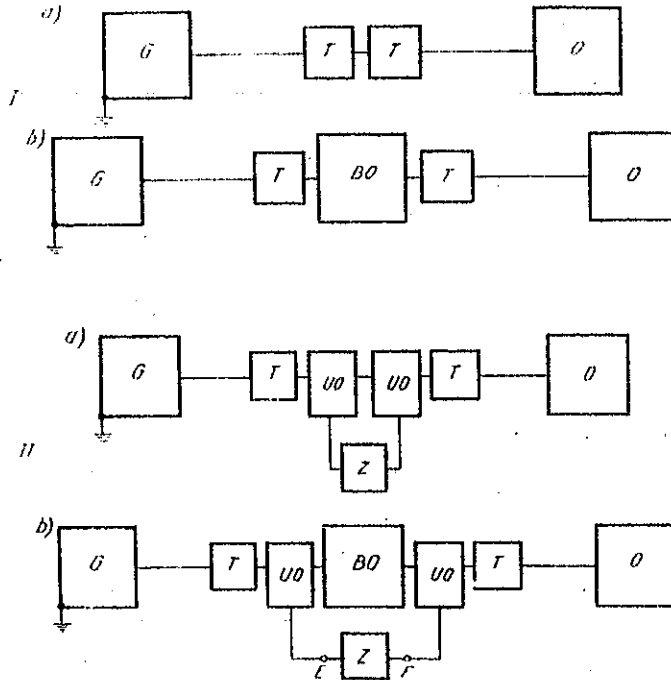


Rys. 2.2. Przybliżone związki między tłumiennością skuteczną  $A$  i impedancją przejściową  $Z_c$  lub admittancją przejściową  $Y_c$  filtru przeciwzakłócenieniowego w warunkach silnego nieodpasowania [por. tabl. 2.2.]



Rys. 2.4. Schemat idealowy układu oddzielającego z rys. 2.3

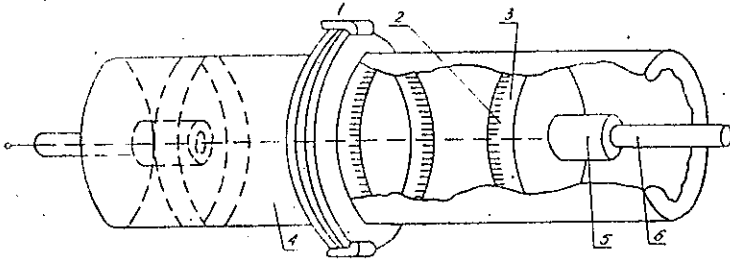
1 - do generatora lub odbiornika, 2 - do badanego obiektu



Rys. 2.3. Podstawowy układ do pomiaru tłumienności skutecznej filtrów przeciwwzakłóceńowych w szerokim zakresie częstotliwości

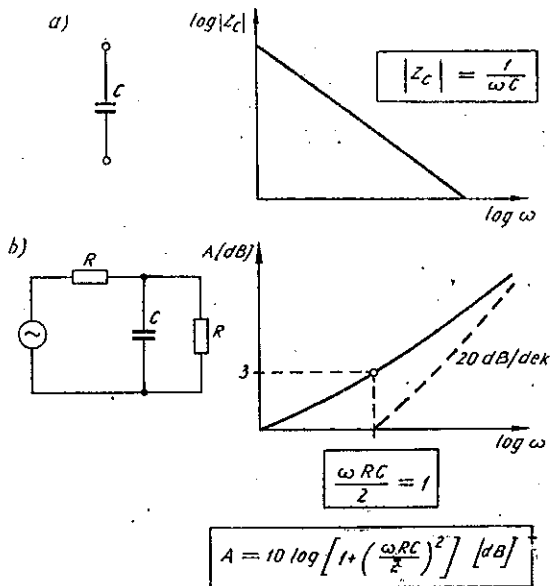
I - bez prądu /napięcia/ roboczego,      II - z prądem /napięciem/ roboczym  
 a/ - układ odniesienia;                      b/ - układ pomiarowy

G - generator, O - odbiornik, T - tłumik 10 dB, BO - badany obiekt, UO -  
 - układ oddzielający obwód pomiarowy od obwodu prądu /napięcia/ robocze-  
 go, Z - źródło prądu /napięcia/ roboczego



Rys. 2.5. Przykład budowy pojemnika pomiarowego

1 - zamek, 2 - listwy stykowe, 3 - przesuwna ścianka, 4 - osłony, 5 - tłumik 10 dB, 6 - kabel pomiarowy



Rys. 3.1. Charakterystyki częstotliwościowe kondensatora idealnego:  
a/ impedancja, b/ tłumienność skuteczna

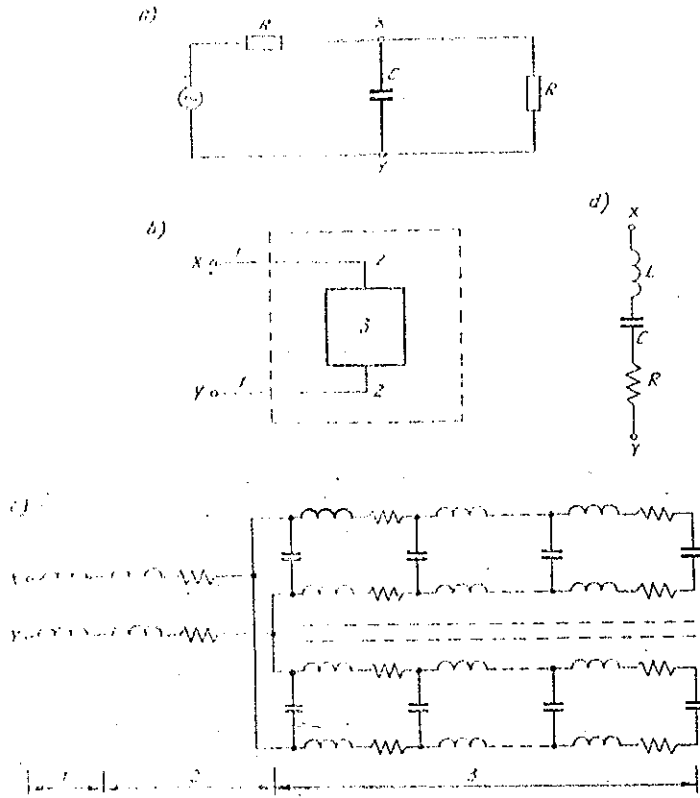


Fig. 3.2. Kondensator z dwoma wyprowadzeniami: a/ schemat, b/ zasada budowy, c/ model, d/ model dla niezbyt wielkich częstotliwości  
 1 - wyprowadzenia, 2 - połączenia wewnętrzne, 3 - elektrody

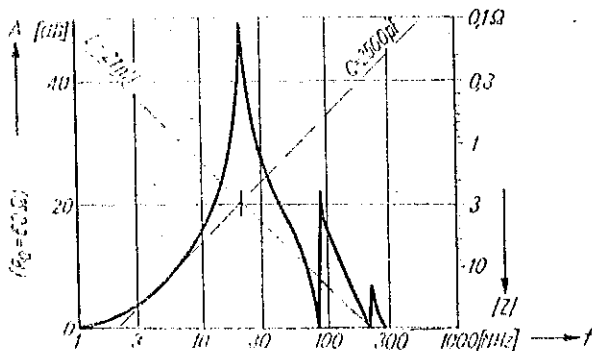
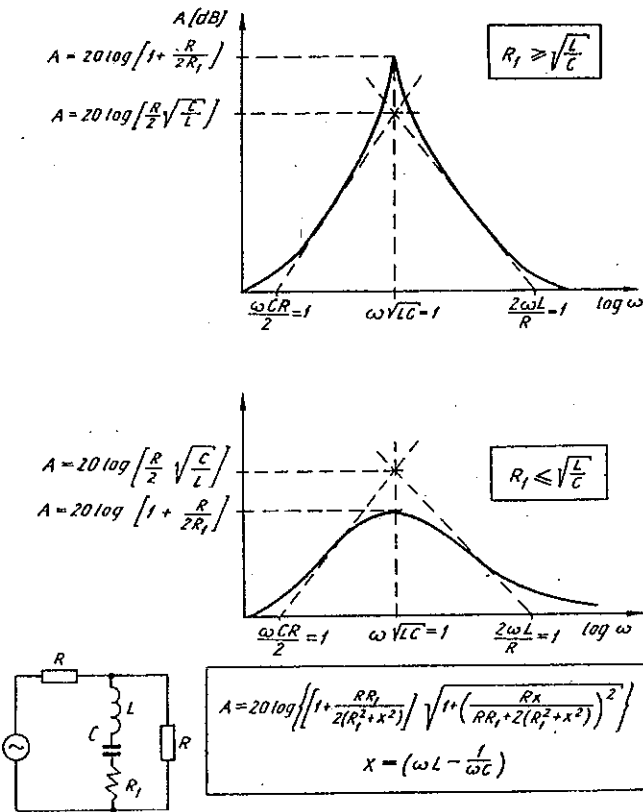
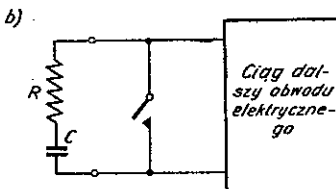
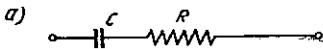


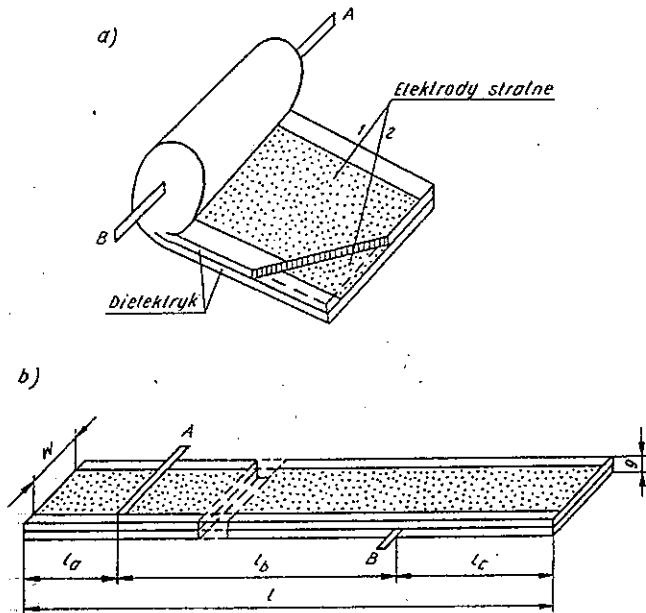
Fig. 3.3. Przykład charakterystyki tłumieniowej maostratnego kondensatora z dwoma wyprowadzeniami. Pojemność  $2,5$  nF, długość  $10$  mm, średnica  $11$   $\mu$ m, długość wyprowadzeń  $2 \times 6$  mm [20]



Rys. 3.4. Tłumienność skuteczna kondensatora z dwoma wyprowadzeniami - teoretyczny przebieg przybliżony

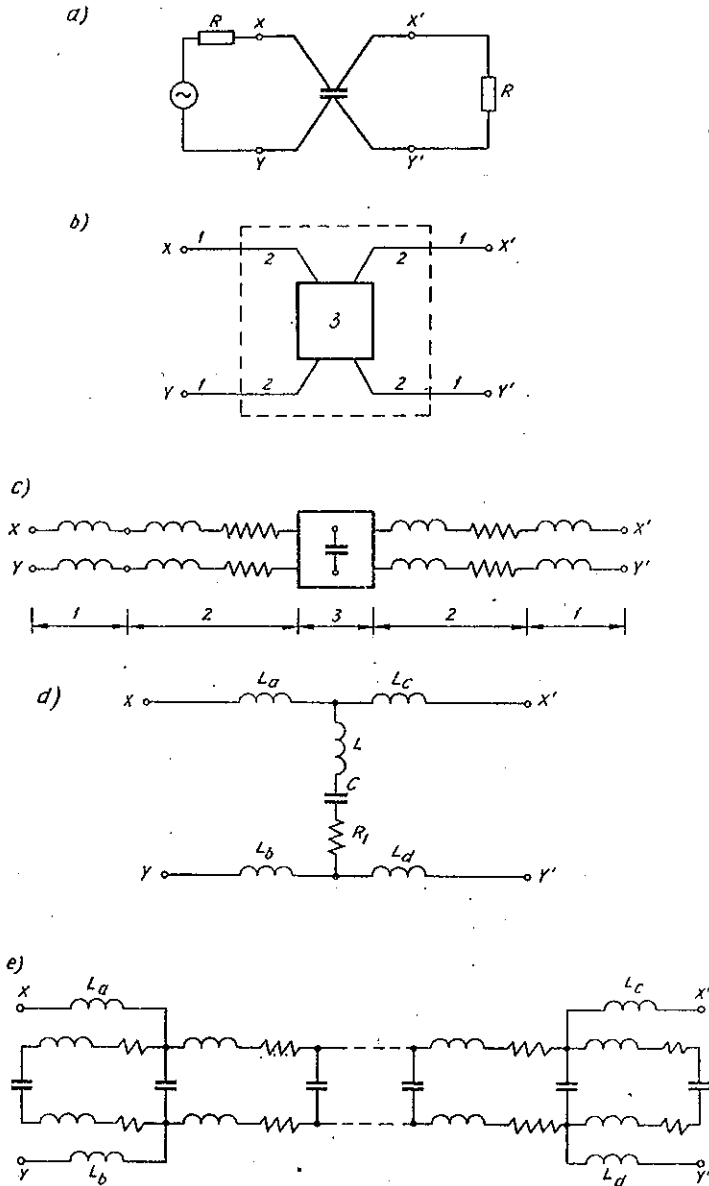


Rys. 3.5. Kondensator gasikowy: a/ uproszczony schemat, b/ przykład połączenia



Rys. 3.6. Kondensator gasikowy o parametrach rozłożonych: a/ rozwinięty częściowo, b/ rozwinięty całkowicie [16]

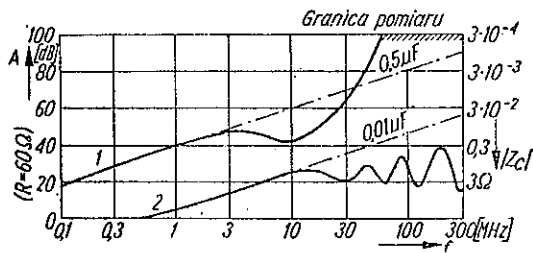
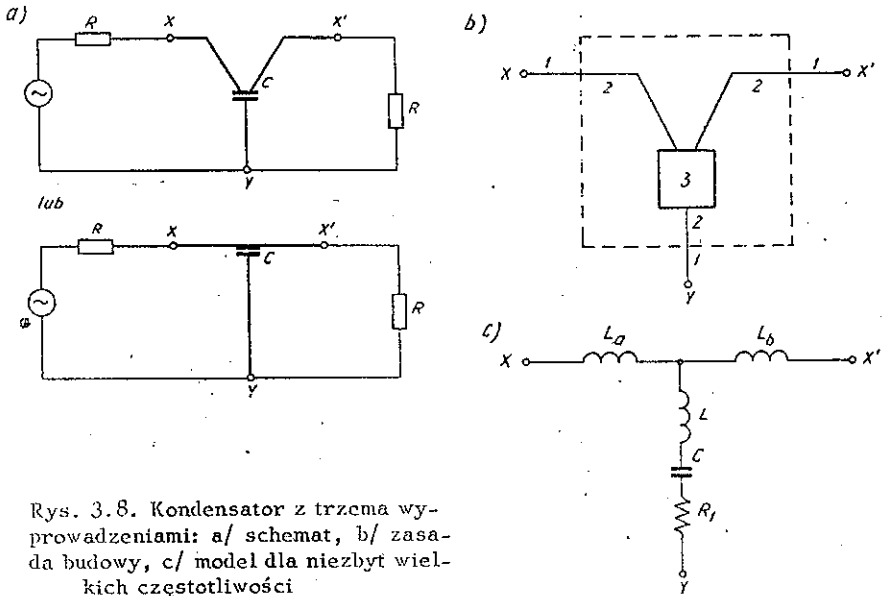
A,B - wyprowadzenia, w - szerokość stratnej elektrody, l - jej długość, g - łączna grubość dielektryka i elektrod



Rys. 3.7. Kondensator z czterema wyprowadzeniami: a/ schemat, b/ zasada budowy, c/ model, d/ model kondensatora z wyprowadzeniami dołączonymi do każdej elektrody w jednym punkcie /dla niezbyt wielkich częstotliwości/, e/ model kondensatora z wyprowadzeniami dołączonymi do każdej elektrody w dwóch punktach /dla niezbyt wielkich częstotliwości/

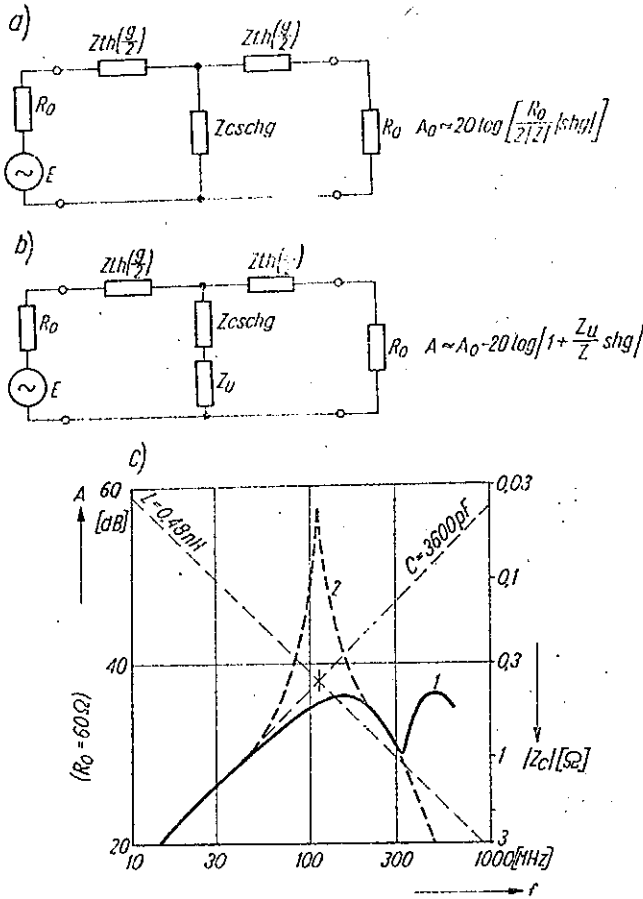
$x, x', y, y'$  - końcówki, 1 - wyprowadzenia, 2 - połączenia wewnętrzne, 3 - elektrody





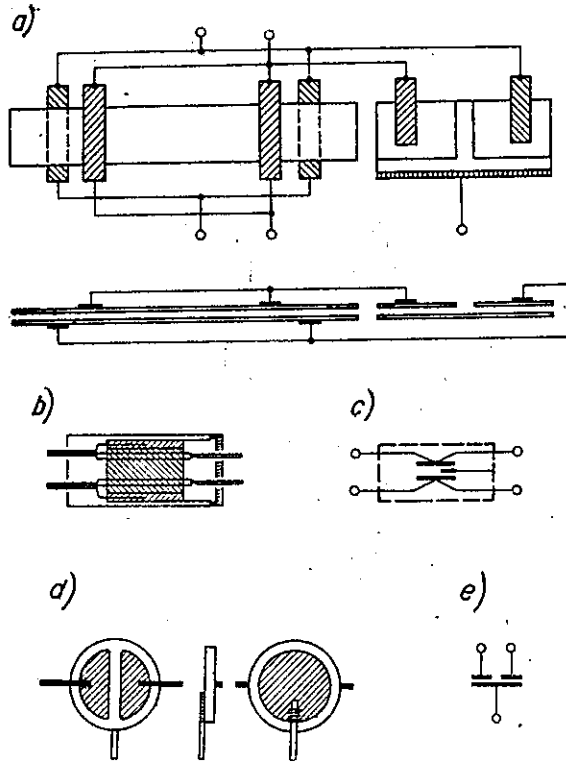
Rys. 3.10. Wyniki pomiarów tłumienności skutecznej kondensatorów przepustowych [80]

1 - kondensator o dużych stratach przy w.cz. /0,5  $\mu\text{F}$ , 380 V, 50 Hz, 200 A - papier metalizowany/, 2 - kondensator o niezbyt dużych stratach /0,01  $\mu\text{F}$ , 6-kV, 50 Hz, 200 A - foliowy/

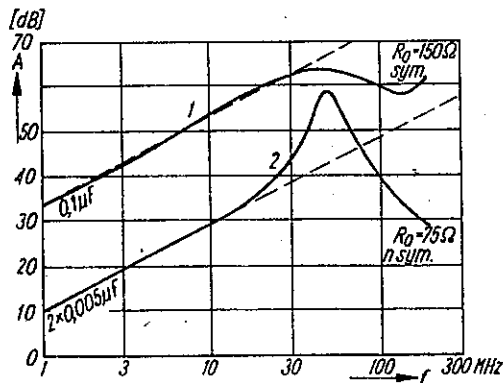


Rys. 3.9. Wpływ impedancji uziemienia na tłumienność kondensatora przepustowego: a/ schemat zastępczy i tłumienność kondensatora uziemionego doskonale  $Z_u = 0$ , b/ schemat zastępczy i tłumienność kondensatora z impedancją  $Z_u$  obwodzie uziemienia, c/ wyniki pomiarów tłumienności kondensatora ceramicznego przepustowego o pojemności 3600 pF

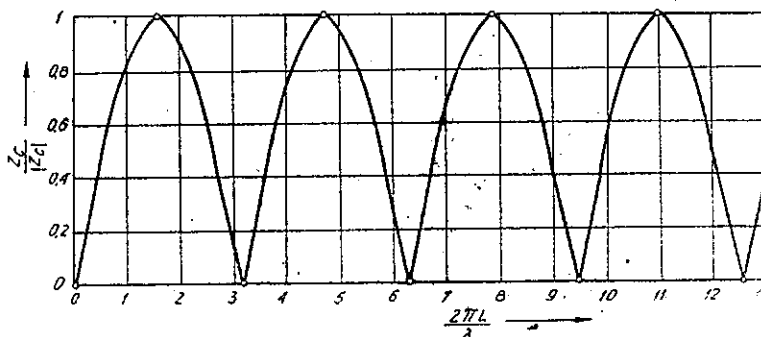
krzywa 1 - indukcyjność uziemienia równa zero, krzywa 2 - indukcyjność uziemienia większa od zera



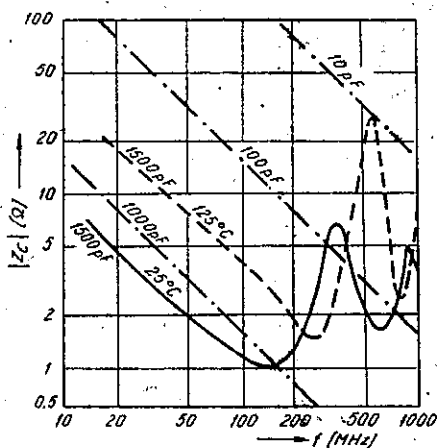
Rys. 3.11. Przykłady konstrukcji kondensatorów złożonych: a/ kondensator papierowy foliowy z trzema pojemnościami /rozwinięcie/; b/ kondensator z rys. a/ w przekroju podłużnym; c/ schemat kondensatora z rys. a i b; d/ kondensator ceramiczny dyskowy z dwoma pojemnościami, e/ schemat kondensatora z rys. d/



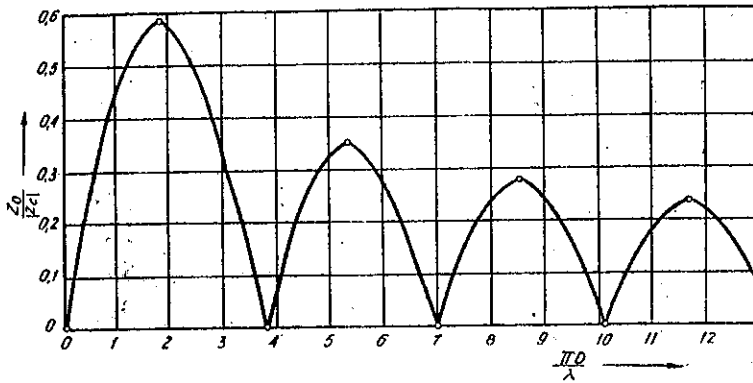
Rys. 3.12. Charakterystyka tłumienia kondensatora złożonego  $0,1 \mu\text{F}$  +  $2 \times 2,5 \text{ nF}$  /schemat - patrz rys. 3.11c/ wg danych fabrycznych firmy TMC - W. Brytania



Rys. 4.1. Charakterystyka częstotliwościowa impedancji przejściowej kondensatora rurkowego - przebieg teoretyczny /uwaga - współrzędne znormalizowane/

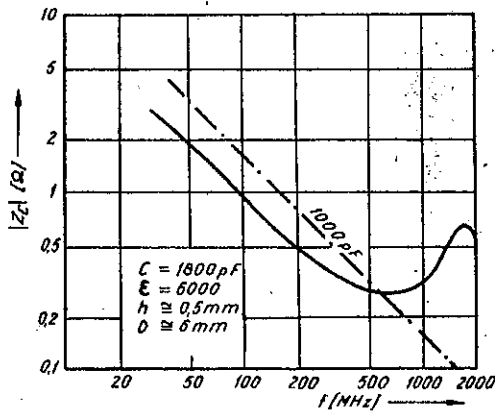


Rys. 4.2. Przykład charakterystyki impedancji przejściowej typowego kondensatora rurkowego /przepustowego/

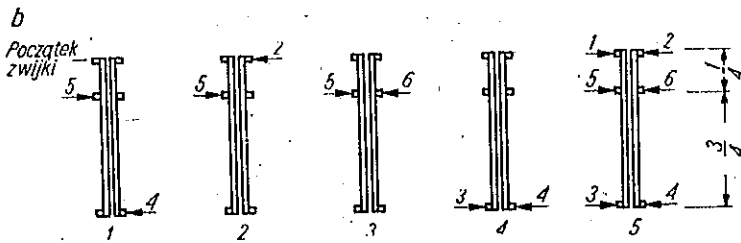
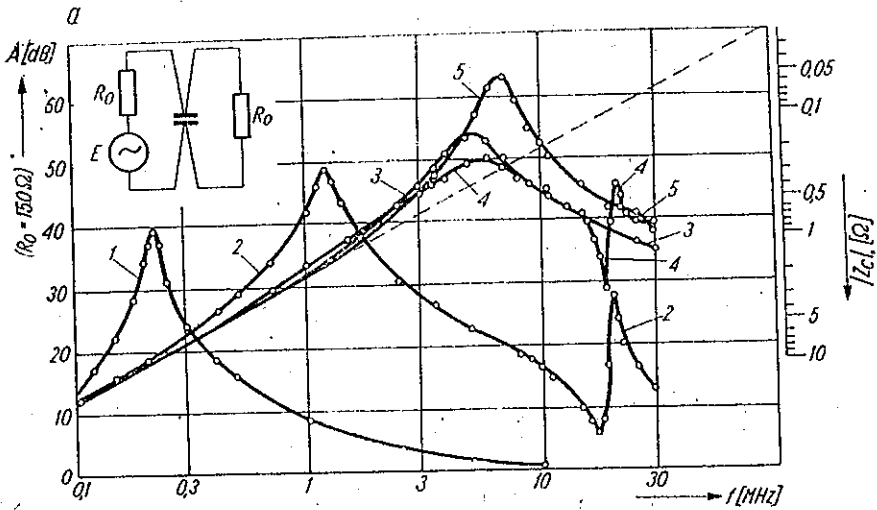


$\frac{\pi D}{\lambda}$	0	1,041	3,032	5,331	7,016	8,536	10,173
$\frac{Z_0}{ Z_c }$	0	0,5879	0	0,3461	0	0,2733	0
$\frac{\pi D}{\lambda}$	11,706	13,324	14,864	16,471	18,020	19,616	21,160
$\frac{Z_0}{ Z_c }$	0,2333	0	0,2070	0	0,1880	0	0,1734

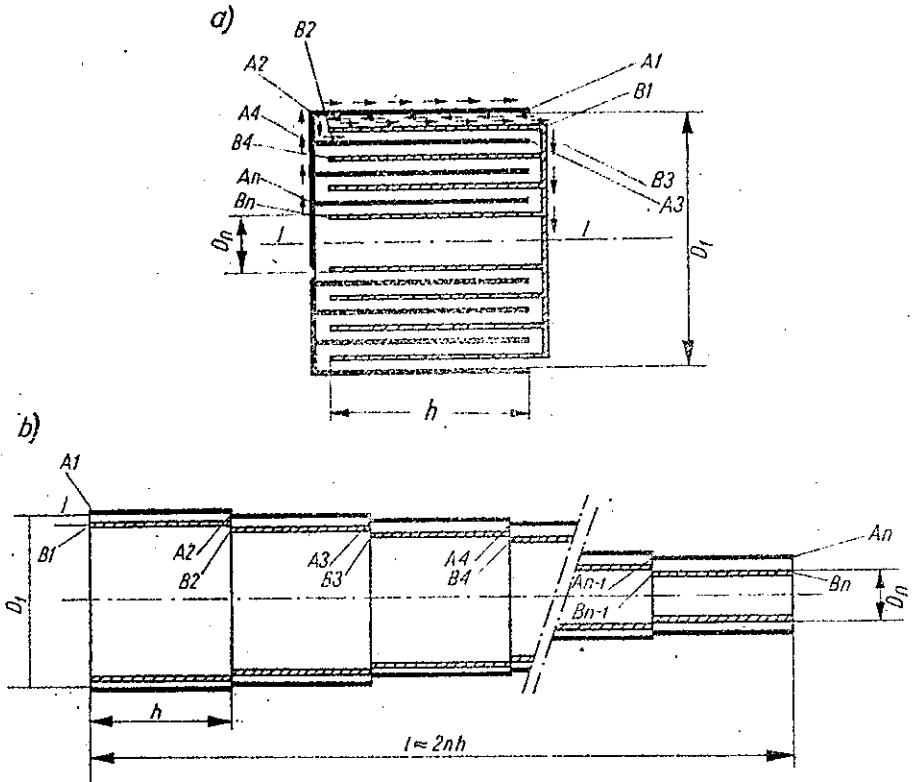
Rys. 4.3. Charakterystyka częstotliwościowa impedancji przejściowej kondensatora dyskowego - przebieg teoretyczny /uwaga - współrzędne znormalizowane/



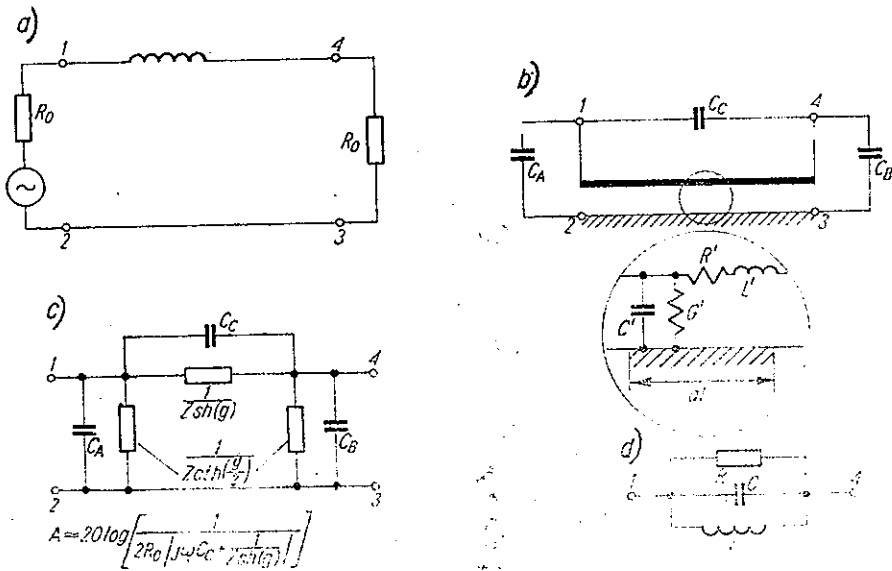
Rys. 4.4. Przykład charakterystyki częstotliwościowej impedancji przejściowej typowego kondensatora dyskowego



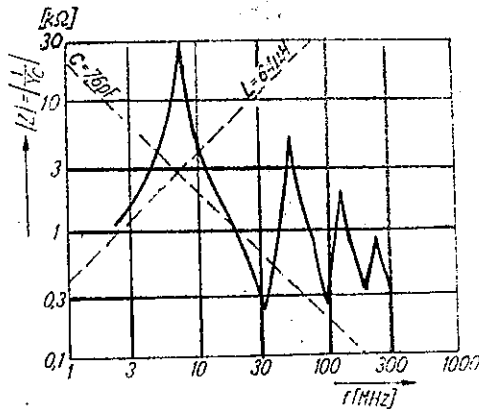
Rys. 4.5. Tłumiennosc kondensatorów o pojemności 82 nF / wymiary zwojki: długość 33 mm, średnica 17 mm, zwojów 60/; do każdej elektrody dołączone dwa wyprowadzenia w jednym punkcie lub trzech punktach zwartych ze sobą: a/ wyniki pomiarów tłumienności, b/ rozmieszczenie punktów dołączenia wyprowadzeń / w kondensatorze nr 5 punkty 1, 3 i 5 zwarte, tak samo punkty 2, 6 i 4/



Rys. 4.6. Zwijka z rozsuniętą i czołowo zwartą folią /tzw. zwijka "bez-indukcyjna"/: a/ zasada budowy, b/ współosiowa linia długa, równoważna w przybliżeniu zwijce z rys. a/

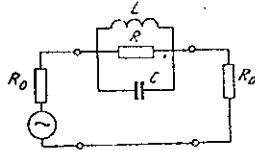
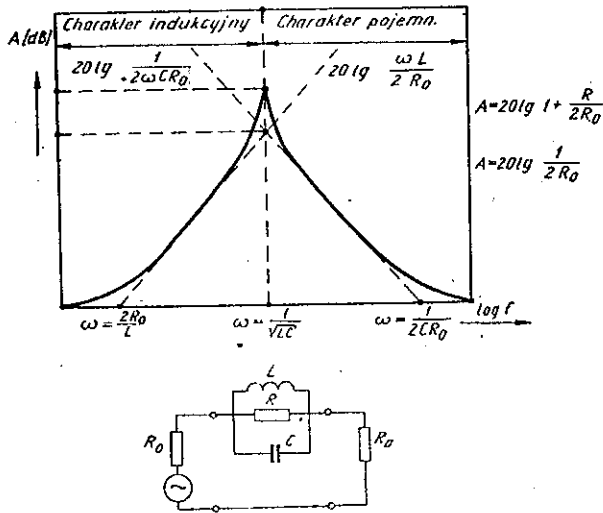


Rys. 5.1. Dławik jednowzwojenny: a/ schemat; b/ przybliżony schemat zastępczy:  $C_A$  i  $C_B$  - skupione pojemności doziemne,  $C_C$  - pojemność skupiona wyprowadzeń, 1-2-3-4 - odcinek linii długiej o rozłożonej indukcyjności  $L'$ , pojemności  $C'$ , rezystancji  $R'$  i przewodności  $G'$ ; c/ przybliżony schemat dławika jednorodnego i wzór na jego tłumienność; d/ uproszczony schemat zastępczy dławika dla niezbyt wielkich częstotliwości



Rys. 5.2. Charakterystyka wielkiej częstotliwości dławika cylindrycznego na rdzeniu ferrytowym o dużej przenikalności magnetycznej / indukcyjność - 64  $\mu$ H, średnica - 5 mm, długość - 10 mm/



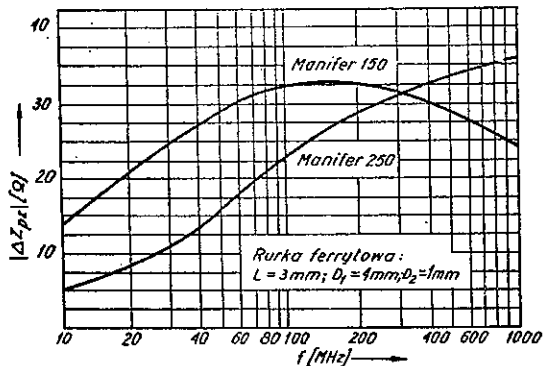


$$A = 20 \log \left[ \left( 1 + \frac{R'}{2R_0} \right) \sqrt{1 + \left( \frac{X'}{2R_0 + R'} \right)^2} \right]$$

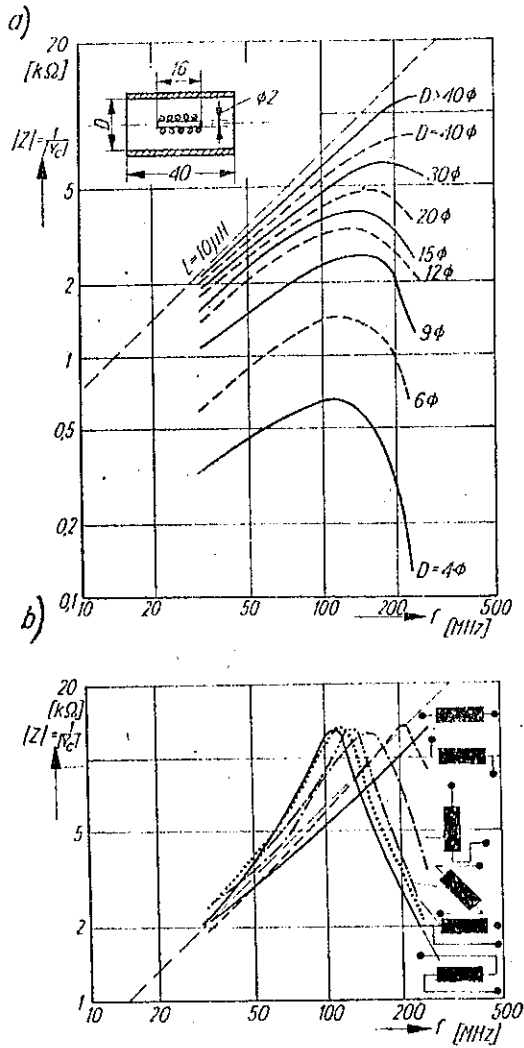
$$R' = \frac{R}{1 + \left[ R \left( \frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \right]^2}$$

$$X' = \frac{R^2 \frac{1}{\omega L} - \omega C}{1 + \left[ R \left( \frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \right]^2}$$

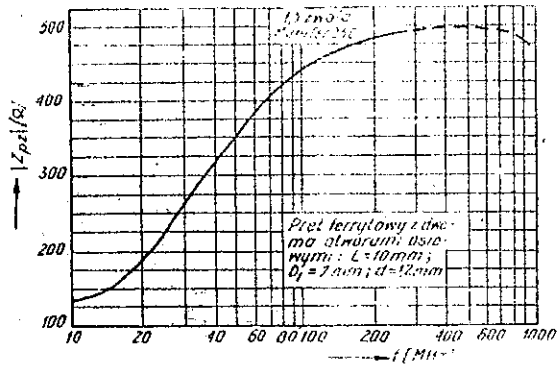
Rys. 5.3. Tłumienność skuteczna dławika jednoczojeniowego w funkcji częstotliwości /teoretyczny przebieg przybliżony/



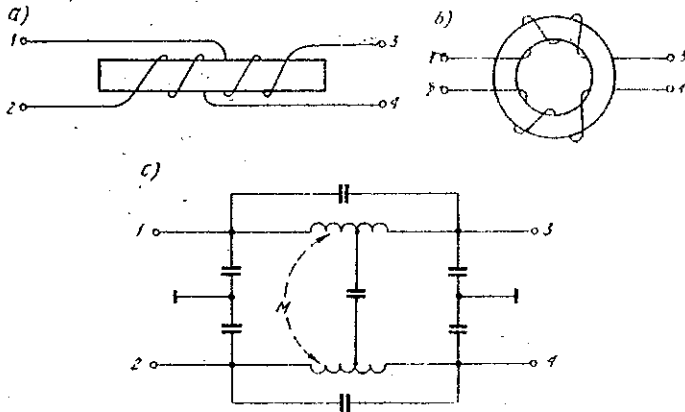
Rys. 5.5. Przyrost oporności prostego drutu wywołany obecnością rdzenia ferrytowego płaszczykowego



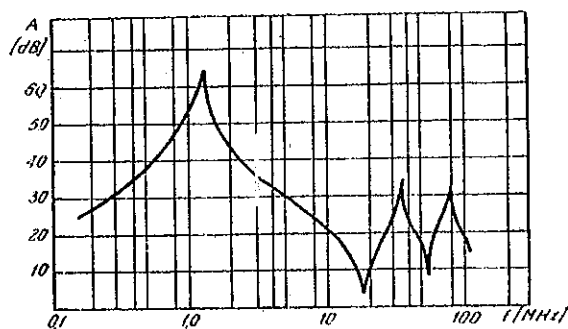
Rys. 5.4. Wpływ odległości od ekranu /a/ i wpływ ułożenia wyprowadzeń /b/ na charakterystyki w.cz. dławika 10  $\mu$ H; średnica 3 mm, długość ok. 16 mm, uzwojenie jednowarstwowe /wg danych fabrycznych firmy KW - GERA - NRD/



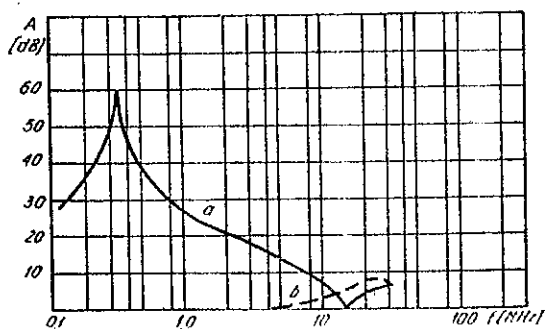
Rys. 5.6. Impedancja szerokopasmowego dławika z rdzeniem ferrytowym



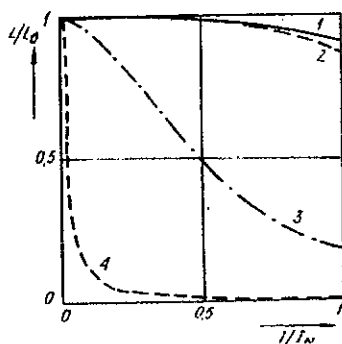
Rys. 5.7. Dławik dwuuzwojowy: a/ na rdzeniu otwartym, b/ na rdzeniu zamkniętym /pierścieniowym/, c/ uproszczony schemat zastępczy



Rys. 5.8. Charakterystyka tłumienności skutecznej dławika pierścieniowego dla składowej niesymetrycznej zakłóceń

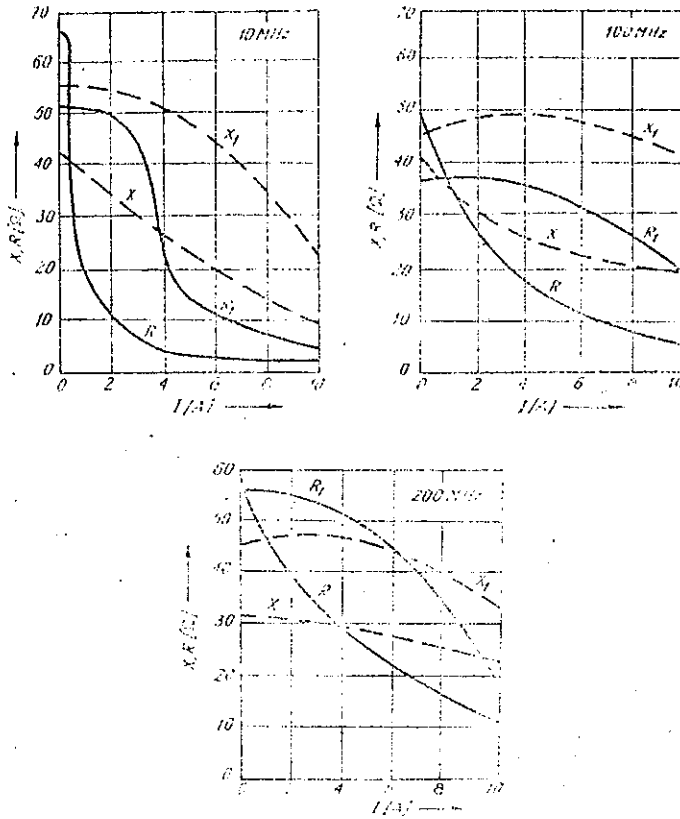


Rys. 5.9. Charakterystyka tłumienności skutecznej pierścieniowego dla wika dwuzwojennego dla składowej niesymetrycznej /a/ i dla składowej symetrycznej /b/ zakłóceń



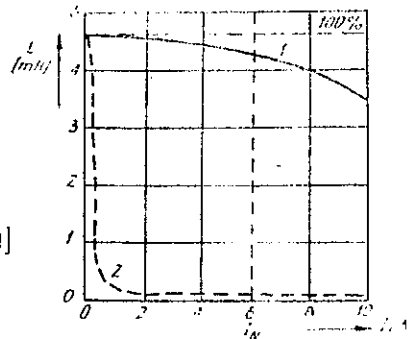
Rys. 5.10. Zależność indukcyjności dławików od natężenia prądu roboczego [57]

1 - dławik z rdzeniem otwartym z blach magnetycznych; 2 - dławik z rdzeniem otwartym z żelaza karbonyłkowego, 3 - dławik z rdzeniem zamkniętym /pierścieniowym/ z materiału proszkowego, 4 - dławik z rdzeniem zamkniętym /pierścieniowym/ ferrytowym



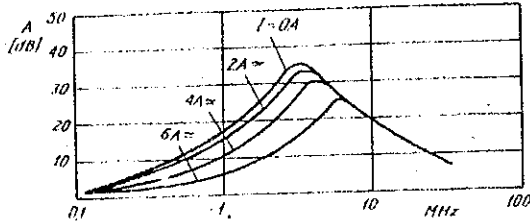
Rys. 5.11. Wpływ prądu roboczego i szczeliny na właściwości dławika plazmowego przy częstotliwości 10, 100 i 200 MHz

R - rezystancja, X - impedancja, indeks 1 oznacza szczelinę /uzyskaną przez przełamanie, a następnie skiejenie rdzenia [86]/

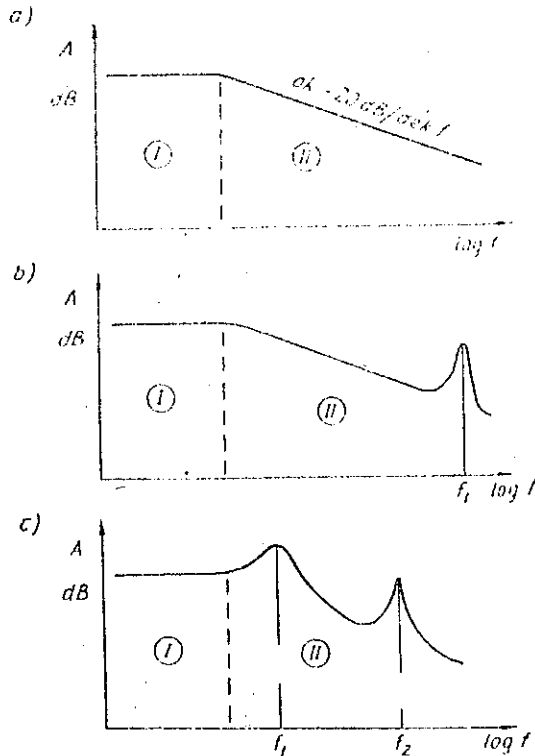


Rys. 5.12. Indukcyjność dławika dwu-uzwojeniowego z rdzeniem pierścieniowym w zależności od prądu roboczego [51]

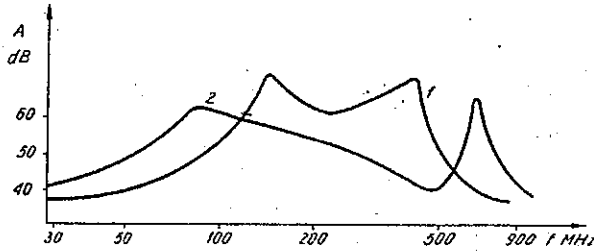
1 - przy kompensacji wpływu prądu roboczego, 2 - bez kompensacji



Rys. 5.13. Charakterystyka tłumienności dławika pierścieniowego dla różnych wartości prądu roboczego /liczba zwojów 52, średnica zewnętrzna rdzenia około 26 mm, średnica wewnętrzna około 10 mm, wysokość - 11 mm/

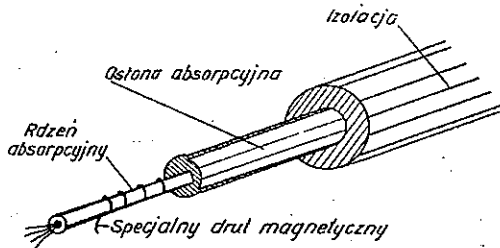


Rys. 6.1. Teoretyczny przebieg charakterystyki tłumienności skutecznej prostych filtrów rezystywnych: a/ rezystor objętościowy, b/ rezystor drutowy, c/ rezystor drutowy w ekranie

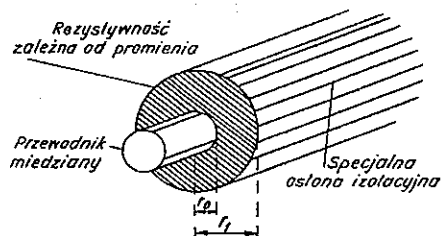


Rys. 6.2. Charakterystyka tłumienności skutecznej ekranowanych końcówek przewodu zapłonowego

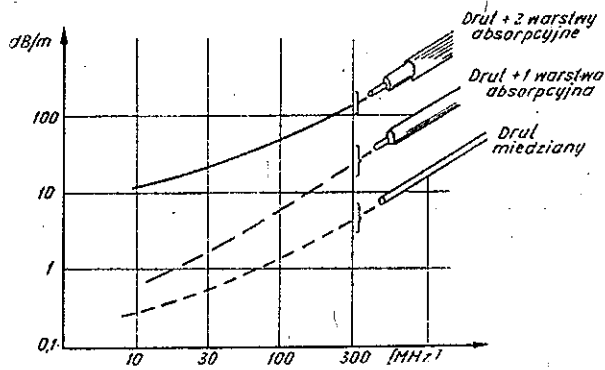
1 - z rezystorem drutowym  $5\text{ k}\Omega$  o wymiarach  $\varnothing 4,7 \times 25\text{ mm}$ , 2 - z rezystorem drutowym  $10\text{ k}\Omega$  o wymiarach  $\varnothing 3,6 \times 17\text{ mm}$



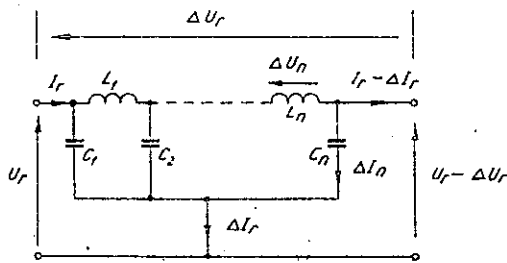
Rys. 6.3. Zasada budowy przewodu tłumiącego, wykorzystującego absorpcję magnetyczną i dielektryczną [9]



Rys. 6.4. Zasada budowy przewodu tłumiącego, wykorzystującego efekt naskórkowości w specjalnej osłonie [9]



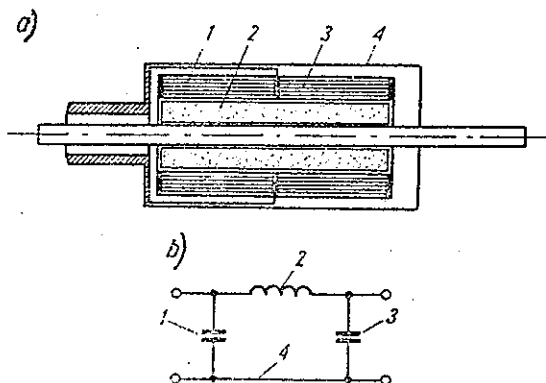
Rys. 6.5. Tłumiennosc jednostkowa przewodów tłumiaczych o różnej budowie [3]



$\sum_k L_k = \frac{\Delta U_r}{\omega_r I_r}$
$\sum_k C_k = \frac{\Delta I_r}{\omega_r U_r}$
$\frac{\Delta U_r}{U_r} \cdot \frac{\Delta I_r}{I_r} = \omega_r^2 \left[ \sum_k L_k \right] \cdot \left[ \sum_k C_k \right]$

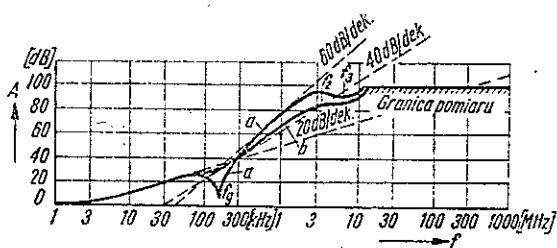
Rys. 7.1. Związki między wartościami elementów filtra i spadkiem napięcia na filtrze oraz prądem doziemnym





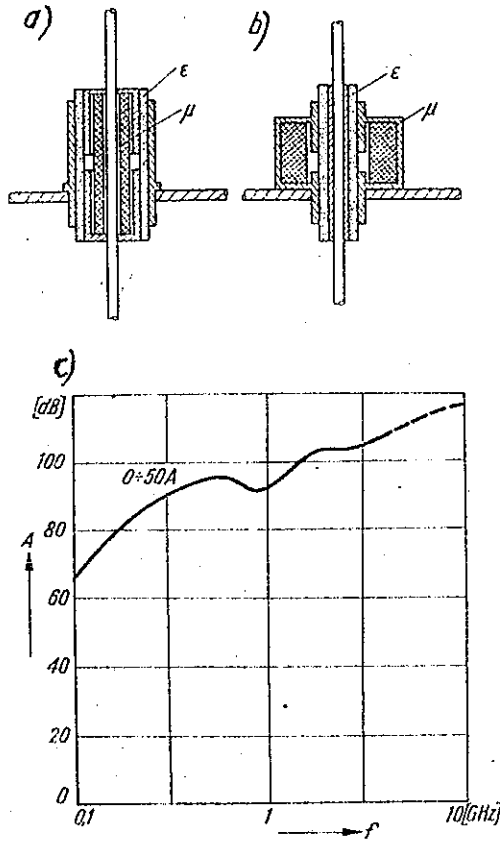
Rys. 7.2. Zasada budowy /przykład/ nierozbieralnego filtra przeciwwzakłócenieniowego /a/ i jego schemat /b/

1 - kondensator papierowy "bezindukcyjny", 2 - dławik płaszczowy z rdzeniem ferrytowym, 3 - kondensator papierowy "bezindukcyjny", 4 - szczelna metalowa osłona filtra

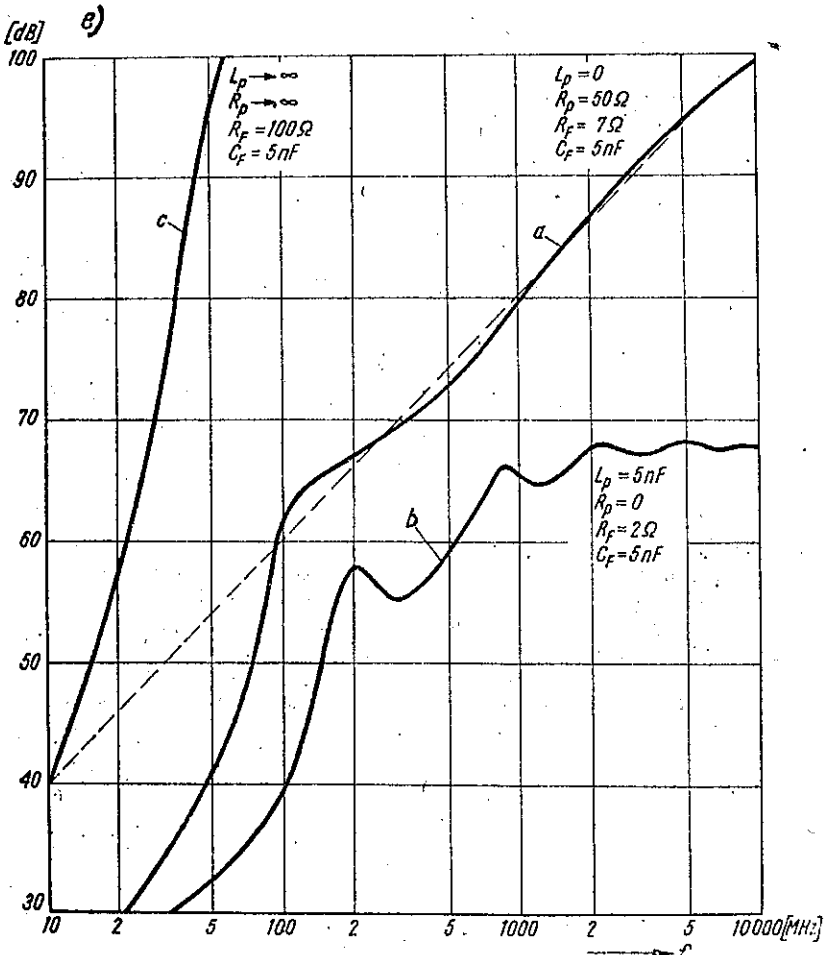
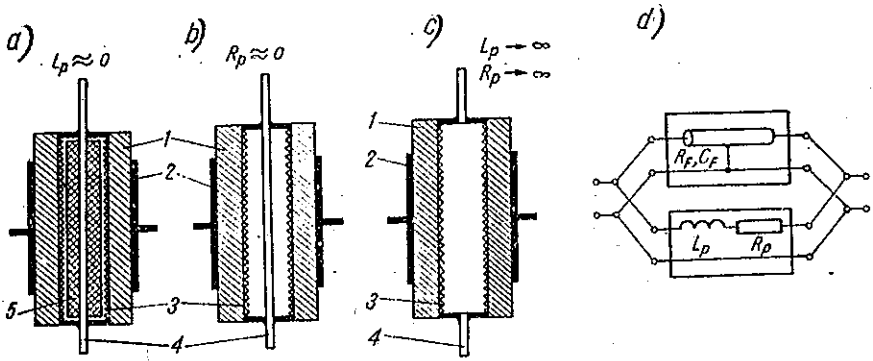


Rys. 7.3. Tłumienność skuteczna filtra na prąd roboczy 40 A 380 V, 50 Hz,  $2 \times 0,9 \mu\text{F} + 1 \mu\text{H}$

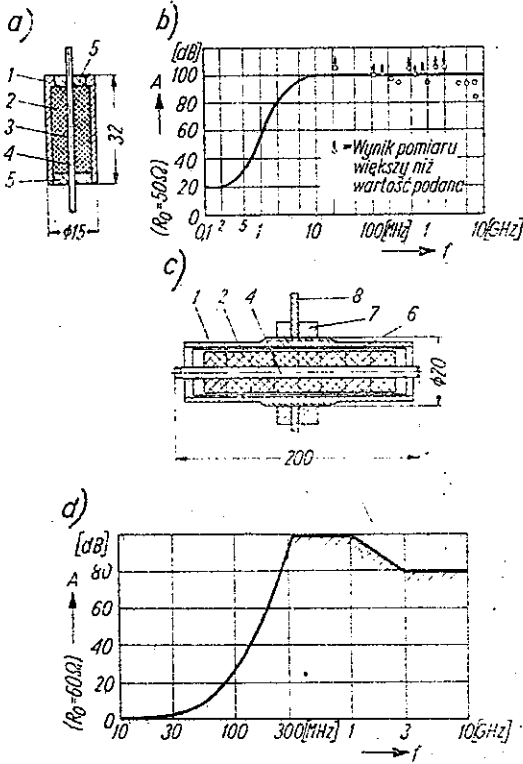
a - z dławikiem o dużej dobroci  $Q \geq 1$ , b - z dławikiem o dobroci  $Q \approx 1,5$ .  
Konstrukcja filtra podobna do pokazanej na rys. 7.2 [80]



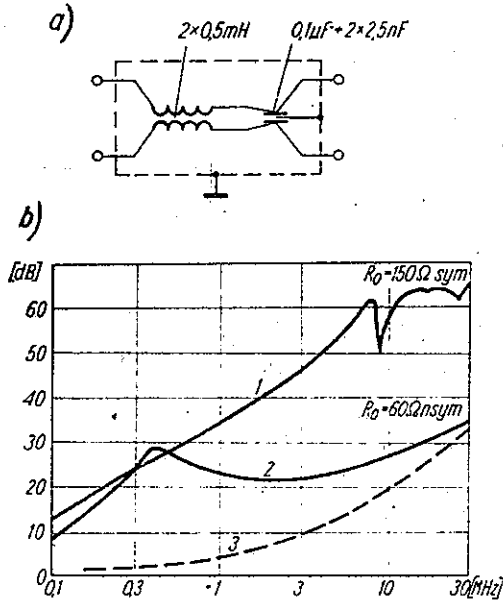
Rys. 7.4. Miniaturowy filtr ceramiczno-ferrytowy 12 : a/ zasada budowy filtru z rdzeniem ferrytowym wewnątrz rurki ceramicznej, b/ zasada budowy filtru z rdzeniem ferrytowym na zewnątrz rurki ceramicznej, c/ typowa charakterystyka współczesnego filtru wg rys. a/; przez odpowiedni dobór materiałów wyeliminowano wpływ prądu roboczego



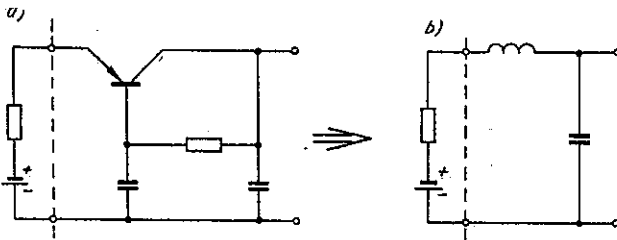
Rys. 7.5. Filtr "oporowo-pojemnościowy" [84]: a/ zasada budowy, b/ i c/ warianty konstrukcyjne, d/ schemat zastępczy, e/ charakterystyki tłumienia skutecznej



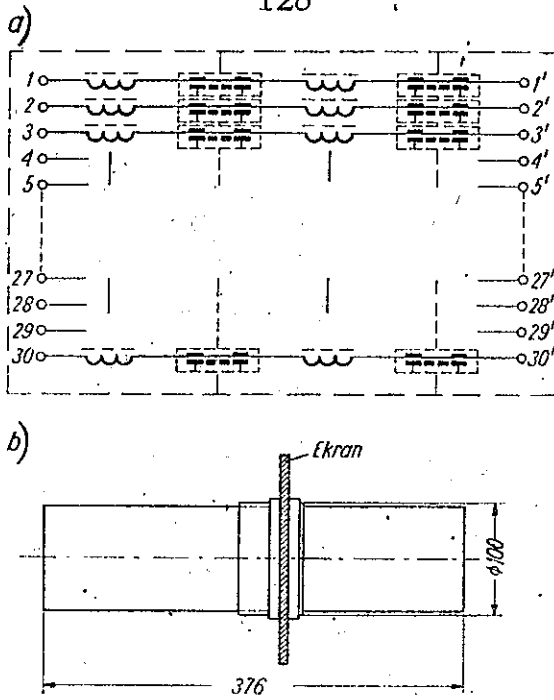
Rys. 7.6. Filtr dyssypatywny typu "rozłożone RLCG": a/ budowa specjalnego filtra niskonapięciowego; 1 - metalowa osłona cylindryczna, 2 - ferryt, 3 - miedziane powierzchnie ferrytu, lutowane do przewodu prądowego i osłony, 4 - przewód prądowy, 5 - uszczelnienie / żywica epoksydowa/; b/ charakterystyka tłumienności filtra z rys. a/ wg [82]; c/ budowa filtra sieciowego 100 A; 1...4 - jak na rys. a/, 6 - przekładka izolacyjna, 7 i 8 - elementy zamocowania; d/ charakterystyka tłumienności filtra z rys. c/ wg [80]



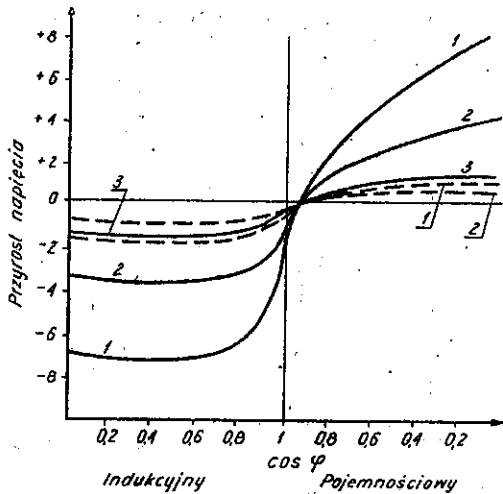
Rys. 7.7. Filtr dwuprzewodowy, przeznaczony do zmniejszenia symetrycznej i niesymetrycznej składowej zakłóceń: a/ schemat; b/ charakterystyki tłumienności: 1 - dla składowej symetrycznej, 2 - dla składowej niesymetrycznej, 3 - tłumienność samego kondensatora dla składowej niesymetrycznej



Rys. 7.9. Przykład filtru aktywnego: a/ układ elektryczny, b/ schemat zastępczy

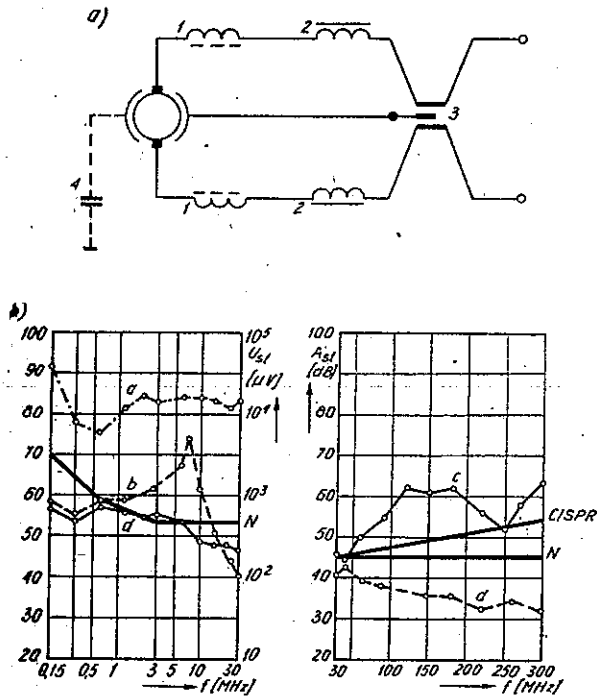


Rys. 7.8. Filtr wieloprzewodowy dla układów telekomunikacyjnych itp /wg danych fabrycznych firmy Siemens/: a/ schemat, b/ główne wymiary /wejście i wyjście filtru na płaszczyznach czołowych/; parametry filtru: napięcie robocze 60 V, prąd roboczy 0,1 A, pojemność doziemna 14 nF/przewód; tłumienność ponad 50 dB w zakresie 80 kHz do 1 GHz

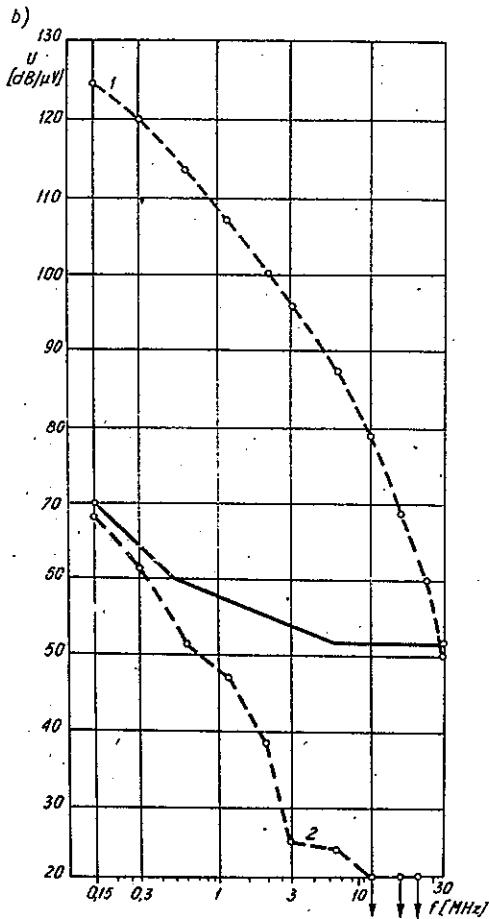
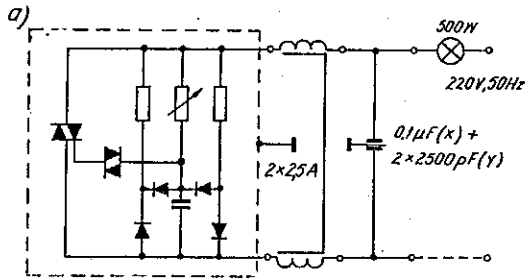


Rys. 8.1. Przyrost napięcia roboczego na wyjściu filtru w funkcji  $\cos \varphi$  impedancji obciążenia

linia ciągła - filtr 5-elementowy, linia przerywana - filtr 7-elementowy;  
 1 - impedancja obciążenia  $Z = 2,3 \Omega / I_r = 50 \text{ A}$ ; 2 -  $Z = 4,6 \Omega / I_r = 25 \text{ A}$ ; 3 -  $Z = 11 \Omega / I_r = 10 \text{ A}$



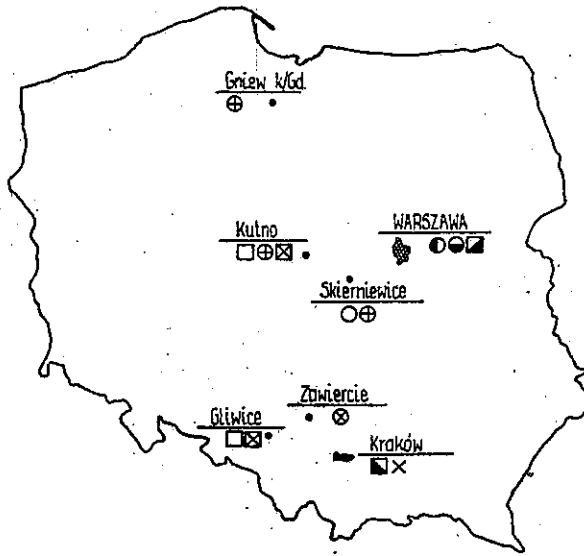
Rys. 8.2. Przykład doboru układu przeciwzakłóceniewego do ręcznej wiertarki elektrycznej z silnikiem kolektorowym: a/ schemat: 1 - dławik UKF, 2 - uzwojenie wzbudzenia, 3 - kondensator złożony  $0,1 \mu F + 2 \times 2,5 nF$ , 4 - pojemność własna silnika; b/ poziom zakłóceń w kolejnych fazach doboru układu przeciwzakłóceniewego /objaśnienia w tekście/



Rys. 8.3. Przykład układu przeciwzakłóceniewego stosowanego w tyristorowym regulatorze jasności oświetlenia: a/ schemat układu ze specjalnym dławikiem pierścieniowym o dużych stratach i kondensatorem złożonym, b/ charakterystyka częstotliwościowa napięcia zakłóceń bez układu przeciwzakłóceniewego /1/ i z układem p-z /2/ wg rys. a/ [53,56]



PRODUKCJA PODZESPOŁÓW PRZECIWKŁÓCENIOWYCH  
W PRL



- kondensatory zwijkowe, niehermetyczne
- ⊗ kondensatory zwijkowe, hermetyczne
- kondensatory ceramiczne
- dławiki pierścieniowe, m.cz.
- dławiki UKF
- filtry ceramiczno - ferrytowe
- ⊕ filtry
- × rezystory
- ⊗ elementy rezystywne
- ⊗ gaski /układy RC/

