

## Szumy własne urządzeń radiokomunikacyjnych

Czułość odbiornika radiowego, szczególnie radiokomunikacyjnego, jest ograniczona poziomem szumów, które często uniemożliwiają odbiór bardzo słabych sygnałów odległych stacji radiowych. Przyczyny powstawania szumów są różne i złożone. Rozpatrując problem szumów miesza się nieraz różne pojęcia, które przy niedokładnej znajomości zagadnienia obraz sprawy raczej zaciemniają. Definicje szumów są nieco inne dla sygnałów SSB i AM, a inne dla sygnałów FM. W artykule omówiono zagadnienie szumów występujących podczas odbioru emisji SSB i AM.

### PRZYCZYNY SZUMÓW

Przedmiotem naszych rozważań jest tzw. „biały szum” słyszany z głośnika jako równomierne syczenie w czasie, kiedy nie słyszymy innych sygnałów. Szum ten powstaje w rezystorach, półprzewodnikach i lampach radiowych; ponadto przez antenę dochodzą do odbiornika szumy galaktyczne. Nie będziemy się zajmować zakłóceniami pochodzącymi od zapłonów silników samochodowych, wyładowań atmosferycznych z sieci elektroenergetycznych oraz od promieniowania układów odchyłających urządzeń TV. Szumy cieplne powstają w wszelkiego rodzaju rezystorach, rezystancjach strat, doprowadzeń, w rezystancjach powierzchniowych obwodów rezonansowych, przewodach, falowodach,

antenach, lampach radiowych i półprzewodnikach. Elementy bierne „L” i „C” nie powodują szumów. W siatce krystalicznej przewodnika atomy drgają nieregularnie wokół swego położenia spoczynkowego (ruchy cieplne Brown'a), przy czym intensywność drgań wzrasta wraz z temperaturą. Ruchy te udzielają się wolnym elektronom, w wyniku czego następuje ciągłe przemieszczanie ładunków. Między końcami przewodnika występuje napięcie, którego wielkość i kierunek stale się zmienia. Wartość średnia napięcia jest tym większa, im wyższa jest temperatura przewodnika, większa rezystancja oraz większa szerokość pasma przenoszenia częstotliwości wzmacniacza znajdującego się przed miernikiem napięcia. Z napięcia szumów przewodnika oraz jego rezystancji wylicza się moc szumów cieplnych wg wzoru:

$$P_r = k \cdot T \cdot B \quad (W) \quad (1)$$

przy czym:

k — stała Boltzmann'a =  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Ws [°K]

T — temperatura bezwzględna rezystancji [°K]

B — szerokość pasma przenoszenia wzmacniacza [Hz]

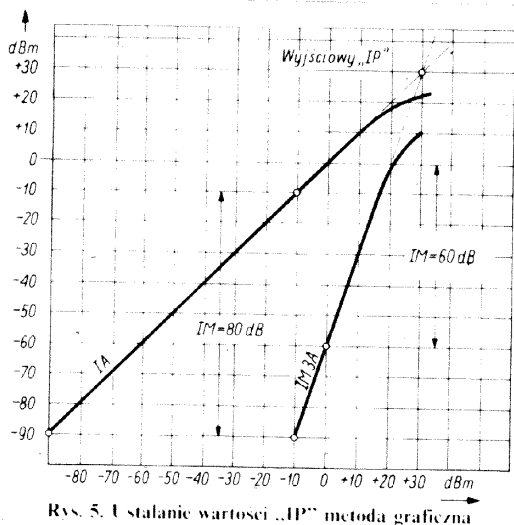
Wynika z tego, że szumy cieplne wszelkiego rodzaju rezystancji czynnych można zmniejszyć przez ich ochłodzenie, a pasmo

Przy poziomie wejściowym  $-20 \text{ dBm} = 22.4 \text{ mV}$ , odpowiadający działce S9 + 53 dB zakłócenia IM wynoszą już tylko  $0.224 \mu\text{V}$ , co odpowiada działce S1.

W ten sam sposób można zmierzyć margines IM oddzielnie mieszacza, preselektora lub układ wejściowy całego odbiornika i określić jego całkowite IP.

Sygnaly A i B imitują dwa silne sygnały w.c.z. na wejściu odbiornika. Jeżeli odbiornik cechuje mała odporność na duże sygnały, czyli wykazuje małe „IP”, powstają w nim dwa nowe sygnały intermodulacyjne trzeciego rzędu. Jeżeli do wejścia odbiornika doprowadzi się 3 sygnały, w wyniku intermodulacji pojawi się już aż 6 sygnałów zakłócających. W rzeczywistości na wejściu odbiornika występuje więcej silnych sygnałów o zróżnicowanym wzajemnym odstępce częstotliwości i zróżnicowanych poziomach. Efektem tego jest tło QRM'ów intermodulacyjnych o tym większym poziomie, im mniejszy jest „IP” odbiornika. Obniżenie QRM'ów intermodulacyjnych można uzyskać jedynie przez słabienie poziomu sygnału wejściowego.

Jesteśmy nieraz zafascynowani zagranicznymi transceiverami. W latach 50. i 60., kiedy problem zakłóceń intermodulacyjnych nie był jeszcze należycie doceniany, wiele transceiverów, nawet renomowanych firm wykazywało zbyt małe wartości „IP”.

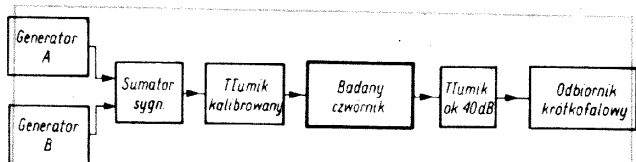


Rys. 5. Ustalanie wartości „IP” metoda graficzna

Przykładowo: FT 277 B, IP =  $-25 \text{ dBm}$ ; Ten-Tec-Argonaut,  $-19 \text{ dBm}$ ; TR 4 C,  $-17 \text{ dBm}$ ; FT 101/277,  $-14 \text{ dBm}$ ; JR 599,  $-7 \text{ dBm}$ ; SB 101,  $+3 \text{ dBm}$ ; Atlas 180,  $+3.5 \text{ dBm}$ ; R4V,  $+8 \text{ dBm}$ .

W latach następnych pojawiają się urządzenia o znacznie większej odporności na duże sygnały: CX 11 A (Signal One),  $+20 \text{ dBm}$ ; Drake TR7,  $+20 \text{ dBm}$ ; Schor F 850,  $+25 \text{ dBm}$ ; Telefunken E 1700,  $+40 \text{ dBm}$ ! (ten ostatni w cenie luksusowego samochodu).

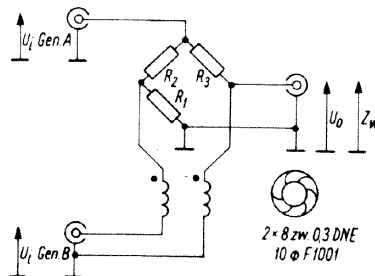
Na rys. 6 przedstawiono układ blokowy zestawu pomiarowego. Do pomiaru są potrzebne dwa jednakowe generatory sygnałowe w.c.z., np. „Zopah PG 19”. Generator taki dostarcza na niesymetrycznym wyjściu sygnał nie modulowany o poziomie maksymalnym 1 V, przy rezystancji wewnętrznej generatora 50



Rys. 6. Układ blokowy zestawu służącego do pomiaru składowych intermodulacji metodą uproszczoną

$\Omega$ , czyli 500 mV na 50-omowym obciążeniu. Poziom wyjściowy każdego z generatorów można dokładnie nastawić.

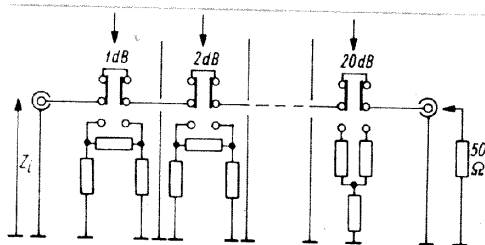
Sumator sygnałów (rys. 7) jest mostkiem składającym się z trzech bezindukcyjnych rezystorów  $50 \Omega$ , (tolerancja maks. 2%) węglowych lub metalizowanych, zaś czwartą rezystancję tworzy obwód wejściowy badanego czwórnika. Sumator jest zasilany z obydwóch generatorów sygnałowych. Ponieważ poprzeczna gałąź mostka musi być zasilana symetrycznie, zastosowano symetryzator szerokopasmowy, nawinięty bifilarnie na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym. Sumator należy umieścić w



Rys. 7. Schemat sumatora sygnałów w.c.z.

ekranowej obudowie o wymiarach  $50 \times 50 \times 40 \text{ mm}$ , montując na trzech jej ścianach współosiowe złącza BNC.

Przy obciążeniu sumatora na wyjściu rezystancją  $50 \Omega$ , wnosi on tłumienie po 6 dB dla sygnału każdego generatora; tłumienie przesłuchów między generatorami A i B wynosi około 40 dB. Tłumik kalibrowany (rys. 8) jest urządzeniem, któremu należy poświęcić najwięcej uwagi, gdyż dokładność jego wykonania decyduje w głównej mierze o wynikach pomiarów. Tłumik mieści się w podłużnej metalowej obudowie o wymiarach ok.  $50 \times 300 \times 40 \text{ mm}$ , wyposażonej w dwa odpowiednio rozmieszczone gniazda współosiowe. W górnej części obudowy jest umieszczonych 10 przełączników wiskowych typu „Isostat” o pojedynczej długości. Między poszczególne przełączniki wstawia się metalowe przegrody, tworząc 10 ekranowanych komór. Wyprowadzenia środkowe przełączników są wzajemnie połączone przez otwory w przegrodach, dając bezpośrednio przejście od gniazda wejściowego do wyjściowego w stanie pasywnym



Rys. 8. Schemat kalibrowanego tłumika

wszystkich przełączników. Wskazane jest, aby zarówno obudowa jak i przegrody były ze sobą szczelnie zlutowane w celu zwiększenia skuteczności ekranowania.

Poszczególne przełączniki włączają odpowiednie tłumienie. W tłumiku kalibrowanym autora, pierwszy przełącznik wnosi 1 dB, drugi 2 dB, następnie 3, 6, 10, 10, 15, 15, 20 i 20 dB tłumienia. Przy takim podziale można włączyć dowolne tłumienie od 0 do 102 dB skokowo co 1 dB.

Poszczególne ogniwa tłumika należy wykonać z bezindukcyjnych rezystorów węglowych lub metalizowanych o obciążalności 1/4 do 1/2 W i tolerancji 2%. W wypadku braku odpowiednich wartości rezystorów należy stosować równolegle łączone 2 lub 3 rezystory ze normalnie

## Wartości rezystorów poszczególnych ogniw tłumika

Tłumienie [dB]	n	Układ II		Układ T	
		R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]	R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]
1	1,122	869,3	5,77		
2	1,259	436,2	11,61		
3	1,412	292,4	17,61		
6	1,995	150,5	37,35		
10	3,162	96,24	71,15		
15	5,623			34,90	18,36
20	10,00			40,90	10,10

do 10 dB zbudowane są w układzie II, zaś 15 i 20 dB w układzie T, a to w tym celu, aby urządzenie nadawało się także do pomiarów na większych pasmach częstotliwości.

Na rys. 9 przedstawiono schematy poszczególnych ogniw tłumika oraz wzory umożliwiające obliczenie wartości poszczególnych rezystorów.

W celu ułatwienia pracy podaje się w tabelicy rezystancje poszczególnych rezystorów dla wartości  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Rezystancja tłumika kalibrowanego widziana od strony wejścia wynosi  $50 \Omega$  dla każdej wartości włączonego tłumienia, przy obciążeniu go na wyjściu rezystancją  $50 \Omega$ .

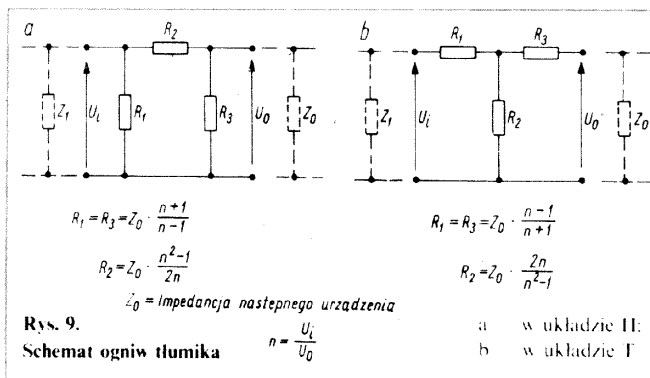
Obiektem badanym może być, jak w pierwszej części artykułu, wzmacniacz (rys. 1).

W tym pomiarze „analizatorem” będzie dobry odbiornik krótkofalowy z S-metrem, który podczas pomiaru spełnia funkcję selektywnego mikrowoltomierza lub miliwoltomierza w.c.z. W odbiorniku tym należy koniecznie unieruchomić automatyczną regulację wzmożenia. W celu zmniejszenia czułości odbiornika, a zarazem zwiększenia jego wewnętrznego „IP” należy włączyć dodatkowy tłumik około 40 dB, zmontowany prowizorycznie z trzech rezystorów na wejściu odbiornika.

Całość aparatury łączymy wzajemnie odcinkami kabli współosiowych wg układu blokowego przedstawionego na rys. 6.

Z generatora A doprowadza się sygnał 14 250 kHz, zaś z generatora B — 14 270 kHz. Miliwoltomierzem w.c.z. mierzy się sygnał na wyjściu sumatora, przy włączonym badanym czwórniku. Sygnał ten powinien wynosić 0 dBm, tj. 225 mV przy włączonych na przemian generatorach A i B. Przy włączonych obydwóch generatorach wskazania miliwoltomierza będą wyższe.

Tłumikiem kalibrowanym włącza się 10 dB tłumienia. Przesztrajając odbiornik, w głośniku usłyszymy dwa silne sygnały generatorów A i B, lecz sygnały te na razie nas nie interesują. Szukamy słabych sygnałów na częstotliwościach 14 230 i 14 290 kHz. Po usłyszeniu ich tłumienie tłumika kalibrowanego należy ustawić tak, aby wychylenie wskazówki S-metra sięgało działki S2 dla obydwóch sygnałów. W wypadku, gdy odbiornik jest zbyt czuły można zwiększyć tłumienie prowizorycznego tłumika na wejściu odbiornika lub nieznacznie zmniejszyć wzmożenie odbiornika.



Po tych czynnościach, nie zmieniając już nastawienia elementów regulacyjnych zanotujemy wniesione przez tłumik kalibrowany tłumienie, np. 12 dB.

Następnie zwiększamy tłumienie tłumika kalibrowanego o ok. 80 dB i przestrajamy odbiornik na częstotliwości nominalne generatorów A i B. Już tylko za pomocą tłumika kalibrowanego nastawiamy taką wartość tłumienia, aby wychylenie wskazówki „S-metra” wynosiło znowu dokładnie S2. Odczytujemy nową wartość wniesionego tłumienia; przykładowo wynosi ono 96 dB. W taki oto sposób, ustaliliśmy potrzebne dane do obliczenia „IM” i „IP” badanego czwórnika.

$$IM = 96 - 12 = 85 \text{ dB}$$

$$P_{10} = -12 \text{ dBm}$$

$$IP = \frac{IM}{2} + P_{10} = \frac{84}{2} - 12 = 30 \text{ dBm}$$

Powyższe pomiary można wykonać także przy innych odstępach częstotliwości generatorów A i B, np. 50 lub 100 kHz, ale także przy odstępach tylko 10 kHz. W tym ostatnim wypadku selektywność odbiornika może się okazać niewystarczająca, w wyniku czego pomiary zostałyby obciążone dużym błędem. Lepsze usługi odda więc precyzyjny mikrowoltomierz w.c.z. o dużym wewnętrznym „IP”, a zarazem bardzo wąskim pasmem przepustowym.

W celu zmierzenia „IM” całego odbiornika należy włączyć bezpośrednio do jego wejścia antenowego wyjście tłumika kalibrowanego; automatyka wzmożenia musi być bezwzględnie wyłączona. Nastawiamy odbiornik na jego maksymalne wzmożenie.

Doprowadzamy z tłumika kalibrowanego taki sygnał, aby na częstotliwości 14 230 kHz, odpowiadającej  $IM_{3A}$  lub 14 290 kHz, odpowiadającej  $IM_{3B}$  wychylenie wskazówki „S-metra” sięgało działki S2. Następnie zwiększamy tłumienie tłumika kalibrowanego tak, aby przy częstotliwościach podstawowych generatora A lub B uzyskać również wskazanie S2. Obliczenia przeprowadzamy jak poprzednio.

Aby uzyskać wychylenie S2 dla  $IM_{3A}$  lub  $IM_{3B}$ , trzeba było ustalić 30 dB tłumienia na tłumiku kalibrowanym, zaś dla takiego samego S2 dla sygnałów o częstotliwościach podstawowych 90 dB.

$$IM = 90 - 30 = 60 \text{ dB}$$

$$P_{10} = -30 \text{ dBm}$$

$$IP = \frac{60}{2} - 30 = 0 \text{ dBm}$$

Wynik ten wskazuje, że nasz odbiornik jest raczej przeciętny, jeżeli chodzi o jego odporność na stosunkowo duże sygnały. Oznacza to, że przy sygnale wejściowym na zacisku antenowym  $-30 \text{ dBm} = 7,1 \text{ mV}$  poziom QRM'ów intermodulacyjnych, wyprodukowanych przez sam odbiornik wynosi  $-90 \text{ dBm} = 7,1 \mu\text{V} = S 6,5$ . Obniżając poziom sygnału na wejściu odbiornika dodatkowo o 10 dB, czyli do  $-40 \text{ dBm}$  w stosunku do  $IP = 0 \text{ dBm}$ , tj. do 2,2 mV, QRM-y intermodulacyjne zmniejsza się do  $-120 \text{ dBm}$ , tj. do 0,22  $\mu\text{V}$ , czyli do poziomu S1.

Obniżenie poziomu wejściowego o dodatkowe 10 dB oznacza 3-krotne zmniejszenie czułości odbiornika. Jest to jednak jedyny sposób poprawienia odporności odbiornika na stosunkowo duże sygnały wejściowe.

Jak konstruować odbiornik KW, aby jego „IP” było możliwe duże, o tym w osobnych artykułach; wcześniej jednak trzeba będzie omówić problem czułości odbiornika, jego szumów własnych oraz sposoby pomiarów tychże szumów.

## LITERATURA

- [1] Wes. Hayward W7ZOI: Dynamika odbiornika. QST nr 7/1975
- [2] Martin M. DJ7VY: Odbiornik z dużą dynamiką. cq-DL nr 7/1975
- [3] Schwarzbeck G. DL1BU: SSB-QRM. cq-DL nr 5/1975
- [4] Wiederman E. DL8XI: Tłumiki. UKW-Berichte nr 4/1978

# Układy przemiany częstotliwości o dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne

Od zarania radioelektroniki stosuje się w urządzeniach radionadawczych i radioodbiorczych układy przemiany częstotliwości. Układy te, zwane także mieszaczami częstotliwości, w ciągu lat były konstrukcyjnie udoskonalane i dostosowywane do specyfiki pracy na różnych zakresach częstotliwości. Ponieważ układ przemiany częstotliwości jest najsłabszym ogniwem łańcucha transmisyjnego, należy więc mu poświęcić szczególną uwagę. Tematem artykułu są różne mieszacze częstotliwości z rozpatrzeniem ich zalet i wad oraz przydatności głównie w urządzeniach krótkofalarskich w zakresie częstotliwości do 30 MHz.

Układ przemiany częstotliwości przenosi sygnał z jednego zakresu częstotliwości na inny zakres. Przemiana ta następuje przy udziale dodatkowego sygnału oscylatora lokalnego, wg następującego wzoru:

$$f_{LO} - f_{RF} = f_{IF1}$$

oraz

$$f_{LO} + f_{RF} = f_{IF2}$$

Podczas przemiany częstotliwości występują dwa nowe sygnały:  $f_{IF1}$  i  $f_{IF2}$ , z których niepotrzebny sygnał „lustrzany” zostaje w odpowiedni sposób stłumiony. Występują jeszcze inne sygnały, harmoniczne i intermodulacyjne, z których część można stłumić. Inne natomiast, występujące w pobliżu sygnału wejściowego lub wyjściowego są znacznie trudniejsze do usunięcia.

Matematyczne podstawy procesu przemiany częstotliwości można znaleźć w podręcznikach z zakresu elektroniki [1].

W odbiorniku radiowym układ ten dokonuje przemiany częstotliwości sygnału wejściowego na sygnał p.c., zaś jako układ detekcyjny służy do odbioru sygnału SSB.

W nadajniku radiowym układ przemiany częstotliwości służy do modulowania częstotliwości nośnej, np. sygnału DSB oraz do przesunięcia modulowanego sygnału na inne pasma częstotliwości.

Od poprawności pracy układu przemiany częstotliwości, szczególnie jego liniowości, zależy jakość odbieranego sygnału lub jakość sygnału nadawanego.

Funkcję mieszacza częstotliwości spełnia element nieliniowy — dioda jako mieszacz bierny oraz tranzystor lub lampa elektronowa jako mieszacz czynny.

Na rys. 1 przedstawiono podstawowe układy przemiany częstotliwości wraz z widmem sygnałów przenikających przez mieszacz oraz sygnałów stłumionych. W urządzeniach krótkofalarskich stosuje się obecnie układy przeciwsołbne, głównie zaś układy mostkowe. Te ostatnie, jak wynika z rys. 1, przeważają nad pozostałymi pod względem tłumienia częstotliwości niepożądanych. Układy mostkowe można budować także z elementami czynnymi, jak tranzystor lub lampa elektronowa.

Nowoczesny układ przemiany częstotliwości, zwłaszcza do odbiornika radiokomunikacyjnego, powinien charakteryzować się dużą liczbą IP (Interception Point), małą liczbą szumów oraz małym tłumieniem sygnału wejściowego.

Mieszacz częstotliwości, spełniający powyższe wymagania, umożliwi budowę odbiornika radiokomunikacyjnego z dużą dynamiką sygnału wejściowego. Dynamikę odbiornika określa stosunek różnicy poziomu sygnału wejściowego i poziomu szumów własnych do poziomu dużego sygnału wejściowego powodującego zniekształcenia intermodulacyjne IM3 nie większe niż 0,22  $\mu\text{V}$  ( $S = 1$ ) na 50  $\Omega$  wejściu odbiornika — wyrażony w dB [2].

Czynne układy przemiany częstotliwości nieznacznie wzmacniają sygnał wejściowy, ale są bardzo rozbudowane i trudne do zestrojenia.

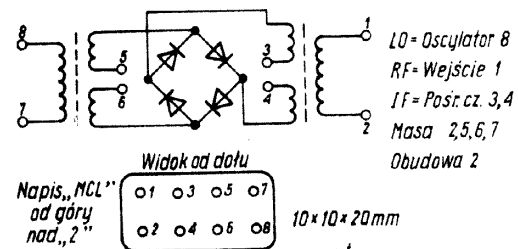
Bierny mieszacz podwójnie zrównoważony (mostkowy) składa się z czterech diod Schottky'ego, połączonych pierścieniowo o możliwie dokładnie równych charakterystykach. Od strony wejścia i wyjścia mieszacza stosuje się dwa pierścieniowe transformatory dopasowująco-symetryzujące (rys. 2).

Całość układu, zmontowana w miniaturowej obudowie metalowej, ma wyprowadzenia dla sygnału wejściowego RF, sygnału oscylatora lokalnego LO oraz pośredniej częstotliwości IF. Zrównoważony mieszacz pierścieniowy należy obciążyć nominalną rzeczywistą rezystancją 50  $\Omega$  od strony wejścia sygnału odbieranego, oscylatora lokalnego, a szczególnie od strony wyjścia. Nieznaczne nawet niedopasowanie między mieszaczem, a np. filtrem kwarcowym, niweczy zalety kosztownego mieszacza (rys. 3).

Filtr kwarcowy ma impedancję znamionową 500  $\Omega$  tylko w paśmie przepustowym 9 MHz  $\pm$  1.5 kHz, natomiast poza

Rys. 1. Schematy podstawowych układów przemiany częstotliwości

a — mieszacza pojedynczego; b — mieszacza przeciwsołbnego; c — mieszacza pierścieniowego (mostkowego)



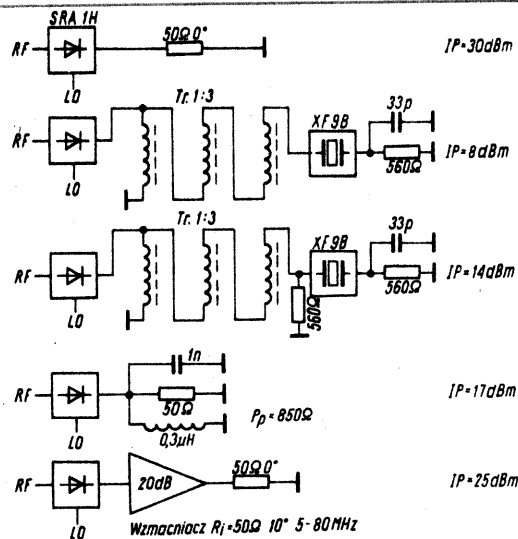
Rys. 2. Schemat miniaturowego mieszacza pierścieniowego produkcji fabrycznej

pasmem przepustowym jego impedancja wzrasta nawet do 0 kΩ. Należy więc włączyć między mieszacz i filtr kwarcowy odpowiedni, małoszumny wzmacniacz dopasowujący, którego P byłaby nie mniejsza od IP samego mieszacza.

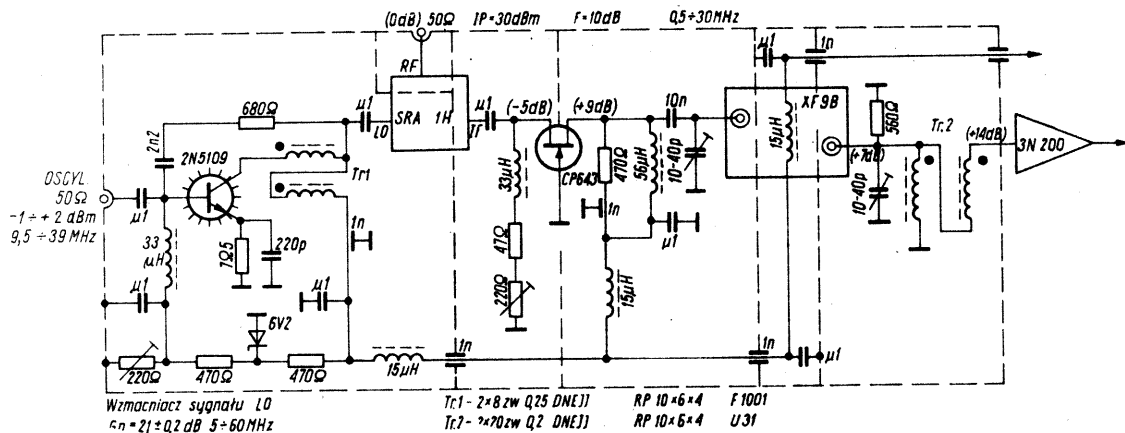
Na rysunku 4 przedstawiono układ przemiany częstotliwości pracujący w zakresie sygnałów wejściowych 0,5 ÷ 30 MHz. Układ ten można z powodzeniem stosować na wejściu odbiornika radiokomunikacyjnego. Jeżeli pozostałe człony odbiornika, w tym wzmacniacz p.cz. oraz preselektor na wejściu odbiornika, zapewnia równie dobre parametry, odbiornik można zaliczyć do wysokiej klasy odbiorników profesjonalnych.

Układ przemiany częstotliwości należy zmontować w metalowej obudowie z przegrodami ekranującymi, zgodnie z liniami kreskowanymi na macie (rys. 4). Tylko przy dobrym ekranowaniu zapewni się nominalną selekcję pozakanałową sygnałów p.cz. rzędu 100 dB, jaką gwarantuje producent filtrów kwarcowych.

Wzmacniacz dopasowujący (rys. 5) włączony między mieszacz pierścieniowy i filtr kwarcowy, tworzy dla mieszacza to, nominalne obciążenie 50 Ω. Rezystorem R1 ustala się jego impedancję wejściową. Jednak impedancja wejściowa obowiązuje



Rys. 3. Przykład wpływu niedopasowania mieszacza pierścieniowego na liczbę IP

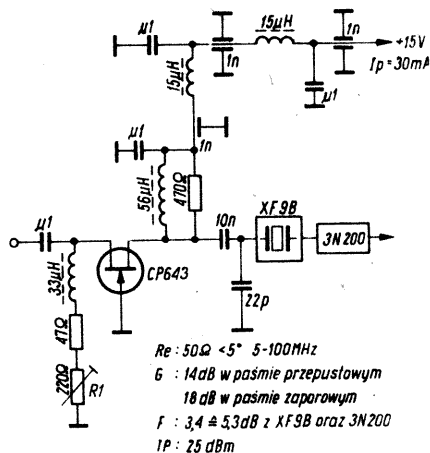


Rys. 4. Schemat układu wejściowego odbiornika o dużej dynamice

nie tylko dla p.cz. 9 MHz, ale także dla „lustrzanej” p.cz.  $F_{LO} + f_{RF}$ , która przy zakresie częstotliwości sygnałów wejściowych 0,5 ÷ 30 MHz i częstotliwościach oscylatora lokalnego 9,5 ÷ 39 MHz, mieści się w zakresie 10 ÷ 69 MHz.

Wzmacniacz powinien mieć prostoliniową charakterystykę przenoszenia w zakresie 5 ÷ 100 MHz, przy stałej impedancji wejściowej 50 Ω z minimalnym błędem fazowym. Liczba szumów wzmacniacza powinna być możliwie mała, aby szumy własne odbiornika były jak najmniejsze. Zamiast kosztownego tranzystora CP643 można stosować z powodzeniem tranzystory P8000 lub P8002. W wypadku trudności ich nabycia mogą być użyte połączone równolegle 2 tranzystory BF246B, w ostateczności cztery tranzystory BF245B równolegle o możliwie równych charakterystykach statycznych.

Zmieniająca się w szerokich granicach impedancja wejściowa filtra kwarcowego oddziałuje również na impedancję wejściową wzmacniacza dopasowującego. Aby temu przeciwdziałać należy bocznikować wyjście wzmacniacza dopasowującego rezystorem 470 Ω. W ten sposób uzyska się nominalne dopasowanie filtra kwarcowego do wzmacniacza dopasowującego w pasmie przepustowym filtra. Wzmocnienie wynosi tu 14 dB, natomiast poza pasmem przepustowym wzmocnienie wzrasta do 18 dB; o 4 dB zmniejsza się jedynie selekcja pozakanałowa filtra kwarcowego. Należy pamiętać, że filtr kwarcowy powinien mieć na wyjściu również nominalne dopasowanie 500 Ω + 30 pF (trymer). Z wyjściem filtra łączy się wąskopasmowy,



Rys. 5. Schemat szerokopasmowego wzmacniacza dopasowującego

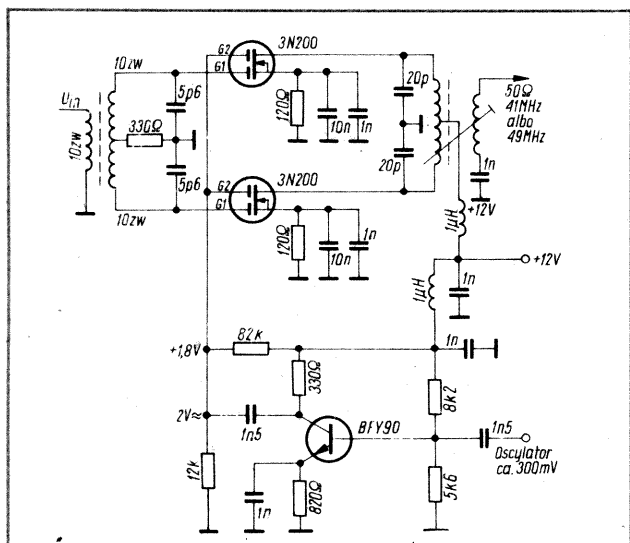
małoszumny wzmacniacz p.cz., np. z tranzystorem 3N200, jak przedstawiono na rys. 5. Podstawowe parametry techniczne różnych, biernych i czynnych mieszaczy częstotliwości są zestawione w tabelcy.

Nominalne IP danego mieszacza można osiągnąć tylko wtedy, gdy poziom sygnału oscylatora lokalnego będzie zgodny z

Podstawowe parametry różnych mieszaczy częstotliwości

Mieszacz (układ lub typ)	Wzmocnienie mocy Gp* [dB]	Liczba IP [dBm]	Liczba szumów F [dB]	Tłumienie częstotliwości nośnej*)	Dynamika [dB]	Moc oscylatora LO [dBm]
Z tranzystorem bipolarnym	14	4	6	nie tłum	92	7
Z tranzystorem MOSFET 3N200	4	6	7,5	..	95	10
Przeciwsobny z tranzystorem 3N200	1	12	7,5	tłumi	100	10
Przeciwsobny z tranzystorem CP643	0	34	7	..	112	24
Przeciwsobny z tranzystorem P8000	-0,5	25	8	..	100	19
Pierścieniowy z tranzystorem P8000	1	31	8,5	..	102	19
IE500 MCL	-6	20	6	..	104	7
SRA1H MCL	-5,5	30	6	..	110	17
RAY1 MCL	-5	35	5,5	..	112	23
VAY1 MCL	-5,5	40	5,5	..	115	30

\* Patrz wykresy na rys. 1.



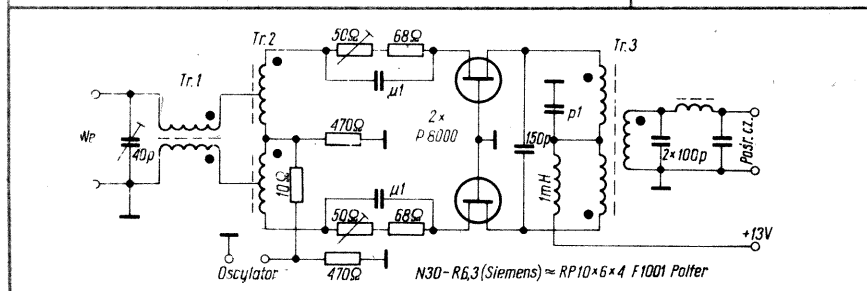
Rys. 6. Schemat mieszacza przeciwsobnego z tranzystorami MOSFET typu 3N200

poziomem podanym przez producenta mieszacza. Poziomy ten jest dość duży, np.: mieszacz SRA1H musi mieć sygnał LO o poziomie +17 dBm, tj.  $1,65 \text{ V} / 50 \Omega = 54 \text{ mW}$ , zaś mieszacz RAY1 — sygnał LO o poziomie +23 dBm, czyli 3,14 V (200 mW) mocy. Mieszacze o IP około 40 dBm muszą mieć sygnał LO o mocy około 1 wata.

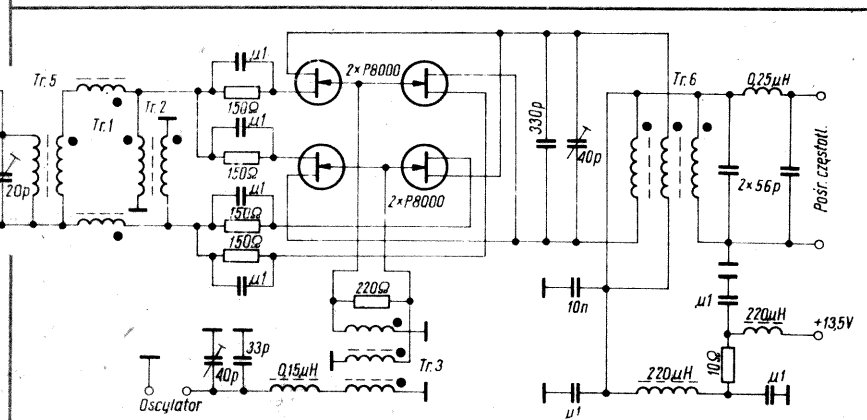
Jeśli zwiększa się nadmiernie poziom sygnału LO dostarczanego do określonego mieszacza, to nie nastąpi już wzrost jego IP; grozi natomiast przegrzanie i uszkodzenie kosztownego mieszacza.

Na rysunku 4 jest przedstawiony również schemat wzmacniacza sygnału LO. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza powinna być prostoliniowa w zakresie 5–60 MHz, szumy własne możliwie małe a poziom wyjściowy dostosowany do typu użytego mieszacza pierścieniowego. Zamiast tranzystora 2N5109 można zastosować tranzystor 2N3553 lub jego odpowiednik BF199.

Funkcję mieszacza czynnego może pełnić pojedynczy tranzystor bipolarny, FET lub MOSFET, jednak uzyskane tą drogą wyniki będą mierne. Lepsze wyniki zapewnia układ przeciwsobny z dwoma tranzystorami MOSFET typu 3N200 lub ich odpowiednikami, jak to przedstawiono na rys. 6.



Rys. 7. Schemat mieszacza przeciwsobnego z tranzystorami FET typu P8000



Rys. 8. Schemat mieszacza pierścieniowego z tranzystorami FET typu P8000 (odpowiednikiem rdzeni N30-R6,3 jest rdzeń Polfer — RP10×6×4 F1001)

Ponieważ tranzystory MOSFET nieco bardziej szumią niż tranzystor FET, zaleca się stosowanie układu przeciwsobnego z tranzystorami typu P8000 lub P8002, którego schemat przedstawiono na rys. 7. Na rys. 8 przedstawiono układ mieszacza pierścieniowego zestawionego z czterech tranzystorów FET typu P8000. Wyżej omówione mieszacze czynne zapewniają niewielkie wzmocnienie (-0,5 ÷ +1 dB) oraz są trudne do zestrojenia i zrównoważenia.

Wymagają selekcjonowania z większej liczby tranzystorów, pary lub czwórki (o identycznych charakterystykach) z których będzie zbudowany mieszacz. Poza tym, do niedostatków układu należy zaliczyć dużą liczbę transformatorów (6 szt.) oraz konieczność chłodzenia tranzystorów (radiatory) z powodu znacznego poboru prądu (około 100 mA).

Ponieważ IP wzmacniacza dopasowanego przedstawionego na rys. 5, wynosi tylko 25 dBm, należy tu zastosować 2 tranzystory typu CP643 lub P8002 równolegle z odpowiednią transformacją impedancji na wejściu w celu dopasowania do 50 Ω. Zestrojenie całości układu mieszacza ze wzmacniaczem dopasującym jest b. żmudne, wymagające zaplecza la-

boratoryjnego oraz doświadczenia konstruktorskiego. Zainteresowani znajdują szersze omówienie tego problemu w literaturze [6] i [7].

Interesujące rozwiązanie układu przemiany częstotliwości zastosowano w odbiorniku Telefunken E1700, którego IP wynosi aż 40 dBm!! Mieszacz VAY1 steruje przez duplekser dwa tory filtrów kwarcowych. Przed filtrami kwarcowymi są umieszczane przesuwniki fazowe powodujące powrót odbitej energii przez filtry kwarcowe w wypadku niedopasowania, do dupleksera, gdzie zostaje stłumiona w odpowiednim rezystorze. Mieszacz „widzi” więc obciążenie 50  $\Omega$  w szerokim pasmie częstotliwości, nawet wtedy, gdy filtry kwarcowe zostają odłączone. Sygnały wyjściowe obydwóch filtrów kwarcowych zostają fazowo zsumowane po czym są doprowadzone do małoszumnego wzmacniacza p.cz. Nie trzeba uzasadniać, jakie trudności piętrzą się przed konstruktorem takiego układu, ale cena odbiornika mówi za siebie.

Większość naszych amatorów nie ma dostępu do profesjonalnych mieszaczy pierścieniowych i zmuszona jest swoje mieszacze montować z dostępnych w handlu diod krzemowych oraz ferrytowych rdzeni pierścieniowych Polfer. Za pomocą takiego mieszacza można osiągnąć IP rzędu +5 dBm. Jest to bardzo niewiele, zważywszy, że poziomy sygnałów na wejściu odbiornika, zarówno na pasmach amatorskich jak i na innych zakresach częstotliwości są bardzo duże, a zakłócenia intermodulacyjne utrudniają, a nieraz uniemożliwiają odbiór dalekich i słabych stacji.

W kraju produkuje się diody Schottky'ego i niezłe ferrytowe rdzenie pierścieniowe. Gdyby zorganizować odpowiednie laboratorium, wyposażone w dobrą aparaturę pomiarowo-kontrolną, umożliwiającą selekcję diod i transformatorów symetryzujących, można by kompletować mieszacze pierścieniowe nie różniące się parametrami technicznymi od typu IE500. Byłyby na pewno znacznie lepsze od mieszaczy zmontowanych z przypadkowymi diodami i transformatorami.

★ ★ ★

Wybór między mieszaczem biernym i czynnym jest utrudniony, gdyż każdy z nich ma zalety i wady.

- Mieszacz bierny wnosi około 6 dB tłumienia, jego liczba szumów wynosi około 6 dB, wymaga przeto wzmacniacza dopasowującego do filtra kwarcowego o małych szumach.
- Mieszacz czynny wnosi wzmocnienie do 1 dB, a jego liczba szumów wynosi około 8,5 dB. Dopasowanie do wyjścia mieszacza jest mniej krytyczne.
- Mieszacz bierny pracuje dwukierunkowo, można go stosować także w torze nadajnika.
- Mieszacz czynny nie nadaje się do pracy dwukierunkowej.
- Liczba szumów mieszaczy czynnych jest przeciętnie większa o 3 do 4 dB od liczby szumów mieszaczy biernych. Zestrojenie układu przemiany częstotliwości za pomocą mieszacza biernego jest znacznie łatwiejsze, przy czym zachowuje on stałe parametry w funkcji czasu i pod wpływem zmian temperatury. Mieszacz bierny zapewnia szumy własne odbiornika rzędu 10 dB, co w zakresie częstotliwości do 30 MHz jest wielkością zupełnie wystarczającą w odniesieniu do wysokiej klasy odbiornika.

#### LITERATURA

- [1] Vilbig F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. 1944
- [2] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik” nr 11/1986
- [3] Kaniut G.P. SP9RG: Szumy własne w urządzeniach radiokomunikacyjnych „Radioelektronik” nr 12/1987
- [4] Martin M. DJ7VY: Odbiornik z dużą dynamiką. Cq-DL nr 7/1975
- [5] Industrial Electronics. Katalog 1978
- [6] E Oxner FET's in balanced mixers. Siliconix application nr 7/1972
- [7] Flor W. OE1LO:FET Doppelgegentaktmischer. Cq-DL nr 11/1981

# Preselektor 01 ÷ 30 MHz

mgr inż. G.P. Kaniut SP9RG

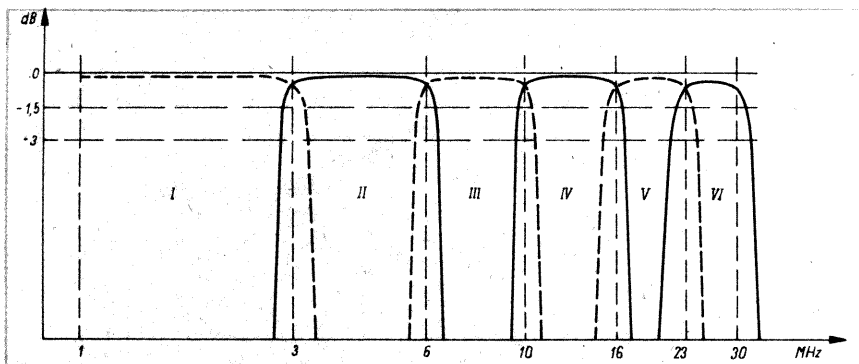
Opisany w „Re” odbiornik radiokomunikacyjny [1] wymaga na swym wejściu stosowania układu preselekcji częstotliwości o znikomym tłumieniu pasma odbieranych częstotliwości oraz znacznym tłumieniu częstotliwości lustrzanych. Ponieważ odbiornik obejmuje zakres częstotliwości 0,1 ÷ 30 MHz nie do uniknięcia jest podział powyższego zakresu częstotliwości na szereg podzakresów, włączając odpowiednie filtry między wejście antenowe odbiornika i mieszacz częstotliwości. Filtry powyższe należy od strony wejścia i wyjścia dopasować 50 Ω. Najlepszym rozwiązaniem problemu byłyby wąskopasmowe filtry, rozłożone na całym zakresie częstotliwości, np. 30 filtrów jednomegahercowych [3]. Można by stosować tylko kilka filtrów, które w czasie odbioru byłyby każdorazowo dostrajane do aktualnej częstotliwości odbioru [2]. Obrano jednak koncepcję filtrów „średniopasmowych”, optymalnie dostrojonych do danego pasma częstotliwości. Liczbę filtrów ograniczono kompromisowo do sześciu. Cały zakres częstotliwości wejściowych podzielono następująco: 0,1 ÷ 3; 3 ÷ 6; 6 ÷ 10, 10 ÷ 16; 16 ÷ 23 i 23 ÷ 30 MHz. Położono szczególny nacisk na to, aby pasmo przenoszenia poszczególnych filtrów nie było szersze niż 9 MHz, w celu uniknięcia zniekształceń

intermodulacyjnych, np. dwóch silnych sygnałów stacji radiofonicznych o wzajemnym odstępnie częstotliwości 9 MHz. Niniejszy preselektor tworzy z opisanym w literaturze [4] i [5] oscylatorem przemiany i układem PLL zharmonizowaną całość zaś poszczególne filtry są włączane w obwód wejściowy odbiornika za pomocą przełącznika zakresów częstotliwości, przewidzianego we wspomnianych artykułach.

Opisane w tym artykule filtry mają tę właściwość, że na krańcach pasma przepustowości wnoszą tłumienie sygnału rzędu 3 dB. Ponieważ przy projektowaniu odbiornika założono wstępnie, że tłumienie filtrów w żadnym miejscu pasma przepustowości nie może przekraczać 1,5 dB, przyjęto nieco szersze pasma przepustowości filtrów, co w konsekwencji spełnia wstępnie założony wymóg, jak to przedstawiono na rys. 1.

Każdy z filtrów jest umieszczony na oddzielnej płytce drukowanej, z wyjątkiem dwóch pierwszych filtrów 0,1 ÷ 3 i 3 ÷ 6 MHz, których wspólna płytka drukowana tworzy rodzaj podstawy konstrukcyjnej dla całego zespołu filtrów. Zespół filtrów jest umieszczony w bloku I, w komorze oznaczonej „Preselektor” [4]. W komorze tej znajdują się również dwa prze-





Rys. 1. Rozkład podzakresów filtrów pasmowo-przepustowych

łączeni obrotowe, każdy 1 × 6 zestyków, obracane wspólną osią układu PLL i LO [4] i [5].

Zespół filtrów preselektora spełnia również funkcję filtrów pasmowych toru nadawania.

Z punktu widzenia teorii układów przenoszenia, omawiane filtry są filtrami pasmowymi pierwszego rzędu. Filtr 0,1 ÷ 3 MHz pracuje w układzie filtru dolnoprzepustowego.

Każdy z filtrów można traktować jako szeregowe połączenie filtru górnoprzepustowego i dolnoprzepustowego, gdzie częstotliwość graniczną filtru dolnoprzepustowego obrano powyżej częstotliwości granicznej filtru górnoprzepustowego. Mamy więc czwórnik (rys. 2), w którym przy stałej wartości współczynnika sprzężenia „k” występuje zależność

$$L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2$$

Dla określonych częstotliwości: częstotliwości rezonansowej  $L_1, C_1$  i częstotliwości antyrezonansowej  $L_2, C_2$  układ szeregowy wnosi znikome tłumienie, ponieważ jego „Z”, zmierzając do „0”, natomiast „Z<sub>2</sub>” układu równoległego zmierza do ∞. Analiza matematyczna ww. filtrów nie jest zbyt trudna, postanowiono jednak, z uwagi na szczupłe ramy artykułu nie wyprowadzać jej, podając jedynie wyniki końcowe w formie gotowych wzorów umożliwiających obliczenie dowolnego filtru pasmowo-przepustowego. Zainteresowanych analizą matematyczną odsyła się do podręczników omawiających teorię filtrów częstotliwościowych [6] i [7].

W celu wyprowadzenia równań, które umożliwią obliczenie wartości poszczególnych elementów filtru, należy ustalić różnicę częstotliwości  $f''_0 - f'_0$ , czyli szerokość pasma przepustowości filtru:

$f'_0$  — dolna częstotliwość graniczna

$f''_0$  — górna częstotliwość graniczna

$$f''_0 - f'_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L_1 \cdot C_2}} \quad \text{zaś } Z_c = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = R_c$$

Nie dokonując już dalszego przekształcenia równań podaje się, że:

$$L_1 = \frac{R_c}{\pi (f''_0 - f'_0)} \quad L_2 = \frac{(f''_0 - f'_0) \cdot R_c}{4\pi \cdot f'_0 \cdot f''_0}$$

$$C_1 = \frac{f''_0 - f'_0}{4\pi \cdot f'_0 \cdot f''_0 \cdot R_c} \quad C_2 = \frac{1}{\pi (f''_0 - f'_0) \cdot R_c}$$

Powyższe wzory umożliwiają obliczenie wartości elementów dowolnego filtru pasmowo-przepustowego.

Filtr pasmowo-przepustowy o stałym współczynniku „k” wykazuje niestety kilka niedostatków:

1. Wartość „Z” nie jest wielkością stałą w całym zakresie częstotliwości filtru.

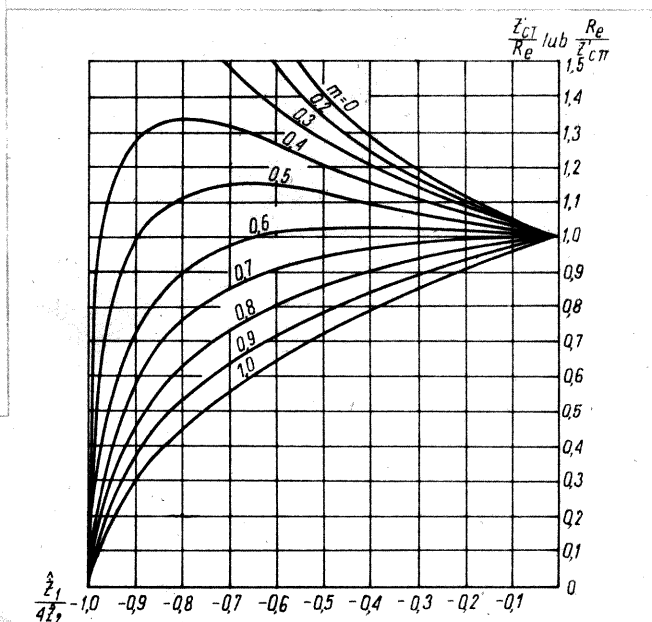
2. Tłumienie filtru poniżej  $f'_0$  oraz powyżej  $f''_0$  nie jest wystarczające.

Niedostatki te można usunąć stosując układ filtru „m” pierwszego rzędu.

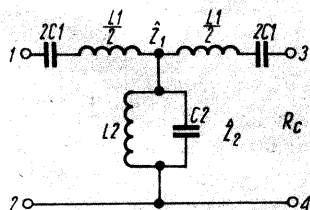
Szczególnie cenną cechą filtrów pochodnych jest to, że ich oporności charakterystyczne pozostają niemal stałe w całym prawie pasmie przepuszczania. Z tego względu, z obu stron ogniwa typu stałego „k”, daje się pólgniwa pochodne typu „m”. Gdy „m” jest bliskie jedności, filtr pochodny zachowuje się podobnie jak filtr typu stałego „k”, natomiast dla „m” bliskiego zeru oporność charakterystyczna filtru pochodnego staje się równa oporności charakterystycznej filtru pierwotnego. Tak więc  $Z_{CT(m=0)} = Z_{CT}$ ;  $Z_{c(m=0)} = Z_{cT}$ . Przebieg  $Z_{CT}$  i  $Z_{cT}$  w odniesieniu do stałej przeciwstawności  $R_c$  jest przedstawiony na rys. 3 w funkcji  $Z_1 : 4Z_2$  filtru pierwotnego. Choć  $Z_1 = 4Z_2$  nie zmienia się proporcjonalnie do częstotliwości, to jednak podane krzywe oddają względnie dokładnie stosunki między rzędnymi odpowiadającymi różnym „m”. Z krzywych tych widzimy, że dla wartości  $m = 0,6$  oporność charakterystyczna jest prawie stała w większej części pasma przepuszczania. W oparciu o tę wartość „m” tworzymy współczynnik  $(1 - m^2)Z_1 : 4Z_2$  i za jego pomocą tworzymy ogniwo „m” pierwszego rzędu, jak na rys. 4. W filtrze tym występują następujące zależności:

$$L'_1 = m \cdot L_1 \quad L'_2 = \frac{L_2}{m} \quad L'_3 = \frac{1 - m^2}{4m} \cdot L_1$$

$$C'_1 = \frac{C_1}{m} \quad C'_2 = m \cdot C_2 \quad C'_3 = \frac{4m}{1 - m^2} \cdot C_1 \quad (\text{Cd na str. 18})$$



Rys. 2. Filtr pasmowo-przepustowy o stałej wartości współczynnika „k”



Rys. 3. Parametry „m”

Filtr „m” przybiera obecnie postać jak na rys. 5, zaś po zsumowaniu

$$L_s = L_1 + L'_1 \quad C_s = \frac{C_1 \cdot C'_1}{C_1 + C'_1}$$

otrzymujemy ostateczny układ elektryczny filtru przedstawiony na rys. 6.

Dla przykładu obliczymy filtr pasmowo-przepustowy 3÷6 MHz. Celem zachowania postulatu, aby na styku charakterystyki przenoszenia z filtrami sąsiednimi tłumienie nie przekraczało 1,5 dB założono:

$$f'_0 = 2,8 \text{ MHz} \quad f''_0 = 6,4 \text{ MHz}$$

$$R_c = Z_c = 50 \Omega \quad m = 0,6 \quad f''_0 - f'_0 = 3,6$$

$$f'_0 \cdot f''_0 = 17,92 \quad \frac{1-m^2}{4m} = 0,267 \quad \frac{4m}{1-m^2} = 3,73$$

$$L_1 = \frac{50}{\pi \cdot 3,6} = 4,421 \mu\text{H} \quad C_1 = \frac{3,6}{4\pi \cdot 17,96 \cdot 50} = 319,7 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{50 \cdot 3,6}{4\pi \cdot 17,96} = 0,779 \mu\text{H} \quad C_2 = \frac{1}{\pi \cdot 3,6 \cdot 50} = 1768 \text{ pF}$$

$$L'_1 = 4,421 \cdot 0,6 = 2,653 \mu\text{H} \quad C'_1 = \frac{319,7}{0,6} = 532 \text{ pF}$$

$$L'_2 = \frac{0,779}{0,6} = 1,298 \mu\text{H} \quad C'_2 = 1768 \cdot 0,6 = 1060 \text{ pF}$$

$$L'_3 = 4,421 \cdot 0,267 = 1,18 \mu\text{H} \quad C'_3 = 319,7 \cdot 3,73 = 1192 \text{ pF}$$

$$L_s = 4,421 + 2,652 = 7,073 \mu\text{H} \quad C_s = \frac{319,7 \cdot 532}{319,7 + 532} = 199,6 \text{ pF}$$

W celu sprawdzenia obliczeń:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_s}} = f_r = \sqrt{f''_0 - f'_0} = 4,233 \text{ MHz}$$

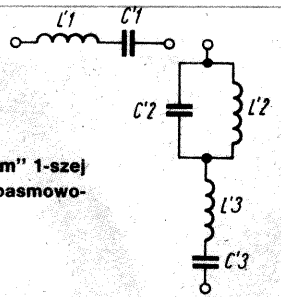
Obliczenia wartości elementów L i C pozostałych filtrów nie powinny nastęrczać trudności. Dla ułatwienia pracy wartości L i C wszystkich filtrów zostały ujęte w tabelicy.

Każdy filtr jest umieszczony na oddzielnej płytce drukowanej o wymiarach 60×85 mm, z wyjątkiem filtrów 0,1÷3 i 3÷6 MHz, które są zmontowane na wspólnej płytce drukowanej o wymiarach 105×85 mm, tworzącej rodzaj podstawy. Płytką tą

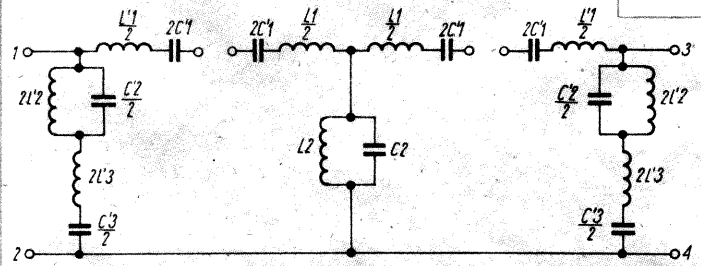
**Dane techniczne filtrów preselektora**

Zakresy	MHz			$\frac{L_s}{2}$	$2C_s$	$2L'_2$	$\frac{C'_2}{2}$	$2L'_3$	$\frac{C'_3}{2}$	$L_2$	$C_2$
	$f'_0$	$f_0$	$f_r$								
0,1÷3			3,35	3,8	2,53		570				1900 pF
3÷6	2,8	6,4	4,23	3,53	2,60		530	2,36		0,78	1770 pF
6÷10	5,6	10,7	7,74	2,5	1,13		375	1,67		0,34	1250 pF
10÷16	9,3	17,0	12,57	1,65	0,65		248	1,11		0,194	826 pF
16÷23	15,0	24,5	19,17	1,34	0,34		201	0,90		0,103	670 pF
23÷30	21,6	32,0	26,29	1,23	0,20		184	0,82		0,06	6,12 pF

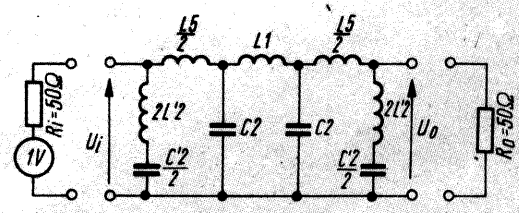
**Rys. 4. Ogniwo „m” 1-szej pochodnej filtru pasmowo-przepustowego**



**Rys. 5. Filtr pasmowy 1-szej pochodnej**



**Rys. 6. Filtr pasmowy w wersji finalnej**



ma cztery rzędy podłużnych — podwójnych szczelin, do których są wsunięte pionowo pozostałe cztery filtry, swoimi występami. Między pionowo ustawionymi filtrami umieszczono przełączniki obrotowe służące do kolejnego włączania pożądanego filtra. Koncepcję konstrukcji zestawu płytek z przełącznikiem przedstawiono na rys. 7.

Z wyjątkiem cewek  $L_2$  wszystkie pozostałe cewki nawinięto na pierścieniowych rdzeniach ferrytowych  $\varnothing 10 \times \varnothing 6 \times 4$  mm. Do zakresu częstotliwości 16 MHz użyto rdzeni Polfer U 31, dla większych zakresów U 11.

Wszystkie cewki nawinięto drutem nawojowym DNE 0,2 przy czym dla dolnych zakresów częstotliwości użyto po cztery druty nawojowe równoległe — nieznacznie tylko skręcone, dla wyższych zakresów po pięć lub sześć równoległych drutów. Na przykład cewka  $L_2/2$  dla zakresu częstotliwości  $3 \div 6$  MHz zawiera 16 zwojów  $4 \times 0,2$  DNE na rdzeniu U 31, zaś  $2L_2$  zawiera 13 zwojów. Przez rozsunięcie cewki na rdzeniu pierścieniowym, lub wzajemne zsuniecie zwojów cewki na rdzeniu można spowodować nieznaczną zmianę indukcyjności cewki.

Cewki  $L_2$  obwodu równoległego wykonano jako jednowarstwowe cewki cylindryczne, nawinięte na korpusie polistyrenowym z wkręcącym rdzeniem ferrytowym U 11. W ten sposób unika się nasycenia rdzenia ferrytowego, a zatem zmniejszenie „IP” = (Interception Point). Przykładowo: cewka  $L_2$  zakresu  $3 \div 6$  MHz zawiera 9 zwojów drutu  $\varnothing 1$  Cu/Ag, a jej wymiary wynoszą  $\varnothing 14,5 \times 12,5 \times 16$  mm. Dla większych zakresów częstotliwości stosuje się grubszy drut i przykładowo: cewka  $L_2$  zakresu  $23 \div 30$  MHz zawiera 4 zwoje drutu  $\varnothing 2$  Cu/Ag. Jej wymiary, to  $\varnothing 9 \times \varnothing 13 \times 15$  mm.

Dostrojenie indukcyjności każdej z cewek można dokonać za pomocą dobrego Q-metru, przy czym wielkie „dobroci” 180–200 przy ich częstotliwościach rezonansowych f są bardzo pożądane. Wielka dobroć cewek oznacza znikome tłumienie sygnału w pasmie przepustowości i prostoliniową charakterystykę częstotliwości do krańców pasma częstotliwości danego zakresu.

Są pewne trudności w uzyskaniu wielkich dobroci cewek  $L_2$  obydwóch najwyższych zakresów częstotliwości. Można tu

wykonać cewki o podwójnej liczbie zwojów, zmniejszając 4-krotnie pojemność kondensatorów  $C_2$  i przyłączając obwody  $L_s - C_s$  do odczepy połowy zwojów cewki  $L_2$ .

Dla wszystkich filtrów należy stosować wyłącznie kondensatory styrofleksowe. Nie powinno być trudności w uzyskaniu odpowiednich pojemności przez łączenie równoległe kilku kondensatorów. Należy jednak pamiętać, aby kondensatory wlotować do układu z możliwie krótkimi końcówkami w celu wyeliminowania niepożądanych rezonansów szeregowych, indukcyjności końcówek kondensatora z jego pojemnością. Następstwem takiego zjawiska byłoby zmniejszenie tłumienia filtra w zakresie częstotliwości lustrzanych.

Należy bezwzględnie wszystkie obwody L—C pojedynczo zestroić do częstotliwości rezonansowej  $f_r$ . Jest to czynność niezwykle ważna. Posługujemy się tutaj Grid-dip-metrem i sprzężonym z nim częstościomierzem cyfrowym. W ten sposób zestrajamy zarówno obwody z cewkami cylindrycznymi jak i z cewkami nawiniętymi na rdzeniach pierścieniowych. Te ostatnie należy dosunąć jak najbliższej cewki Grid-dip-metra. Obwody szeregowo łączymy na czas pomiaru jako obwody równoległe.

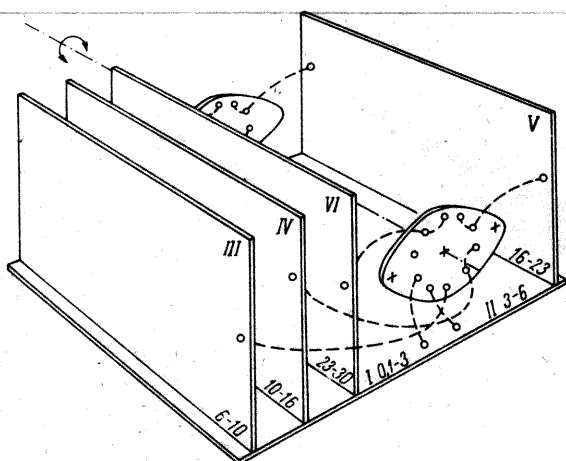
Po oddzielnym zestrojeniu wszystkich obwodów danego filtra umieszczamy je na płytce drukowanej, łącząc w całość.

Następną czynnością jest pomiar parametrów technicznych kompletnego filtra, a mianowicie:

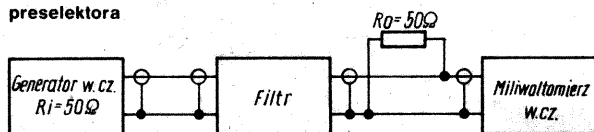
- 1) charakterystyka częstotliwości filtra w pasmie przepustowym oraz stromy spadek charakterystyki poza zakresem przepustowości filtra;
- 2) impedancja wejściowa filtra zarówno w pasmie przepustowości jak i na jego brzegach;
- 3) tłumienie filtra dla zakresu częstotliwości lustrzanych.

Na rys. 8 przedstawiono układ blokowy zestawu pomiarowego filtrów. Połączenia między poszczególnymi urządzeniami zestawu pomiarowego należy wykonać możliwie krótkimi odcinkami przewodu współosiowego.

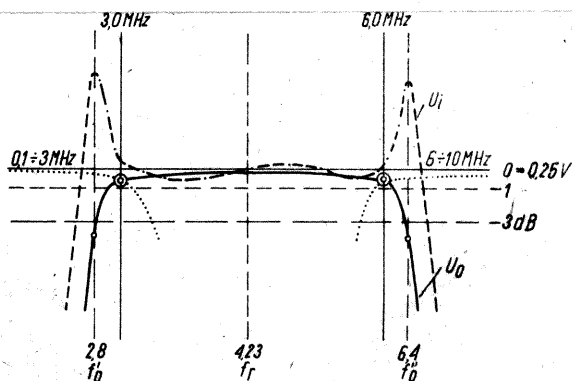
Na rys. 9 przedstawiono wynik pomiaru filtra  $3 \div 6$  MHz. Linie punktowane informują nas o ząbieniu się przebiegu charakterystyk przepustowości filtrów sąsiadujących. Tłumienie filtrów w całym zakresie częstotliwości nie przekracza wartości 1,5 dB.



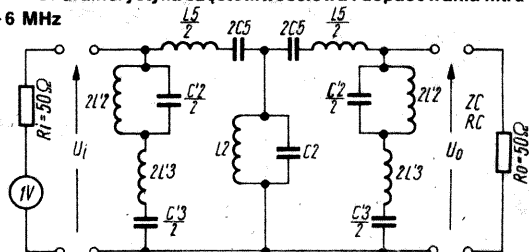
Rys. 7. Koncepcja konstrukcji zestawu płytek drukowanych preselektora



Rys. 8. Układ pomiarowy filtrów



Rys. 9. Charakterystyka częstotliwościowa i dopasowania filtra 3–6 MHz



Rys. 10. Filtr dolnoprzepustowy 0,1–3 MHz

przepustowe urządzenia wzmacniającego należy dobrać nie szersze niż potrzebne do transmisji sygnału użytecznego.

W wyniku przepływu prądu przez elementy czynne ( tranzystory, diody, lampy elektronowe) powstają szумы, których wielkość jest zależna od częstotliwości pracy urządzenia, technologii produkcji podzespołów elektronicznych i charakteru układu. Wiemy, że niektóre tranzystory szumią mniej od innych, że układy przemiany częstotliwości bardziej szumią niż układy wzmacniające, a tranzystory stopni wejściowych wzmacniaczy m.c.z. pracują nieraz przy bardzo małych prądach kolektora. Przepływający przez rezystor prąd powoduje poza znanym już szumem cieplnym, szum prądowy. Powstaje on wskutek niejednorodności materiałów. Rezystory o małych wymiarach szumią bardziej niż większe; rezystory metalizowane szumią mniej niż rezystory węglowe. Nieraz bardzo uciążliwe są szумы prądowe powodowane niestabilnością i niejednorodnością złącz wewnętrznych podzespołów.

Do anteny odbiornika dociera dużo różnych sygnałów radiowych pochodzenia ziemskiego, atmosferycznego oraz z przestrzeni kosmicznej. Ich wielkość jest bardzo zróżnicowana w różnych zakresach częstotliwości, różna w ośrodkach podmiejskich i wielkomiejskich, zależna od warunków propagacyjnych. Na rys. 1 przedstawiono średnie wartości szumów w zakresie od 10 MHz do 10 GHz, rejestrowanych przy użyciu anteny o charakterystyce dookólnej. Krzywa (6) ilustruje liczbę szumów odbiorników najwyższej klasy. W zakresie wielkich i największych częstotliwości szумы własne urządzenia odbiorczego coraz bardziej ograniczają jego czułość. W zakresach fal krótkich natomiast, ważniejszym problemem jest odporność na silne sygnały. Wystarcza tu liczba szumów rzędu 10 dB.

### DEFINICJA CZUŁOŚCI ODBIORNIKA

Jeżeli do wejścia czwórnika (wzmacniacza, układu przemiany częstotliwości lub tylko tłumika) doprowadzi się sygnał użyteczny  $P_n(in)$  oraz sygnał szumów  $P_r(in)$ , zaś na wyjściu czwórnika występuje  $P_n(out)$  oraz  $P_r(out)$ , wówczas współczynnik szumów  $F$  określa się ze wzoru:

$$F = \frac{P_n(in)/P_r(in)}{P_n(out)/P_r(out)} \quad (2)$$

jeżeli  $\frac{P_n}{P_r} = \frac{S}{N}$

w którym:  $S$  — sygnał,  $N$  — szum

$$F = \frac{S_{(in)}}{N_{(in)}} \quad (2a)$$

$$F = \frac{S_{(out)}}{N_{(out)}}$$

wówczas

Współczynnik  $F$  wskazuje więc o jaką wielkość pogorszył się stosunek sygnału do szumu  $\left(\frac{S}{N}\right)$  po przejściu np. przez odbiornik, ogólnie przez czwórnik.

Współczynnik  $F$  jest z reguły większy od 1.

Dla idealnego odbiornika, którego nie da się jednak skonstruować, współczynnik  $F$  wynosiłby 1.

Ponieważ każdy odbiornik wnosi szумы własne, okreśmy je współczynnikiem szumów dodatkowych:

$$F = 1 + F_d, \text{ czyli } F_d = F - 1 \quad (3)$$

logarytmując:  $10 \lg F = F(dB)$

$F(dB)$  określa się jako liczbę szumów wyrażoną w dB, mającą to samo fizyczne znaczenie co współczynnik szumów  $F$ .

Wykres przedstawiony na rys. 2 ułatwia zmianę współczynnika szumów  $F$  na liczbę szumów  $F(dB)$ . (W literaturze angielskiej stosuje się termin  $NF$  — noise figure).

Wstawiając w równaniu (1), w miejsce  $T$ , temperaturę pokojową

$$T_o = 273 + 17 = 290^\circ K$$

otrzymujemy:

$$k \cdot T_o = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws}/^\circ K \cdot 290^\circ K = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Ws} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ [W/Hz]}$$

Jest to moc szumów cieplnych rezystora  $R$ , przy pasmie przepustowym  $B = 1 \text{ Hz}$ , czyli:

$$P_r = k \cdot T_o \cdot 1 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ [W/Hz]}$$

W literaturze angielskiej termin  $k T_o$  powoli zanika na rzecz liczby szumów lub temperatury szumu.

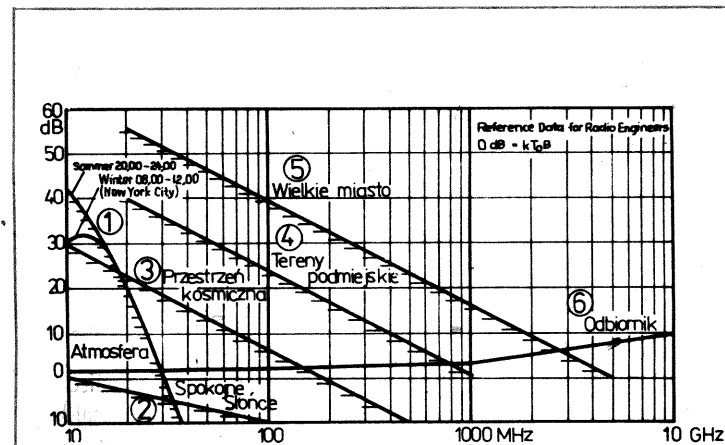
Nie należy więc oznaczać  $F = 4 \cdot k \cdot T_o$ , tylko  $F = 4$  lub  $F = 6 \text{ dB}$ . Jak wynika z wcześniejszych wywodów, czułością graniczną określa się najmniejszy użyteczny sygnał na wejściu odbiornika, który razem z sygnałem szumów  $P_r$  odbiornika daje na wyjściu współczynnik szumów = 1.

Jeżeli „bezszumny” odbiornik o szerokości pasma przepustowego  $B_{(Hz)}$  połączy się ze źródłem szumów o temperaturze  $T_{(K)}$ , wówczas otrzymuje on sygnał o poziomie mocy szumów:

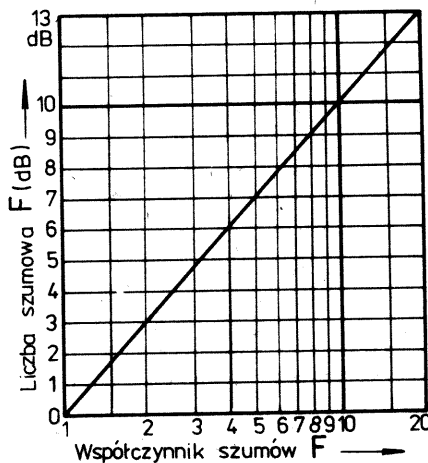
$$P_r = k \cdot T \cdot B \text{ [W]}$$

W warunkach dopasowania, kiedy rezystancja wewnętrzna źródła szumów ( $R_i$ ) równa się rezystancji wejściowej odbiornika ( $R_{in}$ ), czyli  $R_i = R_{in} = R$ , można z dyspozycyjnej mocy szumów  $P_r$  wyliczyć skuteczną wartość napięcia szumów  $U_r$  wyrażoną w  $\mu V$ :

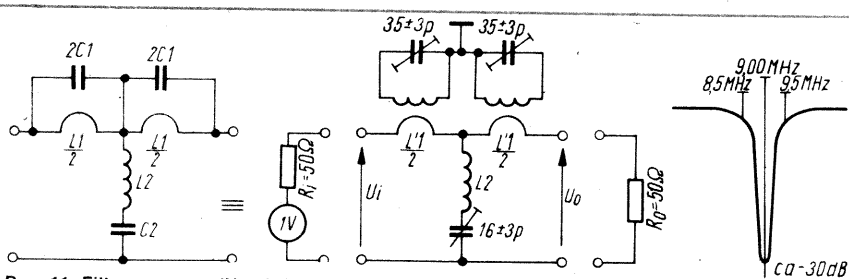
$$\frac{U_r^2}{R} = k \cdot T \cdot B, \text{ czyli } U_r = \sqrt{R k \cdot T \cdot B} \text{ [\mu V]} \quad (5)$$



Rys. 1. Poziomy szumów w zakresie 10 MHz do 10 GHz w różnych ośrodkach (antena o charakterystyce dookólnej)



Rys. 2. Zamiana współczynnika szumów na liczbę szumową

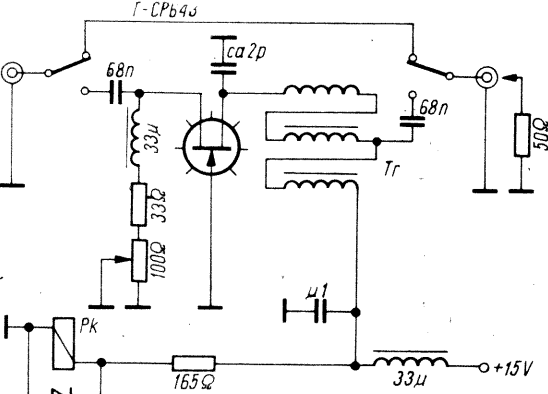


Rys. 11. Filtr zaporowy (Notch filtr) 9 MHz

$$\frac{L_1}{2} = 25 \text{ zw. } 0,2 \text{ DNE} + 1 \text{ zw. } 0,5 \text{ DNE JJ}$$

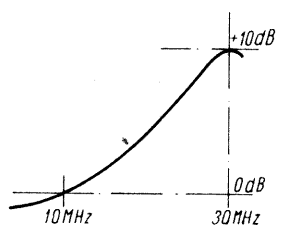
Polfer 100 × 60 × 4 mm U31; L = ca 7 μH, Q = 180.

L<sub>2</sub> = 40 zw 0,2 DNE JJ Polfer 100 × 60 × 4 mm F81; L = ca 19 μH, Q = 200



Rys. 12. Wzmacniacz wejściowy 10 – 30 MHz

T<sub>r</sub> = 3 × 4 zw 0,2 DNE JJ Polfer 100 × 60 × 4 mm U31. L = 3 μH, Q = 160



U<sub>i</sub> informuje nas o impedancji wejściowej Z<sub>i</sub> filtru (generator PG 19 o R<sub>i</sub> = 50 Ω). W pasmie przepustowym filtry wykazują dopasowanie (wartość rzeczywista) 50 Ω, na krańcach charakterystyki wykazują własności indukcyjne lub pojemnościowe ze zmianami fazy. Tłumienie częstotliwości lustrzanych wynosi 75 dB w dolnych zakresach częstotliwości i zmniejsza się do 60 dB dla filtru 23 ÷ 30 MHz.

Oporność intermodulacyjna filtrów jest w pełni wystarczająca. „IP” odbiornika bez filtrów jak i po dołączeniu filtrów nie zmienia się.

Nieco inaczej jest skonstruowany filtr dolnoprzepustowy 0,1 ÷ 3 MHz (schemat na rys. 10). Podaję już w skrócie wzory do obliczenia filtru dolnoprzepustowego, zaś wartości L i C znaleźć można w tablicy.

$$R_c = 50 \Omega \quad f_r = 3,35 \text{ MHz}$$

$$L_1 = \frac{R_c}{\pi \cdot f_r} = \frac{50}{3,14 \cdot 3,35} = 4,75 \mu\text{H} \quad C_2 = \frac{1}{\pi \cdot f_r \cdot R_c}$$

$$L'_1 = m \cdot L_1 \quad L'_2 = 0,267 \cdot L_1 \quad C'_2 = m \cdot C_2$$

W komorze pod preselektorem [4] umieszczono filtr zaporowy 9 MHz, który uniemożliwia przenikanie sygnału 9 MHz od wejścia antenowego przez mieszacz SRA 3H do toru p.cz. Filtr ten wnosi duże tłumienie, rzędu 30 dB dla częstotliwości 9 MHz ± 5 kHz, natomiast poniżej 8,5 MHz oraz powyżej 9,5 MHz tłumienie powinno być już bardzo małe. Zadanie takie spełnia filtr zaporowy (Notch-filtr — filtr dziura) w układzie stałego współczynnika „k”. Jak wynika z rys. 11 i odpowiednich wzorów, obwody wzdluzne powinny się składać z bardzo małych indukcyjności i bardzo dużych pojemności:

$$f'_0 = 8,9 \text{ MHz} \quad f''_0 = 9,1 \text{ MHz} \quad f''_0 - f'_0 = 0,2 \quad f'_0 \cdot f''_0 = 80,99$$

$$L_1 = \frac{(f''_0 - f'_0) \cdot R_c}{\pi \cdot f'_0 \cdot f''_0} = \frac{0,2 \cdot 50}{\pi \cdot 81} = 0,04 \mu\text{H}$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi(f''_0 - f'_0) \cdot R_c} = \frac{1}{4\pi \cdot 0,2 \cdot 50} = 8000 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{R_c}{4\pi(f''_0 - f'_0)} = \frac{50}{4\pi \cdot 0,2} = 19 \mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{f''_0 - f'_0}{\pi \cdot f'_0 \cdot f''_0 \cdot R_c} = \frac{0,2}{\pi \cdot 81 \cdot 50} = 16 \text{ pF}$$

Utrudnia to w sposób zasadniczy dostrojenie filtru dokładnie do 9 MHz (brak trymerów odpowiednio dużych pojemności). Zastosowano więc transformację dopasowania w stosunku 1:25<sup>2</sup>, co umożliwiła wykorzystanie ogólnie dostępnych ceramicznych trymerów 3 ÷ 35 pF. Nieznaczące rozbieżności w obliczeniach wynikają z niedoskonałości sprzężenia obydwóch uzwojeń L'<sub>1</sub>/2. Podczas odbioru sygnał z wejścia antenowego jest doprowadzony przez filtr zaporowy do wejścia preselektora, natomiast przy nadawaniu zestyki przełącznika przełączają preselektor bezpośrednio na tor wejściowy nadajnika.

Na tym byłby zakończony opis preselektora. W obudowie bloku I znajduje się jeszcze wzmacniacz, który można włączyć między preselektor a mieszacz SRA 3H [1]. Zadaniem tego przedwzmacniacza jest poprawienie stosunku  $\frac{S+N}{N}$ ,

czyli stosunku sygnału użytecznego + szumy do sygnału szumów [8]. Jak wiemy

szumy anteny przy odbiorze sygnałów w zakresie dolnych pasm fal krótkich, a więc 3,5 i 7 MHz są stosunkowo duże i nie ma potrzeby zwiększania czułości odbiornika, natomiast powyżej 10 MHz szumy te stopniowo maleją i wzrost wzmocnienia toru wejściowego odbiornika jest już uzasadniony. Wzmacniacz taki powinien wnosić minimalne szumy własne, wykazywać dużą odporność intermodulacyjną, a więc duże „IP”, zaś jego charakterystyka wzmocnienia powinna, počawszy od 10 MHz, bieżąco narastać o 10 dB dla 30 MHz. Zadanie takie spełnia jednostopniowy wzmacniacz z dopasowanym wejściem i wyjściem do impedancji 50 Ω, włączany w tor odbiornika za pomocą przełącznika P<sub>k</sub> jak to przedstawiono na rys. 12. Należy pamiętać, że 10 dB wzmocnienia sygnału przed mieszaczem SRA 3H powoduje zmniejszenie „IP” całego odbiornika również o 10 dBm. Ponieważ jednak wzmacniacz ten jest używany tylko przy odbiorze bardzo słabych sygnałów, przede wszystkim w pasmie 28 MHz, niedostatek ten nie jest szczególnie uciążliwy.

#### LITERATURA

- [1] Kaniut G.P. SP9RG: Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1 ÷ 30 MHz. „Radioelektronik” nr 5/1988
- [2] Martin M. DJ7VY: Intermodulationsfester Preselektor. 1,5 ÷ 30 MHz. „cq-DL” nr 7/1984
- [3] Węglewski J. SP5WW: Zespół filtrów pasmowych KF „Radioelektronik” nr 9/1987
- [4] Kaniut G.P. SP9RG: Oscylator przemiany częstotliwości. „Radioelektronik” nr 8/1988
- [5] Kaniut G.P. SP9RG: Układ PLL oscylatora przemiany częstotliwości. „Radioelektronik” nr 12/1988
- [6] Shea T.E.: Transmission Networks and Wave Filters
- [7] Żyszkowski Zb.: Zarys układów przenoszenia. PIT 1950
- [8] Kaniut G.P. SP9RG: Szumy własne urządzeń radiokomunikacyjnych. „Radioelektronik” nr 12/1987
- [9] Kaniut G.P. SP9RG: Ein Preselektor 0,1 ÷ 30 MHz. „cq-DL” nr 10/1986

# Przestrzajany magnetycznie oscylator przemiany częstotliwości do nowoczesnego odbiornika radiokomunikacyjnego 0,1 ÷ 30 MHz

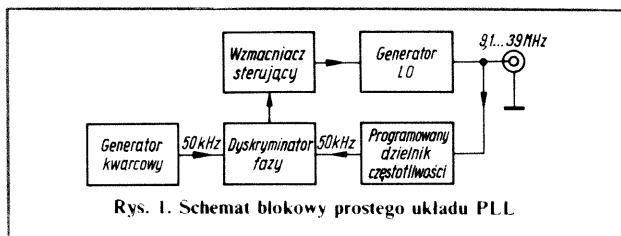
Jednym z podstawowych zespołów odbiornika radiokomunikacyjnego jest oscylator przemiany częstotliwości, nazywany w literaturze zagranicznej skrótowo LO (Local oscillator). W artykule przedstawiono zasadę działania, układ oraz wskazówki konstrukcyjne pomocne przy wykonaniu takiego oscylatora.

Wymagania stawiane oscylatorowi przemiany są duże, gdyż decyduje on o technicznych zaletach odbiornika. Są one następujące:

- Dokładność i powtarzalność nastrojenia żądanej częstotliwości.
- Stabilność czasu nastrojonej częstotliwości.
- Stabilność poziomu sygnału wyjściowego oscylatora przemiany w całym zakresie częstotliwości.
- Niski poziom szumów bocznych SBN (Side Band Noise).

Wymagania te spełniłby w zupełności oscylator kwarcowy, niestety jest on nie przestrajalny. Musimy więc zbudować oscylator samowzbudny, który miałby cechy oscylatora kwarcowego lub cechy do niego bardzo zbliżone.

Najprostszym rozwiązaniem jest oscylator VFO, strojony kondensatorem obrotowym o niewielkiej zmianie pojemności, do



Rys. 1. Schemat blokowy prostego układu PLL.

którego przyłącza się kolejno kilka lub kilkanaście obwodów rezonansowych, zależnie od tego na ile podzakresów podzielono pasmo częstotliwości 0,1 ÷ 30 MHz odbiornika. W wypadku, gdy jesteśmy zainteresowani tylko pasmami amatorskimi, liczba podzakresów będzie odpowiednio mniejsza. Niewątpliwą zaletą takiego rozwiązania jest prostota układu oscylatora, niewielki poziom szumów „SBN”, wadą natomiast konieczność stosowania skomplikowanej techniki przełączania obwodów, indywidualne skalowanie każdego zakresu częstotliwości oraz konieczność indywidualnej stabilizacji cieplnej poszczególnych obwodów rezonansowych.

Innym rozwiązaniem jest układ znany pod nazwą „Super VFO”. Stosuje się tylko jeden oscylator strojony, np. w zakresie 37 ÷ 39 MHz oraz generator kwarcowy z 14 przełączanymi rezonatorami kwarcowymi dla 15 dwumegahercowych podzakresów częstotliwości odbiornika. W wyniku mieszania częstotliwości generatora VFO z częstotliwością generatora kwarcowego otrzymujemy żądaną częstotliwość przemiany LO. Zaletą tego układu jest wspólna skala dla wszystkich podzakresów oscylatora przemiany; stabilizacja cieplna dotyczy tylko generatora VFO, ale układ wymaga dobrego ekranowania oraz odpowiednich filtrów dolnoprzepustowych, aby uniknąć niepożądanych produktów mieszania częstotliwości.

Od szeregu lat coraz większe zastosowanie ma układ oscylatora przemiany z pętlą sprzężenia zwrotnego, stabilizującą częstotliwość „PLL” (Phase Locked Loop), w którym strojenie częstotliwości oscylatora przemiany dokonuje się pośrednio przez układ regulacyjny.



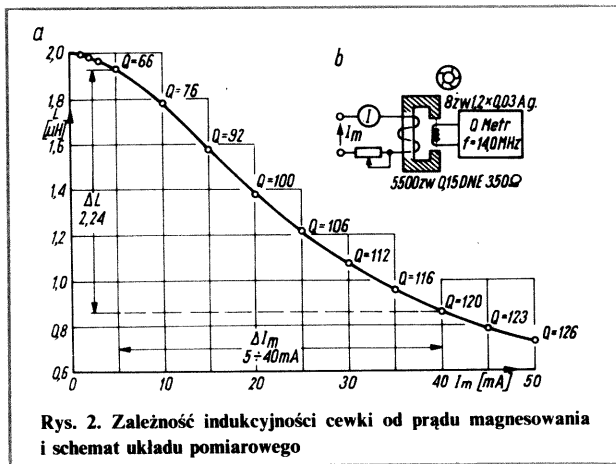
Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy prostego układu PLL. Zasada działania jest następująca. Zakładamy, że częstotliwość pracy generatora LO nieznacznie różni się od pożądanej częstotliwości. Sygnał wyjściowy generatora LO jest doprowadzony do głównego mieszacza częstotliwości sygnału wejściowego odbiornika, ale też do programowanego cyfrowego dzielnika częstotliwości. W dyskryminatorze fazy następuje porównanie fazy sygnału na wyjściu programowanego dzielnika z fazą sygnału generatora kwarcowego. Jeżeli częstotliwość LO po dzielniku częstotliwości jest nieco większa niż częstotliwość generatora kwarcowego, pojawi się na wyjściu dyskryminatora fazy stałoprądowy sygnał „błędu”, który powoduje zmniejszenie częstotliwości generatora LO. Odwrotnie, jeżeli częstotliwość LO jest za mała, sygnał „błędu” na wyjściu dyskryminatora fazy powoduje jej zwiększenie. Jest to układ trójstanowej równowagi, pracujący stabilnie w położeniu środkowym, tj. kiedy częstotliwość sygnału wyjściowego LP po podziale zrówna się z częstotliwością generatora kwarcowego.

Regulację częstotliwości LO wykonuje się przez zmianę pojemności kondensatora obwodu rezonansowego lub zmianę indukcyjności cewki obwodu rezonansowego. Zmiany pojemności dokonuje się za pomocą diody pojemnościowej, której pojemność zmienia się w funkcji przyłączonego do diody napięcia polaryzującego. Niestety, dioda pojemnościowa powoduje wzrost szumów układu, w wyniku czego znacznie wzrastają szumy boczne SBN. Ponadto zakres regulacji częstotliwości obwodu rezonansowego za pomocą diody pojemnościowej jest dosyć wąski.

Autor zastosował jako element regulacji częstotliwości w generatorze LO magnetycznie regulowaną indukcyjność w miejsce szumiącej diody pojemnościowej. Znane jest zjawisko, że cewka nawinięta na rdzeniu ferromagnetycznym zmienia swoją indukcyjność w funkcji magnesowania rdzenia. Zjawisko to od lat jest wykorzystywane przy budowie transduktorów. W odniesieniu do opisywanego generatora LO przeprowadzono wiele prób, szukając optymalnego rozwiązania układu regulacji indukcyjności cewki. Najkorzystniejsze wyniki uzyskano nawijając cewkę na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym, umieszczonym w ferromagnetycznym zamkniętym jarzmie, którego cewka magnesująca wywołuje indukcję magnetyczną, powodując zmianę przenikalności magnetycznej pierścieniowego rdzenia ferrytowego.

Przeprowadzono serię pomiarów w celu określenia optymalnych warunków, w których zależność zmiany indukcyjności cewki od amperozwojów prądu magnesującego jest możliwie duża i dostatecznie liniowa.

Na rys. 2 przedstawiono zależność indukcyjności cewki od prądu magnesującego. Korzystnym zjawiskiem jest fakt, że przy maleją-



(korpus tworzy zwarty zwój), pokrywając go w miejscu na uzwojenie lakierem lub folią izolacyjną. Na korpusie umieszcza dwa uzwojenia po 2500 zwojów jedno nad drugim wykonane drutem DNE  $\varnothing$  0,16. Na jarzmo zespołu nasunięty jest ekran wykonany z blachy o dużej przenikalności magnetycznej. Na wałku o średnicy 36 mm nawijamy ciasno 5 zwojów paska blachy „Permalloy” o grubości 0,5 mm i szerokości 45 mm. Wykonaną w ten sposób rurkę 36 × 41 mm spajamy za pomocą dwóch małych nitów  $\varnothing$  1 mm, rozmieszczonych na obrzeżach. Całość jarzma skręcamy ostrożnie za pomocą czterech prętów gwintowanych i dwóch płaskowników bocznych, nakrętkami M3 z podkładkami sprężystymi. Tak wykonany zespół magnetycznie zmienionej indukcyjności stanowi najważniejszy podzespół oscylatora przemiany LO, którego schemat jest przedstawiony na rys. 4. Cewka L1 z przełączanymi kondensatorami oraz o dużym nachyleniu tranzystor T1 (U310 Teledyne crystalonics lub zastę-

cej indukcyjności dobroć cewki wzrasta. Wąska pętla histerezy rdzenia pierścieniowego powoduje znikome różnice pomiarów z narastającym prądem magnesowania w stosunku do malejącego prądu magnesowania.

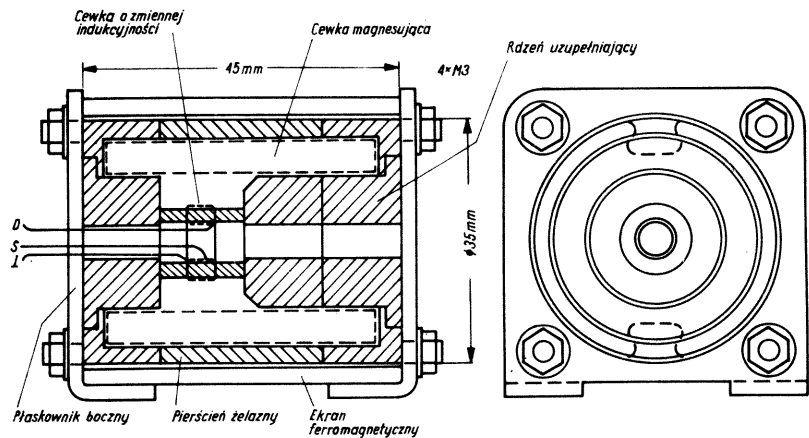
Wpływ temperatury na wynik pomiaru jest niewielki, choć zauważalny. Jednak układ samoregulujący pętli PLL działa tak skutecznie, że wpływ temperatury można pominąć.

Wadą układu jest wpływ obcych pól magnetycznych, np. od transformatora sieciowego transceivera na cewkę sterowaną magnetycznie. Aby wpływ ten wyeliminować umieszczono jarzmo wraz z cewką w ekranie ferromagnetycznym. Ponadto transformator sieciowy umieszczono po przeciwległej stronie transceivera, aby możliwie daleko odsunąć go od układu magnetycznie zmienianej indukcyjności.

Na rys. 3 przedstawiono konstrukcję zespołu magnetycznie zmienianej indukcyjności.

Na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym Polfer F81 o wymiarach 10 × 6 × 4 mm nawijamy 8 zwojów folii srebrnej\* o grubości 0,03 mm i szerokości 1,2 mm, z odczepem na drugim zwoju. Po obu stronach uzwojonego rdzenia umieszczamy takie same rdzenie pierścieniowe bez uzwojenia, a całość skleamy klejem epoksydowym, ściskając ostrożnie całość w imadle. Izolowane końcówki cewki oraz odczepy wyprowadzamy przez środkowy otwór sklejonej z sobą trójki rdzeni pierścieniowych. Trójkę rdzeni umieszczamy w środku jarzma ferrytowego, wykonanego z rdzenia kubkowego o średnicy 35 mm, Polfer F1001 A<sub>1</sub> 400, rozsuwając kubek do długości 45 mm. Brakujący segment przedłużonego rdzenia kubkowego wykonujemy przez zeszlifowanie zbędnej części posługując się szlifierką, z połowki takiego samego rdzenia kubkowego, po czym przyklejamy do prawej połowki rozsuniętego kubka. Zewnętrzny obwód magnetyczny zespołu zamyka pierścienią z magnetycznie miękkiego żelaza o średnicach  $\varnothing$ 35 ×  $\varnothing$ 30 mm i długości około 24 mm. Długość pierścienia musi być bardzo dokładnie dopasowana do zewnętrznych połówek rdzenia kubkowego, aby zmniejszyć do minimum wszystkie szczeliny obwodu magnetycznego jarzma. Jedynymi szczelinami powinny być odstępy 2 × 0,03 mm między pierścieniami ferrytowymi, jakie powoduje folia srebrna uzwojenia 8-zwojowej cewki.

W pustej przestrzeni rozsuniętego rdzenia kubkowego umieszczamy cewkę magnesującą. Odpowiedniej długości korpus na cewkę magnesującą wykonujemy z blachy mosiężnej 0,5 mm



Rys. 3. Szkic konstrukcji układu magnetycznie zmienianej indukcyjności

pczo BF246B) tworzą samowzbudny generator LO. Jak wynika z rys. 2, zakres zmiany indukcyjności cewki wynosi 2,24, czyli zakres zmiany częstotliwości  $= \sqrt{2,24} = 1,5$ . Wystarczyłoby tylko 3 kondensatory przełączane kolejno równoległe do cewki, aby pokryć wymagany zakres częstotliwości 9,1 ÷ 39 MHz. Z uwagi jednak na koncepcję preselektora, którego zakres został podzielony na 6 podzakresów, podział ten wprowadzono i tutaj. W tej sytuacji na poszczególnych podzakresach jest wykorzystana jedynie środkowa część charakterystyki regulacji L1. Tranzystory T4 T5 (BF246C oraz BFYP99) tworzą wzmacniacz mocy sygnału oscylatora przemiany, podnosząc poziom do +17 dBm = 1,5 V na 50  $\Omega$ . Taki poziom sygnału LO wymagany jest przez mieszacz pierścieniowy SRA3H. W wypadku stosowania innego mieszacza, np. IE500 poziom LO należy obniżyć do +7 dBm = 0,5 V na 50  $\Omega$ . Przekroczenie dopuszczalnego poziomu sygnału LO mieszacza pierścieniowego może spowodować jego zniszczenie!

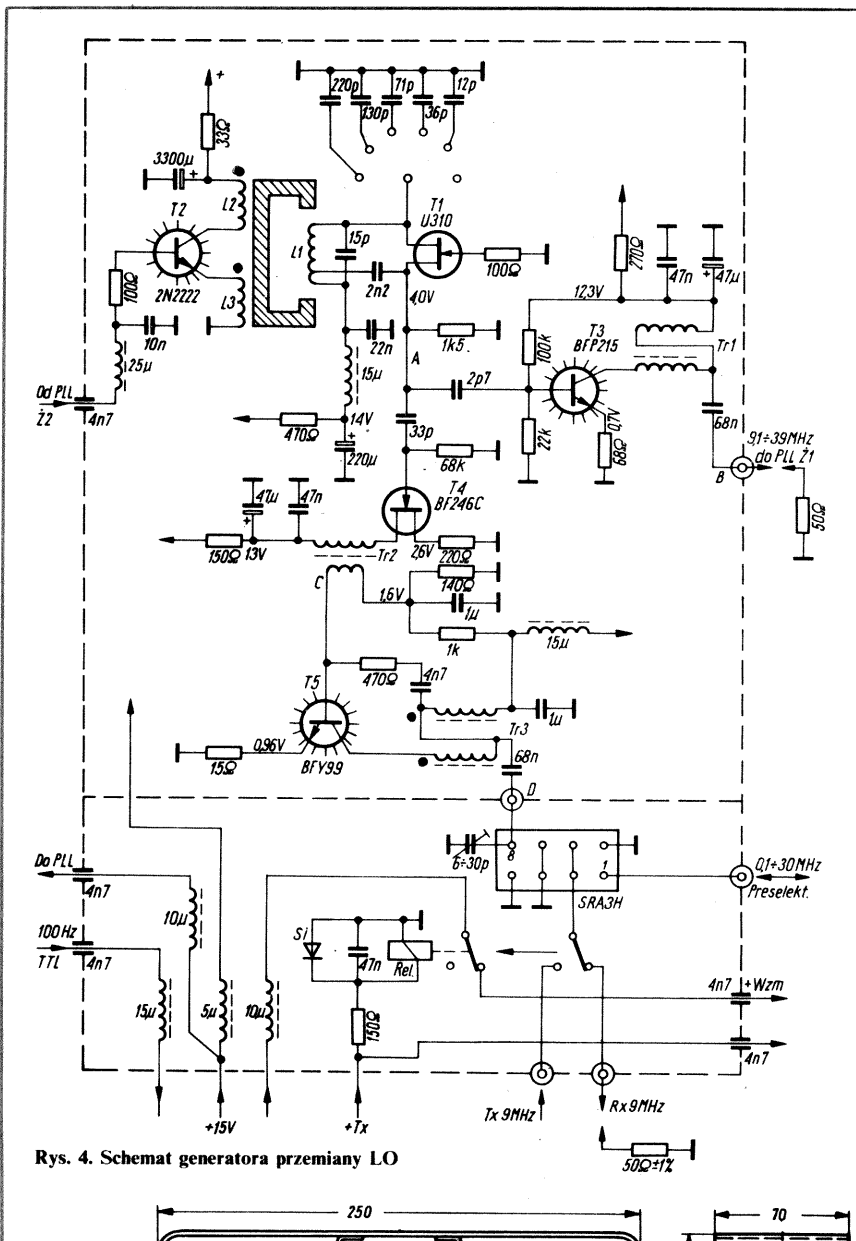
Wzmacniacz z tranzystorem T3 BFP215 spełnia funkcje separatora zmniejszając oddziaływanie wsteczne układu PLL na generator z tranzystorem T1. tłumienie wsteczne wynosi około 40 dB. Dławiki w.c.z. w różnych punktach układu uniemożliwiają ewentualne sprzężenia poprzeczne między podzespołami, np. po przewodzie zasilania 15 V.

Wartości napięć podane w różnych punktach układu zestawione w tabelicy umożliwiają sprawdzenie poprawnej pracy LO.

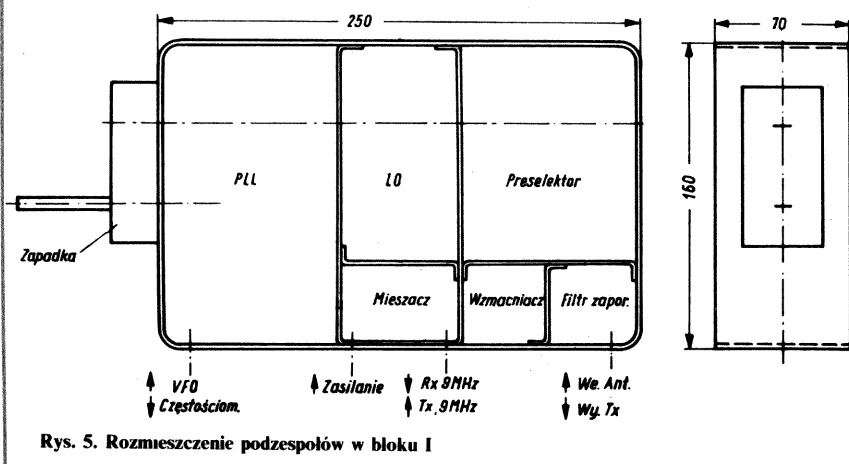
Dane elementów nie omówionych na schemacie są następujące:

- L2 — 2500 zw. DNE 0,16, 120  $\Omega$
- L3 — 2500 zw. DNE 0,16, 150  $\Omega$
- Tr1 — 2 × 10 zw. bifil. DNEJJ 0,2 — rdzeń RP10 × 6 × 4 F1001
- Tr2 — 10 zw. DNEJJ 0,2 — rdzeń RP10 × 6 × 4 F1001
- 3 zw. DNEJJ 0,35 rdzeń RP10 × 6 × 4 F1001
- Tr3 — 2 × 8 zw. bifil. DNEJJ 0,35 — rdzeń RP10 × 6 × 4 F1001

\* W wypadku trudności uzyskania folii Ag może być użyta do wykonania cewki folia Cu. (Przypisek redakcji uzgodniony z autorem)



Rys. 4. Schemat generatora przemiany LO



Rys. 5. Rozmieszczenie podzespołów w bloku I

Wartość napięć w punktach pomiarowych generatora

F [MHz]	10	15	20	25	30	35	40
A [V]	2,45	2,65	2,7	2,75	2,78	2,8	2,7
B [V]	0,23	0,25	0,26	0,27	0,27	0,27	0,25
C [V]	0,95	0,78	0,74	0,64	0,52	0,45	0,4
D [V]	1,55	1,58	1,62	1,58	1,48	1,55	1,5

Do przełączania „Odbiór-Nadawanie” zastosowano przełącznik PK typ G.B.R. 111 RGI 12-2 Ag. produkcji RFT NRD. Zespół LO mieści się w górnej środkowej komorze bloku I (rys. 5) i tym samym jest odekranowany od pozostałych zespołów bloku I.

Cały układ LO poza podzespołem magnetycznie zmienianej indukcyjności cewki L1 został zmontowany na płytce drukowanej o wymiarach 65 × 105 mm i umocowany na ścianie działowej od strony preselektora.

Na przeciwległej ścianie działowej mieści się zespół magnetycznie zmienianej indukcyjności łącznie z tranzystorem T1 i przełącznikiem kondensatorów obwodu rezonansowego.

W dolnej, środkowej komorze bloku I został umieszczony mieszacz pierścieniowy SRA3H, przełącznik „odbior-nadawanie” oraz obwody zasilania LO, PLL, wzmacniacza wejściowego, a także obwody zasilania przełącznika antenowego z filtrem zaporowym 9 MHz. Wzmacniacz wejściowy zostaje wyłączony, jeżeli mieszacz SRA3H pracuje w torze nadawania. Tranzystory T2, T3 i T5 mają nałożone radiatory.

W celu skontrolowania poprawnej pracy LO należy:

- 1) sprawdzić, czy na poszczególnych wyprowadzeniach tranzystorów występują napięcia, których wartość podana jest w tablicy
- 2) włączyć do wejścia tranzystora T2 (2N2222) regulowane potencjometrem napięcie 0,5 ÷ 8 V
- 3) wyjście wzmacniacza BFP215 obciążyć rezystorem 50 Ω,
- 4) włączając kolejno przełącznikiem zakresów kondensatory obwodu rezonansowego L1 i zmieniając napięcie na wejściu 2N2222 powinniśmy na rezystorze 50 Ω, na wyjściu wzmacniacza do PLL, stwierdzić pożądane zakresy częstotliwości. Zakres I około 8,5 ÷ 12,5 MHz itd. do zakresu VI 28 ÷ 43 MHz. Sąsiadujące ze sobą zakresy częstotliwości będą się wzajemnie, głęboko nakładać. Celem powyższych pomiarów jest stwierdzenie, czy LO, jeszcze nie stabilizowany układem PLL, obejmuje cały zakres częstotliwości od 8,5 ÷ 43 MHz.

Poziom wyjściowy wzmacniacza mocy, mierzony w punkcie D, powinien wynosić w całym zakresie częstotliwości 1,6 V ± 1dB, natomiast poziomy wyjściowy wzmacniacza do PLL „O” dBm, czyli około

0,25 V, a przebieg jego powinien być sinusoidalny. Sygnał w punkcie D ma spłaszczone szczyty sinusoid w wyniku ograniczającego działania diod mieszacza SRA3H. Powstające tu częstotliwości harmoniczne nie wpływają na poprawność pracy układu przemiany częstotliwości.

#### LITERATURA

- [1] Kaniut G.P. SP9RG: Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1 ÷ 30 MHz. Radioelektronik nr 5/1988
- [2] Kaniut G.P. SP9RG: PLL-VFO mit magnetisch gesteuerter Induktivität. cq-DL nr 4/1982

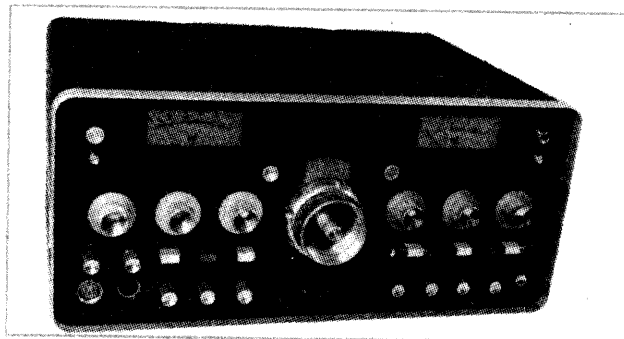


## Układ PLL do stabilizacji częstotliwości oscylatora

Do niedawna układ PLL do stabilizacji częstotliwości oscylatora traktowano jako zagadnienie techniczne, którego rozwiązania mogli się podjąć tylko elektronicy profesjonaliści. Z czasem układy te stawały się coraz prostsze i obecnie nie powinny sprawiać trudności amatorom krótkofalowcom o zacięciu konstruktorskim. Stosuje się urządzenia mniej lub bardziej rozbudowane, o pojedynczej lub kilku pętłach sprzężenia zwrotnego, wszystkie one jednak zmierzają do tego samego celu, a mianowicie przez odpowiedni układ regulacyjny wymuszają stabilizację częstotliwości oscylatora samowzbudnego. Autor opisuje układ PLL, opracowany w ciągu ubiegłych lat i zastosowany w swoim transceiverze.

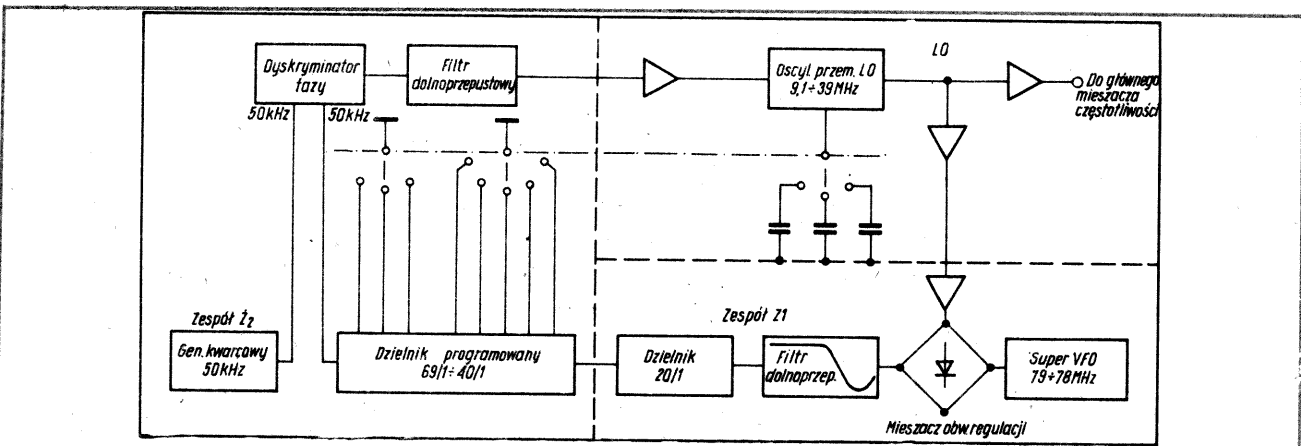
Założono wstępnie, że odbiornik powinien objąć cały zakres częstotliwości od 0,1 ÷ 30 MHz. Zakres ten podzielono na 30 podzakresów 1-megahercowych, przy czym w każdym z podzakresów odbiornik można dostroić na dowolną częstotliwość danego podzakresu za pomocą jednego wspólnego dla wszystkich podzakresów, ciepłnie stabilizowanego VFO.

Na rys. 1 jest przedstawiony schemat blokowy układu PLL, oscylatora przemiany LO 9,1 ÷ 39 MHz. Sygnał wyjściowy LO jest doprowadzany do głównego mieszacza częstotliwości wejściowych odbiornika oraz przez dwa wzmacniacze separujące do mieszacza obwodu regulacji częstotliwości. Sygnał LO zostaje tu mieszany z sygnałem Super VFO 79 ÷ 78 MHz. Produktem mieszania jest sygnał p.cz. dla dzielnika programowanego 69 ÷ 40 MHz. Ten ostatni sygnał przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy, ograniczający stromo widmo częstotliwości powyżej 69 MHz. Po jego wzmocnieniu i przystosowaniu do norm TTL następuje dzielenie częstotliwości przez 20, z wyniku czego otrzymujemy sygnał TTL 3,45 ÷ 2,00 MHz. Sygnał ten zostaje

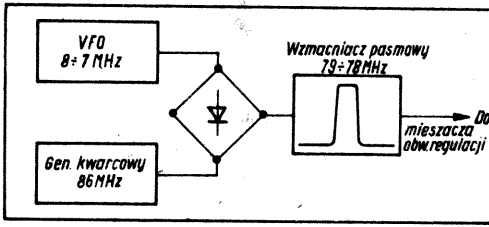


doprowadzany do dwustopniowego, programowanego dziesięt-  
nego dzielnika częstotliwości, zaś na jego wyjściu otrzymujemy  
sygnał TTL 50 kHz, który w dyskryminatorze fazy zostaje  
porównany z sygnałem 50 kHz wzorcowego generatora kwar-  
cowego. Stałoprądowy sygnał błędu, na wyjściu dyskryminatora  
fazy zostaje w filtrze dolnoprzepustowym uwolniony od 50  
kHz-impulsów zakłócających i przez wzmacniacz sygnał ten  
powoduje magnesowanie jarzma oscylatora LO, sprowadzając  
jego częstotliwość do wartości nominalnej.

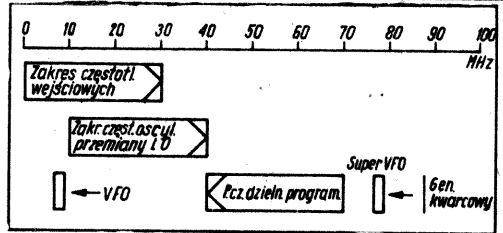
Zmianę częstotliwości LO co 1 MHz dokonujemy przełączni-  
kami dzielnika programowanego oraz oscylatora LO. Płynną  
regulację częstotliwości w granicach jednego megaherca umożli-  
wia Super VFO, którego częstotliwość wyjściową można regu-  
lować w granicach 79 ÷ 78 MHz. Ponieważ stabilność ciepłna  
częstotliwości zwykłego VFO na zakres 79 ÷ 78 MHz byłaby  
absolutnie nie do przyjęcia, zastosowano układ, w którym VFO  
pracuje na stosunkowo małej częstotliwości 8 ÷ 7 MHz, przy  
czym jego sygnał wyjściowy zostaje zmieszany z sygnałem



Rys. 1. Schemat blokowy układu PLL, oscylatora przemiany LO 9,1 ÷ 39 MHz



Rys. 2. Schemat blokowy Super VFO 79 ÷ 78 MHz



Rys. 3. Widmo częstotliwości oscylatora przemiany oraz układu PLL

generatora kwarcowego 86 MHz, jak to przedstawiono na rys. 2. Po wzmacniaczu pasmowym otrzymujemy pożądany sygnał 79 ÷ 78 MHz, który wyprowadzamy do mieszacza obwodu regulacji. Na rys. 3 przedstawiono plan rozmieszczenia poszczególnych zakresów częstotliwości w pasmie 0 ÷ 100 MHz. Zakres częstotliwości oscylatora przemiany LO przesunięty jest o 9 MHz w stosunku do zakresu częstotliwości wejściowych odbiornika. Wynika to z przyjętej na wstępie pośredniej częstotliwości odbiornika 9 MHz. Częstotliwość pracy VFO 8 ÷ 7 MHz leży w pasmie częstotliwości wejściowych odbiornika. Oscylator ten musi być skutecznie ekranowany, aby przesłuch jego sygnału wyjściowego nie przeniknął do obwodu wejściowego odbiornika. Zakres pośredniej częstotliwości dla dzielnika programowanego 69 ÷ 40 MHz mieści się w środkowej części planu rozmieszczenia zakresów częstotliwości. Zakres ten można by zwiększyć o 10 ÷ 20 MHz, wymagałoby to jednak również przesunięcia sygnału Super VFO, odpowiednio wyżej. Korzyści wynikające z takiej operacji są jednak minimalne.

12 ÷ 64 pF, w szereg z kondensatorem mikowym 91 pF zapewnia dostatecznie liniowy podział skali częstotliwości odbiornika. Kondensator (trymer) 1 ÷ 3 pF oraz rdzeń karbonylkowy L31 umożliwiają dokładne dostrojenie częstotliwości pracy oscylatora do działek na skali kondensatora obrotowego: 8,00 MHz, odpowiada działce 0,00 (początek skali) oraz 7,00 MHz odpowiada działce 1,00 (koniec skali).

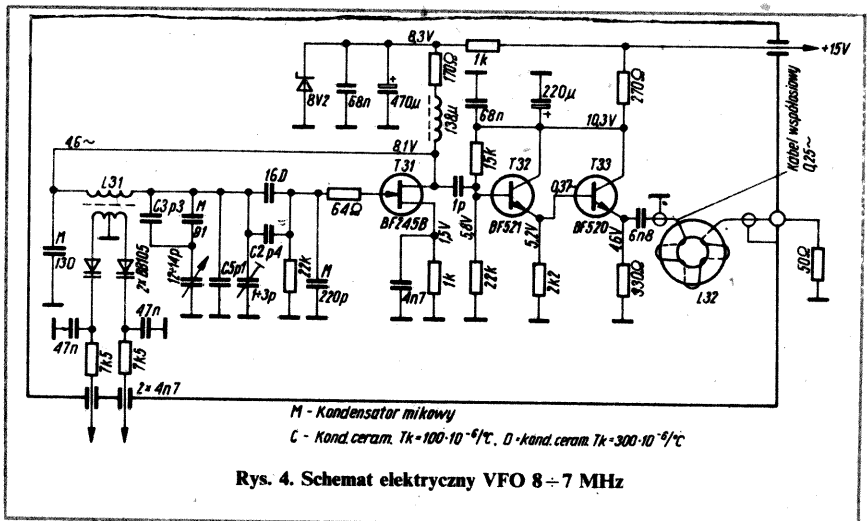
Działki 50 kHz rozmieszczone w zakresie umożliwiają wzajemne nakładanie się poszczególnych zakresów 1-megahercowych o 50 kHz.

Oscylator jest bardzo luźno sprzężony (1 pF) z dwustopniowym wtórnikiem wzmacniaczem separującym i dostarcza na wyjściu VFO, na obciążeniu 50  $\Omega$  sygnał o poziomie 0,25 V, stałym, w całym zakresie częstotliwości.

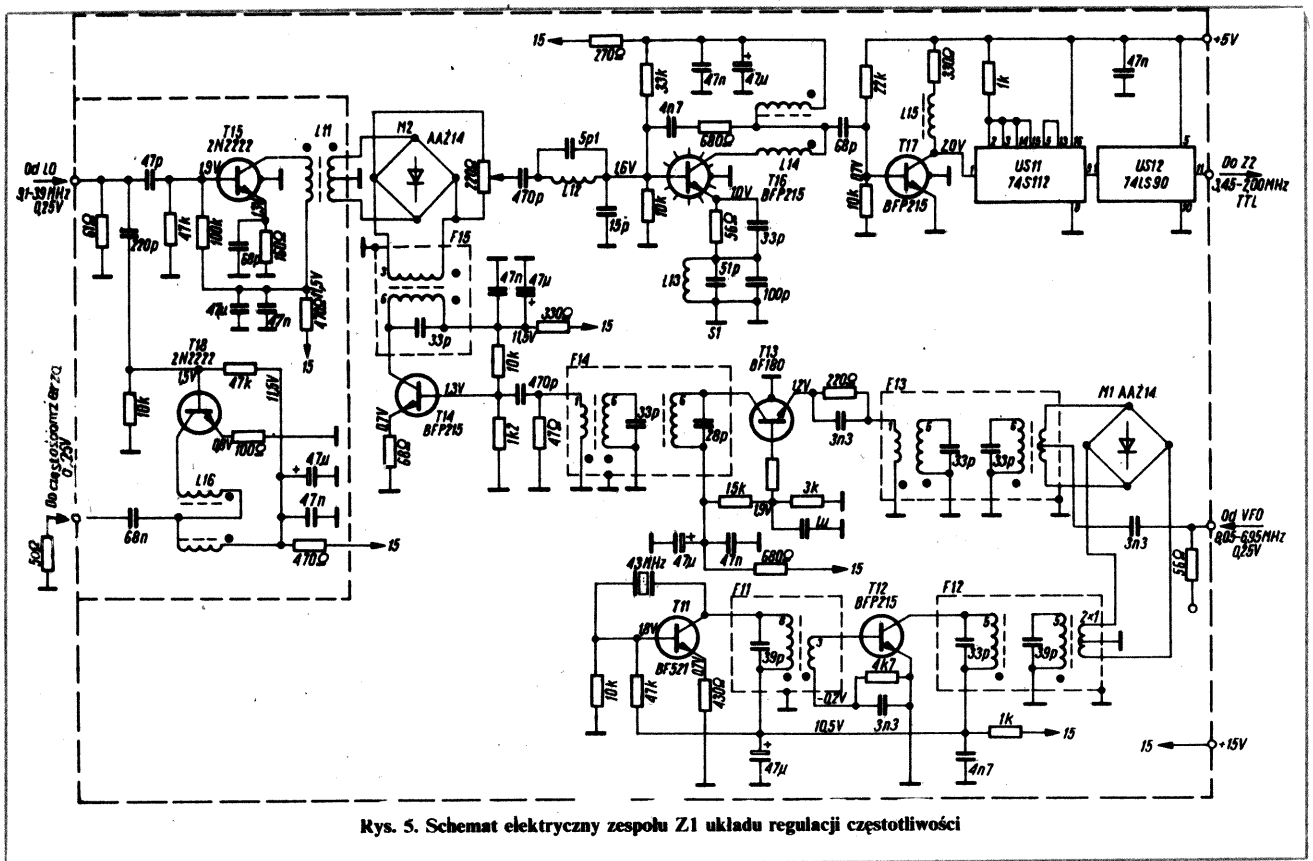
L32 służy do eliminacji „prądów płaszczowych” wyjściowego kabla współosiowego. Mimo szczelnego ekranowania VFO prądy te mogłyby powodować niepożądany śladowy przesłuch sygnału VFO.

**OPIS UKŁADÓW**

Na rys. 4 przedstawiono schemat VFO 8 ÷ 7 MHz. Oscylator pracuje w układzie Seilera z bardzo luźnym sprzężeniem obwodu rezonansowego z tranzystorem T31 (BF245B). Obwód rezonansowy L31 o dużej dobroci Q oraz kondensatory są ciepłynie skompensowane, dzięki czemu oscylator wykazuje bardzo dobrą stabilność częstotliwości w czasie. L31 jest wyposażona w karbonylkowy gwintowany rdzeń, który w odróżnieniu do ferrytu wykazuje znikomą zależność przenikalności magnetycznej od temperatury. Dodatkowe uzwojenie, umieszczone w środkowej części cewki służy do regulacji RIT oraz precyzyjnego ustalenia wskazań skali odbiornika, w granicach  $\pm 2,5$  kHz. Kondensator obrotowy



Rys. 4. Schemat elektryczny VFO 8 ÷ 7 MHz



Rys. 5. Schemat elektryczny zespołu Z1 układu regulacji częstotliwości

Sygnal VFO doprowadzany do zespołu Z<sub>1</sub> (rys. 5) zostaje zmieszany z sygnałem 86 MHz. Tranzystor T11 z rezonatorem kwarcowym 43 MHz tworzą generator, którego sygnał wyjściowy z filtrem F11 prowadzi do podwajacza częstotliwości T12. W obwodzie wyjściowym tranzystora T12 pracuje nieco podkrytycznie sprzężony filtr pasmowy F12. Jego symetryczny sygnał wyjściowy 86 MHz jest doprowadzony do mieszacza M1 (AAZ14), po czym wzmacniany w dwustopniowym wzmacniaczu pasmowym z tranzystorami T13 i T14. Filtry pasmowe F13 i F14, sprzężone nieco nadkrytycznie mogą powodować niewielkie „podbicie” charakterystyki przenoszenia wzmacniacza w pobliżu 79 i 78 MHz oraz wgłębienie (około 2 dB) przy 78,5 MHz. Wgłębienie to niweluje pojedynczy obwód F15, na wyjściu tranzystora T14, dając na symetrycznym wejściu, np. mieszacza M2 (AAZ14) prawie prostolinijny poziom sygnału wyjściowego 79 + 78 MHz, ze stromym spadkiem charakterystyki przenoszenia poniżej 77,5 MHz oraz powyżej 79,5 MHz. Dla częstotliwości 86 MHz spadek wzmocnienia powyższego wzmacniacza wynosi około 30 dB.

Sygnal 9,1 + 39 MHz z wyjścia oscylatora przemiany LO jest doprowadzany do separatora z tranzystorem T15, po czym z symetrycznego wyjścia do drugiego wejścia mieszacza M2. Dwa szeregowo połączone stopnie separatora uniemożliwiają wsteczne przenikanie sygnału Super VFO do LO. Produktem mieszania obydwóch sygnałów jest sygnał p.c.z. dzielnika programowanego 69 + 40 MHz. Sygnal ten przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy z cewką L12 oraz kondensatory 5,1 i 15 pF do bazy wzmacniacza tranzystora T16. W obwodzie jego emitera znajduje się równoległy obwód rezonansowy L13 i kondensator 150 pF, powodujący ponad 20 dB spadek charakterystyki przenoszenia powyższego wzmacniacza na częstotliwości 78,5 MHz. W zakresie 69 + 40 MHz charakterystyka przenoszenia wzmacniacza z tranzystorem T16 wraz z filtrami przebiega prawie prostolinijnie. Sygnal wyjściowy wzmacniacza z tranzystorem T16 zostaje za pomocą tranzystora T17 przystosowany do norm TTL sterując dzielniki częstotliwości układu scalonego US11 i US12.

W wyniku podziału przez 20 otrzymujemy na wyjściu układu scalonego US12 sygnał TTL 3,45 ÷ 2,00 MHz. Wzmacniacz-separator z tranzystorem T18 steruje cyfrowy miernik częstotliwości.

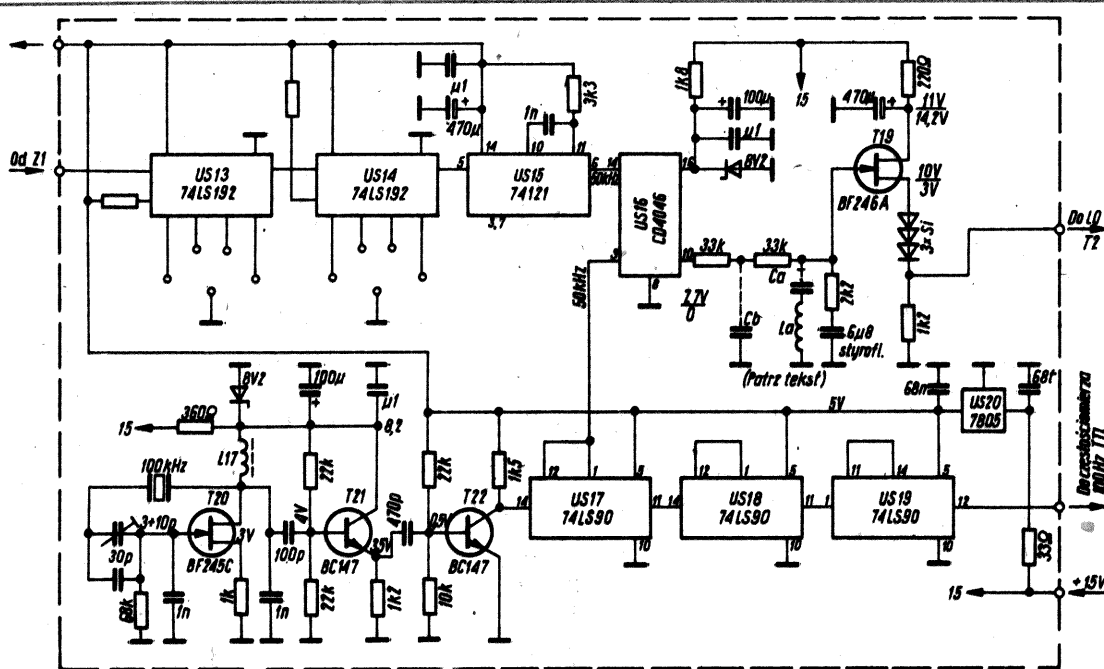
Sygnal wyjściowy z układu scalonego US12 jest doprowadzony do wejścia układu US13 zespołu Z2 (rys. 6). Układy scalone US13 i US14 tworzą dwustopniowy dziesiętny programowany dzielnik częstotliwości. Układ dzielnika częstotliwości wraz z matrycami diodowymi MAT1 i MAT2 oraz przełącznikami 1-megahercowym i 10-megahercowym jest przedstawiony na rys. 7. Programowany dzielnik częstotliwości 74LS192 (US13) oraz 74192 (US14) ma cztery wejścia nastawcze. Przyłączając do powyższych wejść równoległe, sygnały L = 0 albo H = 1, zgodnie z kodem BCD uzyskujemy pożądaną dziesiętny podział częstotliwości.

	D	C	B	A					
0	L	L	L	L	5	L	H	L	H
1	L	L	L	H	6	L	H	H	L
2	L	L	H	L	7	L	H	H	H
3	L	L	H	H	8	H	L	L	L
4	L	H	L	L	9	H	L	L	H

Diodowa matryca jest tak skonstruowana, aby za pomocą pojedynczego płaskiego przełącznika obrotowego wszystkie cztery wejścia nastawcze otrzymały odpowiednio potencjały L lub H. Każde z czterech wejść nastawczych jest połączone przez rezystor 1,2 kΩ do +5V, czyli otrzymuje potencjał H. Przełącznik obrotowy dokonuje przez diody matrycy połączeń z masą odpowiednich wejść nastawczych, czyli sprowadza je do poziomu L. Układ scalony US13 wraz z matrycą diodową MAT1 i przynależnym przełącznikiem służy do nastawiania co 1 megaherc zaś układ US14 z MAT2 i przełącznikiem — do nastawiania co 10 MHz. Należy pamiętać, że:

$$F_{(\text{Super VFO})} - F_{(\text{LO})} = F_{(\text{p.c.z.})}$$

czyli sygnał ten jest lustrzanie odwrócony w stosunku do sygnału LO; dla LO = 9 MHz sygnał p.c.z. = 69 MHz, zaś dla LO = 39 MHz sygnał ten wynosi 40 MHz.



Rys. 6. Schemat elektryczny zespołu Z2 układu regulacji częstotliwości

- 78 MHz – 9 MHz = 69 MHz
- 78 MHz – 10 MHz = 68 MHz
- 78 MHz – 38 MHz = 40 MHz

W pierwszym wypadku dzielnik musi dzielić przez 69, czyli dzielnik dziesiątek przez 6, zaś dzielnik jednostek przez 9. Matryca dziesiątek programuje układ US14, licząc od A ÷ D LHHL, zaś matryca jednostek programuje układ US13 HLLH. Ponieważ częstotliwość LO = 9 MHz odpowiada częstotliwości wejściowej odbiornika O MHz, wskaźnik położenia pokręta odpowiednio ze sobą sprzężonych przełączników MAT1 i MAT2 wskazuje pozycję O MHz.

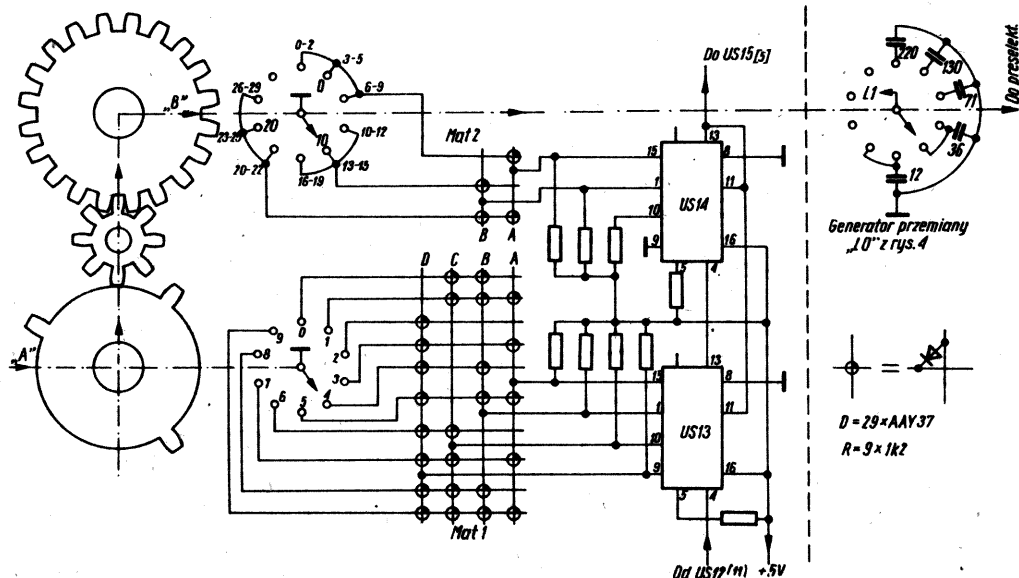
W drugim wypadku dzielnik dziesiątek również dzieli przez 6, zaś dzielnik jednostek przez 8, czyli matryca dziesiątek ponownie programuje LHHL, zaś matryca jednostek programuje LLLH. Wskaźnik położenia pokręta przełączników wskazuje pozycję 1 MHz.

W ostatnim wypadku dzielnik dziesiątek dzieli przez 4, zaś

dzielnik jednostek przez 0 = 10, czyli programowanie dziesiątek LLHL, zaś programowanie jednostek LLLL. Wskaźnik położenia pokręta wskazuje działkę 29 MHz.

Ponieważ wejścia nastawcze C i D dzielnika US14 we wszystkich możliwych wypadkach wymagają potencjału H na wejściu C oraz potencjału L na wejściu D, matryca MAT2 została odpowiednio uproszczona, łącząc wejście C przez rezystor 1,2 kΩ z +5 V (potencjał H), zaś wejście D do masy (potencjał L).

Sygnal wyjściowy układu US14 (wyprowadzenie 13) jest doprowadzany do przerzutnika monostabilnego US15 służąc jednocześnie do zerowania obydwóch dzielników US13 i US14. Układ US15 zwiększa szerokość impulsu sygnału wyjściowego 50 kHz, doprowadzając go do wejścia komparatora fazy US16 (wyprowadzenie 14). Sygnal odniesienia 50 kHz uzyskujemy z generatora kwarcowego 100 kHz ( tranzystory T20, T21, T22) oraz jednej sekcji dzielnika dziesiątego układu US17. Sygnal ten doprowadzamy do komparatora fazy US16 — wyprowadzenie 3.



Rys. 7. Schemat elektryczny programowanego dzielnika częstotliwości

Układ generatora 100 kHz jest konwencjonalny i nie wymaga omówienia. Dokładne dostrojenie częstotliwości 100 kHz wykonujemy trymerem  $3 \div 10$  pF w obwodzie rezonatora kwarcowego.

Sygnal błędu z dyskryminatora fazy US16 — wyprowadzenie 13 jest doprowadzany przez filtr dolnoprzepustowy do wtórnika układu T19 i przez trzy diody krzemowe do wzmacniacza z tranzystorem T2 (2 N2222) w oscylatorze przemiany.

W ten sposób została zamknięta pętla sprzężenia zwrotnego stabilizującego częstotliwość pracy generatora przemiany.

Na wyjściu dyskryminatora fazy wystąpi sygnał błędu:

wysoki, ok. 7,7 V, gdy  $F_{(s)} < F_{(o)}$

niski, ok. 0 V, gdy  $F_{(s)} > F_{(o)}$

przy czym:

$F_{(s)}$  — częstotliwość sygnału na wyprowadzeniu 14 dyskryminatora fazy,

$F_{(o)}$  — częstotliwość sygnału na wyprowadzeniu 3 dyskryminatora fazy.

Uzyskany na wyjściu układu US19 sygnał 100 Hz TTL służy jako podstawa czasu do cyfrowego miernika częstotliwości.

Dane techniczne filtrów, cewek i innych elementów indukcyjnych nieomówionych na schematach są następujące:

#### Filtry

F11	8 zw., 0,5 DNE	5,5 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	L = ok. 0,4 $\mu$ H
	3 zw., 0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy (+)	
F12	5 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	L = ok. 0,12 $\mu$ H
	5 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	
	2 $\times$ 1 zw., 0,2 DNEJJ	bifilarnie między zwojami od strony masy	
F13	6 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	L = ok. 0,15 $\mu$ H
	2 $\times$ 1 zw., 0,2 DNEJJ	bifilarnie między zwojami od strony masy	
	6 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	
	1 zw., 0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy	
F14	6 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	L = ok. 0,15 $\mu$ H
	6 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	
	1 zw., 0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy	
F15	6 zw., 0,8 CuAg	6,0 $\varnothing$ $\times$ 7 mm	L = ok. 0,15 $\mu$ H
	3 zw., 0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy	
F11	na korpusie 5 $\varnothing$ z rdzeniem ferrytowym U31 Polfer	M4 $\times$ 10 w kubku ekranującym 13 $\times$ 13 $\times$ 17 mm	
F12 $\div$ F14	na korpusie 5,5 $\varnothing$ z rdzeniem ferrytowym U31 Polfer	M4 $\times$ 10 w kubku ekranującym 15 $\times$ 35 $\times$ 25 mm odstęp cewek 20 mm	
F15	na korpusie 5,5 $\varnothing$ z rdzeniem ferrytowym U31 Polfer	M4 $\times$ 10 w kubku ekranującym 15 $\times$ 15 $\times$ 25 mm	

#### Cewki

L114	10 zw., 0,2 DNEJJ	wym 10 $\varnothing$ $\times$ 6 $\varnothing$ $\times$ 4 mm F1001 Polfer
L12	10 zw., 0,5 DNE	5,5 $\varnothing$ $\times$ 7 bez rdzenia L ok. 0,33 $\mu$ H Q ok. 100
L13	2 zw., 0,8 CuAg	5,5 $\varnothing$ $\times$ 5 bez rdzenia L ok. 0,04 $\mu$ H Q ok. 90
L14	2 $\times$ 14 zw., 0,2 DNEJJ	bifilarnie na rdzeniu pierścieniowym 5,5 $\varnothing$ $\times$ 3 $\varnothing$ $\times$ 2 mm U31 Polfer
L15	20 zw., 0,4 DNE	5,5 $\varnothing$ $\times$ 11 mm bez rdzenia L ok. 0,7 $\mu$ H, Q ok. 90
L16	2 $\times$ 10 zw., 0,2 DNEJJ	bifilarnie na rdzeniu pierścieniowym 10 $\varnothing$ $\times$ 6 $\varnothing$ $\times$ 4 mm, F1001 Polfer
L17	270 zw., 0,18 DNE	rdzeń kubkowy 18 $\varnothing$ $\times$ 11 mm F1001 A, 63 L ok. 3,2 mH

L31 40 zw., lica 24  $\times$  0,05 12,5  $\varnothing$   $\times$  18 mm rdzeń karbonylowy

2  $\times$  3 zw., 0,2 DNEJJ w środkowej części cewki M6  $\times$  15 mm L ok. 10,5  $\mu$ H, Q ok. 120

L32 5 zw., kabla współosiowego 2,2  $\varnothing$  50  $\Omega$ , rdzeń pierścieniowy 20  $\varnothing$   $\times$  12  $\varnothing$   $\times$  8, Polfer F81

#### KONSTRUKCJA

VFO 8  $\div$  7 MHz mieści się w szczelnej, metalowej obudowie o rozmiarach 92  $\times$  92  $\times$  76 mm, z wyprowadzoną na zewnątrz osią kondensatora obrotowego 12  $\div$  64 pF. Strojenie kondensatora odbywa się przez dwustopniową przekładnię zębatą 1/24. Przekładnia ta mogłaby być większa, o przełożeniu 1/50, a nawet 1/100, zapewniając wygodniejsze strojenie odbiornika. Zarówno kondensator obrotowy jak i konstrukcja przekładni powinny być stabilne, aby wyeliminować efekt „gongowania” kondensatora obrotowego oraz dostrojenia VFO wskutek mechanicznych naprężeń. Elektroniczny układ VFO jest zamontowany na płycie drukowanej o wymiarach 85  $\times$  85 mm, z wycięciem jednego naroża, tam gdzie umieszczony jest kondensator obrotowy.

Układ PLL znajduje się na dwóch płytkach drukowanych o wymiarach 85  $\times$  150 mm, umieszczonych w obudowie bloku I str. 11, rys. 5, „Re” nr 8/1988) jedna nad drugą o wzajemnej odległości 54 mm. Górna płytka zawiera zespół Z1 (rys. 5), dolna — zespół Z2 (rys. 6). Z lewej strony obudowy bloku I mieści się mechanizm, służący do napędu przełączników matrycy jednostek i dziesiątek. Mechanizm ten w konstrukcji przypomina dziesiątą licznik mechaniczny, z tą różnicą, że wałek napędowy „A” przełącznika MAT1, przy pełnym obrocie powoduje obrót wałka „B” MAT2 nie o 1/10 obrotu, lecz o 3/10 obrotu. Przyjęto zależność, że trzy skoki wałka „A” powodują jeden skok wałka B, następnie trzy skoki wałka „A” — drugi skok wałka „B” oraz cztery skoki wałka „A” — trzeci skok wałka „B”.

Na rys. 7 przedstawiono poglądowo układ kół zębatych do przekładni napędowej; wystarczy jednak zapoznać się z konstrukcją dowolnego dziesiątą licznika mechanicznego, aby zrozumieć działanie opisanego tutaj mechanizmu.

Wałek napędowy „A” jest wyprowadzony na płytę frontową transceivera i wyposażony w pokrętło oznaczone 10-pozycjami (skokami), od 0  $\div$  9, co odpowiada poszczególnym zakresom częstotliwości odbioru. Drugi obrót wałka od 10  $\div$  19 MHz, zaś trzeci od 20  $\div$  29 MHz. Pokrętle można więc wykonać trzy pełne obroty w prawo, a następnie znowu trzy pełne obroty w lewo. Mechanizm napędowy jest wyposażony w ograniczniki uniemożliwiające obrót wałka „A” poza zakres przełączania.

Wałek napędowy „B” przełącza także kondensatory obwodu rezonansowego L1 w oscylatorze przemiany LO, poza tym dokonuje przełączania filtrów pasmowych na wejściu odbiornika, co będzie omówione w artykule pt. „Preselektor”.

Opisane wyżej rozwiązanie przełączania 30 pozycji za pomocą przekładni mechanicznej oraz płaskich obrotowych przełączników 10-pozycyjnych nie jest jedynym sposobem wykonania zadania. Zamiast mechanizmu z kołami zębatymi można przełączać osiągnąć stosując przełączniki 30-pozycyjne; układ połączeń matrycy i dzielników w takim rozwiązaniu był omówiony przez autora w [5].

Jeżeli zamierzamy odbiornik przystosować tylko do pasm amatorskich (razem z nowymi pasmami), wystarczą również przełączniki 10-pozycyjne, bez przekładni mechanicznej i odpowiednio zmodyfikowanych matryc diodowych.

Do zestrojenia poszczególnych zespołów i uruchomienia całości urządzenia jest potrzebna niżej wymieniona aparatura pomiarowo-kontrolna.

- Częstościomierz cyfrowy do 100 MHz
- Generator sygnałowy do 100 MHz, poziom wyjściowy 1 V
- Woltomierz diodowy w.cz. 0,1  $\div$  10 V

cd. na str. 18

- Oscyloskop 0 ÷ 10 MHz
- Miernik wielozakresowy 20 k $\Omega$ /V
- Miliwoltomierz w.cz. 1 mV ÷ 10 V, do 80 MHz
- Wobulator w.cz. do 80 MHz
- Dwustrumieniowy oscyloskop impulsowy do 15 MHz.

Przed uruchomieniem kompletnego układu PLL wraz z oscylatorem przemiany LO należy oddzielnie uruchomić: VFO, zespół Z1, zespół Z2 oraz oscylator przemiany LO.

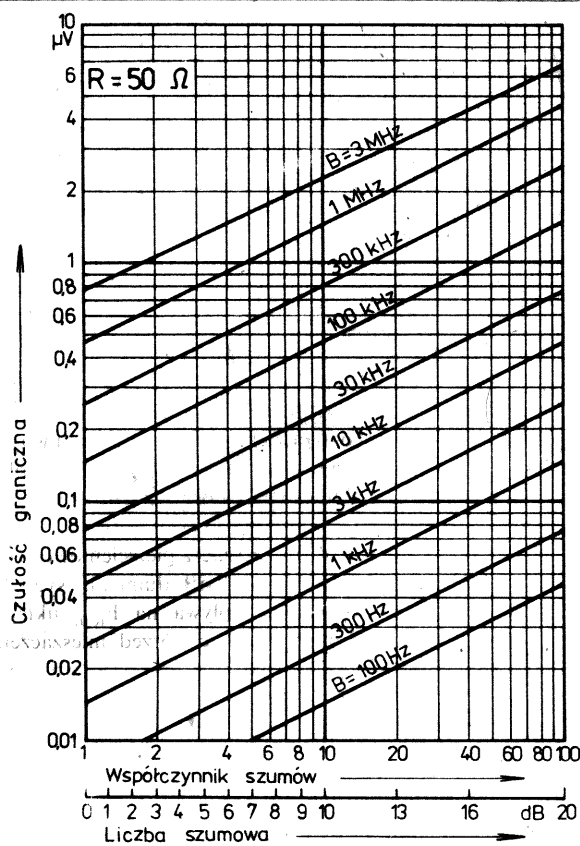
Uruchomienie VFO nie powinno nastęrczać trudności.

Ważnym etapem pracy jest właściwe zestrojenie zespołu Z1. W tym celu należy doprowadzić potrzebne napięcie zasilania +15 V i +5 V, przy czym sprawdzić napięcia na wyprowadzeniach poszczególnych tranzystorów. Z kolei włącza się do wejścia filtru F13 generator sygnałowy, zaś do wyjścia F14 woltomierz diodowy w celu zestrojenia filtrów F13 i F14 na pasmo 79 ÷ 78 MHz. Następnie włączamy woltomierz diodowy do wyjścia filtru F15 i dostrajamy obwód kolektora tranzystora T14 tak, aby charakterystyka przenoszenia wzmacniacza T13 ÷ T14 była możliwie wyrównana. Następnie zestrójamy generator kwarcowy 43 MHz oraz podwajacz częstotliwości tak, aby na symetrycznym wyjściu F12 wystąpiło napięcie  $2 \times 0,35$  V (86 MHz).

Wyjście VFO łączymy z wejściem mieszacza M1. Poziomy wyjściowy VFO obciążonego mieszaczem powinien wynosić 0,25 V na częstotliwości pracy 7,5 MHz. Na wyjściu F15 poziom sygnału powinien wynosić  $2 \times 0,35$  V, a częstotliwość 78,5 MHz. Podczas przestrajania VFO w granicach 8,05 ÷ 6,95 MHz, poziom sygnału na wyjściu F15 nie powinien się zmieniać. Ewentualne zmiany poziomu można korygować regulacją filtrów F13 ÷ F15. Bardziej praktyczny sposób strojenia wzmacniacza pasmowego T13 ÷ T14 umożliwia wobulator.

Kolejną czynnością jest zestrojenie wzmacniacza p.cz. 69 ÷ 40 MHz z tranzystorem T16. W tym celu włączamy do jego wejścia (na ślizgacz potencjometru 220  $\Omega$ ) generator sygnałowy, zaś do wyjścia L14 woltomierz diodowy. Charakterystyka przenoszenia tego wzmacniacza powinna być prostolinijna w zakresie 40 ÷ 69 MHz, a następnie stromo opadająca celem wtlumienia zakresu częstotliwości Super VFO. Minimum wzmocnienia powinno wystąpić przy 78,5 MHz. Ewentualną korektę przeprowadza się przez odkształcenie zwojów L12 oraz L13 lub przez zmianę pojemności 5,1, 15 i 150 pF.

Do wejścia tranzystora T15 włączamy generator sygnałowy z poziomem 0,25 V, mierząc woltomierzem diodowym sygnał wyjściowy na L14. Poziomy sygnału powinien wynosić 0,25 V



Rys. 3. Wykres do ustalenia czułości granicznej odbiornika przy określonej szerokości pasma przepustowości i określonym współczynniku szumów lub liczbie szumowej

#### Przykład A

Rezystancja wejściowa odbiornika wynosi  $50 \Omega$ , pasmo przenoszenia  $B = 3 \text{ kHz}$ , temperatura otoczenia  $T_o = 290 \text{ K}$ . Jeżeli odbiornik nie wnosi szumów własnych (odbiornik idealny) jego  $F = 1$  lub  $F = 0 \text{ dB}$

$$U_r = \sqrt{50 \Omega \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K} \cdot 290 \text{ K} \cdot 3 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 0,025 \mu V$$

Odbiornik nieidealny wnosi szumy własne. Do obliczenia czułości granicznej takiego odbiornika należy pod pierwiastek wprowadzić współczynnik szumów  $F$  (nie liczbę szumową):

$$U_{r(gran)} = \sqrt{F \cdot R \cdot k \cdot T \cdot B} \quad (5a)$$

w wypadku, gdy  $F = 6 \text{ dB}$  lub  $F = 4$

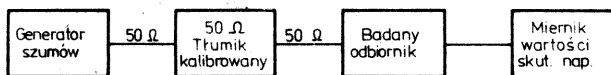
$$U_{r(gran)} = 0,025 \mu V \cdot 2 = 0,05 \mu V$$

Wykres przedstawiony na rys. 3 umożliwia odczytanie wartości granicznych czułości w  $\mu V$  przy różnych szerokościach pasma przepustowego odbiornika oraz przy różnych współczynnikach szumów lub liczbach szumów.

#### POMIAR CZUŁOŚCI GRANICZNEJ ODBIORNIKA

##### Przykład B

Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiono na rys. 4. Na obciążeniu o rezystancji  $50 \Omega$ , kalibrowany generator szu-



Rys. 4. Schemat blokowy aparatury do pomiaru czułości granicznej odbiornika

mów dostarcza sygnał o poziomie  $20 \text{ dB} = -120 \text{ dBm}$  lub  $0,25 \mu V$ . Jest to poziom napięciowo 10-krotnie większy, zaś 100-krotnie większy od poziomu mocy szumów własnych rezystancji  $50 \Omega$ , omówionej w przykładzie A. Generator szumów łączy się krótkim odcinkiem kabla współosiowego z kalibrowanym tłumikiem, zaś tłumik takim samym odcinkiem kabla z wejściem antenowym badanego odbiornika. Zakłada się, że rezystancja wejściowa odbiornika wynosi również  $50 \Omega$ .

Do wyjścia wzmacniacza p.cz. badanego odbiornika włącza się miliwoltomierz (miernik wartości skutecznej).

Tłumikiem włącza się około  $30 \text{ dB}$  tłumienia, co jest równoznaczne z wyłączeniem generatora szumów. Ma to na celu utrzymanie równowagi dopasowania między generatorem, tłumikiem i badanym odbiornikiem.

Zakładamy, że badany odbiornik jest idealny, a więc nie wnosi szumów własnych, zaś rzeczywiste szumy własne koncentrują się w jego rezystancji wejściowej jako sygnał szumów  $P_n$ .

Za pomocą przełącznika zakresów ustawia się wskazanie miliwoltomierza tak, aby można było odczytać poziom szumów własnych odbiornika — umownie poziom szumów rezystancji wejściowej odbiornika, np.  $5 \text{ mV}$ .

Zmniejszając tłumienie kalibrowanego tłumika, doprowadza się do rezystancji wejściowej odbiornika z generatora szumów moc równą  $P_n$ , czyli mocy szumów własnych odbiornika.

Na rezystancji wejściowej odbiornika występuje teraz moc  $2P_n$ , czyli:

$$U_r = \frac{2P_n}{\sqrt{2}}$$

Miliwoltomierz wskaże poziom szumów  $7,1 \text{ mV} = 5 \text{ mV} \cdot \sqrt{2}$ . Jeżeli czynność ta wymagała nastawienia tłumika, np.  $11 \text{ dB}$ , oznacza to, że szumy własne odbiornika wynoszą:

$$F = 20 - 11 = 9 \text{ dB} \text{ lub } F = 8$$

Generator szumów dostarcza sygnał o jednakowej amplitudzie w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Pomiar czułości granicznej odbiornika za pomocą generatora szumów jest czynnością bardzo łatwą, gdyż dokonuje się równoważenia dwóch źródeł szumów. Zastąpienie generatora szumów generatorem sygnałowym obarczy pomiar dosyć znacznym błędem.

Znajomość czułości granicznej odbiornika nie wystarcza jeszcze do oceny możliwości odbioru sygnałów radiowych na granicy ich zrozumiałości.

W tabelicy podano o ile większy musi być sygnał użyteczny w stosunku do sygnału szumów, aby odbiór poprawił się od dolnej granicy zrozumiałości do praktycznie bezszumnego odbioru emisji.

Zasadniczo interesuje nas stosunek  $S/N$ , ale w rzeczywistości mierzymy  $\frac{S+N}{N}$ . Ich wzajemna relacja wynosi:

$$\frac{S}{N} = \frac{S+N}{N} - 1$$

Dla stosunku  $S/N \geq 10 \text{ dB}$  uznawanego za dostateczny wyniki obliczenia wg obydwu wzorów stają się zbieżne.

#### Wpływ stosunku S/N na zrozumiałość odbieranych sygnałów

Stosunek Sygnał/Szum			
Moc	Napięcie	Margines szumów [dB]	Określenie czułości
1	1	0	Czułość graniczna
4	2	6	Ślady sygnału
10	3,16	10	Dolna granica zrozumiałości
100	10	20	Dobra zrozumiałość
400	20	26	Bardzo dobra zrozumiałość, Ślady szumów

$\pm 1$  dB w całym zakresie częstotliwości, tj. przy zmianie częstotliwości generatora sygnałowego od  $9 \div 39$  MHz. Na wyjściu układu US12 powinien występować sygnał TTL o częstotliwości 20-krotnie mniejszej.

Następną czynnością jest zestrojenie zespołu Z2. Po sprawdzeniu napięcia na poszczególnych wyprowadzeniach tranzystorów włączamy do wejścia układu US13 generator sygnałowy w szereg z 1,5 V ogniwiem baterii (+ skierowany do wejścia układu US13). Nastawiając częstotliwość generatora sygnałowego w zakresie  $2 \div 3,5$  MHz, zaś poziom wyjściowy generatora 1 V, sprawdzamy działanie dzielnika programowanego, włączając do wyjścia układu US15 częstotlicznik cyfrowy. Przekręcając pokrętkę przełącznika zakresów 1-megahercowych powinniśmy w pozycji 0 MHz i częstotliwości generatora sygnałowego 3,45 MHz na wyjściu układu US15 otrzymać częstotliwość 50 kHz. W pozycji pokrętki 1 MHz i częstotliwości generatora 3,40 MHz ponownie otrzymujemy się 50 kHz na wyjściu układu US15 itd., aż do pozycji 9 MHz i częstotliwości generatora 2,00 MHz. Na wyjściu układu US15 powinna również wystąpić częstotliwość 50 kHz. Obecnie nastawiamy pokrętkę na pozycję 10 MHz, a częstotliwość generatora sygnałowego na 2,95 MHz. Za pomocą woltomierza wielozakresowego mierzymy napięcie występujące na rezystorze 1,2 k $\Omega$  na wyjściu tranzystora T19. Gdy zmienia się powoli częstotliwość generatora sygnałowego na większą, napięcie to powinno nagle zmaleć do około 1 V. Gdy zmniejsza się ostrożnie częstotliwość generatora sygnałowego, napięcie nagle wzrośnie do wartości prawie 8 V. Pomiar ten wskazuje na poprawną pracę dyskryminatora fazy.

Po wykonaniu wyżej omówionych czynności można przystąpić do połączenia wszystkich podzespołów w funkcjonalną całość. Należy stosować specjalne w tym celu przygotowane krótkie przedłużacze tak, aby istniała możliwość dostępu do wszystkich podzespołów. Do wyjścia tranzystora T18 należy włączyć częstotlicznik. Włączając zasilanie +15 V powinniśmy odczytać na częstotliczniku nastawioną przełącznikiem zakresów 1-megahercowych częstotliwość zwiększoną o 9 MHz p.cz. odbiornika, którą będziemy płynnie regulować pokrętkiem kondensatora obrotowego VFO w granicach 1 MHz.

Właściwie zestrojony układ powinien tak pracować, aby przy dowolnej częstotliwości VFO, przy zmianie zakresów 1-megahercowych częstotlicznik wykazywał częstotliwości kolejno wzrastające lub malejące o 1 MHz, zaś wartości po przecinku megahercowym nie powinny się zmieniać w całym zakresie od

$0 \div 29$  MHz. W wypadku, gdy końcówka wskazań zmienia się w dół lub w górę, świadczy to o niedokładnie nastawionej częstotliwości odniesienia 100 kHz; należy dokonać korekty trymerem w obwodzie rezonatora kwarcowego 100 kHz.

Kontrolując oscyloskopem sygnał błędu na wyjściu tranzystora T19 zauważymy, że jego składowa stała zmienia się w granicach od około  $2,5 \div 6$  V, zależnie od nastawionej częstotliwości pracy LO. Poza tym sygnał ten jest lekko zakłócony impulsami 50 kHz. Impulsy te zostały zmniejszone przez układ filtru dolnoprzepustowego  $2 \times 33$  k $\Omega$  + 2,2 k $\Omega$  + 6,8  $\mu$ F. Zaznaczone na rys. 6 liniami kreskowaną elementy  $C_a$ ,  $C_b$ ,  $L_a$  zostały dobrane eksperymentalnie. Próby są nadal w toku a wyniki będą opisane w końcowym artykule o odbiorniku w części „Pomiary końcówki”. Poziom wyjściowy LO, mierzony na wejściu mieszacza pierścieniowego SRA3H (końcówka 8) wynosi w całym zakresie częstotliwości  $9,1 \div 39$  MHz,  $1,5 \div 1,6$  V.

Opisany w niniejszym artykule oscylator przemiany ze stabilizacją częstotliwości pętla PLL jest wynikiem wieloletniej pracy autora. Znalazł on zastosowanie praktyczne w 220-watowym transceiverze, w którym pracuje niezawodnie od ponad 2 lat, gdzie spełnia funkcję przemiany częstotliwości zarówno w torze odbiorczym jak i nadawczym.

Jak w każdej konstrukcji istnieje możliwość wprowadzenia zmian i ulepszeń układowych. Można przełączanie zakresów 1-megahercowych wykonać czysto elektronicznie przez wprowadzenie pamięci i generatora taktu, sterując nim „w dół lub w górę”. Można stosować nie 30 zakresów 1-megahercowych, lecz 60 zakresów 0,5-megahercowych. Można zrezygnować z zakresów 1-megahercowych i zastosować strojenie „od dołu do góry” tylko pokrętkiem (jak VFO), tak jak to wykonują Japończycy w niektórych swoich transceiverach. Kolekty-amatorzy o zacięciu konstruktorskim mają tutaj szerokie pole do popisu.

#### LITERATURA

- [1] Kaniut G.P. SP9RG: Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1 ÷ 30 MHz. „Radioelektronik” nr 5/1988
- [2] Kaniut G.P. SP9RG: Przejstrajany magnetycznie oscylator przemiany częstotliwości. „Radioelektronik” nr 8/1988
- [3] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik” nr 11/1986
- [4] Kaniut G.P. SP9RG: Układy przemiany częstotliwości o dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne. „Radioelektronik” nr 2/1988
- [5] Kaniut G.P. SP9RG: PLL-VFO-mit magnetisch gesteuerter Induktivität. „cq-DL” nr 4/1982
- [6] Kaniut G.P. SP9RG: Phase Locked Loop-Oszillator  $9 \div 39$  MHz mit magnetisch gesteuerter Induktivität. „cq-DL” nr 2/1984



W poprzednich artykułach [1] [2] [3] [4] był opisany blok I odbiornika radiokomunikacyjnego 0,1-30 MHz. Blok ten decyduje o tym, co odbieramy, czyli na jaką częstotliwość jest nastrojony odbiornik. Wzmacniacz p.cz., jako drugi ważny człon odbiornika, decyduje o tym jak odbieramy dany sygnał radiowy. Z uwagi na bardzo dużą dynamikę sygnałów wejściowych odbiornika, wzmacniacz p.cz. musi sprostać dużym wymaganiom technicznym.

Wzmacniacz p.cz. powinien spełnić dwa podstawowe zadania.

1. Wzmocnić sygnał wejściowy dostarczony przez mieszacz główny do poziomu potrzebnego doysterowania detektora sygnału.
2. Ograniczyć pasmo przepustowe do szerokości wymaganej przez poszczególne rodzaje emisji.

Mieszacz główny, znajdujący się w bloku I, dostarcza sygnał p.cz. 9 MHz, ale z szerokością pasma od 3 do 7 MHz zależnie od tego, który filtr preselektora został włączony [4]. Wejście wzmacniacza p.cz. musi być dopasowane do wyjścia mieszacza głównego ( $50 \Omega \pm 1\%$ ) w szerokim zakresie częstotliwości, obejmującym także częstotliwości lustrzane, a więc w zakresie 5-70 MHz. Zadanie takie spełnia wzmacniacz z tranzystorem JFET o dużej stromości charakterystyki, pracujący w układzie ze wspólną bramką [5].

Ponieważ sygnał występujący na wejściu odbiornika zostaje sfilumiony w preselektorze o 1,5 dB oraz w mieszaczu o 6,5 dB, oznacza to, że odbierany sygnał  $S1 = 0,22 \mu V$  ma na wejściu wzmacniacza p.cz. napięcie około  $0,09 \mu V$ . Jest to poziom bliski poziomowi szumów własnych rezystora  $50 \Omega$  w warunkach temperatury pokojowej przy pasmie przepustowym 3 kHz [6]. Należy o tym pamiętać i szczególnie pierwszy stopień wzmacniacza p.cz. konstruować pod kątem najmniejszych szumów własnych.

Wzmocnienie wzmacniacza p.cz. powinno wynosić około 100 dB, czyli sygnał  $S1$  wynoszący na wejściu wzmacniacza p.cz. tylko  $0,09 \mu V$  na jego wyjściu powinien wzrosnąć do 6 mV, natomiast sygnał  $S9 + 60$  dB, czyli 20 mV na wejściu wzmacniacza p.cz. może wzrosnąć tylko do 100 mV. Wzmacniacz p.cz. musi mieć układ samoczynnej lub ręcznej regulacji wzmocnienia, która umożliwi zmniejszenie wzmocnienia wzmacniacza w przypadku odbioru silnych sygnałów wejściowych.

Porównajmy więc dynamikę sygnału na wejściu antenowym odbiornika z dynamiką sygnału na wyjściu wzmacniacza p.cz.:

$S9 + 60$  dB = 50 mV do  $S1 = 0,22 \mu V$ , czyli 108 dB. Dynamika sygnału wyjściowego powinna wynosić  $S9 + 60$  dB = 100 mV do  $S1 = 6 \mu V$ , czyli 24 dB. Układ regulacji wzmocnienia musi więc dynamicznie wejściową 108 dB zmniejszyć do 24 dB, czyli o 84 dB. Zmniejszenie dynamiki powinno przebiegać liniowo, nie powodując zniekształceń sygnału.

Wielkość IP (Interception Point) [7] odbiornika określa jego układ wejściowy, a ściślej rodzaj użytego w tym układzie mieszacza głównego. Ponieważ o jakości łańcucha teletransmisyjnego decyduje jego najłabsze ogniwo, nie wolno zlekceważyć odporności intermodulacyjnej także wzmacniacza p.cz., szczególnie jego stopni wejściowych przed filtrem kwarcowym.

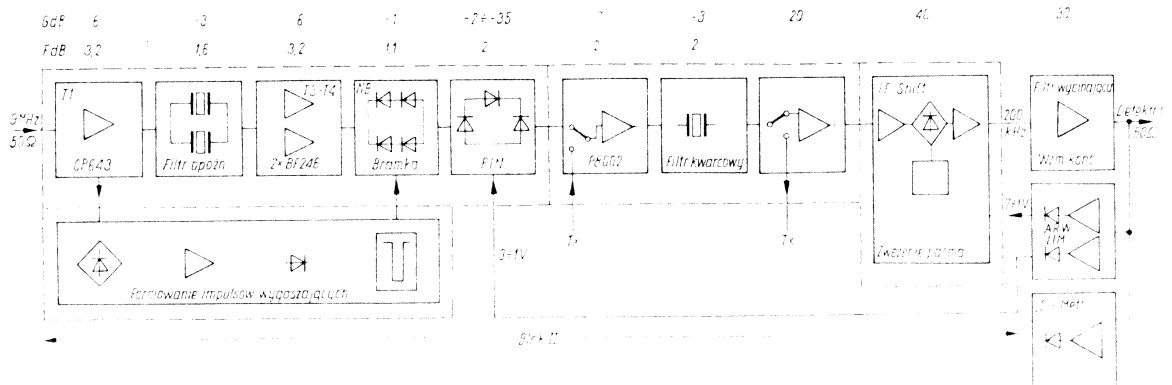
Wzmacniacz p.cz. można konstruować, w zależności od możliwości technicznych, jako uproszczony lub bardziej rozbudowany. Jeżeli interesuje nas jedynie emisja CW i SSB, wystarczy prosty układ z jednym filtrem kwarcowym [5]. Do odbioru emisji AM i FM układ powinien być rozszerzony.

Bardzo ważne są układy dodatkowe, a mianowicie:

- układ do płynnego zawężania pasma przepustowego wzmacniacza p.cz. (IF Shift).
- przestrajany filtr wycinający (Notch Filter) we wzmacniaczu p.cz.,
- układ tłumienia zakłóceń amplitudowo-impulsowych we wzmacniaczu p.cz. (Noise Blanker NB).

Przy dużym zagęszczeniu stacji na pasmie amatorskim pierwszy układ umożliwi eliminowanie lub znaczne osłabienie zakłóceń interferencyjnych lub splatterów, występujących na jednym lub drugim zboczu charakterystyki wzmacniacza p.cz., zaś drugi układ — eliminowanie lub osłabienie poziomu zakłóceń od sygnału interferencyjnego występującego w środku pasma przepustowego wzmacniacza p.cz. Trzeci układ służy do eliminowania lub osłabienia impulsowych zakłóceń amplitudowych, pochodzących np. od zapłonów samochodowych, iskrzących kolektorów silników elektrycznych, zakłóceń powodowanych przez uloty na liniach elektroenergetycznych, wyładowań atmosferycznych, radarów transkontynentalnych i innych. Układ pracuje w ten sposób, że w czasie trwania milisekundowego zakłócenia amplitudowego następuje przerwanie toru sygnału p.cz. wskutek czego odbierany sygnał staje się zniekształcony, ale lepszy od zupełnie zakłóconego.

Wzmacniacz p.cz., który autor artykułu umieścił w swoim transceiverze, jest wyposażony we wszystkie dodatkowe urządzenia, o których wspomniano wyżej.



Rys. 1. Schemat blokowy wzmacniacza p.cz.

Na rys. 1 jest przedstawiony schemat blokowy wzmacniacza p.cz. blok II. Został on podzielony na:

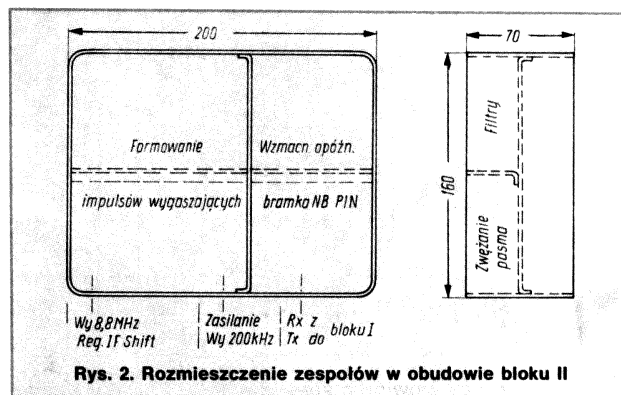
- wzmacniacz wstępny o regulowanym wzmocnieniu wraz z wyciszaniem zakłóceń impulsowych (NB) oraz układ zwężania szerokości pasma (IF Shift);
- wzmacniacz końcowy p.cz. o stałym wzmocnieniu z filtrem wycinającym oraz układem samoczynnej regulacji wzmocnienia wzmacniaczy w bloku II, a także detektorem sygnału p.cz. dla S-Metra.

Blok II ma podobną konstrukcję jak blok I, opisany w poprzednich artykułach (rys. 2). Aluminiowa obudowa tego bloku jest podzielona pionową ścianką na dwie równe i płaskie komory, dostępne z obu stron po zdjęciu odpowiednich pokryw bocznych. Przednia połowa obudowy jest podzielona poza tym pionową ścianką na dwie części, zaś tylna połowa obudowy — poziomą ścianką działową również na dwie części. W powstałych w ten sposób czterech wzajemnie ekranowanych komorach mieszczą się zespoły, jak podano na rys. 2. Od dołu blok II ma trzy złącza wielostykowe, służące do jego połączenia z innymi zespołami, znajdującymi się w obudowie głównej transceiwera.

W prawej, mniejszej komorze obudowy znajduje się wzmacniacz wstępny p.cz. z tranzystorem mocy CP643 (Teledyne Crystalonics), układ opóźniający — filtr półmostkowy wzmacniacz symetryczny (tranzystory T3–T4), bramka kluczująca do tłumienia zakłóceń impulsowych oraz regulator poziomu sygnału z diodami PIN (rys. 3, część górna). Całość jest zmontowana na płycie drukowanej o wymiarach 78 × 147 mm. Wzmocnienie tego zespołu jest niewielkie (tylko 6 dB), a wynika to z szerokopasmowego i niskoszumnego dopasowania szczególnie pierwszego wzmacniacza. Zarówno filtr półmostkowy jak i bramka oraz tłumik PIN wnoszą tłumienie wstępne, co w rezultacie przyczynia się do niewielkiego wzmocnienia zespołu.

Bardzo ważne jest dopasowanie wejścia wzmacniacza z tranzystorem T1 ( $50 \Omega \pm 1\%$ ) stanowiącego obciążenie mieszcząca SRA3H w bloku I. W tym celu do wejścia tego wzmacniacza przyłączamy miernik impedancji i dobierając właściwą wartość rezystora R1 doprowadzamy rezystancję wejściową wzmacniacza do wymaganej wartości nominalnej. Z braku miernika impedancji można się posłużyć generatorem sygnałowym 9 MHz, np. ZOPAN PG 19, do wyjścia którego przyłącza się diodowy woltomierz w.cz. oraz wzorcowy rezystor pomiarowy 50  $\Omega$ . Ustalamy napięcie wyjściowe generatora, np. 250 mV, a następnie, zamiast rezystora pomiarowego, przyłączamy wejście wzmacniacza T1 a rezystorem R1 doprowadzamy wskazania woltomierza w.cz. do tej samej wartości 250 mV. W czasie tej czynności cały zespół jest zasilany nominalnym napięciem 15 V. Prąd tranzystora T1 w warunkach nominalnych wynosi ok. 30 mA. Tranzystor CP643 można zastąpić tranzystorem P8002 (ITT), uzyskamy jednak wówczas gorsze o 1 dB parametry szumów.

Następną czynnością jest zestrojenie filtra półmostkowego. W tym celu do wejścia wzmacniacza doprowadzamy sygnał wyjściowy wobulatora 9 MHz a na rdzeń pierścieniowy L3 zakładamy pętlę w postaci jednego zwoju przewodu, przyłączoną do przewodu współosiowego prowadzącego do wejścia wobulatora. Regulując rdzeniem cewki L1 oraz trymerem równoległym do cewki L2 powinniśmy na ekranie wobulatora zobaczyć charakterystykę filtra, podobną do charakterystyki filtra pasmowego lekko nadkrytycznie sprzężonego, a więc mającą dwa garby położone symetrycznie w lewo i prawo od częstotliwości 9 MHz z zagłębieniem ok. 0,5 dB między nimi. Filtr ten, oprócz zwężenia pasma przepustowego do ok. 18 kHz, wprowadza opóźnienie sygnału o ok. 20  $\mu$ s, co jest bardzo ważne dla procesu wyciszania zakłóceń impulsowych.

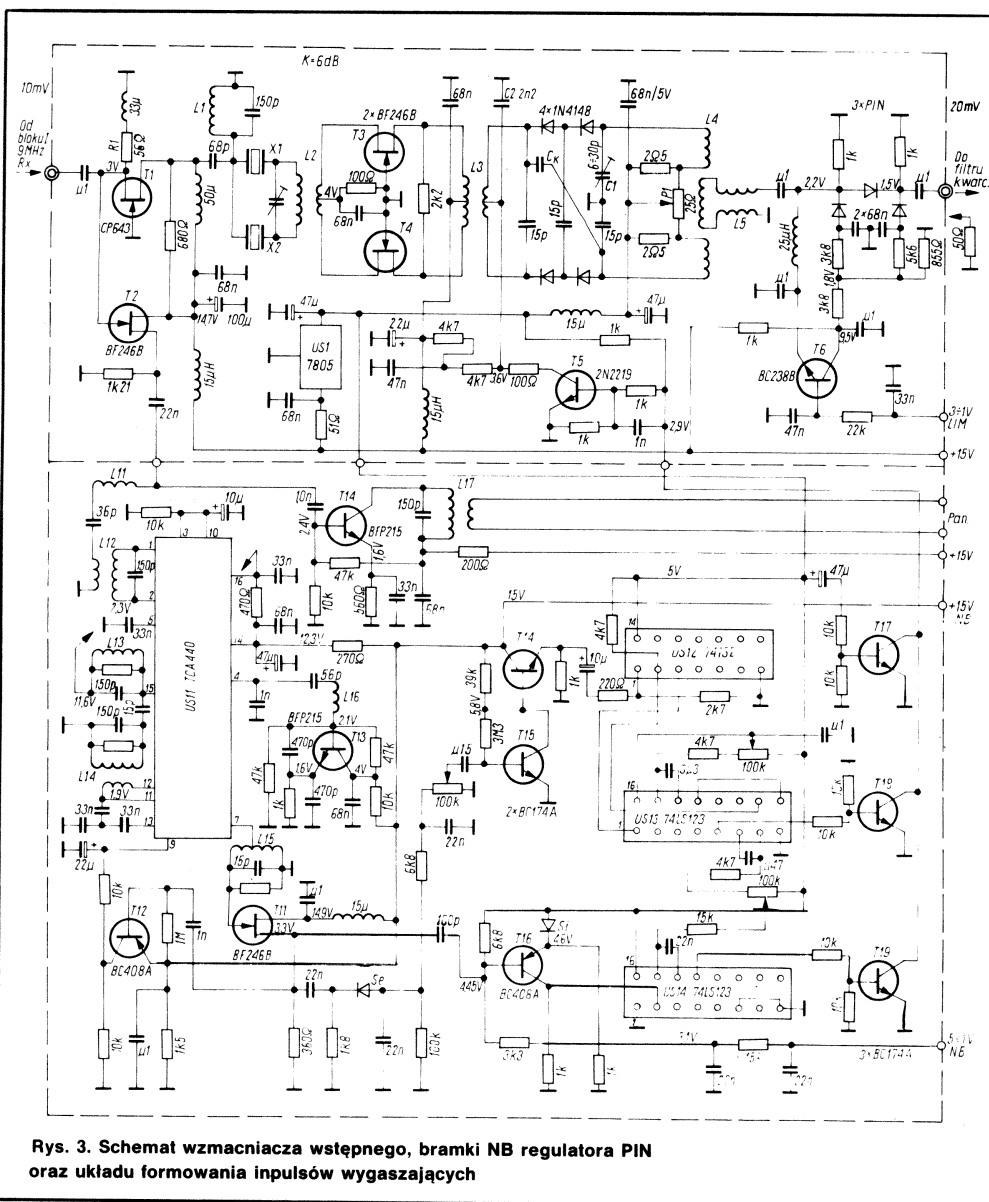


Rys. 2. Rozmieszczenie zespołów w obudowie bloku II

Następnie przystępujemy do zestrojenia bramki kluczującej w układzie tłumienia zakłóceń, składającej się z czterech bardzo starannie dobranych diod 1N4148, połączonych z sobą cieplnie za pomocą pasty silikonowej. W tym celu do kolektora tranzystora T1 doprowadzamy sygnał prostokątny 100 Hz z generatora funkcji za pomocą kabla współosiowego, zaopatrzonego po obu stronach w zapory przeciw przepływowi prądów w oplotcie [3], krótkimi końcówkami łączymy kabel obustronnie z układem, Generator powoduje okresowe otwieranie i zamykanie bramki. Po połączeniu układu z czułym odbiornikiem 9 MHz z głośnika odbiornika usłyszymy charakterystyczny terkot 100 Hz, który po optymalnym zestrojeniu elementów P1 oraz C1 powinien być prawie niesłyszalny. Odłączamy generator funkcji, do wejścia wzmacniacza T1 doprowadzamy sygnał około 250 mV z generatora 9 MHz. Kolektor tranzystora T1 łączymy z masą, czyli zamykamy bramkę. Za pomocą tego samego odbiornika kontrolnego sprawdzamy tłumienie zamkniętej bramki, które powinno wynosić 70–80 dB. Polepszenie tłumienia do wartości ok. 90 dB można uzyskać za pomocą kondensatora, kompensującego asymetrię pojemnościową diod. Tworzą go dwa odcinki drutu DNE 1,0 przylutowane do przekątnej mostka diodowego i umieszczone w odległości kilku milimetrów od siebie. Do sprawdzenia pozostaje jeszcze tłumik PIN. Napięcie z generatora 9 MHz (100 mV) doprowadzamy ponownie do wejścia wzmacniacza a do wyjścia tłumika PIN przyłączamy miliwoltomierz w.cz. równolegle z rezystorem pomiarowym 50  $\Omega$ . Do zacisku LIM (Limiter) doprowadzamy napięcie 3 V. Miliwoltomierz powinien wskazać ok. 200 mV. Obniżenie napięcia LIM do 1 V powinno spowodować zmniejszenie napięcia wyjściowego układu o ok. 35 dB.

Ostatnią czynnością kontrolną jest sprawdzenie liniowości całego zespołu. W tym celu do wejścia układu doprowadzamy sygnał 9 MHz generatora, najlepiej kwarcowego, modulowany sygnałem trójkątnym ok. 400 Hz do głębokości dochodzącej do 90%. Na wyjściu układu, za pomocą dobrej klasy oscyloskopu, kontrolujemy kształt obwiedni w.cz. 9 MHz. Widoczny na ekranie oscyloskopu obraz przypominający swym kształtem symetryczny deltoid powinien zachować poprawny kształt nawet przy poziomie wejściowym 250 mV. Obciążenia szczytów deltoidu świadczą o zniekształceniach i należy sprawdzić, w którym miejscu układu zniekształcenia te powstają. Korekta punktu pracy wzmacniacza T3–T4 może sytuację poprawić. Obniżenie napięcia LIM z 3 V do 1 V sprawi, że wielkość deltoidu zmniejszy się, ale jego kształt powinien być zachowany.

U dołu rys. 3 jest przedstawiony układ formowania impulsów wygaszających toru p.cz. Układ ten, mieszczący się w lewej komorze obudowy bloku II, został zmontowany na płycie drukowanej o wymiarach 112 × 147 mm. Głównym jego składnikiem jest układ scalony US11 typu TCA440 (Siemens)



Rys. 3. Schemat wzmacniacza wstępnego, bramki NB regulatora PIN oraz układu formowania impulsów wygaszających

lub A224D (RFT-NRD), który dokonuje przemiany częstotliwości 9 MHz na 1,66 MHz. Sygnał wejściowy po separatorze ( tranzystor T2) zostaje przez obwód szeregowy L11 + 36 pF oraz równoległy L12 + 150 pF doprowadzony do symetrycznego wejścia układu US11. Samowzбудny oscylator z elementami T13 — L16 — 56 pF + 1 nF generuje sygnał 10,66 MHz, w wyniku czego w filtrze pasmowym L13 i L14 wydziela się sygnał o częstotliwości 1,66 MHz, który po wzmacnieniu w tym samym układzie US11 jest doprowadzony do elementów L15 i T11. Sprężenie filtru pasmowego jest nieco nadkrytyczne, szerokość pasma wynosi ok. 30 kHz (−3 dB). Rezystory tłumiące 2 × 100 kΩ i 33 kΩ przeciwdziałają wzbudzeniu się wzmacniacza 1,66 MHz. Sygnał wyjściowy tranzystora T11 służy przy pomocy tranzystora T12 do formowania sygnału ARW dla układu US11. Ponieważ sygnał użyteczny po przejściu przez filtr półmostkowy pojawia się z opóźnieniem 20 μs a sygnał tłumiący pojawia się bez opóźnienia, zamyka on bramkę kluczującą jeszcze przed pojawieniem się sygnału użytecznego. Regulowane napięcie 5÷1 V na zacisku NB ustala próg zadziałania układu tłumienia krótkotrwałych zakłóceń impulsowych.

Zakłócenia trwające dłużej i mające charakter cykliczny eliminuje się układem małej częstotliwości. Składa się on z

detektora z diodą Ge, układ formującego z tranzystorami T14 — T15 oraz układów scalonych US12 i US13. Układ ten jest szczególnie przydatny przy zakłóceniach powodowanych przez radar transkontynentalny podczas pracy na 14 lub 21 MHz. Pierwszy przerzutnik US13 — 100 kΩ, 3,3 μs ustala czas opóźnienia przedniego zbocza impulsu tłumiącego w przedziale 5÷100 ms, drugi przerzutnik US13 — 100 kΩ — 0,47 μs ustala czas trwania właściwego tłumienia, czyli zamknięcia toru p.cz. w przedziale 0,7÷16 ms. Pojawiający się pierwszy impuls cyklicznie powtarzających się impulsów zakłócających niejako uaktywnia układ, powodując wy-ciszenie każdego kolejnego cyklicznie pojawiającego się impulsu zakłócającego. Czulość tego układu regulujemy potencjometrem 100 kΩ na wejściu tranzystora T15.

Należy zaznaczyć, że opisany wyżej układ nie jest w stanie eliminować wszystkich bez wyjątku zakłóceń amplitudowych. Po jego wykonaniu trzeba zadać sobie sporo trudu, aby go dopasować optymalnie do różnego rodzaju zakłóceń impulsowo-amplitudowych.

Teoretyczne omówienie

wspomnianych zakłóceń można znaleźć w literaturze fachowej, m.in. w podanej na końcu artykułu publikacji [8]. Tranzystor T17 wraz z układem RC na jego wejściu powoduje zablokowanie toru p.cz. na około 1 s, tzn. na czas, jakiego potrzebuje układ PLL bloku I do ustabilizowania się częstotliwości generatora lokalnego tuż po pierwszym włączeniu odbiornika.

Wzmacniacz separujący z tranzystorem T14 i cewką L17 umożliwia przyłączenie do odbiornika wobulatora panoramicznego, umożliwiającego obserwowanie sygnałów w zakresie do 100 kHz poniżej i powyżej odbieranej częstotliwości. □

## z kraju i ze świata

■ **Import elektroniki z Korei.** Import wyrobów elektroniki z Korei stanowi znaczącą część polskiego importu z tego kraju. Wprawdzie ogólny import wyniósł w 1989 r. 56 mln dol. (eksport tylko 18 mln dol.), to już w ciągu pierwszych trzech kwartałów 1990 r. import wyniósł 54 mln dol., a eksport 59 mln dol. Dla pierwszych trzech kwartałów lat 1989 i 1990 import magnetowidów (wartościowo) wyniósł odpowiednio 10,5 i 16,1 mln dol. (+53%), telewizorów kolorowych — 7,9 i 13,6 mln dol. (+71,9%) i kineskopów kolorowych 3,3 i 0,9 mln dol. (−71%).

## Wzmacniacz pośredniej częstotliwości (2)

mgr inż.  
G.P. Kaniut SP9RG

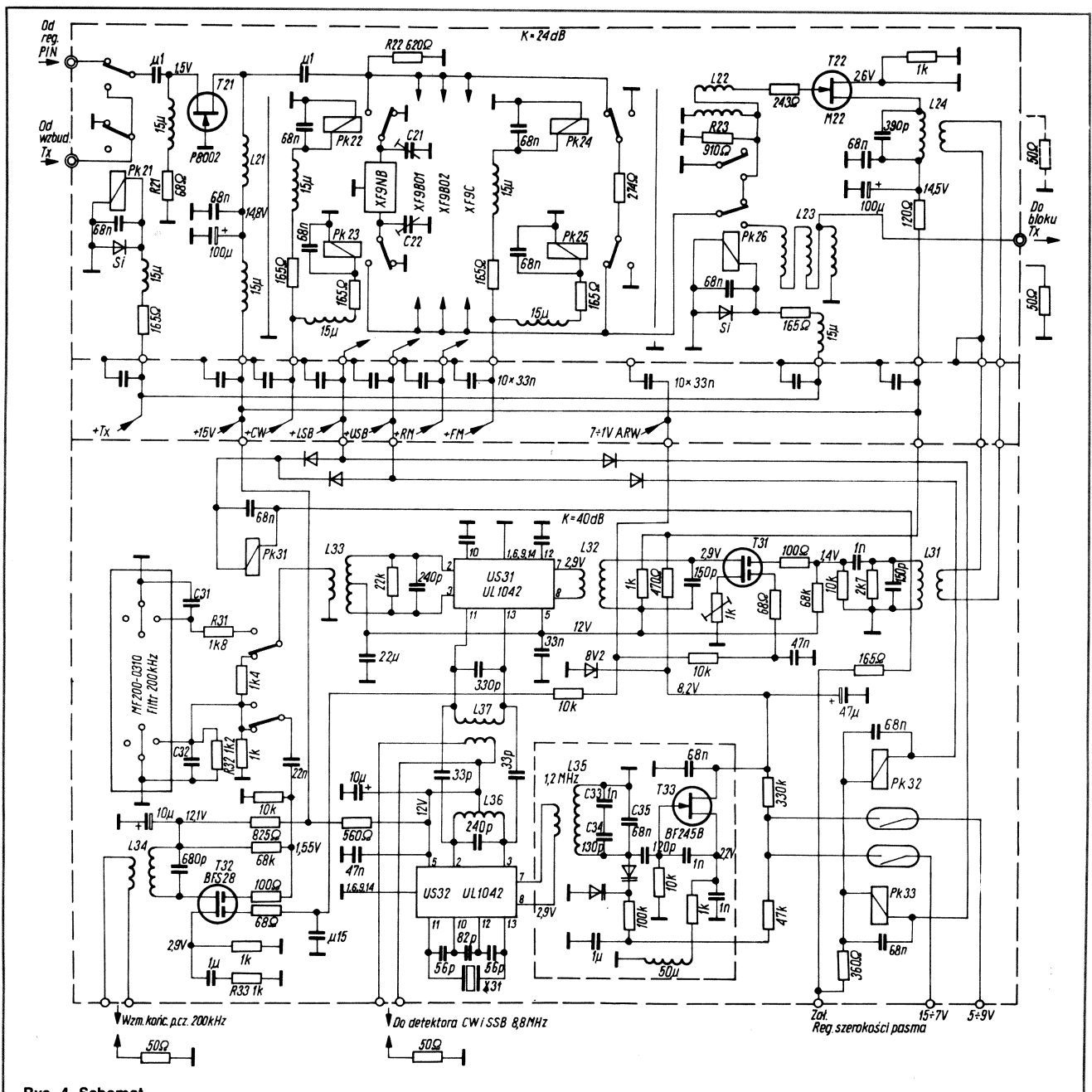
W górnej komorze z odwrotnej strony umieszczono zespół filtrów kwarcowych, zmontowanych na płytce drukowanej o wymiarach 75 × 192 mm. Schemat tego zespołu przedstawiono u góry rys. 4.

Sygnał wyjściowy regulatora PIN jest doprowadzony przez przełącznik Pk21 do wzmacniacza z tranzystorem JFET T21, pracującego w układzie ze wspólną bramką. Rezystancję wejściową wzmacniacza ustala się rezystorem R21 w sposób opisany wyżej. Sygnał wyjściowy wzmacniacza doprowadza się przez przełączniki do wejścia jednego z czterech filtrów kwarcowych, zaś wyjście filtrów kwarcowych łączy analogiczne przełączniki z wejściem wzmacniacza z tranzystorem T22. Filtr kwarcowy wymaga dopasowania do rezystancji 500 Ω + 30 pF po stronie wejścia i wyjścia. Przełączniki Pk22 i Pk23 oraz następne wnoszą konstrukcyjną pojemność własną rzędu 18 pF, co razem z pojemnościami pozostałych elementów elektronicznych oraz pojemnościami montażowymi przekracza wartość 30 pF. Indukcyjność wejściowa i wyjściowa filtru kwarcowego razem z pojemnościami rzędu 30 pF tworzą obwody rezonansowe, dostrojone do częstotliwości 9 MHz. W tych warunkach, przy jednoczesnym dopasowaniu także rezystancji wejściowej i wyjściowej filtru, jego charakterystyka w pasmie przenoszenia przebiega liniowo z niewielkimi tylko zafalowaniami a zbocza charakterystyki opadają obustronnie symetrycznie i stromo. Przekroczenie pojemności 30 pF powoduje zafalowanie charakterystyki w pasmie przenoszenia. Zapobiec temu można zmniejszając indukcyjność wejściową i wyjściową filtru przez dołączenie równoległej cewki od strony wejścia L21, zaś na wyjściu dołączenie cewki L22 lub L23. Można wtedy za pomocą trymerów C21 i C22 zoptymalizować charakterystykę filtru w pasmie przenoszenia mimo przekroczenia zalecanej pojemności 30 pF.

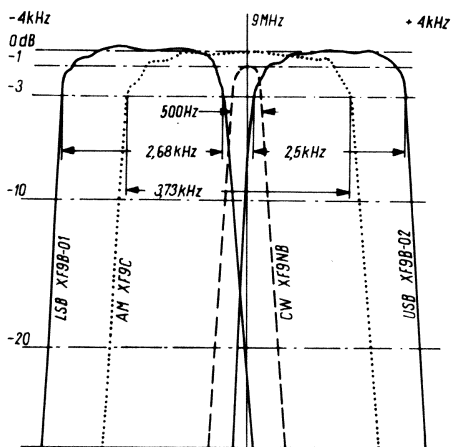
Rezystancję wejściową stanowi rezystor R22 włączony równolegle z rezystancjami strat cewki L21 oraz tranzystorem T21, rezystancję wyjściową stanowi rezystor R23 oraz straty elementów L22 i T22. Wyrównanie charakterystyk filtrów kwarcowych najlepiej wykonać za pomocą wobulatora wielokrotnego, który umożliwi odczytanie odchyłek charakterystyki przenoszenia rzędu 0,2 dB. Uzyskane charakterystyki przenoszenia filtrów są przedstawione na rys. 5.

Sygnał wyjściowy tranzystora T22 przez cewkę L24, dopasowany do obciążenia 50 Ω, jest doprowadzany do układu zwężania pasma przenoszenia. Przełączniki Pk24 i Pk25 włączają rezystor 274 Ω przy odbiorze szerokopasmowej emisji FM, wnosząc podobne tłumienie sygnału co pozostałe cztery filtry kwarcowe, tj. rzędu 3 dB. Wzmocnienie zespołu filtrów kwarcowych w torze odbiorczym wynosi ok. 24 dB. Dławiki w przewodach zasilania przełączników wykluczają ew. przesłuch sygnału po przewodach zasilania. Zespół filtrów kwarcowych jest wykorzystany, za pomocą przełączników Pk21 i Pk26, także w torze nadawczym. Transformator L23 dopasowuje filtry do 50-omowej linii wyjściowej toru nadawczego, którego wzmocnienie wynosi ok. 1,5 dB.

W ostatniej komorze pod filtry kwarcowymi mieści się układ zwężania pasma przepustowego. Jego zasada działania polega na tym, że charakterystyki dwóch filtrów selektywnych, pierwotnie pokrywające się, ulegają przesunięciu, tzn. jedna z nich zostaje przesunięta w lewą lub prawą stronę. Wskutek przestrojenia powstaje w ten sposób nowa charakterystyka przepustowa, którą tworzy jedno zbocze pierwszego filtru i jedno zbocze drugiego filtru, jak to przedstawiono na rys. 6. Przy emisji SSB można w ten sposób płynnie zwęzić zakres odbieranych częstotliwości akustycznych, np. od 3 do 1 kHz, lub od 300 Hz do 1 kHz. Technicznie wykonuje się to w taki sposób, że sygnał p.cz. 9 MHz (po filtrze kwarcowym) zostaje w stopniu przemiany częstotliwości przemieniony w 200 kHz. Potrzebny tu oscylator przemiany pracuje na częstotliwości 8,8 MHz. Sygnał 200 kHz jest doprowadzany przez filtr elektromechaniczny o pasmie przepustowym 3 kHz. Jeżeli teraz będziemy płynnie zmieniać częstotliwość oscylatora przemiany w granicach ± 4 kHz, okaże się, że tylko w położeniu środkowym, tzn. kiedy oscylator przemiany pracuje na częstotliwości 8,8 MHz charakterystyki obwodu filtrów pokrywają się i wypadkowa charakterystyka jest charakterystyką o węższym pasmie przepustowym, w naszym wypadku — charakterystyką filtru kwarcowego. Jeżeli odstroimy oscylator np. o 2 kHz wyżej, charakterystyka filtru elektromechanicznego przesunęta w prawo obcinając część pasma przepustowego filtru kwarcowego o 2 kHz. Wypadkowe pasmo przepustowe wynosi teraz ok. 1,5 ÷ 3 kHz. Jeżeli



Rys. 4. Schemat zespołu filtrów kwarcowych oraz układu zwięzania pasma p.c.z.



Rys. 5. Charakterystyki przenoszenia filtrów kwarcowych

oscylator przemiany odstroimy o 2 kHz niżej, nasze pasmo przepustowe wyniesie ok. 250 Hz ÷ 1,5 kHz. Urządzenie to jest bardzo przydatne do eliminowania zakłóceń interferencyjnych, występujących w pobliżu odbieranej częstotliwości. Stosowanie filtru elektromechanicznego o częstotliwości środkowej 200 kHz ma tę przewagę nad innymi rozwiązaniami, że jego charakterystyka przepustowa jest prawie płaska, zaś zbocza charakterystyki opadają stromo w dół. Umożliwia to skuteczne obcięcie sygnału zakłócającego. Sygnał p.c.z. zostaje tu wzmacniony o 40 dB. Użyte w tym układzie dwubramkowe tranzystory BFS28 umożliwiają regulację wzmacnienia w zakresie do 55 dB, czyli w warunkach krańcowych układ wnosi tłumienie 15 dB. Przekaznik Pk31 umożliwia wyłączenie układu zwięzania pasma przepustowego przy odbiorze emisji AM lub FM.

Sygnał p.c.z. 9 MHz jest doprowadzony przez cewkę L31 do tranzystora T31 a dalej przez cewkę L32 do symetrycznego wejścia układu US31. Symetryczny obwód wyjściowy L33 jest zestrojony na częstotliwość 200 kHz, jego sygnał wyjściowy

cd. na str. 18

jest doprowadzony przez zestyk przekaźnika Pk31 oraz filtr elektromechaniczny MF200-0310 (RFT — NRD) do wzmacniacza z tranzystorem T32 i przez obwód wyjściowy L34 do zacisków wyjściowych bloku II. Przełącznik Pk31 w stanie spoczynku wyłącza filtr elektromechaniczny, włączając zamiast niego równoważny tłumik. Zastosowany w obwodzie tranzystora T31 termistor  $1\text{ k}\Omega$  zwiększa wzmocnienie toru p.cz. po nagraniu się tranzystorów MOSFET T31 i T32. Regulację wzmocnienia przeprowadza się, zmieniając napięcie bramek G2 obu tych tranzystorów w zakresie  $7 \div 1\text{ V}$  (zacisk ARW).

Oscylator przemiany pracuje w układzie „Super-VFO” z generatorem kwarcowym  $10\text{ MHz}$  i generatorem Seilera  $1,2\text{ MHz}$ . Dwie diody pojemnościowe BB105 przestrajają generator w zakresie ok.  $\pm 4\text{ kHz}$ . Wydzielona w układzie US32 częstotliwość  $8,8\text{ MHz}$  zostaje w podkrytycznie sprzężonym symetrycznym filtrze pasmowym L36 i L37 oczyszczona od pozos-

tałości częstotliwości generatora kwarcowego. Sygnał  $8,8\text{ MHz}$  o poziomie  $100\text{ mV}$  jest doprowadzany do detektora CW i Ssb. Stabilizację cieplną generatora L35—T33 osiąga się, dobierając pojemności kondensatorów C33÷C35; C33 jest kondensatorem o dużym ujemnym współczynniku cieplnym, a C34 redukuje ten duży ujemny współczynnik do wartości właściwej dla cieplnej stabilizacji pracy generatora. Dryft częstotliwości tego generatora nie przekracza  $300\text{ Hz}$ .

Zwężenie pasma p.cz. stosuje się tylko dla emisji LSB lub USB. Łącząc zacisk „Za1” z masą uruchamiamy układ. Do regulacji częstotliwości generatora przemiany zastosowano podwójny potencjometr  $2 \times 10\text{ k}\Omega$ . Jeden potencjometr ustala napięcie regulacji  $15 \div 7\text{ V}$  (przez przekaźnik Pk33) dla emisji LSB, drugi — napięcie  $5 \div 9\text{ V}$  przez przekaźnik Pk32 dla emisji OSB. W ten sposób, kręcąc pokrętką podwójnego potencjometru w prawo obcinamy dolną część pasma akustycznego, faworyzując jego część górną; kręcąc w lewo obcinamy górną

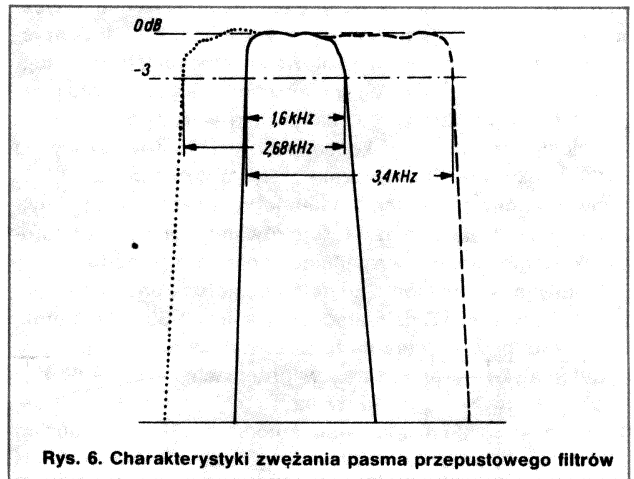
część pasma. Dzieje się tak niezależnie od tego, czy odbieramy LSB czy USB. Przy wyłączonym układzie zważania pasma przepustowego diody pojemnościowe są polaryzowane napięciem 8,2 V stabilizowanym diodą Zenera, a generator pracuje na częstotliwości środkowej 1,2 MHz, co daje 8,8 MHz na wyjściu układu US32.

Po zmontowaniu wszystkich czterech oddzielnie sprawdzonych zespołów bloku II przystępujemy do pomiarów całego bloku zasilając go stabilizowanym i dobrze filtrowanym napięciem 15 V. Doprowadzamy napięcia regulacji wzmocnienia AGC 7 ÷ 1 V i regulowane napięcie 3 ÷ 1 V dla ogranicznika LIM, włączamy tor FM (najszerze pasmo przepustowe). Do wejścia ( tranzystor T1) doprowadzamy sygnał wejściowy 9 MHz 1 μV z generatora wzorcowego, do wyjścia bloku II przyłączamy miliwoltomierz w.cz. równoległe z rezystorem pomiarowym 50 Ω. Przy napięciu ARW 7 V oraz napięciu LIM równym 3 V miliwoltomierz powinien wskazać 3 mV, czyli wzmocnienie całego bloku II wynosi 70 dB. Ewentualną korektę wzmocnienia dokonujemy przez wymianę rezystora R33 na rezystor o innej wartości.

Zamiast miliwoltomierza przyłączamy teraz oscyloskop, a sygnał wejściowy modulujemy przebiegiem trójkątnym 400 Hz. Obwódka widoczna na oscyloskopie powinna być poprawna. Następnie zwiększamy poziom sygnału wejściowego, zmniejszając jednocześnie napięcie ARW tak, aby poziom wyjściowy widoczny na oscyloskopie został niezmienny. po obniżeniu napięcia ARW do 1 V rozpoczynamy obniżanie napięcia LIM z wartości początkowej 3 V do 1 V. Sygnał wyjściowy staramy się utrzymywać stałe na tym samym poziomie. Maksymalny sygnał wejściowy na tranzystorze T1 nie powinien przekroczyć 20 mW. W czasie całego pomiaru liniowości kształt deltoidu na ekranie oscyloskopu powinien pozostać nie zmieniony.

Wartości sygnałów na wejściu i wyjściu bloku II oraz na wyjściu toru p.cz. w zależności od poziomu sygnału na wejściu odbiornika są zestawione w tabelicy.

Jak wynika z danych zamieszczonych w tabelicy, wzmocnienie końcowego wzmacniacza p.cz. wynosi 30 dB. Wzmacniacz



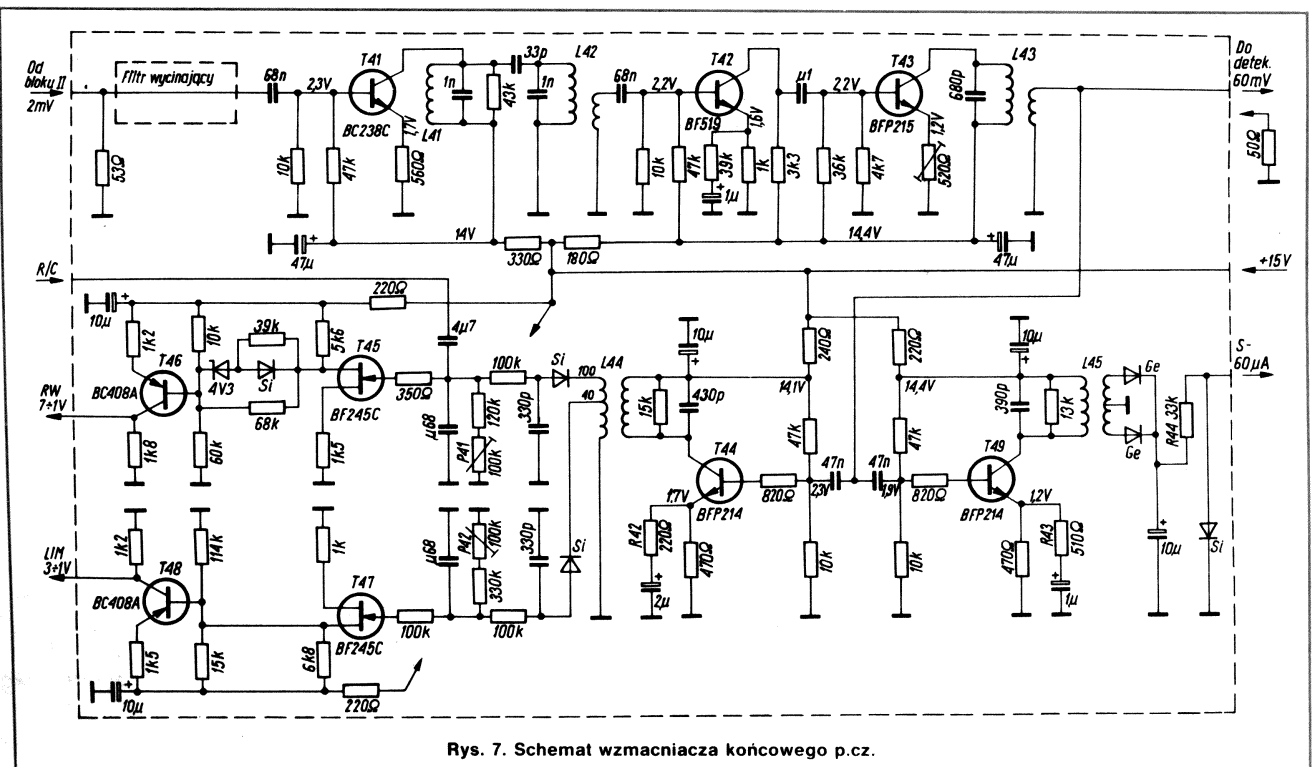
Rys. 6. Charakterystyki zważania pasma przepustowego filtrów

ten, łącznie z układem automatycznej regulacji wzmocnienia ARW, układem ograniczenia poziomu bardzo dużych sygnałów wejściowych LIM oraz wzmacniaczem do S-metra mieści się na płytce drukowanej o wymiarach 100 × 160 mm (format Europrint), wyposażonej w 15-stykowy wtyk ELTRA. Na płytce tej mieści się również filtr wycinający (Notch Filter), którego parametry techniczne jak dotąd nie zadowolają autora artykułu. Dlatego filtr ten będzie opisany w jednym z kolejnych artykułów.

Układ elektryczny trzystopniowy wzmacniacza jest konwencjonalny. Zastosowano dodatkowo filtr pasmowy L/C (L41-L42), który kształtuje charakterystykę toru p.cz. dla emisji FM. Filtr

#### Wzajemne stosunki poziomu sygnałów

Sygnał na wejściu odbiornika	Sygnał na wejściu bloku II	Sygnał na wyjściu bloku II	Wzmocnienie bloku II	Sygnał na wyjściu wzm. p.cz.
S1	0,22 μV	0,09 μV	70 dB	6 mV
S9	50 μV	20 μV	40 dB	60 mV
S9 + 60 dB	50 mV	20 mV	-15 dB	100 mV



Rys. 7. Schemat wzmacniacza końcowego p.cz.

ten zawęża pasmo do 10 kHz, jego sprzężenie jest nadkrytyczne. Dzięki temu zostają skompensowane spadki charakterystyki, jakie ( $\pm 5$  kHz od częstotliwości środkowej) wywołują obwody L33, L34, L43. W ten sposób charakterystyka toru p.cz. 200 kHz jest dla emisji FM całkowicie wyrównana. Sygnał wyjściowy wzmacniacza końcowego jest doprowadzony do płytki detektorów, która łącznie z płytką wzmacniacza głośnikowego będzie tematem następnego artykułu. Sygnał wyjściowy wzmacniacza p.cz. steruje również wzmacniacz automatyki wzmocnienia i wzmacniacz detektora S-metra.

Automatyka wzmocnienia została podzielona na:

1. automatykę ARW, działającą w granicach S3 ÷ S9, z możliwością przełączania na regulację ręczną;
2. automatykę ograniczającą w granicach S9 ÷ S9 + 60 dB, bez możliwości jej wyłączenia.

Do poziomu S3 nie działa żadna automatyka. Przy tak dużym „IP” odbiornika słuchanie słabego sygnału DX-owego, nawet w sąsiedztwie znacznie silniejszego sygnału, nie sprawia trudności; przeciwnie, wpływ tego silniejszego sygnału na ARW powodowałby wahania wzmocnienia odbiornika i tym samym wahania poziomu słabego sygnału DX-owego, co raczej utrudniałoby odbiór tego ostatniego. Natomiast niewyłączalny ogranicznik LIM chroni przed nagłym „wtargnięciem” bardzo silnego sygnału wejściowego, np. w czasie przesłuchania pasma, szczególnie gdy ARW została zastąpiona ręczną regulacją wzmocnienia.

Układ kształtowania stałoprądowych sygnałów ARC i LIM również nie wymaga wyjaśnień. Dioda Zenera i rezystory w torze ARW służą do linearyzacji wskazań S-metra. Bez tego działki S6 ÷ S9 ÷ + 20 dB wypadłyby zbyt zagęszczone a pozostałe działki byłyby bardzo rozrzedzone. Kombinacja ta, dopracowana eksperymentalnie, umożliwia uzyskanie dość równomiernego rozkładu działek S-metra (miernik 100  $\mu$ A): S1 = 6  $\mu$ A, S9 = 60  $\mu$ A, S9 + 60 dB = 100  $\mu$ A.

Rezystory R41 ÷ R44 służą do kalibrowania wzmocnienia poszczególnych wzmacniaczy. Termistor 520  $\Omega$  dodatkowo stabilizuje cieplnie cały tor p.cz. Potencjometry P41 i P42 służą do ustawienia wskazań S-metra na działkach S9 → ARW oraz S9 + 60 dB → LIM po doprowadzeniu do wejścia sygnału wzorcowego. Pomiar wzmocnienia i liniowości całego toru p.cz. wykonujemy tak, jak opisany wyżej pomiar bloku II. Do wyjścia wzmacniacza końcowego p.cz. przyłączamy układ pomiarowy wskazujący poziom 100 mV. Po odłączeniu od wejścia wzmacniacza p.cz. sygnału wejściowego i zamknięciu wejścia wzmacniacza współosiowym rezystorem pomiarowym oraz przymocowaniu obu przykryw bocznych bloku II mierzymy na wyjściu wzmacniacza końcowego p.cz. poziom szumów własnych, który nie powinien przekraczać 1,5 mV. Razem z blokiem I poziom szumów własnych nie powinien przekraczać 3 ÷ 3,5 mV. Należy zwrócić uwagę na dobre ekranowanie i dobre — możliwie grubym przewodem — połączenie masy obu bloków między sobą.

#### Dane techniczne cewek

- L1 — 16 zw. lica 36 × 0,03; L = 2  $\mu$ H; Q = 132;  $\varnothing$  5,5 × 6  
L2 — 2 × 14 zw. DNEJJ 0,2; L = 8,6  $\mu$ H; Q = 120;  
2 × 3 zw. rdzeń PP 10 × 6 × 4 — U 31  
L3 — 2 × 10 zw. DNEJJ 0,2; rdzeń PP 10 × 6 × 4 — F 1001  
2 × 3 zw.  
L4 — 3 × 5 zw. DNEJJ 0,2; rdzeń PP 10 × 6 × 4 — F 1001  
L5 — 2 × 4 zw. DNEJJ 0,2; rdzeń PP 10 × 6 × 4 — F 1001  
L11 — 36 zw. lica 36 × 0,03; L = 8  $\mu$ H; Q = 100;  $\varnothing$  5,5 × 8  
L12 — 18 zw. DNEJJ 0,2; L = 2,1  $\mu$ H; Q = 50;  $\varnothing$  5,5 × 7  
3 zw.  
L13 — 33 zw. lica 36 × 0,03; L = 60  $\mu$ H; Q = 180  
L14 — 33 zw. lica 36 × 0,03; DNEJJ 0,2; L = 60  $\mu$ H; Q = 180  
3 zw.

- L15 — O — 15 — 34 zw. lica 36 × 0,03; L = 60  $\mu$ H; Q = 170  
L16 — 30 zw. DNEJJ 0,2; L = 4,4  $\mu$ H; Q = 55;  $\varnothing$  5,5 × 9  
L17 — 18 zw. DNEJJ 0,2; L = 2,1  $\mu$ H; Q = 50;  $\varnothing$  5,5 × 7  
3 zw.  
L21 — 36 zw. DNE 0,3; L = 15  $\mu$ H; Q = 60;  $\varnothing$  7 × 12 rdzeń  
karbonylkowy  
L22 — O — 21 — 42 zw. DNEJJ 0,2; L = 20  $\mu$ H; Q = 45;  
rdzeń PP 10 × 6 × 4 — U 31  
L23 — O — 10 — 22 — 34 zw. DNEJJ 0,2; L = 16  $\mu$ H; Q = 125;  
rdzeń 10 × 6 × 4 — U 31  
L24 — 10 zw. DNEJJ 0,2; L = 0,9  $\mu$ H; Q = 45;  $\varnothing$  5,5 × 7  
2 zw.  
L31 — 3 zw. DNEJJ 0,2; L = 2,1  $\mu$ H; Q = 50;  $\varnothing$  5,5 × 7  
18 zw.  
L32 — 18 zw. DNEJJ 0,2; L = 2,1  $\mu$ H; Q = 50;  $\varnothing$  5,5 × 7  
9 zw.  
L33 — O — 65 — 130 zw. DNE 0,16; L = 2,9 mH; Q = 140  
16 zw.  
L34 — 82 zw. DNE 0, L = 1,1 mH; Q = 150  
9 zw.  
L35 — 36 zw. lica 36 × 0,03; L = 67  $\mu$ H; Q = 170  
L36 — 2 × 7 zw. lica 36 × 0,03; L = 0,98  $\mu$ H; Q = 100;  
 $\varnothing$  = 5,5 × 6  
L37 — 2 × 7 zw. lica 36 × 0,03; L = 0,98  $\mu$ H; Q = 100;  $\varnothing$  5,5 × 6  
1 zw. DNEJJ 0,2  
L41 — 70 zw. lica 36 × 0,03; L = 0,65 mH; Q = 200  
L42 — 70 zw. lica 36 × 0,03; L = 0,65 mH; Q = 200  
12 zw. DNEJJ 0,2  
L43 — 82 zw. DNEJJ 0,2; L = 1,1 mH; Q = 150  
9 zw.  
L44 — 90 zw. DNE 0,12; L = 1,32 mH; Q = 140  
0 — 40 — 100 zw.  
L45 — 90 zw. DNE 0,12; L = 1,25 mH; Q = 130  
0 — 90 — 180 zw.  
L1, L11, L12, L16, L24, L31, L32, L36, L37 — na korpusie  
 $\varnothing$  5 z rdzeniem ferrytowym Polfer U31 M4 × 10 w kubku  
ekranującym 13 × 13 × 17 mm  
L13, L14, L35 — na korpusie rdzenia kubkowego 14 × 8 z śrubą  
regulacyjną AL 63, F-82  
L33, L34, L41, L42, L43, L44, L45 — na korpusie rdzenia  
kubkowego 14 × 8 z śrubą regulacyjną AL 125, F-1001  
Przełączniki  
Pk21, Pk26, Pk31 — typ GBR111 RGI 12-2 Ag (RFT)  
Pk22, Pk23, Pk24, Pk25 — OMRON G2E 12 V (Japonia)  
Pk32, Pk33 — K-8 401-3 12 V (Telfa)  
Rezystory kwarcowe  
X1 — 9,008,5 MHz CB 27.025 HC 18  
X2 — 8,991,5 MHz CB 26.995 HC 18  
X31 — 10,000 MHz HC 18  
LITERATURA  
[1] Kaniut G.P. SP9RG: Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny  
0,1 ÷ 30 MHz. „Radioelektronik” nr 5/1988  
[2] Kaniut G.P. SP9RG: Przestrzajany magnetycznie oscylator przemiany  
częstotliwości. „Radioelektronik” nr 8/1988  
[3] Kaniut G.P. SP9RG: Układ PLL do stabilizacji częstotliwości  
oscylatora. „Radioelektronik” nr 12/1988  
[4] Kaniut G.P. SP9RG: Preselektor 0,1 ÷ 30 MHz. „Radioelektronik”  
nr 2/1989  
[5] Kaniut G.P. SP9RG: Układ przemiany częstotliwości o dużej  
odporności na zakłócenia intermodulacyjne. „Radioelektronik”  
nr 2/1988  
[6] Kaniut G.P. SP9RG: Szumy własne urządzeń radiokomunikacyj-  
nych. „Radioelektronik” nr 12/1987  
[7] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik” nr 11/1986  
[8] Martin M. DJ7VY: Grosssignalfester Störaustaster für KW und UKW  
Empfänger mit grossem Dynamikbereich. UKW-Berichte nr 2  
i 4/1979  
[9] Kaniut G.P. SP9RG: Ein „Home made” Kurzwellenempfänger.  
„cq-DL” nr 6/1988 □



# Detektory i wzmacniacz m.cz. odbiornika radiokomunikacyjnego

mgr inż. G. P. Kaniut

Końcowym ogniwem odbiornika radiokomunikacyjnego jest tor m.cz. Tu następuje detekcja sygnału p.cz. zależnie od emisji (CW, SBB, AM lub FM). Wybrany sygnał wyjściowy jednego z detektorów jest doprowadzany do wzmacniacza m.cz., a następnie do głośnika lub słuchawek radiooperatora. Jak wiemy, o jakości odbieranego sygnału decyduje najsłabsze ogniwo odbiornika i dlatego należy zadbać o to, aby jeszcze dobry sygnał wyjściowy wzmacniacza p.cz. nie został zniekształcony w detektorze sygnału lub w wzmacniaczu m.cz.

Na rys. 1. przedstawiono układ elektryczny detektorów sygnału p.cz. Są one zmontowane na płytce drukowanej formatu "Euro-print" 100 × 160 mm, zaopatrzonej w 15-stykowe złącze. Parametry wejściowe detektorów są dostosowane do poziomu wyjściowego wzmacniacza p.cz. Częstotliwość wyjściowa wzmacniacza p.cz. wynosi 200 kHz [1], zaś rezystancja wejściowa układu detektorów wynosi 50 Ω. Wszystkie detektory pracują poprawnie w zakresie napięć sygnału wejściowego 6 ÷ 100 mV, co odpowiada zakresowi dynamiki na wejściu odbiornika S1 (czyli 0,22 μV) do S9 + 60 dB, czyli 50 mV.

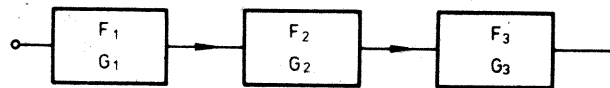
Na płytce drukowanej mieszczą się trzy niezależne układy

detektorów dla emisji CW i SSB, emisji AM oraz emisji FM. W odbiorniku zastosowano płynną regulację szerokości pasma przepustowości przy odbiorze emisji SSB [1], co odbywa się przez wzajemne "rozsuwanie" nałożonych na siebie dwóch charakterystyk przepustowości filtrów p.cz., filtru kwarcowego 9 MHz oraz filtru elektromechanicznego 200 kHz. W tym celu w torze p.cz. zastosowano przestrajany o ±4 kHz generator 8,8 MHz, dokonujący potrzebnej przemiany częstotliwości sygnału. Ten sam sygnał oscylatora 8,8 MHz zostaje wykorzystany w układzie detektora CW i SSB, a zmieszany z sygnałem 9 MHz z oddzielnego generatora kwarcowego daje sygnał BFO 200 kHz. Sygnał BFO z kolei mieszamy z sygnałem p.cz. 200 kHz CW lub SSB, otrzymując w konsekwencji sygnał m.cz. odbieranego sygnału CW lub SSB. Mimo tego, że sygnał 8,8 MHz jest przestrajany w granicach ±4 kHz, tonacja odbieranego sygnału CW lub SSB nie zmienia się. Trymerem 2 ÷ 10 pF w obwodzie generatora kwarcowego 9 MHz możemy bardzo dokładnie dostroić częstotliwości "odbiór-nadawanie" transceivera.

Generator kwarcowy 9 MHz oraz układ przemiany częstotliwości US1 - UL1042 mieszczą się w dobrze ekranowanym pojemniku, aby wykluczyć przesłuch generatora 9 MHz na wejściu toru p.cz. w jego najczulszym miejscu, tj. tuż po mieszaczu głównym SRA3H

Odbiornik składa się z szeregu podzespołów, z których każdy więcej lub mniej szumi. Wzmacniacz p.cz. oraz układ przemiany częstotliwości szumi więcej, wzmacniacz wejściowy szumi mniej, najmniej szumią specjalnie konstruowane wzmacniacze wejściowe lub antenowe. Kabel antenowy łączący antenę z wejściem odbiornika wnosi tłumienie, które szczególnie przy większych częstotliwościach znacząco pogarsza liczbę szumów układu odbiorczego.

Na rys. 5 przedstawiono szeregowe połączenie podzespołów układu odbiorczego.



Rys. 5. Schemat szeregowego połączenia podzespołów układu odbiorczego

Obowiązują w tym wypadku poniższe wzory:

$$F_{(cat)} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_2 \cdot G_1} + \frac{F_4 - 1}{G_3 \cdot G_2 \cdot G_1} + \dots \quad (7)$$

lub

$$F_{(cat)} = F_1 + \frac{F_{d2}}{G_1} + \frac{F_{d3}}{G_2 \cdot G_1} + \dots \quad (7a)$$

w których:

$F$  — współczynnik szumów wszystkich podzespołów

$F_d$  — współczynnik szumów własnych zespołu

$G$  — wielokrotność wzmacniania lub tłumienia mocy

U w a g a ! Nie należy tu stosować  $F_{dB}$  oraz  $G_{dB}$ .

Przykład C

Wzmacniacz w.cz.  $F_1 = 3$  dB (2),  $G_1 = 10$  dB ( $10 \times$ )

Mieszacz  $F_2 = 10$  dB (10)  $G_2 = 6$  dB ( $4 \times$ )

Wzmacniacz pośr. cz.  $F_3 = 8$  dB (6,3)  $G_3 = 60$  dB ( $10^6 \times$ )

Dalsze podzespoły odbiornika nie wpływają już na poziom szumów.

$$F_{(cat)} = 2 + \frac{10 - 1}{10} + \frac{6,3 - 1}{4 \cdot 10} + \frac{F_4 - 1}{10^6 \cdot 4 \cdot 10} =$$

$$= 2 + 0,9 + 0,133 = 3,03 \text{ lub } 4,8 \text{ dB}$$

Czwarte ogniwo równania jest już mało znaczące więc zostaje pominięte w obliczeniach.

Przykład D

Kabel antenowy  $F_1 = 2$   $G_1 = 0,5 \times$

Wzmacniacz w.cz.  $F_2 = 2$   $G_2 = 10 \times$

Mieszacz  $F_3 = 10$   $G_3 = 4 \times$

Wzmacniacz pośr.cz.  $F_4 = 6,3$   $G_4 = 10^6 \times$

$$F_{(cat)} = 2 + \frac{2 - 1}{0,5} + \frac{10 - 1}{10 \cdot 0,5} + \frac{6,3 - 1}{4 \cdot 10 \cdot 0,5} =$$

$$2 + 2 + 1,8 + 0,27 = 6,7 \text{ lub } 7,8 \text{ dB}$$

Przykład E

(Diodowy układ przemiany na wejściu odbiornika)

Mieszacz pierścieniowy  $F_1 = 4$   $G_1 = 0,2 \times$

Wzmacniacz p.cz.  $F_2 = 6,3$   $G_2 = 10^6 \times$

$$F_{(cat)} = 4 + \frac{6,3 - 1}{0,2} = 4 + 26,5 = 30,5 \text{ lub } 14,8 \text{ dB!}$$

Z przytoczonych przykładów wynikają następujące wnioski:

1. Liczba szumów szeregowego układu odbiornika jest zawsze większa od liczby szumów pierwszego jej ogniwa.

2. W wypadku, gdy pierwsze ogniwo układu odbiorczego tłumia, liczba szumów kolejnego ogniwa bardziej znacząco wpływa na

$F_{(cat)}$

3. Wzmacniacz wejściowy o dobrych parametrach szumowych, włączony za kablem antenowym do wejścia odbiornika, nieznacznie tylko poprawia  $F_{(cat)}$ . Ten sam wzmacniacz włączony między anteną a tłumiącym kablem doprowadzającym wzmocniony sygnał użyteczny do odbiornika, znacznie poprawia czułość układu odbiorczego. Oddzielny problem stanowi w tym wypadku sprawa odporności wzmacniacza na zewnętrzne wpływy atmosferyczne, jego stabilność pracy oraz sposób przelączania: odbiór-nadawanie.

4. Z przykładu E wynika, że układ mieszacza pierścieniowego na wejściu odbiornika, który wnosi 6÷7 dB tłumienia sygnału użytecznego, bardzo niekorzystnie wpływa na  $F_{(cat)}$  układu odbiorczego (14,8 dB!). Wzmacniacz w.cz. przed mieszaczem pierścieniowym poprawi w znacznym stopniu sytuację, ale kosztem odporności odbiornika na duże sygnały wejściowe. Pewną poprawę tego stanu można uzyskać stosując pierwszy stopień wzmacniacza p.cz. o możliwie małych szumach, jak to wynika z kolejnego przykładu.

Przykład F

Mieszacz pierścieniowy  $F_1 = 4$   $G_1 = 0,2 \times$

Wzmacniacz p.cz.  $F_2 = 2$   $G_2 = 10^6 \times$

$$F_{(cat)} = 4 + \frac{2 - 1}{0,2} = 4 + 5 = 9 \text{ lub } 9,5 \text{ dB}$$

Skonstruowanie jednak wzmacniacza p.cz. o takich parametrach jest bardzo trudne.

\* \* \*

W rozważaniach naszych poczyniliśmy pewne uproszczenie. Jak wiadomo, układ przemiany częstotliwości wnosi szumi, ale oscylator przemiany też szumi, a jego szumi są przenoszone do wzmacniacza p.cz. zwiększając  $F_{(cat)}$  odbiornika.

Problem SBN (side band noise) będzie omówiony w jednym z dalszych artykułów.

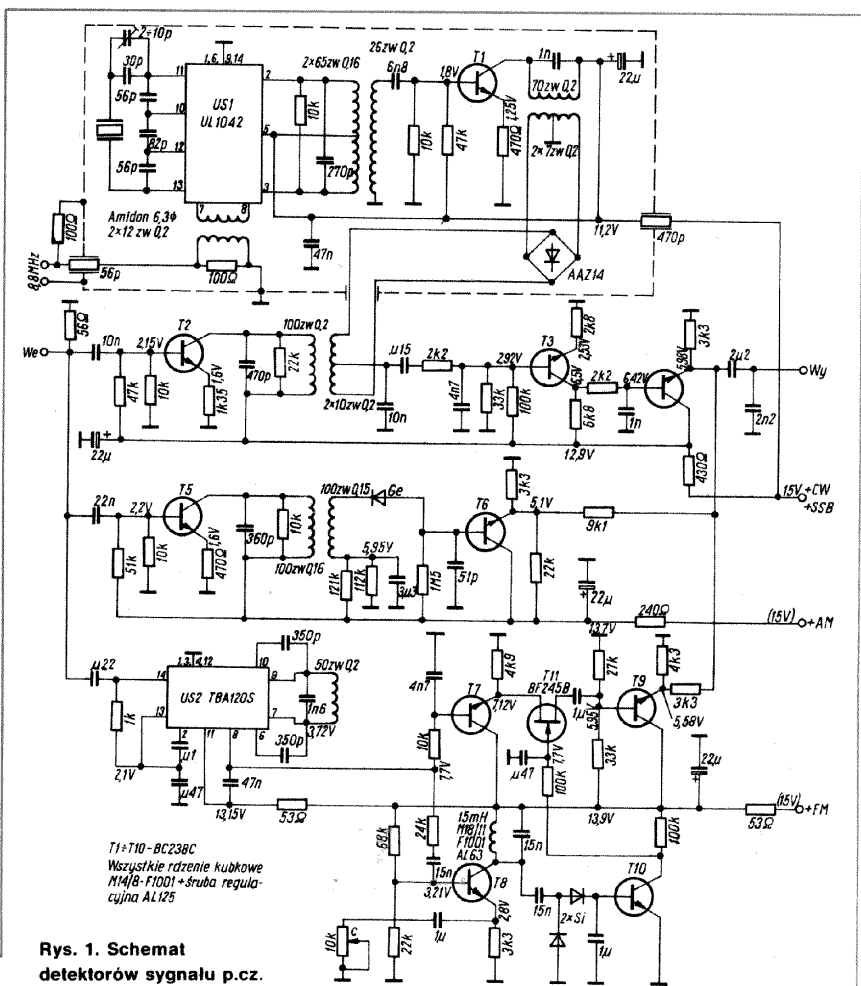
#### LITERATURA

- [1] Lentz R. DL3WR: Rauschen in Empfangsanlagen. UKW Berichte 3/1975
- [2] Smith W.: On Decibels and Noise QST 52 1/1968
- [3] Moltrecht E. DJ4UF: Die Empfindlichkeit eines Empfängers cq-DL 1/1976
- [4] Waxweiler R. DJ7VD: Rauschgenerator mit definierter Rauschleistung cq-DL 12/1981
- [5] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik” nr 11/1986

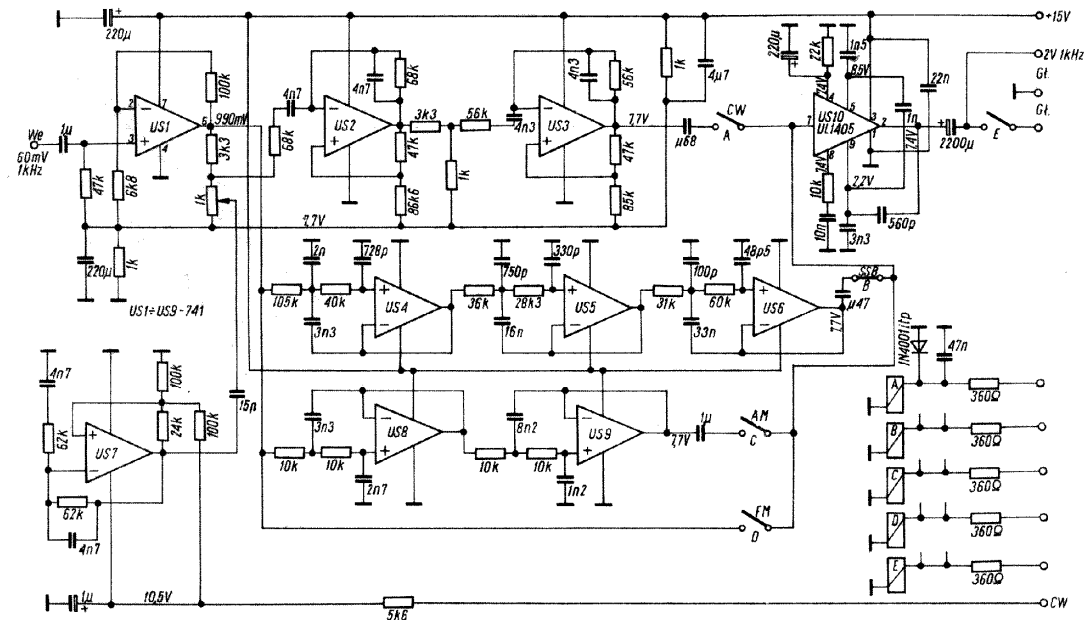
[2]. Uzyskany sygnał m.cz. jest doprowadzony przez filtr dolnoprzepustowy i dwustopniowy wzmacniacz z tranzystorami T3-T4 do zbiorczego wyjścia wszystkich detektorów. Układ detektora AM jest bardzo prosty. Na uwagę zasługuje "pływająca" polaryzacja germanowej diody detekcyjnej, w wyniku czego sygnał m.cz. na wyjściu detektora nie ulega zniekształceniom nawet przy bardzo małym poziomie sygnału p.cz. Sygnał m.cz. z detektora jest wzmacniany przez tranzystor T6.

W detektorze FM zastosowano układ US2 - TBA120S, spełniający funkcję ogranicznika i detektora FM. Jak wiadomo, przy braku sygnału p.cz. na wejściu detektora FM występują na jego wyjściu znaczne szумы, stosuje się więc układy eliminujące szумы (tzw. "Squelch"). Działa to w ten sposób, że tor m.cz. jest zamknięty i dopiero sygnał p.cz. o określonym poziomie ten otwiera. W detektorze FM rozwiązano to tak, że sygnał szumów zostaje wzmacniony we wzmacniaczu selektywnym 10 kHz (tranzystor T8) i po detekcji zamyka lub otwiera klucz z tranzystorem T11 w torze m.cz. detektora FM. Potencjometrem 10 kΩ ustala się próg otwarcia toru.

Doprowadzając do wspólnego wejścia detektorów sygnał p.cz. 60 mV 200kHz, modulowany 1 kHz dla SSB, 1 kHz (80%) dla AM lub 1 kHz z dewiacją 3 kHz dla emisji FM otrzymujemy na wspólnym wyjściu detek



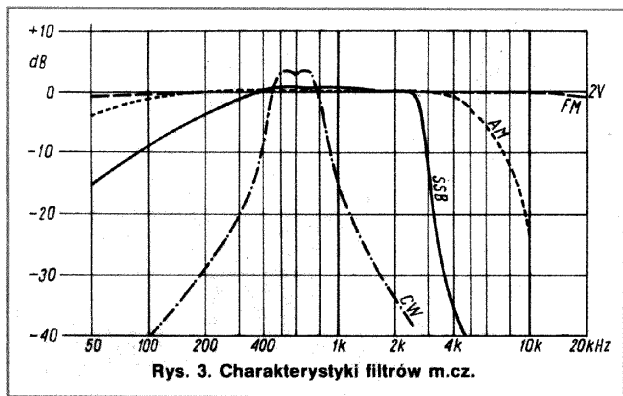
Rys. 1. Schemat detektorów sygnału p.cz.



Rys. 2. Schemat wzmacniacza m.cz. z filtrami

torów sygnał m.cz. 100 mV na rezystancji obciążenia 10 kΩ, tj. na wejściu potencjometru siły dźwięku przed wzmacniaczem m.cz. Włączanie jednego z trzech detektorów dokonujemy przez włączenie napięcia zasilania 15 V do wybranego detektora. Pozostałe dwa nie zasilone detektory nie powodują zakłóceń w działaniu detektora pracującego.

Ostatnim blokiem odbiornika jest wzmacniacz m.cz. Mieści się on na płytce drukowanej 100 × 160 mm razem z filtrami kształtującymi pasmo przepustowości m.cz. dla poszczególnych rodzajów emisji (rys. 2). Wzmocniony do poziomu ok. 1 V sygnał wejściowy doprowadza się do poszczególnych filtrów.



Rys. 3. Charakterystyki filtrów m.cz.

Pierwszy dwustopniowy filtr pasmowy 500 ÷ 700 Hz (układy US2-US3) służy do odbioru emisji CW. Sprzężony z nim generator 600 Hz (układ US7) w czasie kluczowania nadajnika doprowadza słaby sygnał do głośnika lub słuchawek operatora, umożliwiając w ten sposób podsłuch własnego kluczowania.

Drugi, trójstopniowy filtr dolnoprzepustowy z układami US4 ÷ US6 w układzie Czebyszewa, służy do odbioru emisji SSB, ograniczając stromo pasmo przenoszenia do 2,7 kHz.

Trzeci, dwustopniowy filtr dolnoprzepustowy (układy US8-US9) w układzie Bessela służy do odbioru emisji AM.

Przy odbiorze emisji FM wzmocniony sygnał wyjściowy jest doprowadzany bezpośrednio do końcowego wzmacniacza m.cz. US10.

Charakterystyki przenoszenia toru m.cz. są przedstawione na rys. 3.

Odbiornik ten został umieszczony we wspólnej obudowie z nadajnikiem o mocy wyjściowej 100 W. Autor wykonał to urządzenie w latach wcześniejszych i z dużym powodzeniem służy ono do dziś.

Publikowane w latach 1986 ÷ 1991 w "Re" artykuły, łącznie z niniejszym, zamykają całość tematu pt. "Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1 ÷ 30 MHz".

Cykl artykułów był pomyślany nie jako recepta na wierne naśladowanie, ale raczej jako sugestia do własnych przemysłów i koncepcji krótkofalowców — konstruktorów.

Przewidziany pierwotnie artykuł pt. "Pomiary odbiornika radiokomunikacyjnego" wydaje się zbędny gdyż uważny Czytelnik znajdzie w poszczególnych artykułach cząstkowe opisy pomiarów podzespołów, zaś z opublikowanych artykułów stworzy sobie własną wersję pomiarów zależną od tego, jaką aparaturą pomiarowo-kontrolną dysponuje.

Autor dziękuje wszystkim Korespondentom za przysłane uwagi i sugestie, dziękuje Redakcji "Re" za 5-letnią wytrwałość w publikowaniu swoich artykułów. □

#### L I T E R A T U R A

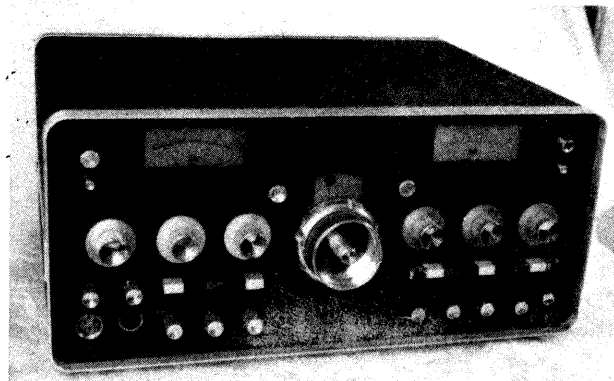
- [1] Kaniut G. P. SP9RG: Wzmacniacz pośredniej częstotliwości. "Radioelektronik" nr 6 i 7/1991
- [2] Kaniut G. P. SP9RG: Przejstrajany magnetycznie oscylator przemiany częstotliwości. "Radioelektronik" nr 8/1988.

## Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1 ÷ 30 MHz

Większość polskich krótkofalowców nie ma możliwości nabycia nowoczesnego transceivera produkcji zagranicznej. Z konieczności wielu z nich konstruuje swój sprzęt we własnym zakresie. Mimo znacznych trudności materiałowych urządzenie wykonane przez siebie daje sporo satysfakcji. Podtrzymuje to ideę twórczej działalności i eksperymentowania, co niegdyś było i nadal powinno być głównym celem krótkofalarstwa.

Przedmiotem serii kolejnych artykułów, z których każdy tworzy oddzielną całość, będzie transceiver krótkofalowy, głównie jego część odbiorcza, opracowany i wykonany przez autora. Będzie to odbiornik, który swymi parametrami technicznymi dorówna urządzeniom czołowych producentów sprzętu krótkofalarskiego. Odbiornik ten o rozbudowanym układzie elektronicznym, jest wyposażony w szereg dodatkowych podzespołów, dotychczas nie stosowanych w urządzeniach amator-

*Cd. na str. 20*



skich. Uwzględniono także alternatywny program budowy prostszego urządzenia, stosownie do możliwości technicznych i sprzętowych wykonawcy.

Wszystkie zespoły odbiornika są wzajemnie dopasowane (50  $\Omega$ ) co umożliwia rezygnację z niektórych zespołów, ich ewentualne uproszczenie lub zastosowanie w ich miejsce innych podobnych. Podział odbiornika na zespoły dokonano w taki sposób, aby na styku współpracujących ze sobą zespołów potrzebna była minimalna liczba złączy.

Budowa odbiornika w pełnej konfiguracji wymaga jednak sporego doświadczenia konstruktorskiego, możliwości wykonywania części mechanicznych oraz dostępu do urządzeń pomiarowo-kontrolnych. W opisie będzie wyjaśniona zasada działania poszczególnych podzespołów, sposób ich zestrojenia tak, aby uzyskać optymalne parametry techniczne urządzenia. Nie będą natomiast przedstawiane rysunki płytek drukowanych, gdyż amator krótkofalowiec, decydujący się na budowę urządzenia o takim stopniu złożoności poradzi sobie bez trudu z ich zaprojektowaniem. Z uwagi zaś na zróżnicowane wymiary obudów mechanicznych, w jakich zainteresowani będą chcieli umieścić swoje urządzenia, narzucone wymiary płytek drukowanych utrudniałyby raczej wykonanie odbiornika.

Seniorzy polskiego krótkofalarstwa pamiętają jeszcze z pewnością doskonale, jak na owe czasy, odbiorniki krótkofalowe 0V1 czy 1V1. Za pomocą takiego sprzętu nawiązano w latach 30. wiele ciekawych łączności. Wtedy jednak na pasmach amatorskich pracowało niewiele stacji i QRM'y nie były największą bolączką łączności amatorskiej.

Z czasem pojawiły się odbiorniki z przemianą częstotliwości, zwane także superheterodynami. Dla zwiększenia czułości odbiornika stosowano 1÷2 stopnie wzmocnienia w.c.z. przed układem przemiany częstotliwości. Wzrost czułości odbiornika trzeba było jednak okupić zmniejszeniem jego odporności na duże sygnały wejściowe. W kolejnych latach ustalił się pogląd co do optymalnych parametrów technicznych odbiornika krótkofalowego, a mianowicie:

Zakres częstotliwości odbioru: 0,1 ÷ 30 MHz

„IP” (Interception Point) [3]: 15 dBm, lepiej 25 dBm

Poziom szumów własnych odbiornika: rzędu 10 dB

Możliwość odbioru sygnałów CW, SSB, AM i FM

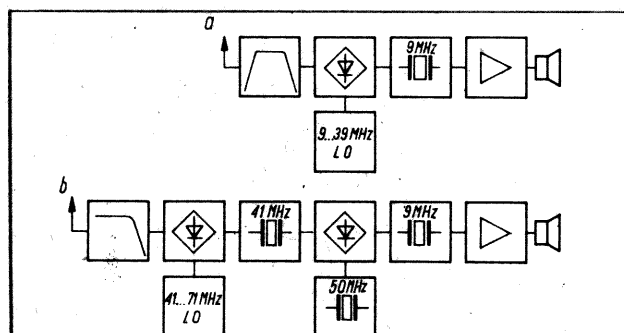
Stabilność częstotliwości oscylatora przemiany odbiornika: lepsza niż 50 Hz/h

Moc wyjściowa toru m.c.z.: około 2 W

Inne parametry mają znaczenie drugorzędne, zależą od pomysłowości konstruktora i tworzą mniejszy lub większy komfort obsługi urządzenia.

W ostatnich latach pojawiły się dwa kierunki konstrukcji odbiorników krótkofalowych:

- 1) z pojedynczą przemianą częstotliwości i częstotliwością pośrednią w pobliżu 9 MHz (rys. 1 a)
- 2) z podwójną przemianą częstotliwości i częstotliwościach pośrednich 41 i 9 MHz (rys. 1 b).



Rys. 1. Schemat blokowy układu:

a - pojedynczej, b - podwójnej przemiany częstotliwości odbiornika

Spór o to, które z rozwiązań jest lepsze, trwa do dziś; zwolennicy jednej i drugiej koncepcji twardo bronią swoich racji.

Jak wiemy, najsłabszym ogniwem odbiornika krótkofalowego jest układ przemiany częstotliwości. Jest on ograniczony od strony słabych sygnałów poziomem szumów własnych układu przemiany, od strony silnych sygnałów wzrostem zniekształceń intermodulacyjnych. Dlatego stosowanie w odbiorniku tylko jednego układu przemiany częstotliwości jest bardzo korzystne. W odbiorniku z pojedynczą przemianą częstotliwości należy bezwzględnie stosować preselektor przed układem przemiany, aby ustrzec się od sygnałów częstotliwości lustrzanych, które przedostałyby się do toru p.c.z. o takim samym poziomie, jak nominalny sygnał wejściowy. Odbiornik z pośrednią częstotliwością 9 MHz można konstruować na cały zakres 0,1 ÷ 30 MHz lub tylko na pasma amatorskie, pomijając częstotliwości około 9 MHz.

W układzie z podwójną przemianą częstotliwości na wejściu odbiornika wystarczy jedynie filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 30 MHz, gdyż częstotliwości lustrzane mają częstotliwości większe niż 80 MHz. W torze pierwszej p.c.z. 41 MHz stosuje się filtr kwarcowy i wzmacniacz 15 ÷ 20 dB. Z kolei następuje druga przemiana częstotliwości z oscylatorem kwarcowym 50 MHz w celu przesunięcia sygnału w widmie na drugą częstotliwość pośrednią 9 MHz. Odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości może obejmować cały zakres częstotliwości wejściowych 0,1 ÷ 30 MHz, bez pomijania częstotliwości ok. 9 MHz.

Porównując oba układy można by uznać wyższość układu z podwójną przemianą częstotliwości. Wnikając jednak głębiej w istotę sprawy ocena wcale nie jest jednoznaczna.

Każdy oscylator, a więc i oscylator przemiany generuje poniżej i powyżej częstotliwości nominalnej szumy (SBN = Side Band Noise); większe blisko częstotliwości nominalnej, dzwonołato\* malejące w miarę oddalania się od tej częstotliwości. Szumy oscylatora kwarcowego są mniejsze niż szumy oscylatora samowzbudnego. Do wykonania dobrego, małoszumnego oscylatora samowzbudnego należy stosować obwód rezonansowy o bardzo dużej dobroci, Q rzędu 150 ÷ 200 i tranzystor FET o dużej stromości charakterystyki.

Wielkość szumów SBN jest proporcjonalna do częstotliwości danego oscylatora, a więc większa w wypadku oscylatora przemiany 41 ÷ 71 MHz w układzie z dwukrotną przemianą częstotliwości od szumów oscylatora przemiany 9 ÷ 39 MHz w układzie z pojedynczą przemianą częstotliwości.

Pasma przepustowe filtru kwarcowego pierwszej p.c.z. 41 MHz wynosi minimum 6 kHz. Ze względów technologicznych i kosztów nie można na razie zbudować filtru kwarcowego na mniejsze pasmo przepustowe. Ponieważ wzmocnienie wzmacniacza pierwszej p.c.z. wynosi 15 ÷ 20 dB, o tyle większe powinno być IP drugiego mieszacza. Zakładając, że IP całego odbiornika, a więc w odniesieniu do wejścia antenowego, wynosi 25 dBm, to IP drugiego mieszacza powinno wynosić około 40 dBm. Jest to wymóg bardzo trudny. Dlatego konstruktorzy odbiorników z podwójną przemianą częstotliwości nadal stosują na wejściu preselektor, nie tyle ze względu na częstotliwości lustrzane, ale ze względu na zniekształcenia intermodulacyjne drugiego i trzeciego rzędu [3]. Wszystko to komplikuje układ odbiornika i czyni jego wyższość nad układem z pojedynczą przemianą częstotliwości coraz bardziej problematyczną.

Interesująco został rozwiązany ten problem przez firmę Telefunken w odbiorniku E 1700, w którym zastosowano po pierwszym mieszaczu diplexer i dwa toru p.c.z. 41 MHz, w których sygnały są wzajemnie fazowo przesunięte o 180°. Takie rozwiązanie jest nie do zrealizowania w laboratorium krótkofalowca, dlatego należy je traktować wyłącznie jako ciekawostkę techniczną.

Autor niniejszego artykułu długo się zastanawiał nad koncepcją własnego odbiornika do transceivera: czy stosować jednokrotną czy dwukrotną przemianę częstotliwości. Zdecydował się na jednokrotną przemianę z jej minusami, ale także z plusami. Wziął także pod uwagę możliwości techniczne realizacji w posiadanych warunkach.

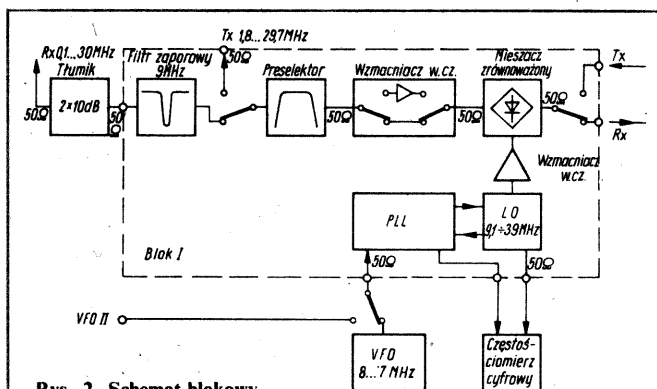
Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy układu wejściowego w.c.z. odbiornika do transceivera. Układ ten mieści się w aluminiowej obudowie o wymiarach 250 × 160 × 70 mm i nazywany został blokiem I. Jest on połączony z układem odbiornika za pomocą ekranowanego wielostyku. W bloku I mieszczą się: filtr zaporowy dla częstotliwości 9 MHz, przetłaczający preselektor pasmowy, obejmujący 6 zakresów częstotliwości w pasmie 0,1 ÷ 30 MHz, oscylator przemiany LO 9,1 ÷ 39 MHz, sterowany magnetycznie wraz ze wzmacniaczem mocy sygnału doprowadzanego do mieszacza, układu PLL (Phase Locked Loop) do sterowania i stabilizacji częstotliwości oscylatora przemiany oraz główny mieszacz częstotliwości (SRA3H) wraz z przekąźnikami odbiór-nadawanie.

Układ PLL umożliwił przelączenie częstotliwości oscylatora przemiany skokowo co 1 MHz, w zakresie 9,1 ÷ 38 MHz, zaś połączony z blokiem I oscylator VFO 8,0 ÷ 7,0 MHz umożliwia płynne strojenie częstotliwości oscylatora przemiany w granicach 1 MHz.

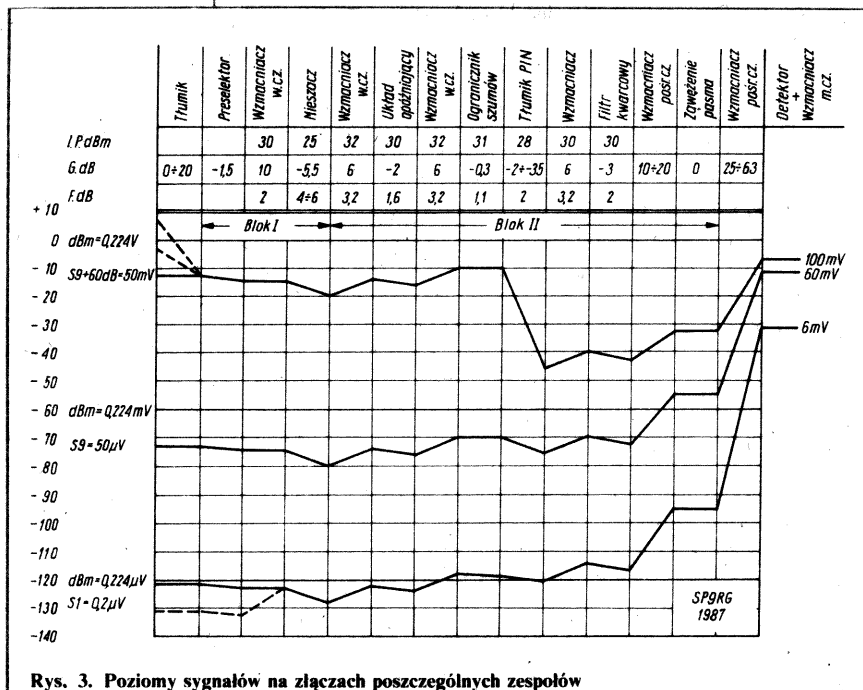
Programowany częstotściomierz cyfrowy wskazuje aktualną częstotliwość odbieranego sygnału, odliczając od częstotliwości oscylatora przemiany, częstotliwość pośrednią odbiornika.

Między wyjście preselektora a wejście głównego mieszacza można włączyć dodatkowy małoszumny wzmacniacz o IP = 30 dBm oraz wzmocnieniu 0 ÷ 10 dB w zakresie 10 ÷ 30 MHz. Wzmacniacz ten poprawia czułość odbiornika w zakresach 21 ÷ 30 MHz, niestety kosztem malejącego IP odbiornika o wielkość wzmocnienia tegoż wzmacniacza na danej częstotliwości. Na wejściu odbiornika, przed blokiem I, znajduje się tłumik 2 × 10 dB, włączany przekąźnikami.

Na rys. 3 są przedstawione poziomy sygnałów na złączach poszczególnych podzespołów odbiornika, począwszy od gniazda antenowego, kończąc na wzmacniaczu p.c.z. Środkowa charakterystyka odpowiada sygnałowi wejściowemu S9 = 50 μV na 50 Ω wejścia antenowego odbiornika, dając na wyjściu wzmacniacza p.c.z. sygnał o poziomie 60 mV. Dolna charakterystyka odpowiada sygnałowi S1 = 0,2 μV na wejściu antenowym i 6 mV na wyjściu wzmacniacza p.c.z. Górna charakterystyka dotyczy sygnału S9 + 60 dB = 50 mV. Założona dynamika sygnału wejściowego od S1 – S9 + 60 dB wynosi 108 dB. Kreskowana linia poniżej charakterystyki sygnału S1 ilustruje skutek włączenia wzmacniacza przed mieszaczem. Górna, kreskowana linia powyżej charakterystyki S9 + 60 dB przedstawia warunki pracy odbiornika przy bardzo dużym sygnale wejściowym 500 mV.



Rys. 2. Schemat blokowy układu wejściowego odbiornika krótkofalowego (blok I)



Rys. 3. Poziomy sygnałów na złączach poszczególnych zespołów

Transceiver wraz z zasilaczami mieści się w obudowie stalowo-aluminiowej o wymiarach 430 × 190 × 330 mm.

Zarówno podzespoły bloku I jak i dalsze podzespoły odbiornika będą tematem oddzielnych artykułów.

#### LITERATURA

- [1] Rohde U.L. DJ2LR: Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im Kurzwellengebiet. „Funkschau” nr 24/1972
- [2] Martin M., DJ7VY: Rauschen von Oszillatoren in Empfangsanlagen. „Beam” nr 3/1981
- [3] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik” nr 11/1986
- [4] Kaniut G.P. SP9RG: Szumy własne urządzeń radiokomunikacyjnych. „Radioelektronik” nr 12/1987
- [5] Kaniut G.P. SP9RG: Układy przemiany częstotliwości o dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne. „Radioelektronik” nr 2/1988

# Intermodulacja

Duże zagęszczenie silnych stacji amatorskich i profesjonalnych na pasmach fal krótkich powoduje, że w odbiornikach krótkofalarskich, mało odpornych na duże poziomy sygnały wejściowych, powstają zakłócenia intermodulacyjne uniemożliwiające bardzo często odbiór słabych stacji DX'owych. W artykule omówiono istotę QRM'ów intermodulacyjnych oraz sposoby pomiaru składowych intermodulacyjnych za pomocą profesjonalnej aparatury pomiarowej oraz aparatury wykonanej środkami amatorskimi.

W latach 30. i 40. w konstrukcji odbiorników obowiązywała zasada, że na wejściu odbiornika stosowało się jeden do dwóch wstępnych wzmacniaczy w.c.z., aby sygnał z anteny doprowadzić do bardziej „szumiącego” stopnia przemiany częstotliwości już odpowiednio wzmacniony. Selekcję częstotliwości zapewniali zarówno obwody strojone w.c.z. przed mieszaczem oraz obwody rezonansowe wzmacniacza p.c.z. Regulacja wzmocnienia odbywała się zarówno w stopniach w.c.z., jak i we wzmacniaczu p.c.z., a nieraz nawet w samym mieszaczu. Wynikające z powyższego zakłócenia intermodulacyjne, które określamy w dobie modulacji amplitudy jako „modulację skrośną lub krzyżową”, były aż nadto oczywiste.

Dzisiejsze tendencje konstrukcji odbiorników krótkofalarskich są zasadniczo odmienne. Przed stopniem przemiany częstotliwości nie stosuje się z reguły wzmacniacza w.c.z. Odbiornik pracuje na niskim poziomie sygnału aż do filtra kwarcowego, który decyduje o selektywności odbiornika. Już po filtrze kwarcowym sygnał zostaje wzmacniony do poziomu poprawnej detekcji. Regulacja wzmocnienia odbywa się tylko we wzmacniaczu m.c.z. Ostatnio jednak stosuje się także regulację sygnału za pomocą diod PIN w torze p.c.z.

Nowoczesny odbiornik do fal krótkich powinna cechować:

- duża czułość przy małych szumach własnych
- duża odporność na duże sygnały wejściowe
- duża selektywność, odpowiednia do rodzaju emisji
- duża stabilność częstotliwości oscylatora przemiany.

Dwie pierwsze cechy są tylko pozornie przeciwstawne. Znane są typy odbiorników-transceiverów spełniające powyższe wymagania.

Pojęcie odporności odbiornika na duże sygnały łączy się ze zjawiskiem zniekształceń intermodulacyjnych. Termin ten został określony i wprowadzony do techniki pomiarów pod koniec lat 50. Składowe intermodulacyjne pojawiają się wszędzie tam, gdzie występuje zjawisko nasycenia zarówno elementów czynnych, jak i biernych, a więc w układach wzmacniaczy tranzystorowych, lampowych, w układach przemiany częstotliwości. Występuje ono także przy przesterowaniu układów ferromagnetycznych, np. rdzeni ferrytowych; występują także podczas przesterowania filtrów kwarcowych.

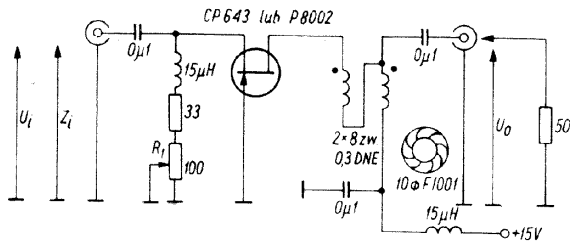
W celu omówienia zjawiska intermodulacji posłużymy się nie całym odbiornikiem, ale jednostopniowym szerokopasmowym wzmacniaczem, którego schemat przedstawiono na rys. 1.

Wejście i wyjście wzmacniacza jest dopasowane do rezystancji  $50 \Omega$ . Przed przystąpieniem do pomiaru odstepu składowych intermodulacji należy najpierw ustalić punkt pracy wzmacniacza i zmierzyć jego charakterystykę wysterowania. Punkt pracy ustala się za pomocą rezystora  $R1$  tak, aby  $Z_i$  wzmacniacza wynosiło

$$50 \Omega = \frac{1}{ms} \text{ tranzystora (FET). Prąd drenu wynosi } 30..40 \text{ mA.}$$

Następnie włącza się do wejścia wzmacniacza generator w.c.z.



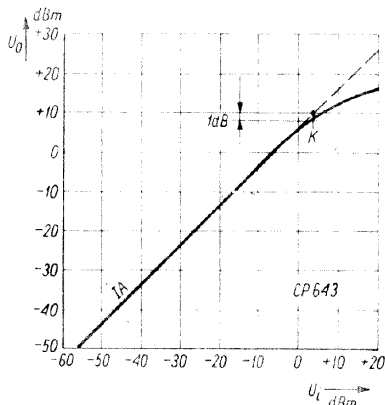


Rys. 1. Schemat badanego, szerokopasmowego wzmacniacza w.c.z.

ustalając sygnał około 14 MHz, zaś do wyjścia wzmacniacza miliwoltomierz w.c.z.

W skali międzynarodowej przyjęto jednostkę „0 dBm” = 1 mW na 50 Ω, tj. 223,6 mV, jako jednostkę odniesienia. Sygnały napięciowe mniejsze od 0,224 V są odnotowane ze znakiem „-”, większe ze znakiem „+” w jednostkach dBm.

Podwyższając skokowo co 5 dB modulowany sygnał w.c.z. generatora, odczytuje się wskazania miliwoltomierza na wyjściu wzmacniacza. Początkowo przyrost sygnału wyjściowego będzie proporcjonalny do przyrostu sygnału na wejściu wzmacniacza. Z czasem nastąpi jednak zagęszczenie wskazań miliwoltomierza, co świadczy o tym, że wzmacniacz zostaje przesterowany.

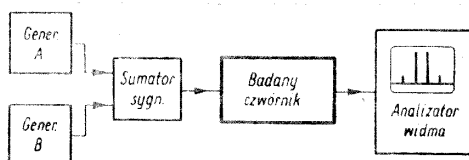


Rys. 2. Charakterystyka wysterowania badanego wzmacniacza w.c.z.

Kreśląc krzywą wysterowania  $I_A$  (jak na rys. 2) będzie ona w swej początkowej części linią prostą, która następnie ulega zakrzywieniu. Do prostoliniowej części charakterystyki kreśli się styczną i ustala punkt 1 dB kompresji sygnału wyjściowego, do jakiego można wzmacniać maksymalnie wysterować, oznaczając go literą K. Odpowiada to sygnałowi wyjściowemu 9 dBm = 630 mV. Wzmocnienie naszego wzmacniacza wynosi dla prostoliniowej części charakterystyki 6 dB.

Chcąc dokonać pomiaru odstepu składowych intermodulacji potrzebne są dwa jednakowe generatory sygnałowe oraz sumator sygnałów. Na wyjściu badanego czwornika, tj. naszego wzmacniacza, włącza się analizator widma w.c.z.

Na rys. 3 przedstawiono schemat blokowy układu pomiarowego. Częstotliwość generatora A należy nastawić na 14 250 kHz, zaś



Rys. 3. Schemat blokowy układu służącego do pomiaru odstepu składowych intermodulacji występujących we wzmacniaczach w.c.z.

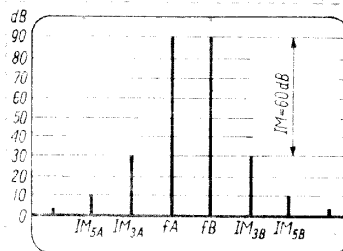
generatora B na 14 270 kHz. W czasie pomiaru poziomy wyjściowe obydwóch generatorów muszą być stale jednakowe. Ustala się je tak, aby na wyjściu sumatora sygnałów poziom wyjściowy generatora A, przy wyłączonym generatorze B wynosił początkowo -20 dBm = 22,5 mV. To samo odnosi się do generatora B, przy wyłączonym generatorze A.

Przy włączonych obydwóch generatorach na ekranie analizatora widma pojawiają się dwie wąskie pionowe „szpilki” w odstepie 20 kHz. Podwyższając jednocześnie skokowo co 5 dB sygnały wyjściowe obydwóch generatorów „szpilki” wzrosną również o 5 dB. Dalsze podwyższenie sygnałów wyjściowych generatorów spowoduje pojawienie się na ekranie dwóch nowych szpilek, z początku jeszcze całkiem małych, na lewo od sygnału generatora A na częstotliwości 14 230 kHz oraz na prawo od sygnału generatora B na częstotliwości 14 290 kHz. To są właśnie owe składowe intermodulacji trzeciego rzędu, które powstają w wyniku mieszania się drugiej harmonicznej sygnału A z częstotliwością podstawową sygnału B lub drugiej harmonicznej sygnału B z częstotliwością podstawową sygnału A:

$$f_{IM} = 2f_A - f_B \quad \text{oraz} \quad 2f_B - f_A$$

Dalsze podwyższanie sygnałów wejściowych powoduje szybsze narastanie  $IM_{3A}$  lub  $IM_{3B}$  w stosunku do  $I_A$  lub  $I_B$ , a następnie pojawiają się  $IM_5$ ,  $IM_7$  itd., składowe intermodulacji wyższych rzędów. Nam jednak wystarczą pomiary  $IM_3$ , a przede wszystkim różnica wysokości szpilek  $IM_{3A}$  do  $I_A$ , które to wartości z łatwością odczytamy na skali ekranu analizatora widma, jak to przedstawiono na rys. 4.

Różnica wysokości szpilek  $IM_{3A}$  oraz  $I_A$  wyrażona w dB, zwana jest marginesem intermodulacji. Sama znajomość IM nie wystarczy jednak do zdefiniowania odporności odbiornika na duże



Rys. 4. Określenie marginesu intermodulacji na podstawie obserwacji ekranu analizatora widma

sygnały. Margines intermodulacji IM maleje w miarę podwyższania sygnałów wejściowych, należy go więc powiązać z wielkością sygnałów wejściowych. W tym celu wprowadzono jeszcze jedno pojęcie „IP” (Interception Point), którego sens można zrozumieć rozpatrując przebiegi przedstawione na rys. 5. Naniiesiona jest tam charakterystyka wysterowania wzmacniacza  $I_A$  oraz charakterystyka wysterowania  $IM_{3A}$ . Punkt przecięcia się stycznych, wyprowadzonych z części prostoliniowej obu krzywych, jest określony jako „IP”. Punkt ten jednoznacznie określa odporność na duże sygnały.

$$IP = \frac{IM}{2} + P_{10}$$

przy czym:

$P_{10}$  — poziom sygnału wejściowego jednego z generatorów [dBm].

Przykład I

$P_{10} = 0$  dBm  $IM = 60$  dB

$$IP = \frac{60}{2} + 0 = 30 \text{ dBm}$$

Przykład II

$P_{10} = -10$  dBm  $IM = 80$  dB

$$IP = \frac{80}{2} - 10 = 30 \text{ dBm}$$

$IM_{3A}$  rośnie trzykrotnie szybciej niż  $I_A$ . Ma to ważne znaczenie. Przy poziomie wejściowym wzmacniacza, np. 0 dBm = 224 mV, który jest o 30 dB niższy od IP, składowe  $IM_{3A}$  są o 90 dB niższe od IP i wynoszą 224 μV.