

FILTRY DRABINKOWE

mgr inż. ZDZISŁAW BIENKOWSKI-SP6LB

Jednym z podstawowych elementów współczesnego komunikacyjnego odbiornika radiowego jest filtr pośr. cz. o określonym pasmie przepuszczania i dużej stromości zbocza. Filtry takie produkuje wiele firm, lecz ich ceny są wysokie; np. popularny filtr XF9B kosztuje 135 DM. Z tych powodów radioamatorzy coraz częściej wykorzystują łatwo dostępne zestawy rezonatorów kwarcowych o jednej częstotliwości, wykonując filtry drabinkowe. Filtry takie były już opisywane w radzieckim „Radio” nr 6/75 przez UV/3DP, w Biuletynach ZG PZK (7-8/76, 1/77, 3/77 i 5/77), a także w literaturze francuskiej i angielskiej.

Filtry drabinkowe próbowało wykonać już wielu radioamatorów w Polsce, lecz nie zawsze z pozytywnymi wynikami.

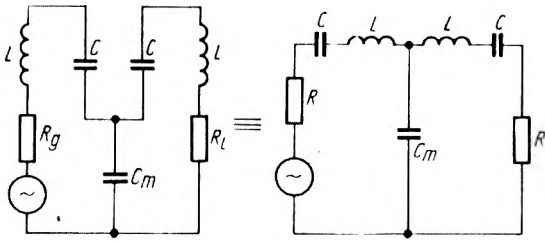
Bardzo dobre wyniki uzyskał m.in. SP9FG. Niepowodzenie prób podejmowanych przez innych kolegów należy przypisać przede wszystkim fragmentaryczności opisów, brakiem teoretycznej podbudowy, błędami w technice wykonania i dopasowania filtrów.

Mając na uwadze przygotowanie teoretyczne czytelników naszego miesięcznika poniżej podajemy nieco teorii oraz wskazówki wykonania filtrów drabinkowych.

Filtry możemy ogólnie podzielić na filtry z obwodami synchronicznymi i mniej znane filtry z obwodami rozstawionymi [1]. Filtry synchroniczne mają poszczególne obwody nastrojone na tę samą częstotliwość. Obwody te są ze sobą sprzężone, np.

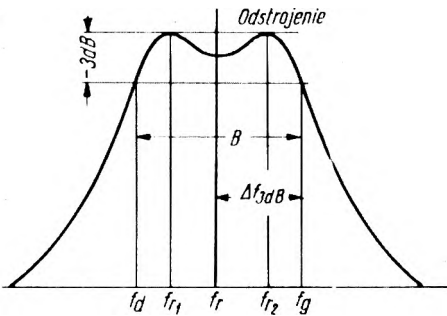
w sposób, jak na rys. 1, tj. przez pojemność C_m . Współczynnik sprzężenia χ (kappa) zależy od pojemności:

$$\chi = \frac{C}{C + C_m} \approx \frac{C}{C_m} \quad (1)$$



Rys. 1. Filtr dwuobwodowy LC sprzężony pojemnością C_m

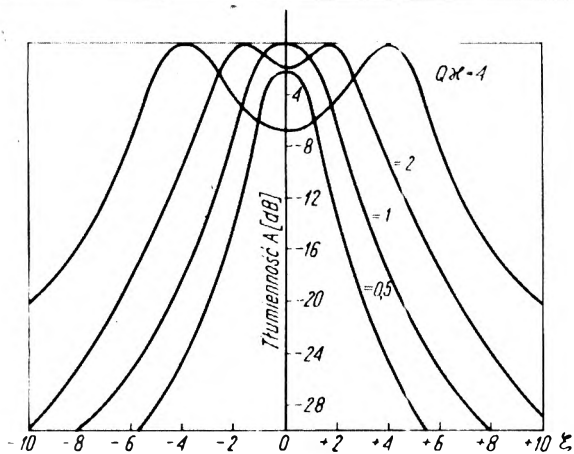
Podstawową cechą filtru – szerokość pasma B – określa się jako różnicę częstotliwości skrajnych $f_g - f_d$, dla których tłumienie wynosi 3 dB (rys. 2). Szerokość pasma filtru B zależy od stopnia sprzężenia i dobroci obwodów Q . Przy sprzężeniu słabym $Q\chi < 1$ występuje znaczne osłabienie przenieszonego



Rys. 2. Charakterystyka filtru o sprzężeniu nadkrytycznym.

Występuje tu pojawienie się dwóch wierzchołków f_{r1} i f_{r2} . Szerokość pasma B mierzona jest między częstotliwościami f_g i f_d , odpowiadającymi osłabieniu 3 dB

sygnału (rys. 3). Przy sprzężeniu krytycznym $Q\chi = 1$ sygnał jest największy, a charakterystyka jednowierzchołkowa. Pówyższenie sprzężenia powoduje pojawienie się dwóch wierzchołków i poszerzenia pasma, jak to uwidocznił na rys. 2.

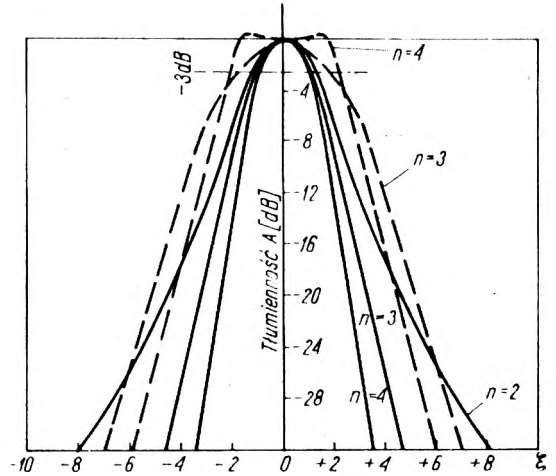


Rys. 3. Wpływ sprzężenia $Q\chi$ na charakterystykę filtru w zależności od odstrojenia

$$\xi \approx 2Q \frac{\Delta f}{f_r}$$

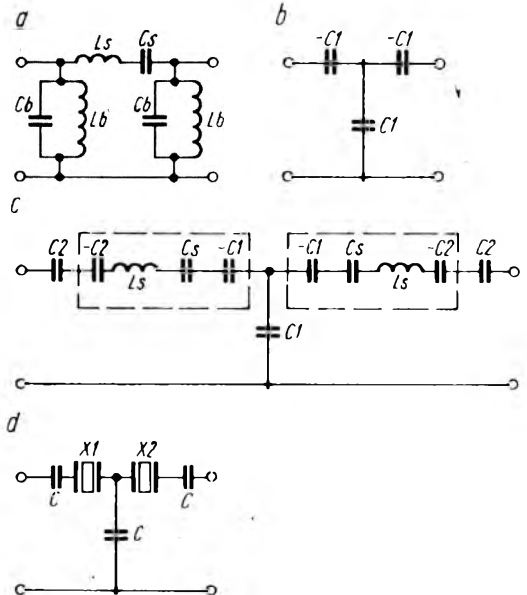
Drugą cechą filtru jest tzw. współczynnik kształtu określany stosunkiem szerokości pasma w pobliżu podstawy charakterystyki (np. -30 dB) do szerokości przy -6 dB. Filtr dwuobwodowy (rys. 3) sprzężony krytycznie ma współczynnik kształtu $W_{30,6} = 4,44$. W celu poprawienia charakterystyki stosuje się układy „skupionej selektywności” w postaci kilku obwodów synchronicznych. Zwiększenie liczby obwodów tylko nieznacznie zawęża pasmo, natomiast poprawia współczynnik kształtu. Idealnym byłby filtr „prostokątny”, dla którego $W = 1,0$.

W filtrach 3- i 4-obwodowych uzyskuje się przy sprzężeniu nadkrytycznym ($Q\chi = 2$) $W_{30,6} = 2,35$ (rys. 4). Dla porównania



Rys. 4. Charakterystyki filtrów synchronicznych 3- i 4-obwodowych sprzężonych krytycznie ($Q\chi = 1$ – linia ciągła i nadkrytycznie ($Q\chi = 2$) – linia przerywana

popularny filtr XF9B ma $W_{60,6} = 1,8$, a nawet $W_{80,6} = 2,2$. Filtry synchroniczne wykonane z elementów LC nie są w stanie zapewnić tak dużych stromości zbocza. Zastąpienie elementów LC rezonatorami kwarcowymi także nie daje właściwego efektu, gdyż ich bardzo duża dobroć ($Q = 2500 \dots 100\,000$) powoduje uzyskanie zbyt wąskiego pasma rzędu kilku her-



Rys. 5. Transformacja filtru LC środkowoprzepustowego w filtr kwarcowy (omówienie – patrz tekst)

ców. Jeśli jednak w filtrze zastępuje się kilka rezonatorów o tej samej częstotliwości rezonansowej w połączeniu z dodatkowymi pojemnościami, to częstotliwości kanałowe nieco się przesuną; uzyskuje się filtr o stosunkowo znacznej szerokości pasma. Tak otrzymuje się filtr z rozstawionymi obwodami [1]. Na rysunku 5 przedstawiono kolejne etapy przekształcania filtru środkowo-przepustowego w „teoretyczną postać” filtru z dwoma rezonatorami w układzie drabinkowym.

Filtr środkowo-przepustowy (rys. 5a) drogą inwersji przekształca się jak na rys. 5b; obwód równoległy L_3, C_3 został przekształcony w obwód szeregowy C_1 i C_1 z rezonansem szeregowym. Występująca tu ujemna pojemność w dalszej części przekształceń zostanie wchłonięta przez rzeczywistą dodatnią pojemność kondensatora. Dodając na wejściu parę C_2 i C_2 uzyskuje się układ, jak na rys. 5c. Części objęto linię przerywaną odpowiadają rezonatorowi kwarcowemu; ostatecznie otrzymuje się układ jak na rys. 5d. Dobierając odpowiednie wartości C_1, C_2 i C_3 otrzymuje się filtr drabinkowy o rozsta-

dach, np. wtórnik emiterowy, $R_1 + R_2$ mogą tworzyć elementy układu tranzystora. To samo dotyczy R_3 . Pamiętać należy, że rezystory te tworzą dzielniki powodujące występowanie dużego tłumienia wtrąceniowego filtru.

Teoretycznie, znając parametry impedancyjne rezonatora kwarcowego, można by zaprojektować filtr dla z góry ustalonych warunków pracy w układzie [2].

Radioamator dysponujący rezonatorami kwarcowymi nie zna ich parametrów impedancyjnych i dobroci, ani też nie może ich pomierzyć – dlatego stosuje się półeksperymentalną drogę projektowania. Będzie ona opisana na przykładzie filtru Czebyszewa.

1. Przyjmujemy dopuszczalne zafalowanie a (dB) (zazwyczaj $a = 0,5-1$ dB)
2. Zakładamy liczbę rezonatorów n , np. 3
3. Obliczamy wartość pomocniczą s :

$$s = e^{\frac{a}{8,686}} = 2,718^{\frac{1}{8,686}} = 1,122 \quad (2)$$

4. Obliczamy parametr pomocniczy t funkcji hiperbolicznej:

$$t = \frac{1}{n} \operatorname{arctg} h = \frac{1}{3} \operatorname{arctg} h = \frac{1}{1,122} = 0,476 \quad (3)$$

5. Obliczamy współczynnik impedancyjny Z :

$$Z = \frac{\sinh t}{\sin \frac{90}{n}} = \frac{\sinh 0,476}{\sin \frac{90}{3}} = 0,988 \quad (4)$$

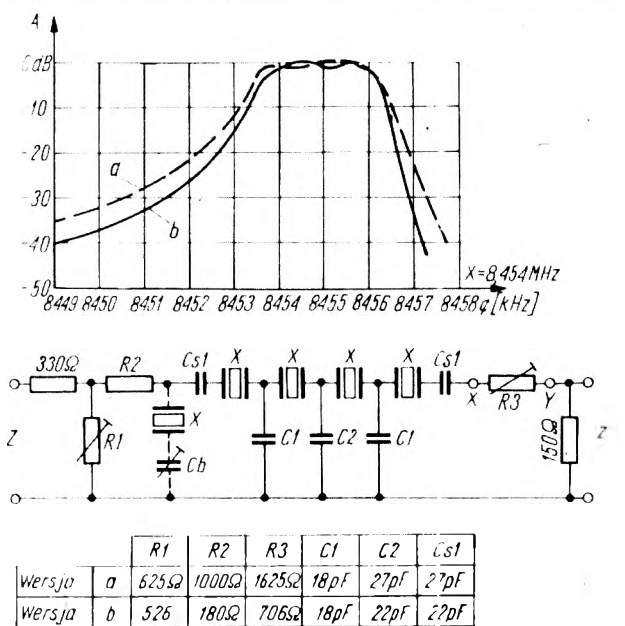
6. Obliczamy współczynnik pojemności sprzęgających:

$$C_n = \sqrt{\frac{\cos \frac{180}{n} - \cos \frac{360 \cdot b}{n}}{\cosh 2t - \cos \frac{360 \cdot b}{n}}} \quad (5)$$

dla $b = 1, 2, \dots, (n-1)$

W opisywanym przypadku $C_1 = 0,7092$, $C_2 = 0,7092$ (w Faradach). Otrzymuje się układ jak na rys. 7a.

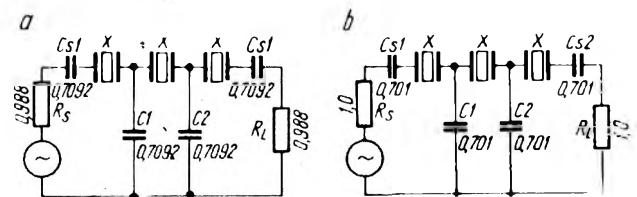
7. Sprowadza się układ do wartości znormalizowanej 1Ω drogą podzielenia impedancji przez $0,988$ i pomnożenia pojemności przez $0,988$. Otrzymuje się parametry jak na rys. 7b.



Rys. 6. Filtr drabinkowy w wersji Butterwortha (a) i Czebyszewa (b) złożony z 4 połączonych rezonatorów o $f_r = 8,454$ MHz.

wionych obwodach. W zależności od wartości tych pojemności otrzymuje się filtr z maksymalnie płaską charakterystyką w części przewodzącej (filtr Butterwortha) albo z równomierną, niewielką falistością (filtr Czebyszewa). Różnice między tymi filtrami w wersji czterokwarcowej ($n = 4$) przedstawiono na rys. 6. Filtr Butterwortha (a) ma szerokość pasma $B = 2369$ Hz, zaś Czebyszewa (b) $B = 2762$ Hz, lecz współczynnik kształtu u tego ostatniego jest znacznie lepszy. Częstotliwość środkowa $f_r = 8454$ Hz, filtr jest asymetryczny. Prawe zbiorze ma stromość $W_{10,6} = 1,38$, zaś lewe 2,18. Filtr charakteryzuje się pewną impedancją własną Z zależną od częstotliwości i zastosowanych pojemności.

Do prawidłowej pracy filtru, co jest bardzo ważne, musi być on od strony zasilania i odbioru dołączony do rezystancji $R = Z$. Ponieważ zazwyczaj elementem sterującym jest tranzystor o dużej rezystancji wewnętrznej, filtr na wejściu obciąża się rezystorami $R_1 + R_2 = Z$. Na wyjściu elementem obciążającym jest zazwyczaj tranzystor z jego małą rezystancją wejściową. W celu uzyskania dopasowania w szereg włączony jest rezystor $R_3 = R_1 + R_2 = Z$. Oczywiście przy odpowiednich ukła-

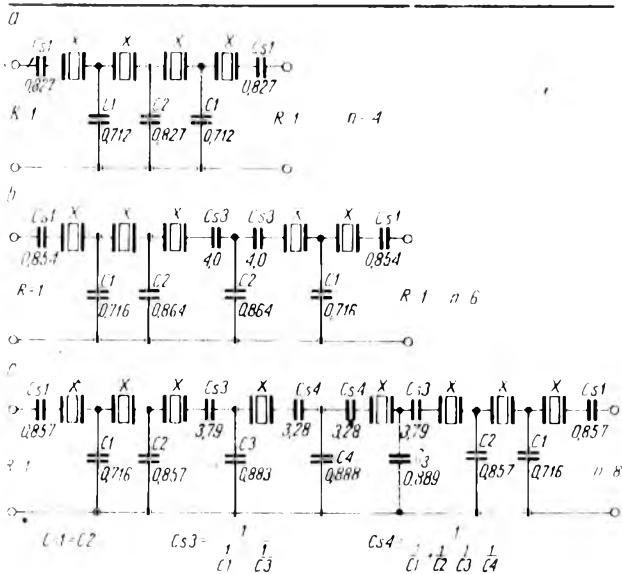


Rys. 7. Współczynniki przeliczeniowe filtru Czebyszewa 3-rezonatorowego: a - wyliczone z wzorów (4) i (5), b - znormalizowane

W celu uniknięcia skomplikowanych obliczeń podano na rys. 8 na podstawie [3] wyliczone współczynniki pojemności k . Korzystając z tych współczynników obliczamy poszczególne pojemności ze wzoru:

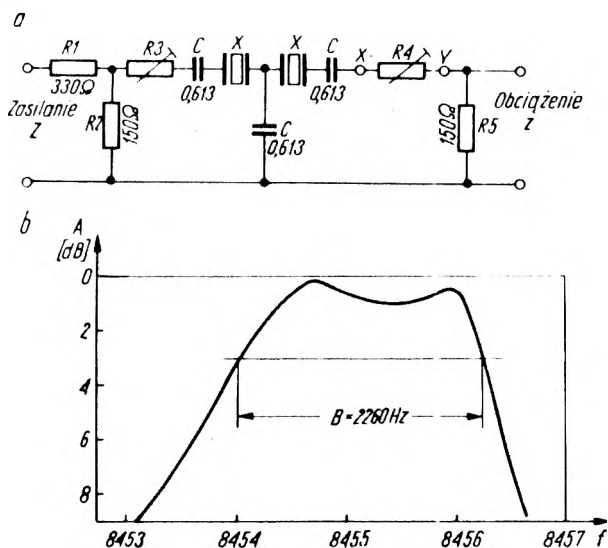
$$C = \frac{k \cdot 10^6}{2 \pi f Z} \quad [\text{pF}] \quad (6)$$

w którym
 f – częstotliwość rezonansowa rezonatorów kwarcowych (wszystkie jednakowe) – MHz,
 Z – impedancja obwodu – Ω



Rys. 8. Filtry Czebyszewa 4-, 6- i 8-rezonatorowe. Przy pojemnościach podano wartości współczynników przeliczeniowych k (omówienie poszczególnych układów w tekście)

Impedancja obwodu Z wpływa na wartość wszystkich pojemności i na szerokość pasma B . Przyjmuje się ją w granicach 300 do 1000 Ω . Ponieważ nie znamy parametrów impedancyjnych rezonatorów, przeprowadzamy eksperyment przy użyciu rezonatorów, które wystąpią następnie w filtrze. Montujemy prosty układ jak na rys. 9a i zdejmujemy jego charakterystykę czę-



Rys. 9. Filtr doświadczalny
a) układ, b) charakterystyka

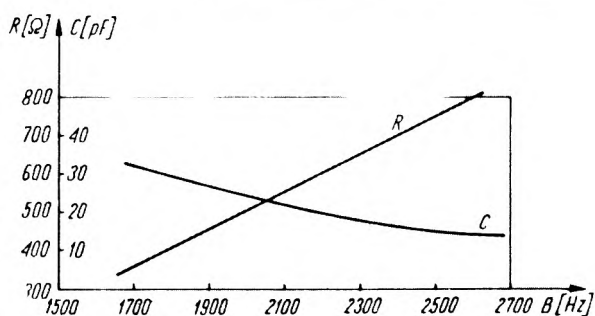
stotliwościową (rys. 9b). W układzie tym przyjmujemy kilka dowolnych wartości pojemności C ; np. $C = 33, 27, 18$ i 15 pF i dla nich obliczamy odpowiadające im impedancje obwodu i rezystancje obciążenia.

Dla $C = 33$ pF rezystancja obciążenia wyniesie:

$$R = Z = \frac{k \cdot 10^6}{211fC} = \frac{0,613 \cdot 10^6}{211 \cdot 8,454 \cdot 33} = 349,7 \Omega \quad (7)$$

Przed pomiarem charakterystyki filtr obciążamy obustronnie rezystancją R wliczoną z [7] dla poszczególnych wartości pojemności C , a wyniki nanosimy na wykres (rys. 10). Dla wybranej szerokości pasma B , np. $B = 2400$ Hz, odczytnemy $R = 700 \Omega$.

Teraz ustalamy liczbę rezonatorów n . Zwiększanie liczby rezonatorów powoduje zmniejszenie współczynnika kształtu W , nie wpływa zaś praktycznie na szerokość pasma B . Po ustaleniu liczby rezonatorów n odczytnemy wartości współczynników k z rys. 8a, b lub c (w zależności od n) i podstawiamy je do wzoru (6) wliczając dla danego $Z = R = 700 \Omega$ poszczególne pojemności.

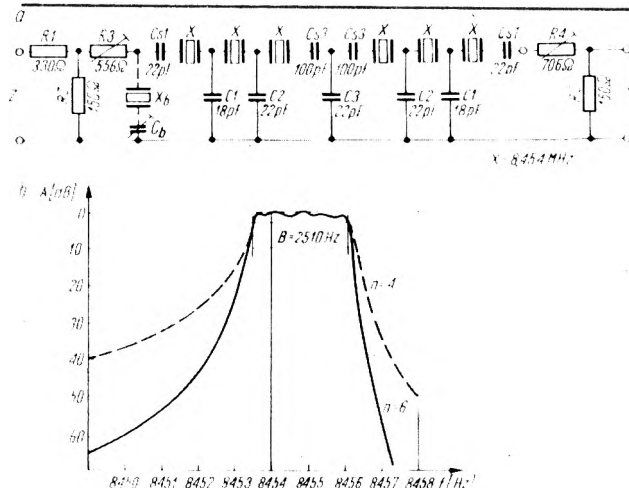


Rys. 10. Zależność szerokości pasma B od przyjętych wartości R i C w filtrze z rys. 9

Przykład: **Filtr Czebyszewa** z sześcioma rezonatorami o $f_r = 8,454$ MHz. Założone pasmo $B = 2400$ Hz. Wykres z rys. 10 wykonano w wyniku badania tych rezonatorów (typ HC 18). Z wykresu odczytnemy $R = 700 \Omega$ i wliczamy pojemności stosując współczynniki z rys. 8b ($n = 6$):

$$C_1 = \frac{k_1 \cdot 10^6}{211fZ} = \frac{0,716 \cdot 10^6}{211 \cdot 8,484 \cdot 700} = 19,1 \text{ pF}$$

podobnie $C_2 = 22,7$ pF, $C_3 = 23,2$ pF, $C_4 = 106,7$ pF.



Rys. 11. Przykład zaprojektowanego filtra Czebyszewa 6-rezonatorowego. Linia przerywaną zaznaczono dla porównania charakterystykę dla $n = 4$ z rys. 6 przy zastosowaniu tych samych rezonatorów $f_r = 8,454$ MHz
a) układ, b) pomierzona charakterystyka

Przyjmujemy najbliższe znormowane pojemności i tworzymy filtry jak na rys. 11a. Pomiary tego filtru dały $B_{3dB} = 2510$ Hz, $B_{50} = 5300$ Hz, oraz $W_{50\%} = 2,1$. Odchylenie od założonej szerokości pasma powstało w wyniku przyjęcia nieco innych pojemności oraz różnic w parametrach poszczególnych rezonatorów. Dla porównania korzyści zastosowania filtru 6-rezonatorowego na rys. 11b dorysowano charakterystykę filtru 4-rezonatorowego podaną na rys. 6 (wersja a).

Filtr Butterwortha. W przypadku, gdyby wymagane było uzyskanie najbardziej płaskiej charakterystyki kosztem współczynnika kształtu, pojemności i impedancję wyliczamy nie ze wzorów (4) i (5), lecz z niżej podanych, stosowanych przez Butterwortha:

$$Z = \frac{1}{\sin \frac{90}{n}} \quad (8)$$

$$C_0 = \frac{\cos \frac{180}{n} \cos \frac{360 \cdot b}{n}}{2} \quad (9)$$

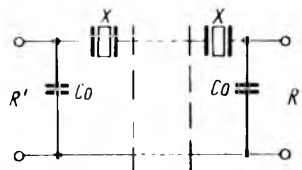
Dalsze postępowanie jest podobne jak przy filtrze Czebyszewa. Wzory te dają większe wartości R i C niż w filtrze Czebyszewa.

Filtr z wejściem równoległym. W niektórych przypadkach wygodniej jest zastąpić pierwszą i ostatnią szeregową pojemność odpowiednią pojemnością równoległą. Transformacja C_{s1} w C_0 wiąże się z jednoczesną transformacją R w R' wg poniższych zależności:

$$C_0 = \frac{C_2}{1 + C_2^2} \quad (10) \quad R' = R \left(1 + \frac{1}{C_2^2} \right) \quad (11)$$

Zwrócić należy uwagę na to, że C_0 jest niemal dwukrotnie mniejsze niż C_{s1} stanowiąc najmniejszą pojemność w filtrze

i może być bliższą pojemności montażowych i rozproszenia, zaś R' jest ponad dwukrotnie większe od R , co nie zawsze będzie wygodne ze względu na dopasowanie (rys. 12).



n	3	4	6	8
C_0	0,47	0,491	0,494	0,494
$\frac{R'}{R}$	2,035	2,462	2,371	2,362

Rys. 12. Filtry z rys. 8 z wejściem równoległym. C_0 zastępuje C_{s1} . Zmianie ulega impedancja filtru z R na R'

Na zakończenie należy dodać, że wprowadzając dodatkowy obwód równoległy X_b , jak to zaznaczono liniami przerywanymi na rys. 6 (wersja b), możemy poprawić kształt zbrocza od strony mniejszych częstotliwości.

W przypadku wykonania filtrów wg powyższych wskazówek, autor prosi o przesyłanie informacji o uzyskanych wynikach.

LITERATURA

1. Poradnik inżyniera radioelektryka. WNT 1969, rozdz. III.3
2. Miesięcznik rad. RADIO, 6.1975, inż. Morozow, Ukłopolusnyje kwarcewyje filtry w sportivnoj apparature.
3. Radio Communication-RSGB- 2/1979 „Ladder crystal filter design” J. A. Hardcastle, G3JIR
Dodatkowo: S. Seely - Układy elektroniczne, rozdz. 7.7, WNT 1975