

Wiktor Chojnacki SP5QU

UKŁADY NADAWCZE I ODBIORCZE DLA KRÓTKOFALOWCÓW



Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa 1979

Obwolutę, okładkę i stronę tytułową
projektował: *Włodzimierz Terechowicz*
Opiniodawca: mgr inż. *Krzysztof Stomczyński*
Redaktor merytoryczny: mgr inż. *Kazimiera Małecka*
Redaktor techniczny: *Jerzy Korpalski*
Korektor: *Halina Miechowicz*

Praca zawiera przegląd amatorskich układów nadawczych i odbiorczych, poczynając od elementów nadajników, transceiverów do odbiorników krótkofalowych i ultrakrótkofalowych. Stanowi więc uzupełnienie i rozwinięcie poprzednio wydanych pozycji z dziedziny krótkofalarstwa. Opisywane urządzenia są ilustrowane wieloma przykładami o różnym stopniu trudności. Na schematach układów podano konkretne dane elementów i podzespołów, co ułatwi Czytelnikowi eksperymentowanie.

621.396. 61/62

© Copyright by Wydawnictwa Komunikacji
i Łączności, Warszawa 1979.

ISBN-83-206-0014-6

Odbiorcy: amatorzy krótkofalowcy, a także technicy
i inżynierowie radiokomunikacji.

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1979

Wydanie 1. Nakład 10 000+225 egz.

Ark. wyd. 28. Ark. druk. 33,58, w tym 1 wkładka

Oddano do składania w marcu 1979

Podpisano do druku i druk ukończono w grudniu 1979

Papier druk. mgł. imp. kl. III 70 g, 61×86 cm

Zamówienie P/41/79. K/854I. Cena zł 80,—

Szczecińskie Zakłady Graficzne

Szczecin, al. Wojska Polskiego 128. Zam. 635/1/A F-8 183

SPIS TREŚCI

Przedmowa	7
1. Wybór układu	9
1.1. Schematy blokowe urządzeń nadawczych	14
1.2. Schematy blokowe urządzeń odbiorczych	27
1.3. Schematy blokowe urządzeń nadawczo-odbiorczych (transceiverów)	36
1.4. Schematy blokowe urządzeń dodatkowych	41
2. Układy nadawcze	50
2.1. Generatory wielkiej częstotliwości	50
2.1.1. Generatory kwarcowe częstotliwości podstawowych	51
2.1.2. Generatory kwarcowe częstotliwości harmonicznycy	78
2.1.3. Generatory kwarcowe zbudowane na układach scalonych i diodach tunelowych	86
2.1.4. Generatory kwarcowe o zmiennej częstotliwości (VXO)	98
2.1.5. Diodowe przełączniki częstotliwości w generatorach kwarcowych	106
2.1.6. Przestrzajanie rezonatorów kwarcowych	114
2.1.7. Przestrzajane generatory LC (VFO)	119
2.1.8. Przestrzajane generatory zbudowane na układach scalonych i diodach tunelowych	154
2.1.9. Przestrzajanie VFO przy odbiorze (RIT)	156
2.1.10. Elektroniczne przełączanie generatorów	166
2.1.11. Generatory kombinowane i syntezy częstotliwości	168
2.2. Modulatory, układy formowania sygnału fonicznego	183
2.2.1. Modulatory SSB	186
2.2.2. Modulatory FM	202
2.2.3. Filtry kwarcowe; konstrukcja, sposób włączenia do układu	208
2.2.4. Filtry elektromechaniczne i piezoelektryczne	226
2.2.5. Układy formowania sygnału metodą fazową	241
2.3. Stopnie małej częstotliwości w nadajnikach	251
2.3.1. Tranzystorowe wzmacniacze małej częstotliwości	252
2.3.2. Wzmacniacze mikrofonowe z układami scalonymi	261
2.3.3. Kompresory dynamiki	266
2.3.4. Generatory małej częstotliwości	273

2.4. Przykłady wykonania wzбудnic SSB	285
2.5. Powielacze i stopnie sterujące nadajników	294
2.5.1. Tranzystorowe powielacze częstotliwości	295
2.5.2. Powielacze częstotliwości zbudowane na diodach pojemnościowych	298
2.5.3. Stopnie sterujące nadajników	304
2.6. Stopnie wyjściowe nadajników	314
2.6.1. Lampowe wzmacniacze wyjściowe KF i UKF'	315
2.6.2. Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe KF	336
2.6.3. Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe UKF	360
2.6.4. Szeregowe modulatory amplitudy	380
2.6.5. Wskaźniki dostrojenia stopni wyjściowych	388
3. Układy odbiorcze	394
3.1. Układy wyjściowe odbiorników	395
3.1.1. Tłumiki sygnału odbieranego	395
3.1.2. Wejściowe filtry pasmowe	400
3.1.3. Przekąźniki antenowe, elektroniczne przełączanie anteny	407
3.2. Wzmacniacze wielkiej częstotliwości	412
3.2.1. Wzmacniacze w.cz. KF na tranzystorach bipolarnych	415
3.2.2. Wzmacniacze w.cz. UKF zbudowane na tranzystorach bipolarnych	420
3.2.3. Wzmacniacze w.cz. KF zbudowane na tranzystorach polowych	426
3.2.4. Wzmacniacze w.cz. UKF zbudowane na tranzystorach polowych	435
3.2.5. Wzmacniacze w.cz. zbudowane na układach scalonych	442
3.3. Mieszacze, stopnie przemiany częstotliwości	445
3.3.1. Mieszacze diodowe	448
3.3.2. Mieszacze tranzystorowe i zbudowane na układach scalonych	456
3.3.3. Przykłady wykonania konwerterów KF	468
3.3.4. Przykłady wykonania konwerterów UKF	472
3.4. Wzmacniacze pośredniej częstotliwości	478
3.4.1. Tranzystorowe wzmacniacze p.cz.	478
3.4.2. Wzmacniacze p.cz. pracujące na układach scalonych	482
3.4.3. Układy automatyki, S-metry	489
3.5. Detektory	498
3.5.1. Detektory diodowe	493
3.5.2. Detektory tranzystorowe i na układach scalonych	504
3.6. Wzmacniacze m.cz. w odbiornikach	510
3.6.1. Ograniczniki zakłóceń impulsowych, wzmacniacze małej częstotliwości z kształtowaniem charakterystyki	511
3.6.2. Wyjściowe wzmacniacze m.cz.	513
3.7. Przykłady wykonania odbiorników	522
Słownik skrótów użytych w książce	529
Wykaz literatury	531

PRZEDMOWA

Zycziwé przyjęcie przez Czytelników moich pierwszych książek poświęconych stosowaniu półprzewodników w urządzeniach krótkofalarskich skłoniło mnie do kontynuowania pracy, której owocem jest ta książka.

Równolegle z szybkim rozwojem elektroniki zmieniają się tendencje w budowie urządzeń krótkofalarskich, wykorzystywane są ciągle nowe rodzaje podzespołów (zwłaszcza półprzewodników), powstają nowe układy o coraz lepszych parametrach. Postęp ten nie omija naszego kraju, stanowiąc odbicie decyzji władz politycznych i państwowych w sprawie rozwoju elektroniki w Polsce. W rezultacie wiele z układów, zawartych w poprzednich moich książkach, od wydania których minęło już kilka lat, można obecnie zastąpić układami nowocześniejszymi, o lepszych parametrach. Niezależnie od tego szybki wzrost asortymentu produkowanych w Polsce półprzewodników, szczególnie układów scalonych, umożliwił opracowanie poszczególnych stopni i torów funkcjonalnych, dotychczas nie opisywanych w wydawnictwach książkowych w Polsce.

Staraniem się zebrać w tej książce najciekawsze układy wybrane z czasopism krótkofalarskich pochodzących z wielu krajów, układy opracowane przez krótkofalowców polskich i układy opracowane przeze mnie, oparte w większości na krajowych lub dostępnych w kraju podzespołach. Materiał jest tak dobrany, aby każdy Czytelnik, początkujący i zaawansowany, dysponujący książką mógł na jej podstawie wykonać odbiorcze i nadawcze urządzenie krótkofalowe i UKF, odpowiednie do swoich potrzeb i możliwości materiałowo-technicznych. Dlatego też na początku książki zebrano wiele schematów blokowych urządzeń i obszernie omówiono

kryteria wyboru układu, a dalszą część książki wypełniają schematy ideowe i krótkie omówienia poszczególnych stopni, torów funkcjonalnych oraz kompletnych urządzeń nadawczych i odbiorczych.

Opisy układów nie zawierają (z nielicznymi wyjątkami) większego wstępu teoretycznego ani sposobu obliczania. W razie potrzeby Czytelnik może je znaleźć we wskazanym materiale źródłowym.

Pragnę serdecznie podziękować wiceprzewodniczącemu Komitetu Wykonawczego 1 Regionu Międzynarodowej Unii Radiamatorskiej (IARU), Koledze Wojciechowi Nietykszy SP5FM, za umożliwienie mi dostępu do bogatej literatury krótkofalarskiej wielu krajów. Dziękuję także Autorom układów wykorzystanych w książce, Dyrekcji Centrum Mikroelektroniki za materiały informacyjne i elementy do wielu układów opisanych w książce, a także wszystkim tym Czytelnikom, którzy nie skąpili mi swoich uwag, rad i zachęty.

Chciałbym aby książka ta stanowiła mój skromny wkład do przedsięwzięć podejmowanych dla uczczenia 50 rocznicy powstania Polskiego Związku Krótkofalowców, przypadającej w 1980 roku.

Autor

Warszawa, wrzesień 1979 r.

Częstym powodem samodzielnej budowy sprzętu krótkofalarskiego jest niemożność zakupu urządzenia fabrycznego. W krajach, gdzie liczba krótkofalowców sięga setek tysięcy, rozwija się przemysłowa produkcja takich urządzeń i krótkofalowcy coraz powszechniej pracują na sprzęcie fabrycznym, ograniczając się najwyżej do własnoręcznego wykonania anteny, wzmacniacza liniowego lub drobnego składnika wyposażenia radiostacji. W ten sposób coraz bardziej przestają być amatorami, stając się po prostu operatorami własnych radiostacji, często nie znającymi ich budowy i zdanymi na łaskę serwisu fabrycznego w przypadku uszkodzenia. W mniejszych krajach, o znacznie mniejszej liczbie krótkofalowców, produkcja przemysłowa urządzeń krótkofalarskich nie jest podejmowana i tam amatorzy skazani są na urządzenia importowane lub wykonane we własnym zakresie. Sprzęt buduje także wielu krótkofalowców wychodzących z założenia, że maksymalne zadowolenie daje tylko praca w eterze na własnoręcznie wykonanym urządzeniu.

Wstępne czynności przy budowie urządzenia to:

- a) podjęcie decyzji i sprecyzowanie wymagań,
- b) przygotowanie schematu blokowego,
- c) rozrysowanie schematu ideowego, ewentualnie poprzedzone wykonaniem układów próbnych,
- d) zaprojektowanie konstrukcji mechanicznej urządzenia,
- e) rozrysowanie schematu montażowego, płytek drukowanych itp.

Okazuje się, że pierwszy punkt bywa często najtrudniejszy. Już samo podjęcie decyzji budowy urządzenia jest trudne, ponieważ wymaga zapewnienia odpowiednich środków finansowych i wolnego czasu. Należy odradzić pochopne podejmowanie decyzji.

Zbyt często bowiem powodowani „słomianym ogniem” rozpoczynamy budowę urządzenia i zaraz ją przerywamy, ze względu na brak czasu lub materiałów, bądź też dlatego, że rozpoczęliśmy już budowę innego, „lepszego” urządzenia.

Jeśli już zapadła głęboko przemyślana decyzja budowy urządzenia, to musimy sprecyzować swoje wymagania, urealnione możliwościami sprzętowymi i finansowymi. W tym celu musimy odpowiedzieć sobie na następujące pytania:

- a) jakie to ma być urządzenie: odbiornik i nadajnik, czy transceiver,
- b) czy ma być to urządzenie UKF, czy KF, jedno, czy wielopasmowe,
- c) czy ma być to urządzenie wyłącznie stacjonarne, czy także przeznaczone do pracy terenowej (np. transceiver małej mocy, zasilany napięciem 12 V dołączany do liniowego wzmacniacza mocy w.cz., zasilanego z sieci),
- d) czy do wykonania urządzenia użyjemy typowych podzespołów dostępnych na rynku (co jest zalecane szczególnie wtedy, gdy zamierzamy wykonane urządzenie opisać lub jeśli ma być wykonane w kilku jednakowych egzemplarzach), czy też użyjemy podzespołów różnych, z własnych zapasów,
- e) czy będzie to urządzenie lampowe, czy zbudowane na półprzewodnikach,
- f) czy urządzenie wykonamy według schematu własnego (ewentualnie opartego na konwencjonalnych schematach poszczególnych stopni), czy wybierzemy kompletny schemat z literatury krótkofalarskiej.

Obecnie coraz częściej buduje się transceivery, zamiast radiostacji składającej się z oddzielnego odbiornika i nadajnika. Dzięki temu możliwe jest wspólne wykorzystywanie (przy nadawaniu i przy odbiorze) najdroższego elementu współczesnych urządzeń SSB, jakim jest filtr kwarcowy, a także generatorów i częściowo układu zasilania.

Urządzenia jednopasmowe buduje się ze zrozumiałych względów na pasma UKF oraz „urlopowe”, przeznaczone do pracy terenowej. Popularne są także urządzenia dwupasmowe: 3,5 i 14 MHz, szczególnie jeśli używa się filtra 9 MHz (VFO dla

obu pasm pracuje wówczas w zakresie 5,0 do 5,5 MHz). Najekonomiczniej jest jednak budować urządzenia wielopasmowe.

Zwolennicy pracy w eterze podczas letniego urlopu budują często niewielkie transceivery, o mocy 5 do 10 W, przystosowane do zasilania z 12 V (najczęściej), które w warunkach stacjonarnych, domowych sterują wzmacniacze mocy lampowe, zasilane z sieci. Moc rzędu 5 W wystarcza do wysterowania w siatce pierwszej wzmacniacza mocy w.cz. nawet ponad 500 W, a w siatce drugiej lub w katodzie — wzmacniacza w.cz. 20 do 100 W.

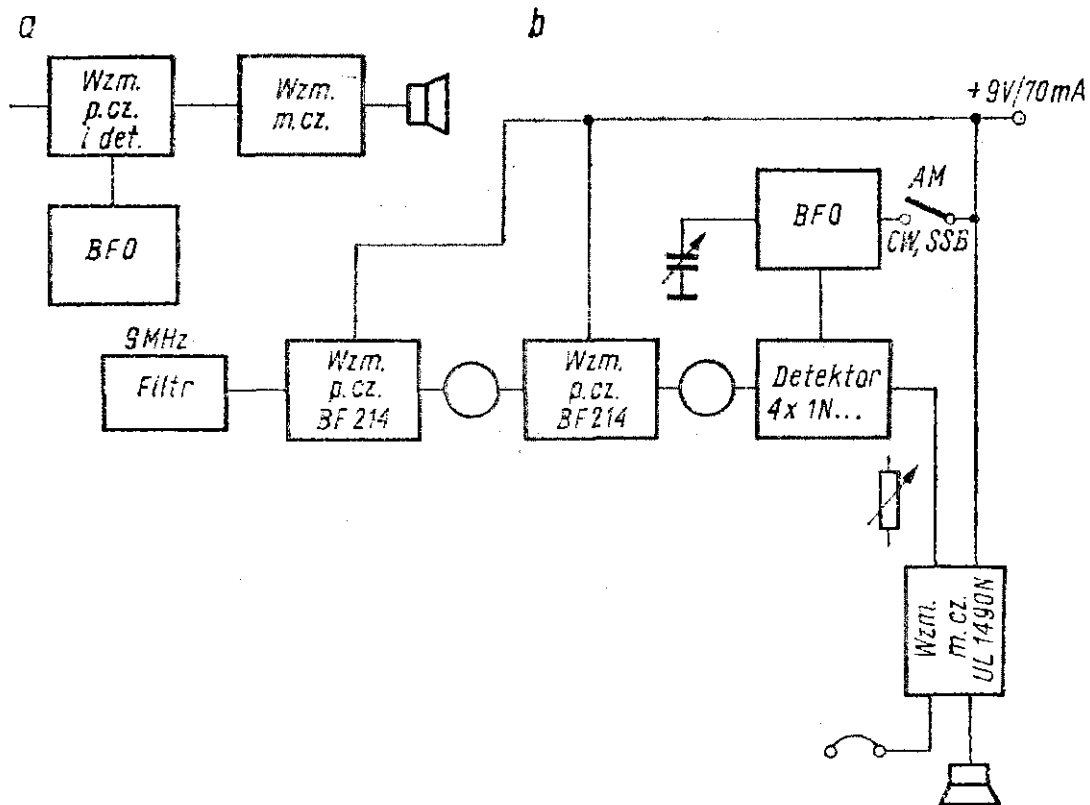
Choć półprzewodniki już prawie całkowicie wyparły lampy elektronowe z urządzeń elektronicznych, to jednak wzmacniacze mocy w.cz. (ponad 10 W) najczęściej buduje się jeszcze lampowe. Spowodowane jest to głównie trudnościami nabycia i wysoką ceną tranzystorów w.cz. większej mocy, a także trudnościami technicznymi, jakie sprawia średnio zaawansowanemu krótkofalowcowi wykonanie liniowego wzmacniacza w.cz. większej mocy. Za stosowaniem lamp w prostych urządzeniach krótkofalarskich, także w stopniach małej mocy przemawia ich niska cena i łatwiejsze niż w przypadku półprzewodników uzyskanie dobrych parametrów dynamicznych stopni wzmocnienia w.cz. i p.cz. (mniejsza wrażliwość na przesterowanie, a tym samym mniejsza modulacja skośna, tak dokuczliwa w dużych skupiskach miejskich).

Coraz większy asortyment dostępnych na rynku układów scalonych przydatnych do budowy urządzeń krótkofalarskich rzutuje na coraz powszechniejsze stosowanie ich w stopniach p.cz. i m.cz., nawet przez początkujących radioamatorów. Jest to uzasadnione ekonomicznie, ponieważ scalony wzmacniacz wyjściowy m.cz. kosztuje taniej niż tranzystory i elementy potrzebne do wykonania takiego wzmacniacza z elementów dyskretnych. Zajmuje także mniej miejsca na płycie montażowej i wymaga mniejszego nakładu pracy.

Nie warto jednak stosować układów scalonych za wszelką cenę. Jeśli nawet pominać możliwość wewnętrznych szkodliwych sprzężeń w samym układzie scalonym, pracujących we wzmacniaczu w.cz. lub p.cz., to zawsze istnieje możliwość sprzężeń pasożytniczych pomiędzy elementami zewnętrznymi, skupionymi wokół małego układu scalonego. Dlatego też zalecane jest sprawdzenie stop-

nia z układem scalonym w układzie próbnym lub ściśle odwzorowanie schematu montażowego z budzącego zaufanie opisu.

Dopiero po możliwie najdokładniejszym sprecyzowaniu wymagań możemy przystąpić do narysowania schematu blokowego. Praktycznie mniejsze lub większe zmiany założeń będą miały miejsce także na tym etapie pracy, a nawet podczas rysowania szczegółowego schematu ideowego. Jest to nieuniknione, a na pewno lepiej zmienić układ na rysunku niż w gotowym urządzeniu. Po pobieżnym nawet przejrzeniu czasopism krótkofalarskich można zorientować się, że różni autorzy stosują różne sposoby rysowania schematów blokowych. Najdogodniejsze wydają się dwa sposoby, przedstawione przykładowo na rys. 1.1 i stosowane w tej książce.



Rys. 1.1. Dwa różne sposoby rysowania schematów blokowych

Sposób z rys. 1.1a jest uproszczony, polega na zamykaniu w jednym prostokącie (bloku) jednego lub kilku stopni (w przypadku stopni pełniących tę samą funkcję), przy czym połączenia pomiędzy blokami odpowiadają drodze sygnału. Obwody, organy regulacyjne, przekaźniki itp. nie są zaznaczone, typy użytych

lamp lub półprzewodników nie są podane. Schemat taki w wielu wersjach rysuje się zazwyczaj na samym początku projektowania urządzenia.

W miarę krystalizowania się projektu, schemat blokowy upodabnia się do przykładu z rys. 1.1b. Pojawiają się obwody, elementy strojenia, przełączniki i potencjometry, poszczególne prostokąty odpowiadają poszczególnym lampom, tranzystorom lub obwodom scalonym, przy czym podawane są już ich typy. Nano-szone są częstotliwości, występujące w różnych miejscach układu. Pojawia się sieć połączeń zasilania, z podanymi napięciami i prądami. Przy bardziej rozbudowanych układach zaleca się używanie różnych kolorów do rysowania schematów blokowych, dla odróżnienia np. toru odbiorczego od nadawczego w transceiverze lub dla odróżnienia drogi sygnału od drogi zasilania. Taki schemat blokowy bardzo ułatwia rozrysowanie schematu ideowego.

W dalszych podrozdziałach zebrano kilka schematów blokowych urządzeń krótkofalarskich. Schematy te mogą stanowić podstawę rozrysowania schematu ideowego, przy wykorzystaniu schematów ideowych stopni z dalszych rozdziałów, bądź też mogą stanowić przykład dla samodzielnego zaprojektowania schematu blokowego.

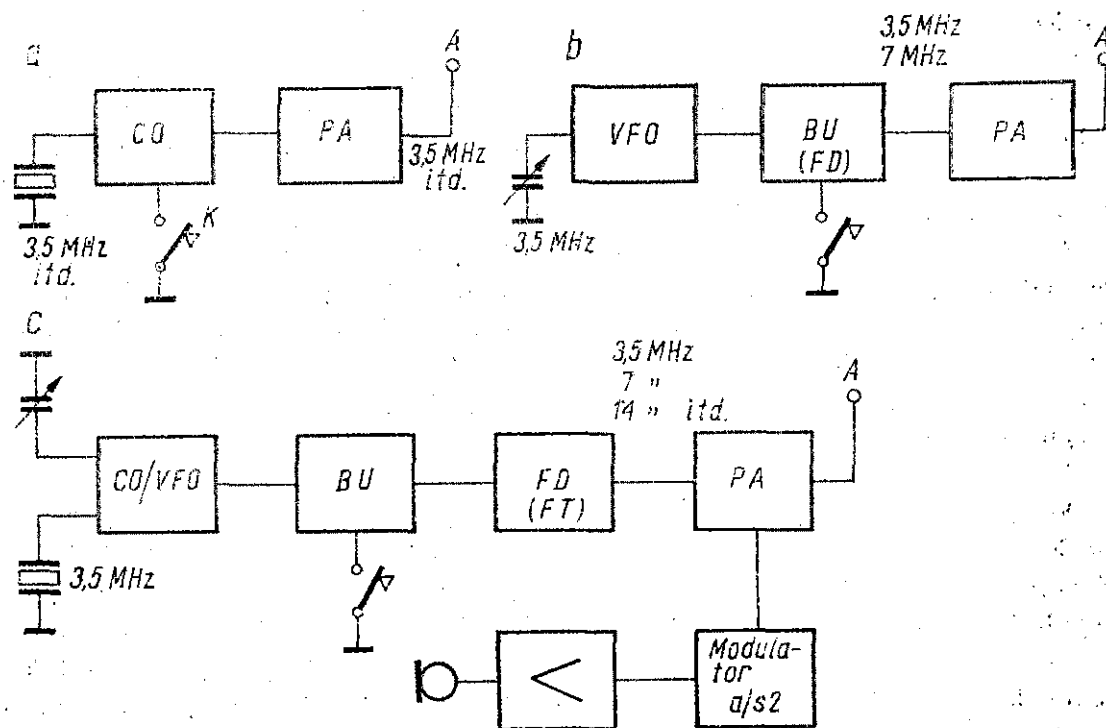
Schematy ideowe, wypełniające znaczną część książki, zostały narysowane w sposób przyjęty w Polsce, z wartościami elementów podanymi na schematach. Gwiazdkami oznaczono elementy, które mogą ulec zmianie podczas uruchamiania, przy wymianie elementu półprzewodnikowego lub przy zmianie napięcia zasilania. Literowe oznaczenia mają niektóre elementy omówione w tekście. Przy układach zasilanych względem masy narysowano jedynie „gorące” zaciski obwodów zasilania. Drugi biegun zasilania należy wówczas dołączyć do masy. Przy zaznaczeniu na schemacie dodatniego i ujemnego bieguna zasilania (na przykład w przypadku niektórych wzmacniaczy operacyjnych) należy pamiętać, że napięcia podawane są względem wspólnego przewodu o potencjale zerowym, którym najczęściej jest masa urządzenia.

W opisach niektórych stopni w.cz. pominięto dane cewek, ze względu na brak tych danych w materiale źródłowym, zastosowanie nieznanymi i niedostępnymi w Polsce rdzeni lub w przypadku zastosowania cewek typowych (np. obwodów p.cz.). W stopniach wielopasmowych narysowano zazwyczaj cewki dla jednego pasma, o ile cewki pozostałych pasm są takie same (mają taki sam schemat). W takich przypadkach należy cewki obliczyć samodzielnie, odpowiednio do użytych korpusów i rdzeni, bądź też dobrać eksperymentalnie, posługując się GDO i generatorem w.cz.

Ze względu na ograniczoną objętość książki i obszerny materiał w postaci licznych schematów ideowych stopni i całych urządzeń zrezygnowano z podawania schematów montażowych, wychodząc poza tym z założenia, że co najmniej średnio zaawansowany radioamator, jakim jest nawet początkujący krótkofalowiec, potrafi zaprojektować samodzielnie płytke montażową, odpowiednio do posiadanych elementów montażowych. Większość schematów montażowych opublikowanych w krótkofalarskiej literaturze zagranicznej zawiera bowiem szereg elementów o innych gabarytach niż dostępne w Polsce (mimo tych samych wartości elektrycznych) i przez to są one mało przydatne dla polskiego czytelnika.

1.1. Schematy blokowe urządzeń nadawczych

Każde urządzenie nadawcze składa się z dwóch zasadniczych zespołów: układu formowania sygnału i wyjściowego wzmacniacza mocy. W przypadku najprostszego nadajnika, przedstawionego blokowo na rys. 1.2a, układem formowania sygnału jest po prostu generator kwarcowy (CO), kluczowany kluczem K. Wzmacniacz mocy PA pracuje na częstotliwości formowania sygnału, rzadziej na częstotliwości harmonicznej. Ten popularny przed kilkudziesię-



Rys. 1.2. Schematy blokowe prostych nadajników CW i AM

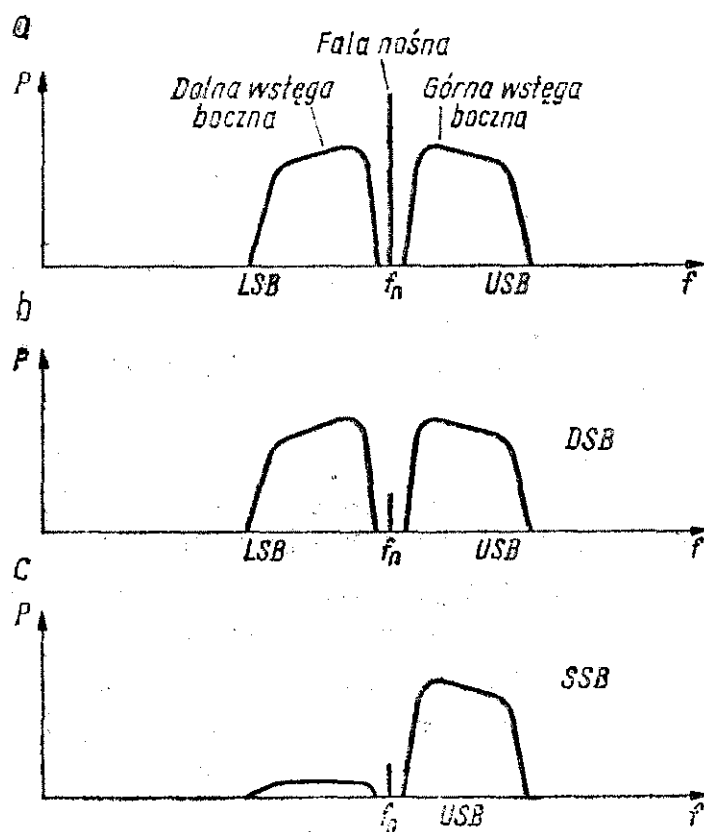
sięciu laty układ nadajnika jest jeszcze dziś spotykany w wersji tranzystorowej jako nadajnik QRP (małej mocy) do pracy „urlopowej” lub do amatorskiej radiolokacji. Nadajnik z rys. 1.2b sterowany jest generatorem przestrajającym (*VFO*), po którym następuje stopień izolujący (*BU*), kluczowany. Kluczowanie generatora praktykowane jest w takich układach rzadko, ze względu na trudną do uniknięcia zmianę częstotliwości generowanej podczas kluczowania. Czasem stopień izolujący jest zastępowany powielaczem (*FD*), także zmniejszającym wpływ stopnia mocy na generator. Praca *VFO* na częstotliwości generatora dwukrotnie mniejszej niż promieniowana sprzyja stabilności częstotliwości generatora i zmniejsza możliwość szkodliwego oddziaływania promieniowanego sygnału na stopień generatora. Układ jest wykonywany rzadko, przeważnie także jako QRP.

Nadajnik, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 1.2c, modyfikowany w różny sposób, jest budowany jeszcze dziś w wersji lampowej i tranzystorowej przez tych amatorów, którzy nie zamierzają na razie budować nadajnika SSB. Często także według tego schematu blokowego przerabiane są stare nadajniki lampowe małej i średniej mocy. Nadajnik może być sterowany kwarcem lub *VFO*. Stopień izolujący jest kluczowany. Po nim znajduje się powielacz (czasem dwa, a nawet trzy powielacze) i stopień mocy. Do pracy fonicznej z modulacją amplitudy (*AM*) służy modulator anodowo-ekranowy, poprzedzony wzmacniaczem mikrofonowym. Moc sygnału akustycznego przy tego rodzaju modulacji musi być w przybliżeniu równa mocy prądu stałego doprowadzonej do anody *PA*. Z tego względu stosuje się także ekonomiczniejsze sposoby modulacji, np. modulację w siatce ekranującej lub w siatce sterującej lampy *PA*. Moc sygnału modulowanego jest wówczas znacznie mniejsza niż w przypadku modulacji anodowo-ekranowej, lecz moc modulatora może być wielokrotnie mniejsza. W nadajnikach z tranzystorowymi stopniami mocy, pracujących emisją *AM*, dominuje modulacja w kolektorze tranzystora *PA*, a przy niewielkich mocach — modulacja tranzystorem szeregowym. Można także modulować przedostatni stopień w.cz. jednak wówczas stopień końcowy musi pracować jako wzmacniacz liniowy.

Lampy wzmacniaczy mocy w.c.z. w nadajnikach CW i AM pracują w klasie C. Oznacza to, że punkt pracy takiej lampy znajduje się na charakterystyce siatkowej poniżej punktu odcięcia. Bezysterowanie prąd anodowy nie płynie, natomiast poysterowaniu prąd płynie impulsami o dużym natężeniu. Sprawność stopnia jest największa w klasie C, lecz wymagana jest największa moc sterująca.

Jednowstęgowy system modulacji amplitudy (SSB) wymaga zupełnie innej konstrukcji nadajników. Zanim jednak przejdziemy do omówienia schematów blokowych nadajników SSB, przypomnijmy sobie podstawowe wiadomości dotyczące tej emisji.

Istota SSB polega na usunięciu jednej bocznej wstęgi sygnału z modulacją amplitudy i na znacznym stłumieniu fali nośnej tego sygnału. Proces powstawania sygnału SSB ilustruje rys. 1.3. Jeśli w procesie modulacji amplitudy zmodulujemy falę nośną pasmem częstotliwości akustycznych, to po obu stronach fali nośnej — na wykresie obrazującym moc promieniowaną w funkcji częstotliwości (rys. 1.3a) — powstaną dwie wstęgi boczne: dolna



Rys. 1.3
Proces formowania
sygnału SSB

i górna. Przy 100 procentowej głębokości modulacji połowa mocy przypadnie na falę nośną, a na każdą z wstęg bocznych przypadnie po 25% mocy. Znaczne zmniejszenie poziomu fali nośnej pozwala zatem na zmniejszenie mocy wytwarzanej w nadajniku przy nie zmniejszonej mocy wstęg bocznych (rys. 1.3b). Powstaje w ten sposób sygnał dwuwstęgowy — DSB. Zasięg łączności nie ulegnie pogorszeniu, jednak odbiór takiego sygnału wymaga odtworzenia fali nośnej w odbiorniku.

Jeśli ograniczymy także znacznie (w praktyce o 30 do 50 dB) moc jednej wstęgi bocznej, to otrzymamy sygnał SSB, przedstawiony na rys. 1.3c. Nie pogorszy się wówczas wierność przekazywania informacji, natomiast uzyskamy wiele korzyści w stosunku do sygnału dwuwstęgowego z falą nośną, na przykład:

- wypromieniowanie całej mocy nadajnika w postaci jednej wstęgi bocznej,
- węższe pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał SSB, co umożliwi pracę większej liczby radiostacji w paśmie o tej samej szerokości,
- brak fali nośnej, co w praktyce pozwala na dalsze zwiększenie liczby radiostacji w paśmie, ponieważ nie występują interferencje pomiędzy falami nośnymi i możliwy jest odbiór sygnału, odległego o kilkaset Hz od innego sygnału SSB,
- możliwości zwięźzenia do około 50% pasma odbieranego przez odbiornik, co daje dodatkowy zysk w postaci poprawy stosunku odbieranego sygnału do szumu (pasmo węższe o 50% — to o 3 dB mniejsza moc szumów na wyjściu odbiornika),
- bardziej ekonomiczne urządzenia nadawcze, co pozwala na budowę znacznie mniejszych i lżejszych nadajników: moc promieniowana jest tylko w czasie trwania modulacji, toteż średnia moc sięga zaledwie kilkunastu procentów mocy szczytowej,
- mniejszy poziom sygnałów niepożądanych i harmonicznym w widmie promieniowanym, co wynika z formowania sygnału SSB na małym poziomie mocy i z samej zasady formowania sygnału SSB.

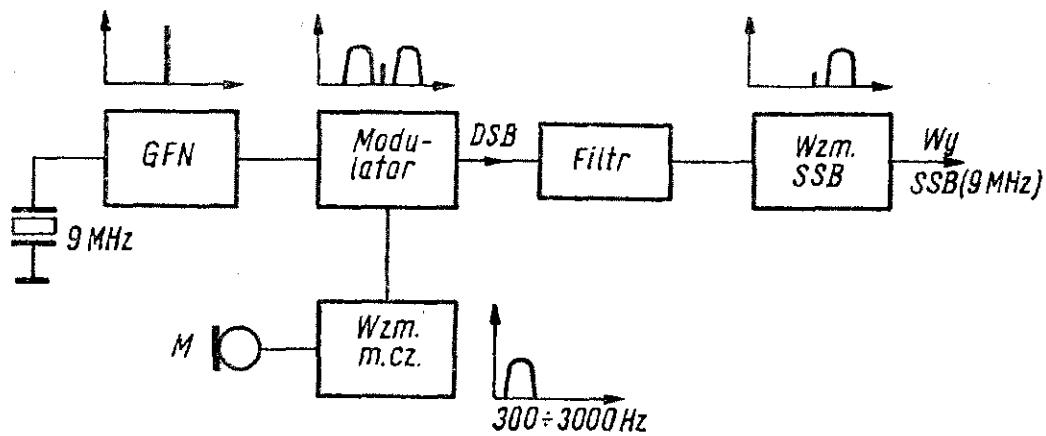
Wymienione korzyści są okupione pewnymi warunkami, które musi spełniać urządzenie nadawcze i odbiorcze SSB. W urządzeniu nadawczym:

- sygnał musi być uformowany w odpowiedni sposób, tj. musi być wytłumiona fala nośna i jedna wstęga boczna, a częstotliwość wyjściowa musi być uzyskana przez mieszanie częstotliwości, a nie przez powielanie,
- następujące po mieszaczu stopnie nadajnika muszą pracować liniowo, tj. przyrost sygnału na wyjściu stopnia musi być proporcjonalny do przyrostu sygnału na wejściu,
- stałość częstotliwości generatorów (generatora fali nośnej i *VFO*) powinna być duża, bowiem dla poprawnego odbioru konieczne jest odtworzenie fali nośnej w odbiorniku, dokładnie w miejscu wytłumionej fali nośnej, a każda niezgodność częstotliwości powoduje znaczne zniekształcenia, pogarszające zrozumiałość,
- pasmo częstotliwości modulujących musi być ograniczone do przedziału 300 do 3000 Hz zapewniającego bardzo dobrą zrozumiałość mowy (możliwe jest nawet nieco większe ograniczenie pasma, natomiast poszerzanie go nie powoduje zauważalnej różnicy w jakości emisji, natomiast powoduje poszerzenie pasma zajmowanego przez taki sygnał).

Spełnienie wyżej wymienionych warunków jest możliwe w nadajnikach o konstrukcji znacznie różniącej się od nadajników dotychczas omówionych, toteż schematy blokowe nadajników SSB różnią się od schematów blokowych nadajników CW/AM.

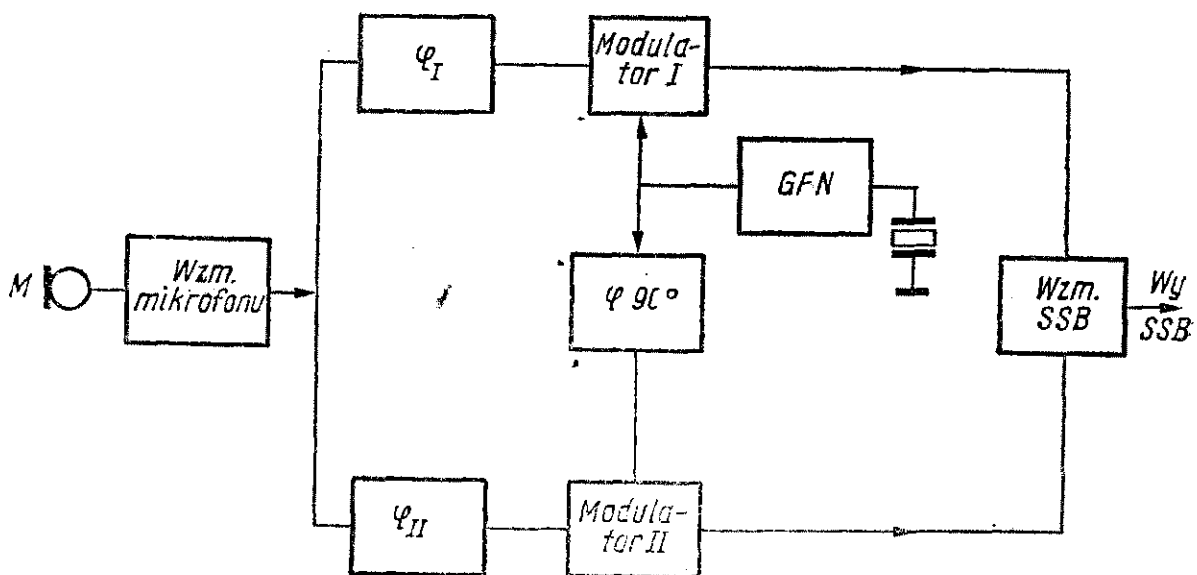
Podstawowym zespołem nadajnika SSB jest układ formowania sygnału SSB. W praktyce stosuje się dwie metody formowania sygnału: metodę filtrową, w której niepożądana wstęga boczna jest wycięta przez filtr oraz metodę fazową, w której zbędna wstęga zostaje usunięta przez zniesienie się składowych, przesuniętych w fazie.

Schemat blokowy filtrowego układu formowania sygnału SSB przedstawiono na rys. 1.4. Pierwszym stopniem jest kwarcowy generator fali nośnej (*GFN*), z którego sygnał jest doprowadzony do modulatora zrównoważonego. Do modulatora jest także doprowadzony sygnał małej częstotliwości ze wzmacniacza mikrofonowego. Pasma akustyczne jest w nim ograniczone do przedziału 300÷3000 Hz, co zostało uwidocznione na uproszczonym wykresie obok bloku przedwzmacniacza. W modulatorze, poza procesem modulacji amplitudy, ma miejsce znaczne (rzędu 40 dB



Rys. 1.4. Podstawowy schemat blokowy filtrowej wzbudnicy SSB

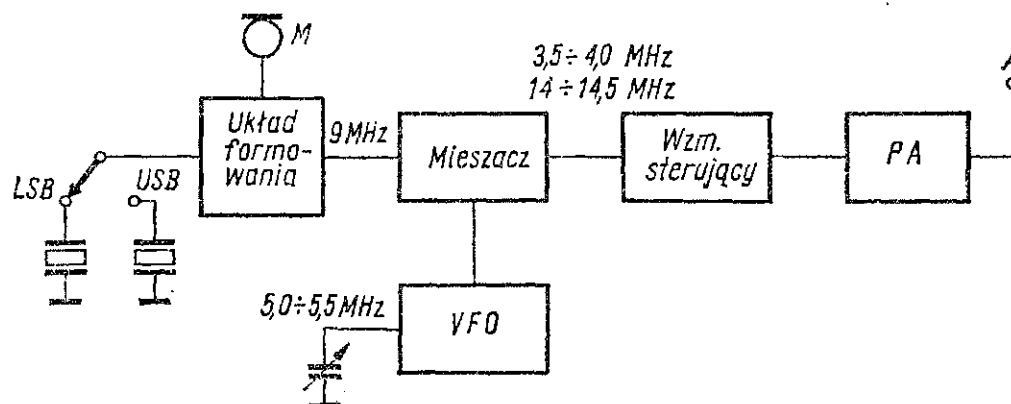
i więcej) stłumienie fali nośnej. Obrazuje to także wykres nad blokiem modulatora. Sygnał dwuwstęgowy (*DSB*) przechodzi następnie przez filtr, który wycina zbędną wstęgę boczną. Stosuje się filtry kwarcowe, elektromechaniczne i piezoceramiczne o środkowej częstotliwości pasma przepustowego zazwyczaj od 200 kHz do 500 kHz (filtry elektromechaniczne i piezoceramiczne) i od 2 MHz do 10,7 MHz (filtry kwarcowe). Najbardziej rozpowszechnione są filtry elektromechaniczne radzieckie 500 kHz i filtry kwarcowe 9 MHz, produkowane także w Polsce. Tłumienie filtru dla niepożądanego wstęgi bocznej zazwyczaj jest zawarte w granicach 40÷60 dB w nadajnikach i w granicach 60÷90 dB w transceiverach SSB. Ostatnim członem układu formowania sygnału jest wzmacniacz SSB.



Rys. 1.5. Podstawowy schemat blokowy fazowej wzbudnicy SSB

Metoda fazowa formowania sygnału SSB wymaga dwóch modulatorów (rys. 1.5), do których doprowadzono przesunięte w fazie sygnały akustyczne: ze wzmacniacza mikrofonowego i z generatora fali nośnej. To przesunięcie fazowe powoduje, że po zsumowaniu sygnałów z obydwu modulatorów w układzie wyjściowym uzyskuje się dodawanie składowych jednej (pożądaney) wstęgi bocznej, przy jednoczesnym znoszeniu się składowych wstęgi niepożądaney.

Uformowany sygnał SSB nie może być wprost wzmacniony i doprowadzony do anteny, ponieważ nie leży w pasmie amatorskim. Nawet gdyby uformować sygnał na częstotliwości leżącej w pasmie, to brak możliwości zmiany częstotliwości stanowił by poważną niedogodność. Należy zatem mieszać go z częstotliwością wytworzoną w generatorze o zmiennej częstotliwości (*VFO*), a potem dopiero odpowiednio go wzmacnić i doprowadzić do anteny. Schemat blokowy najprostszego nadajnika SSB przedstawiono na rys. 1.6. Sygnał SSB z układu formowania doprowa-



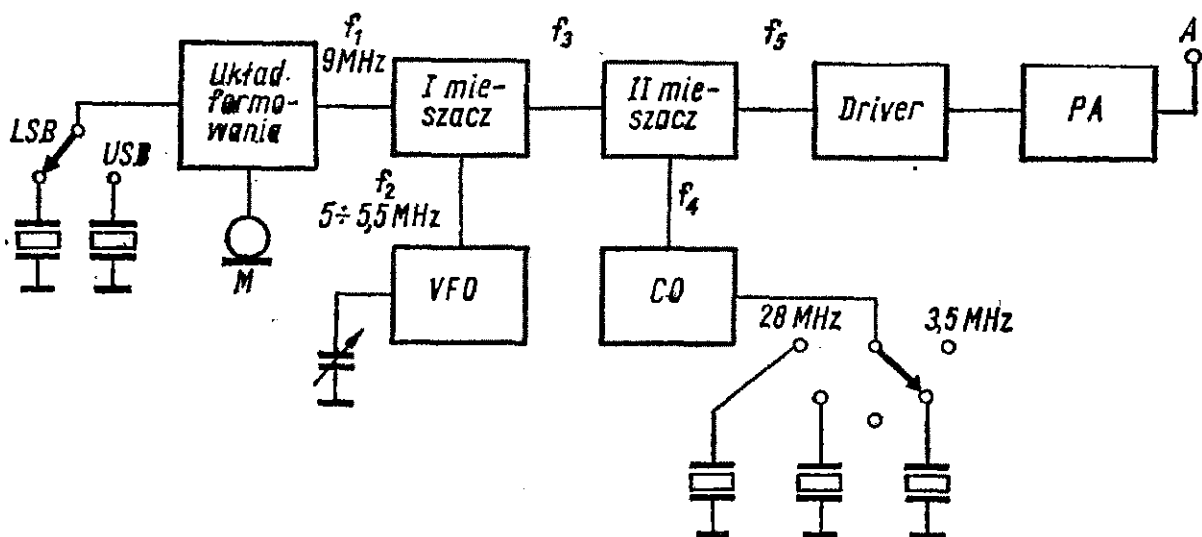
Rys. 1.6. Schemat blokowy najprostszego nadajnika SSB

dzony jest do mieszacza, do którego także jest doprowadzony sygnał z *VFO*, pracującego w zakresie częstotliwości 5,0 do 5,5 MHz. Na wyjściu mieszacza można wyodrębnić sumę częstotliwości, w której znajduje się pasmo 14 MHz ($9 + 5 = 14$ MHz; $9 + 5,5 = 14,5$ MHz) lub różnicę, zawierającą pasmo 3,5 MHz ($9 - 5 = 4$ MHz; $9 - 5,5 = 3,5$ MHz). W ten sposób, przy jednej przemianie częstotliwości i przy pracy *VFO* w jednym zakresie częstotliwości można uzyskać dwa najpopularniejsze krótkofalowe pasma amatorskie. Jest to możliwe przy częstotliwości for-

mowania sygnału równej 9 MHz, a także przy częstotliwości 5,2 MHz (filtry spotykane tylko w amatorskim wykonaniu), dla której *VFO* powinno pracować w zakresie 8,7÷9,15 MHz. Ponieważ przyjęto pracować w pasmach 3,5 i 7 MHz z dolną wstęgą boczną, a w pasmach 14, 21 i 28 (także we wszystkich pasmach UKF) z górną wstęgą boczną, toteż przy zmianie pasma w omawianym przykładzie trzeba przełączać kwarce w generatorze fali nośnej.

Wzmacniacz sterujący i *PA* muszą w nadajniku *SSB* pracować liniowo, aby każdy przyrost sygnału sterującego powodował proporcjonalny przyrost mocy na wyjściu nadajnika. W stopniach o małym poziomie mocy stosuje się klasę A, natomiast w stopniach większej mocy — klasę AB lub B.

Schemat blokowy wielopasmowego nadajnika *SSB* z podwójną przemianą częstotliwości przedstawiono na rys. 1.7. Układ formo-



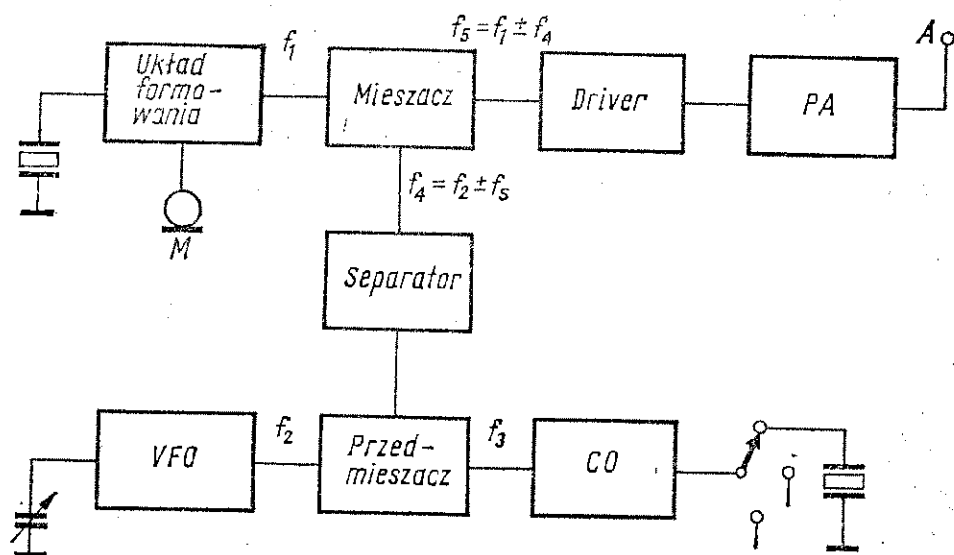
Rys. 1.7. Schemat blokowy wielopasmowego nadajnika *SSB*

wania sygnału pracuje tu także na częstotliwości 9 MHz (f_1). W pierwszym mieszaczu częstotliwość ta zostaje zmieszana z sygnałem z *VFO* (f_2), przestrajającym w zakresie 5,0 do 5,5 MHz. Częstotliwość na wyjściu mieszacza (f_3) stanowi sumę lub różnicę częstotliwości f_1 i f_2 — tak jak w dwupasmowym nadajniku z rys. 1.6. Przy pracy na pasmach 3,5 i 14 MHz sygnał zostaje wzmocniony i doprowadzony do anteny, natomiast w pozostałych pasmach ma miejsce druga przemiana częstotliwości. W drugim mieszaczu

sygnał SSB zawarty w pasmie 3,5÷4,0 MHz lub 14,0÷14,5 MHz zostaje zmieszany z sygnałem z generatora kwarcowego (f_4). Dla pracy w pasmie amatorskim 7 MHz częstotliwość $f_4 = 21,5$ MHz ($21,5 - 14 = 7,5$ MHz). Dla pasma 21 MHz $f_4 = 25,0$ MHz ($25 - 4 = 21$ MHz), a dla pasma 28 MHz potrzebne są aż 4 rezonatory kwarcowe (zwane popularnie kwarcami): 32,0; 32,5; 33,0 i 33,5 MHz — ze względu na szerokość tego pasma. Wszystkie rezonatory do drugiej przemiany według wyżej omówionego systemu są dostępne w Centralnej Składnicy Harcerskiej.

Podwójną przemianę częstotliwości stosuje się z reguły przy niskich częstotliwościach formowania, np. 500 kHz, ponieważ przy pojedynczej przemianie częstotliwość VFO byłaby zbyt bliska częstotliwości pracy nadajnika. Przy filtrach w amatorskim wykonaniu, pracujących na różnych częstotliwościach trudno jest zazwyczaj dobrać rezonatory kwarcowe do generatora drugiej przemiany częstotliwości, toteż często stosuje się pojedynczą przemianę częstotliwości. W takim przypadku VFO musi pracować na różnych częstotliwościach, w zależności od pasma.

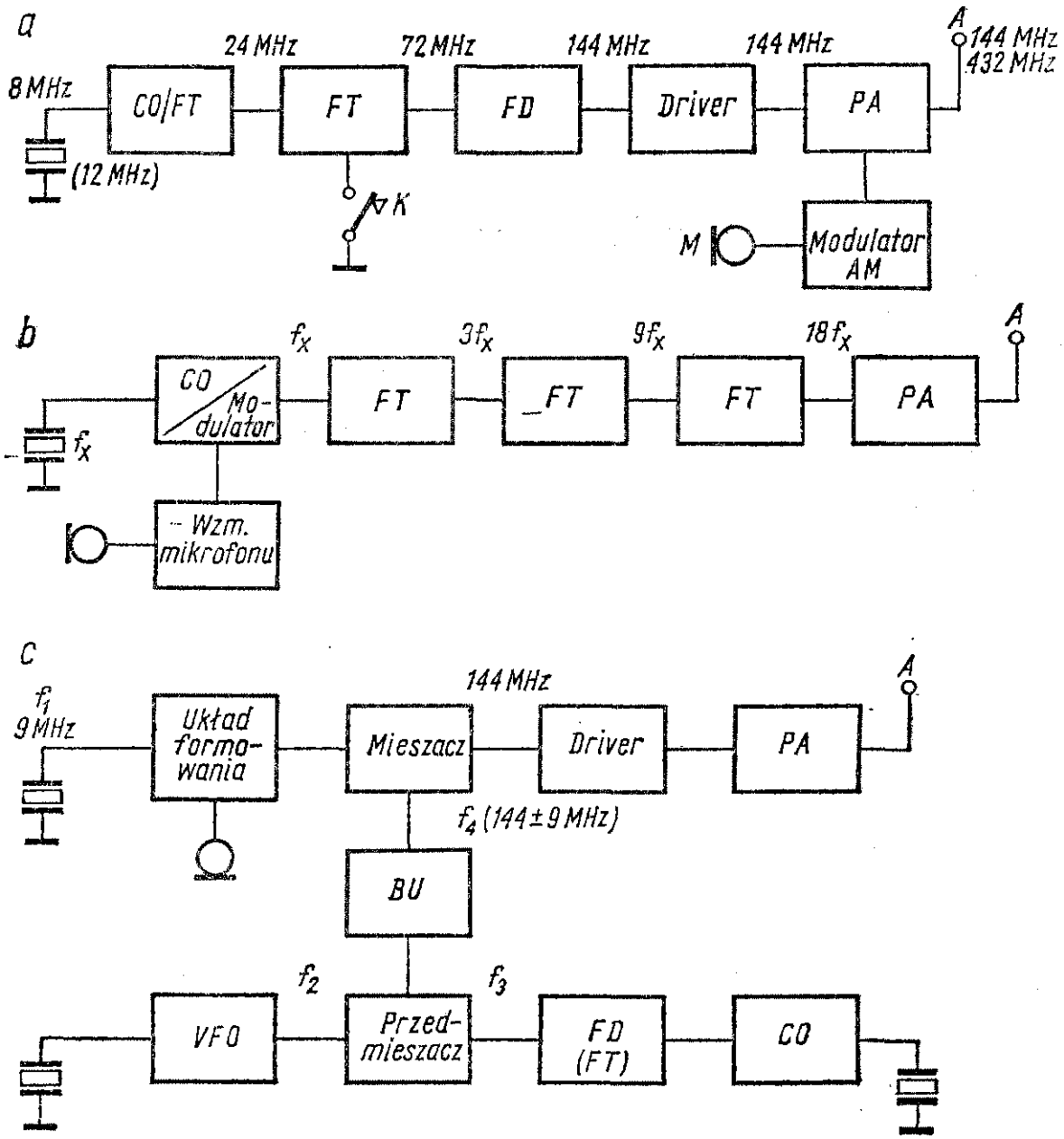
Jeszcze jeden sposób uzyskiwania częstotliwości wyjściowej w nadajniku SSB przedstawiono na rys. 1.8. Częstotliwość f_1 z układu formowania sygnału mieszana jest w mieszaczu z częstotliwością f_4 , będącą produktem pracy przedmieszacza (premiksera). Do przedmieszacza zostały doprowadzone dwa sygnały: o częstotli-



Rys. 1.8. Schemat blokowy nadajnika SSB z przedmieszaczem

wości f_2 z VFO i o częstotliwości f_3 — z przełączanego generatora kwarcowego. Dobór częstotliwości w tym układzie może być bardzo różny. Projektując nadajnik lub transceiver według tego układu przemiany częstotliwości należy dbać, aby żadna częstotliwość harmoniczna żadnego sygnału nie wypadła w pasmie wyjściowym nadajnika lub bardzo blisko tego pasma.

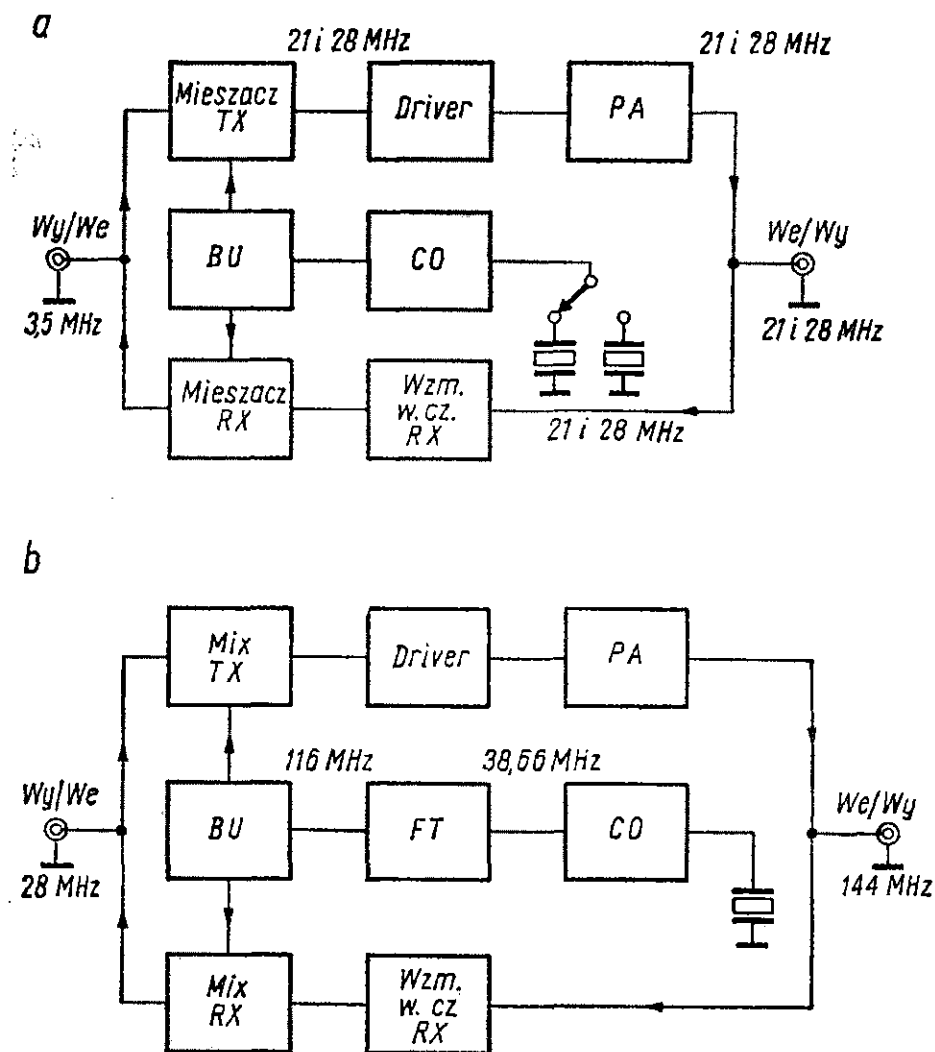
Nadajniki UKF, początkowo pracujące tylko emisjami CW i AM, były wykonywane według schematu blokowego z rys. 1.9a. Sterowane rezonatorem kwarcowym (dla uzyskania dużej stałości



Rys. 1.9. Schematy blokowe nadajników UKF

częstotliwości) zawierały szereg powielaczy częstotliwości, a stopnie sterujące i końcowe pracowały w klasie C. Takie układy spotykane są jeszcze dziś w nadajnikach FM (rys. 1.9b) i w prostych nadajnikach dla początkujących. Konieczność zmiany częstotliwości i rozpowszechnienie się emisji SSB także w pasmach UKF sprawiły, że schematy blokowe nadajników UKF upodobniły się do schematów nadajników krótkofalowych (rys. 1.9c). Jediną różnicą pomiędzy schematami blokowymi tych urządzeń jest bardziej rozbudowany tor generatora przemiany częstotliwości, ze względu na częstotliwość pracy.

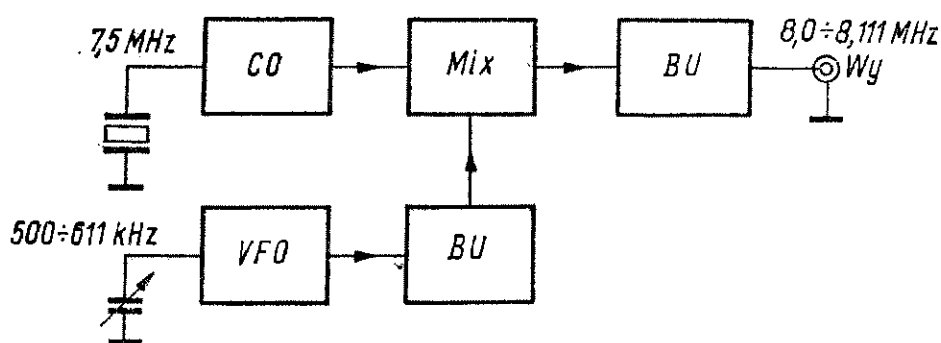
To podobieństwo układów dało asumpt do wykorzystania nadajników i transceiverów SSB do pracy w pasmach UKF, przy



Rys. 1.10. Schematy blokowe transwerterów

pomocy dodatkowych układów przemiany częstotliwości: transwerterów. Budowane są także transwertery z jednych pasm krótkofalowych na inne, np. z 3,5 MHz na 14 lub 21 MHz. Schematy blokowe transwertera krótkofalowego i z pasma 28 na 144 MHz przedstawiono na rys. 1.10. Zasadnicze bloki w obydwu przypadkach pełnią te same role. Na wejściu toru nadawczego znajduje się mieszacz pracujący na znacznym poziomie mocy. Tor generatora dostarcza sygnału do stopnia przemiany nadajnika i odbiornika. Jest on sterowany kwarcem lub kilkoma kwarcami (w przypadku transwerterów wielopasmowych KF). Stopnie sterujące i końcowy pracują liniowo.

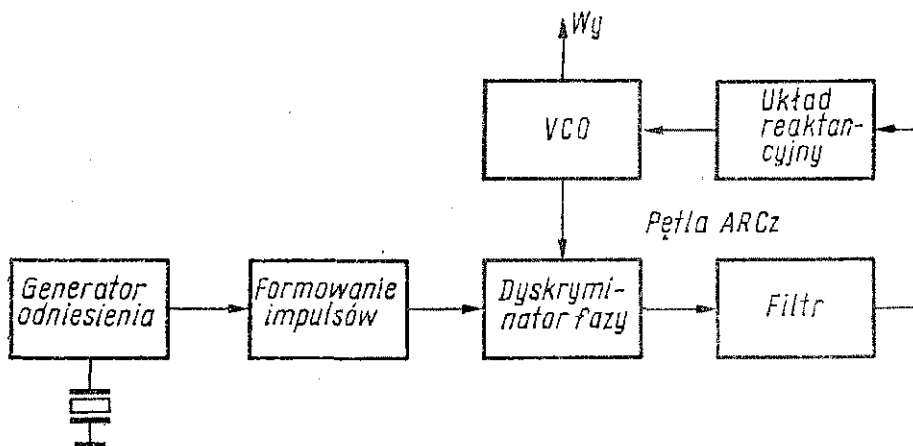
Nowe rodzaje emisji (SSB, SSTV), coraz większa selektywność urządzeń odbiorczych przy odbiorze CW i wymagania operatorskie stawiają wymagania coraz większej stabilności generatorów, szczególnie przestrajanym. Do historii przeszły czasy, kiedy w pasmie 144 MHz wystarczało nadawanie na jednej częstotliwości, aby nawiązywać łączności z korespondentami rozrzuconymi po całym pasmie. Obecnie regułą jest odpowiadanie korespondentowi na jego częstotliwości, a wszelkie „gonienie” po skali za korespondentem ujemnie świadczy o stanie jego aparatury. Oczywiście, postęp techniki i dostępność nowoczesnych elementów potrzebnych do budowy generatorów (np. tranzystorów polowych) sprawiają, że możliwe jest budowanie generatorów przestrajanym spełniających rosnące wymagania. Wiele praktycznych schematów takich generatorów zamieszczono dalej. Jeśli wymagany jest niewielki zakres zmian częstotliwości, to z powodzeniem można stosować VFX, czyli generator umożliwiający płynną zmianę częstotliwości w pewnych granicach, stabilizowany



Rys. 1.11. Schemat blokowy generatora kombinowanego (VFO) (z przedmieszaczem)

kwarcem lub generatory kombinowane. W tych ostatnich duża stałość częstotliwości uzyskuje się przez zmieszanie produktu przestrajanego generatora pracującego na niskiej częstotliwości z sygnałem z generatora kwarcowego, pracującego na znacznie większej częstotliwości. Schemat blokowy takiego generatora przedstawiono na rys. 1.11. Ponieważ generator przestrajany pracuje tu na dość niskiej częstotliwości, przy której nietrudno uzyskać dobrą stałość częstotliwości, toteż wypadkowy sygnał ma stałość częstotliwości zbliżoną do stałości generatora kwarcowego 7,5 MHz. Generator ten służy do sterowania nadajnika na pasmo 144 MHz (z powielaniem 18-krotnym), lecz może być wykorzystywany także przy innych częstotliwościach.

Dalsze zwiększenie stabilności częstotliwości, często połączone z możliwością wybierania dowolnej dokładnej częstotliwości, zapewniają syntezery częstotliwości, coraz częściej stosowane w urządzeniach krótkofalarskich. Razem z układami analizy częstotliwości należą one do grupy generatorów z fazową pętlą synchronizacji (PLL). Na rysunku 1.12 przedstawiono schemat blokowy



Rys. 1.12. Schemat blokowy generatora z pętlą automatycznej regulacji częstotliwości

generatora z analizą częstotliwości. Metoda analizy częstotliwości polega na wytwarzaniu częstotliwości wyjściowej w generatorze samowzbudnym, kontrolowanym przez pętlę automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz).

Do dyskryminatora fazy jest doprowadzony sygnał z generatora odniesienia (stabilnego generatora kwarcowego) za pośred-

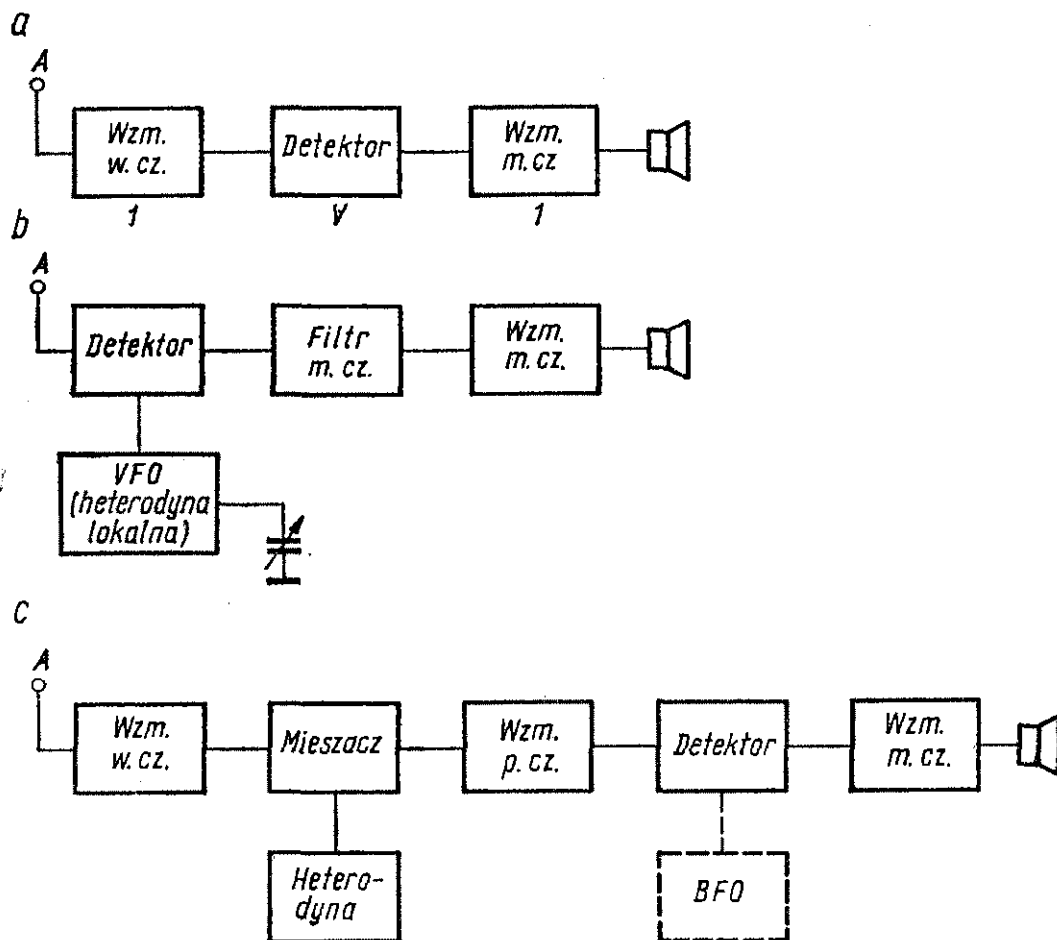
nictwem układu formowania impulsów harmoniczych oraz sygnał wyjściowy. Przy niezgodności częstotliwości obu sygnałów na wyjściu dyskryminatora pojawia się napięcie stałe, które poprzez filtr dolnoprzepustowy oddziałuje na modulator reaktancyjny. Modulator ten zmienia częstotliwość pracy generatora VCO (*Voltage Controlled Oscillator* — generator przestrajany napięciowo), dążąc do wyeliminowania błędu. VCO można w ten sposób synchronizować kolejnymi harmonicznymi generatora odniesienia, otrzymując na wyjściu szereg stabilnych częstotliwości, odległych od siebie o częstotliwość generatora odniesienia, np. o 100 kHz.

1.2. Schematy blokowe urządzeń odbiorczych

Urządzenia odbiorcze przeszły większą ewolucję w ciągu minionych kilkudziesięciu lat istnienia radiokomunikacji amatorskiej niż urządzenia nadawcze. Dlatego też w przeglądzie schematów blokowych ograniczymy się jedynie do układów najbardziej popularnych i obecnie jeszcze budowanych:

- Ogólnie można podzielić urządzenia odbiorcze na trzy grupy:
- odbiorniki o bezpośrednim wzmacnieniu (rys. 1.13a),
 - odbiorniki o bezpośredniej przemianie, (rys. 1.13b),
 - odbiorniki z przemianą częstotliwości — superheterodynowe (rys. 1.13c).

Odbiorniki o bezpośrednim wzmacnieniu charakteryzują się wzmacnieniem sygnału odbieranego na częstotliwości, na której został nadany, po czym zostaje on poddany detekcji amplitudy i wzmacnieniu we wzmacniaczu małej częstotliwości. Obwody rezonansowe wzmacniacza wielkiej częstotliwości i detektora (audionu) są strojone współbieżnie. W celu poprawienia niewielkiej czułości i selektywności takiego odbiornika wprowadza się zazwyczaj dodatnie sprzężenie zwrotne („reakcję”) w stopniu detektora, odtłumiające jego obwód rezonansowy. Odbiór sygnałów CW i SSB jest możliwy w takim odbiorniku tuż poza punktem wzbudzenia drgań własnych. Obecnie wykonywane są nieliczne egzemplarze takich odbiorników, głównie w wersji tranzystorowej, dla początkujących nasłuchowców. W zależności od liczby



Rys. 1.13. Schematy blokowe trzech podstawowych rodzajów odbiorników

stopni wzmocnienia wielkiej i małej częstotliwości omawiane odbiorniki noszą różne oznaczenia cyfrowe: np. 1-V-1 to odbiornik o jednym stopniu wzmocnienia wielkiej częstotliwości i jednym stopniu wzmocnienia małej częstotliwości. Litera „V” oznacza stopień detekcyjny.

Odbiorniki o bezpośredniej przemianie częstotliwości, zwane także odbiornikami homodynowymi, były do niedawna najmniej popularne. Obecnie, dzięki prostocie układu i możliwości dobrego odbioru CW i SSB, jaką zapewniają, są często spotykane jako wyposażenie radiostacji „urlopowych” i jako odbiorniki nasłuchowe. Zasada ich działania polega na przemianie częstotliwości odbieranego sygnału bezpośrednio na częstotliwość akustyczną. Detektor na wejściu takiego odbiornika (czasem poprzedzony stopniem wzmocnienia wielkiej częstotliwości) jest mieszaczem ste-

rowanym sygnałem odbieranym i sygnałem z heterodyny lokalnej, pracującej na częstotliwości bardzo bliskiej częstotliwości odbieranej. W wyniku tego na wyjściu mieszacza znajduje się, wśród innych produktów przemiany częstotliwości, różnica obu doprowadzonych częstotliwości, leżąca w pasmie akustycznym. Przykładowo: przy odbiorze sygnału CW na częstotliwości 3550 kHz heterodyna pracując na częstotliwości 3549 kHz lub 3551 kHz daje na wyjściu detektora dudnienia o częstotliwości 1 kHz. Odstrojenie heterodyny na częstotliwość 3548 lub 3552 kHz powoduje wzrost częstotliwości dudnień do 2 kHz itd. Sygnały SSB odbiera się po dostrojeniu heterodyny dokładnie do częstotliwości odbieranej.

Przed detektorem nie ma żadnego elementu o dużej selektywności, gdyż nawet w przypadku istnienia wzmacniacza w.cz. z selektywnymi, strojonymi współbieżnie obwodami, szerokość pasma nie będzie mniejsza niż kilkadziesiąt kHz. Dlatego też na wyjściu detektora pojawiają się dudnienia z sygnałami odległymi o kilkanaście lub nawet kilkadziesiąt kHz, jak i z odległymi o kilkadziesiąt lub kilkaset Hz. W celu wyselekcjonowania pożądanej częstotliwości odbieranej stosuje się po detektorze filtr małej częstotliwości, o szerokości pasma przepuszczanego 200÷300 Hz (na częstotliwości 800÷1000 Hz) dla odbioru CW i 3÷4 kHz dla odbioru SSB. Wzmocnienie małej częstotliwości decyduje tu o czułości odbiornika, powinno więc być jak największe (rzędu 100 dB).

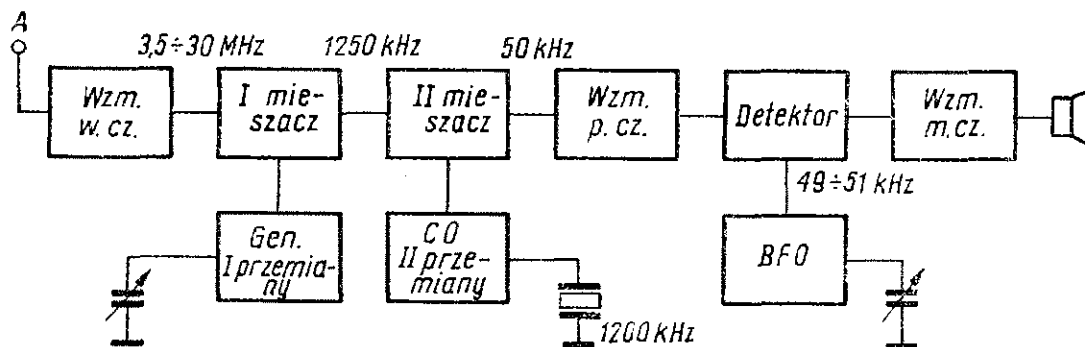
Odbiorniki z przemianą częstotliwości (superheterodynowe) są obecnie najczęściej stosowane w radiokomunikacji amatorskiej. Działanie ich polega na przemianie odbieranej wielkiej częstotliwości na mniejszą przeważnie częstotliwość pośrednią. We wzmacniaczu pośredniej częstotliwości sygnał odbierany jest dowolnie wzmocniony i wyselekcjonowany przez filtr (lub filtry), spośród wielu sygnałów o częstotliwościach zbliżonych. Po detekcji sygnał jest wzmocniany we wzmacniaczu małej częstotliwości. Do odbioru CW i SSB konieczne jest odtworzenie fali nośnej w detektorze, do czego służy BFO, narysowane linią przerywaną (generator pomocniczy).

Główne zalety superheterodyny to:

— rozłożenie całkowitego wzmocnienia odbiornika na trzy (czasem więcej: 4 do 5) różne częstotliwości: w.cz., p.cz. i m.cz.,

- uzyskanie znacznego i stałego dla wszystkich częstotliwości odbieranych wzmocnienia w torze pośredniej częstotliwości, gdzie równocześnie można uzyskać dowolną selektywność, po zastosowaniu filtrów LC, kwarcowych, piezoceramicznych lub elektromechanicznych,
- możliwość uniknięcia odbioru dwusygnałowego przy odbiorze CW i SSB, charakterystycznego dla odbiorników homodynowych (polega on na dwukrotnym odbieraniu każdego sygnału: kiedy częstotliwość heterodyny jest mniejsza od częstotliwości odbieranej o częstotliwość dudnień i kiedy jest większa).

W odbiornikach superheterodynowych z pojedynczą przemianą częstotliwości i małą częstotliwością pośrednią (np. 465 kHz) występuje zjawisko odbioru częstotliwości lustrzanych, tj. odległych od częstotliwości odbieranej o podwójną wartość częstotliwości pośredniej, których dostatecznie nie stłumi selektywność obwodów wejściowych. Dlatego też trudno jest wykorzystywać do celów krótkofalarskich na wyższych pasmach odbiorniki radiofoniczne, nawet zestrojone na maksymalną selektywność i zaopatrzone w *BFO*. Do niedawna stosowanie większych częstotliwości pośrednich umożliwiającą odsunięcie lustrzanki poza pasmo odbierane było utrudnione, między innymi ze względu na trudność w uzyskaniu żądanej selektywności. Było to przyczyną rozpowszechnienia się odbiorników z podwójną, a nawet potrójną przemianą częstotliwości (nie licząc przemiany sygnału na częstotliwość akustyczną w układzie *BFO*-detektor). W takich odbiornikach (przykładowy schemat przedstawiono na rys. 1.14) pierwsza p.cz. jest dość wysoka aby odsunąć częstotliwości lustrzane, natomiast selekcja częstotliwości i zasadnicze wzmocnienie odby-

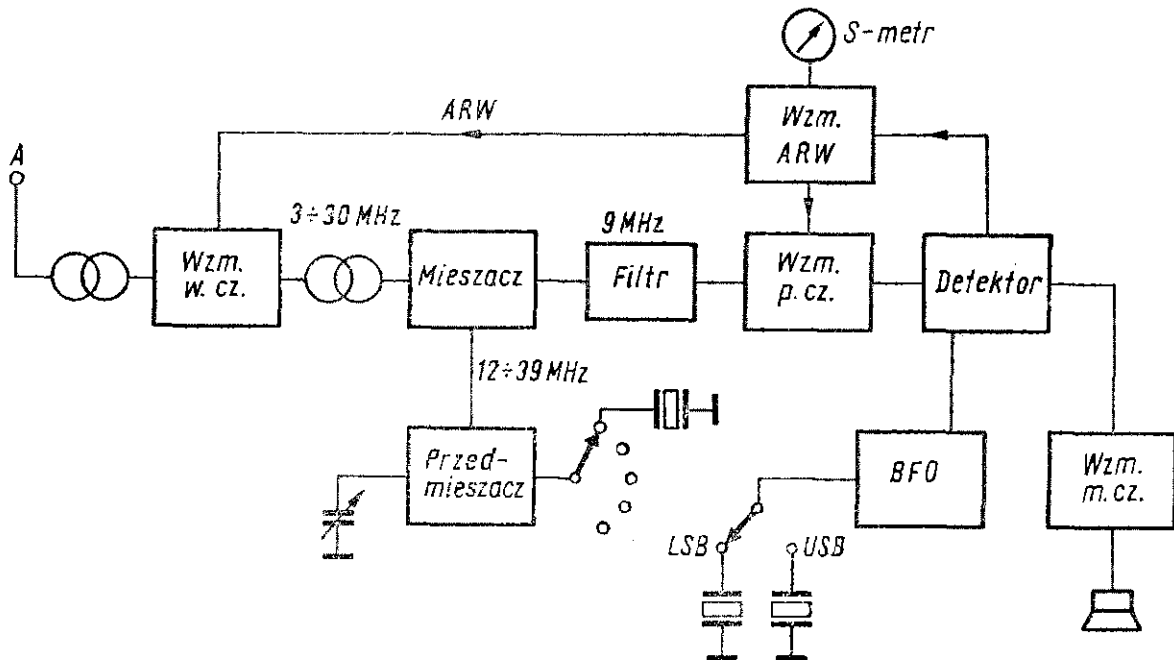


Rys. 1.14. Schemat blokowy odbiornika z podwójną przemianą częstotliwości

wa się w drugiej pośredniej, przy znacznie mniejszej częstotliwości. Heterodyna drugiej przemiany pracuje najczęściej na częstotliwości stabilizowanej rezonatorem kwarcowym. Obecnie najczęściej spotyka się częstotliwości II p.cz. w granicach 200 do 500 kHz, natomiast częstotliwości I p.cz. bywają bardzo różne: od około 1,5 MHz do 10,7 MHz. W szczególnych przypadkach sięgają nawet 40 MHz.

Potrójna przemiana częstotliwości występuje najczęściej w odbiornikach UKF, powstałych przez połączenie odbiornika KF z podwójną przemianą częstotliwości z konwerterem UKF.

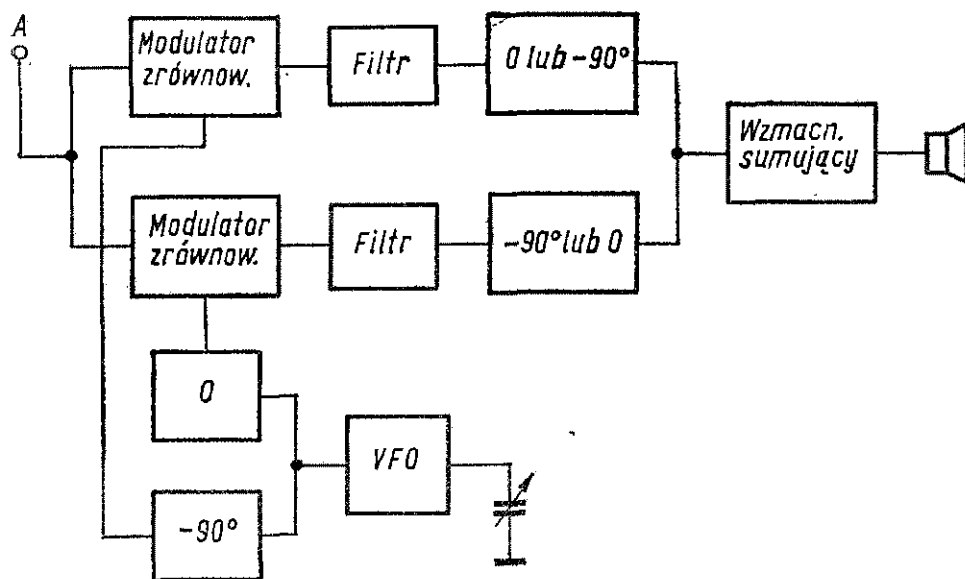
Rozpowszechnienie się filtrów kwarcowych 9 MHz o różnych szerokościach przepuszczanego pasma spowodowało zmianę tendencji w budowie odbiorników krótkofalowych. Zaczęły dominować odbiorniki z pojedynczą przemianą częstotliwości, o częstotliwości pośredniej 9 MHz i przełączanych filtrach, oddzielnych do odbioru telefonii dwuwstęgowej, jednowstęgowej i telegrafii. Przykładowy schemat blokowy takiego odbiornika przedstawiono na rys. 1.15. Odbiornik ma skuteczną automatyczną regulację wzmacnienia (ze wzmacniaczem ARW), wskaźnik poziomu odbieranego sygnału (*S*-metr), *BFO* stabilizowane rezonatorami kwarcowymi i bardzo zazwyczaj rozbudowaną heterodynę lokalną. Rosnące wymagania stałości częstotliwości powodują, że coraz



Rys. 1.15. Schemat blokowy nowoczesnego odbiornika krótkofalowego

część heterodynę stanowi VXO , przedmieszacz lub generator z pętlą automatycznej regulacji częstotliwości. Od takiego odbiornika tylko krok do transceivera, coraz powszechniej używanego przez amatorów urządzenia nadawczo-odbiorczego.

Możliwe jest wykonanie odbiornika homodynowego, w którym nie występuje dokuczliwe zjawisko odbioru dwuwstęgowego. Schemat blokowy takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 1.16.

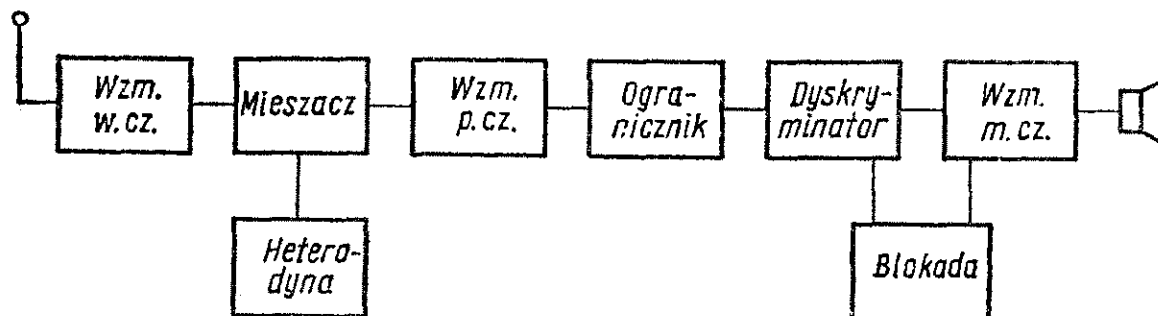


Rys. 1.16. Schemat blokowy odbiornika homodynowego, umożliwiającego odbiór jednosygnalowy

Jest to jak gdyby fazowa wzбудnica SSB, działająca w przeciwnym kierunku. Dzięki doprowadzeniu do modulatorów zrównoważonych sygnału odbieranego w tej samej fazie i sygnału z VFO , przesuniętego w fazie o 90° , we wzmacniaczu sumującym uzyskuje się zniesienie sygnałów pochodzących z niepożądanego wstęgi bocznej. Mimo pewnego skomplikowania układu w stosunku do zwykłego odbiornika homodynowego, zaprezentowany układ jest czasami budowany np. jako część transceivera homodynowego lub dla pełnego wykorzystania bezspornych zalet odbioru homodynowego takich jak: dobre parametry dynamiczne w obecności silnych sygnałów na częstotliwościach zbliżonych do odbieranej oraz brak pasożytniczych produktów przemiany.

Odbiorniki do odbioru sygnałów z modulacją częstotliwości różnią się znacznie od dotychczas omówionych układów odbiorczych.

Są to odbiorniki UKF, ponieważ tylko w pasmach UKF wolno stosować ten rodzaj emisji. Schemat blokowy takiego odbiornika przedstawia rys. 1.17. Wzmacniacz w.cz. i stopień przemiany częstotliwości nie odbiegają konstrukcją od podobnych stopni odbiorników emisji AM i CW. Różnice występują począwszy od

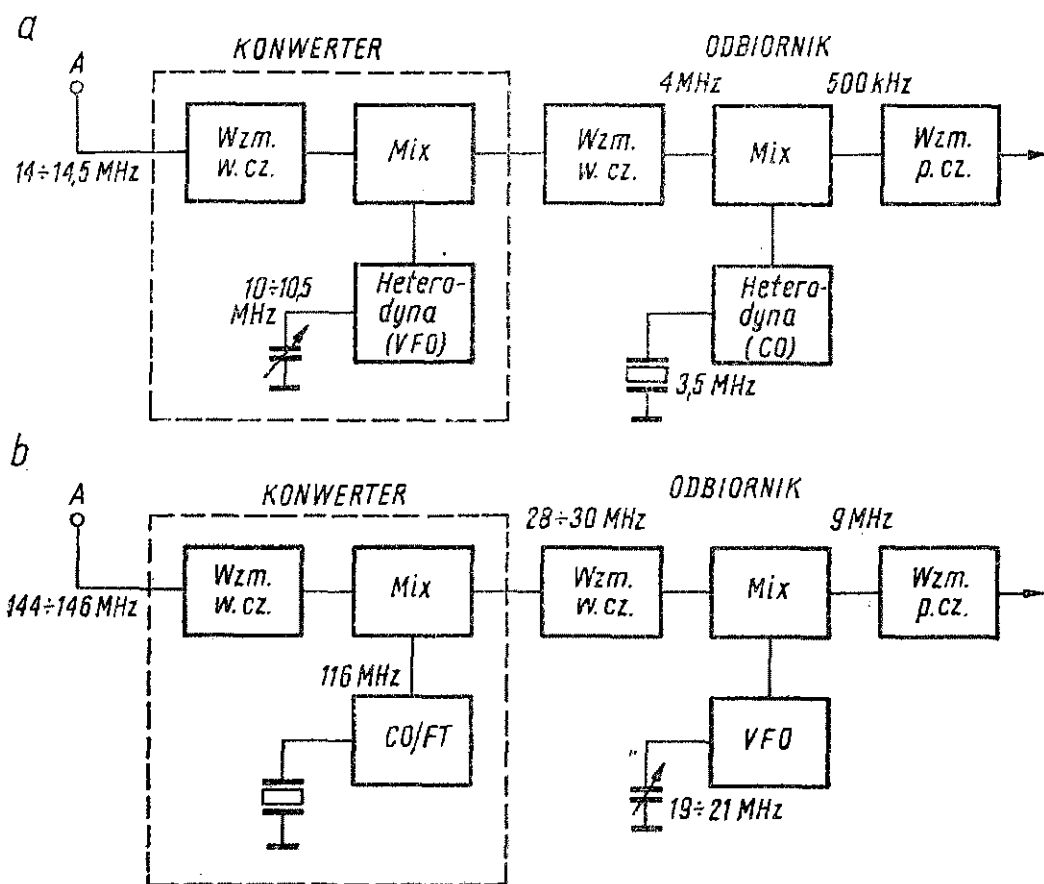


Rys. 1.17. Schemat blokowy odbiornika FM

wzmacniacza p.cz., który musi mieć szerokość pasma odpowiednią do dewiacji stosowanej w nadajniku. Na przykład przy maksymalnej dewiacji 7,5 kHz szerokość pasma p.cz. powinna wynosić 15 kHz. Ostatni stopień wzmacniacza p.cz. jest ogranicznikiem amplitudy, obcinającym wszelkie szумы i zakłócenia mające charakter modulacji amplitudy. Po ograniczniku znajduje się detektor częstotliwościowy, w tym przypadku dyskryminator fazy. Nowym zespołem w odbiorniku FM jest układ blokady szumów, który wycisza odbiornik przy braku sygnału odbieranego.

Łączności FM przeprowadza się głównie lokalnie, w pasmie 144 MHz, wykorzystując odpowiednio przestrojone radiotelefony fabryczne. Coraz gęstsza sieć przemienników (retranslatorów), szczególnie w zachodniej Europie, wydatnie powiększa zasięg łączności tym rodzajem emisji.

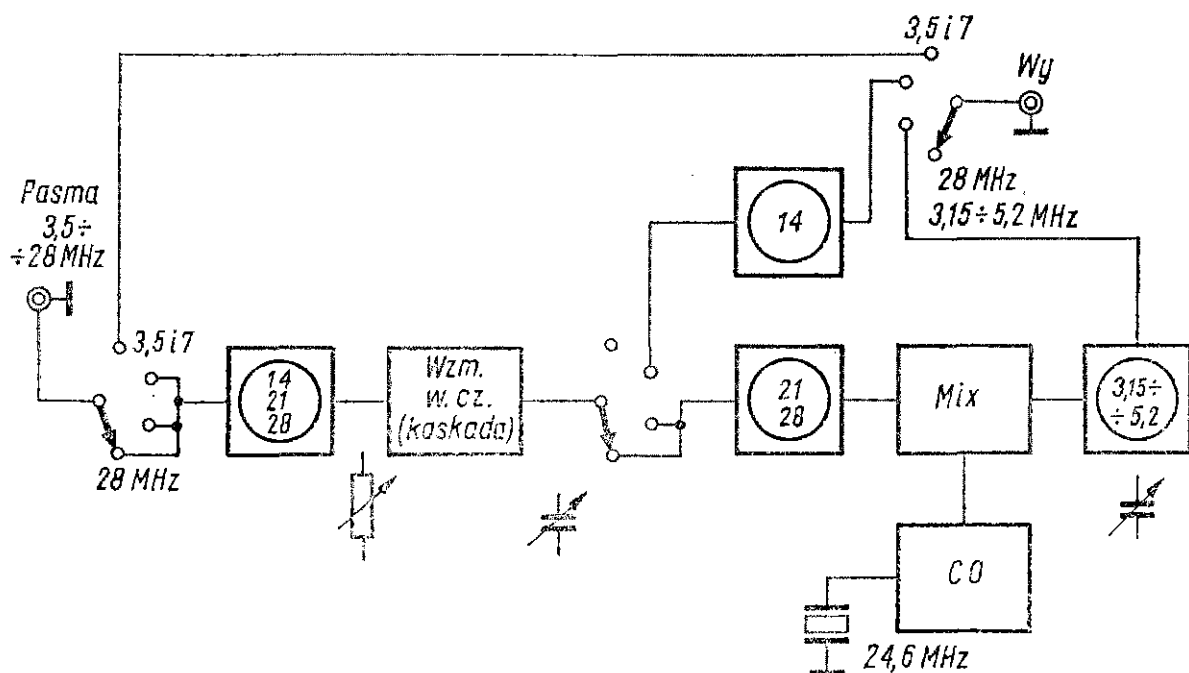
Gdy zachodzi konieczność rozszerzenia zakresu odbiornika, stosuje się konwertery, będące dodatkowym stopniem przemiany częstotliwości. Przemieniają one dowolnie wybrane pasmo częstotliwości wejściowych na pasmo odbierane przez odbiornik współpracujący. Na przykład do starszych typów odbiorników komunikacyjnych, odbierających częstotliwości do 18 MHz, buduje się konwertery umożliwiające odbiór pasm 21 MHz i 28 MHz. Powszechne jest budowanie konwerterów UKF, umożliwiających odbiór pasm 144 MHz, 432 MHz i 1296 MHz za pomocą posiadanego odbiornika krótkofalowego.



Rys. 1.18. Dwa rodzaje konwerterów

Konwerter może mieć heterodynę przestrajaną, jak to przedstawiono na rys. 1.18a, bądź też heterodynę stabilizowaną rezonatorem kwarcowym (rys. 1.18b). W pierwszym przypadku, stosowanym w praktyce rzadziej i to prawie wyłącznie dla fal krótkich, odbiornik współpracujący pracuje na stałej częstotliwości (dla podkreślenia różnicy narysowano heterodynę kwarcową), bądź też jest przestrajany w bardzo małych granicach. Większą popularność zdobył układ przedstawiony na przykładzie drugim. Heterodyna konwertera, dzięki stabilizacji rezonatorem kwarcowym, pracuje stabilnie mimo wielkiej częstotliwości pracy. Przystrajanie całego zestawu odbywa się w odbiorniku współpracującym, przy czym zakres przestrajania odbiornika odpowiada ściśle zakresowi odbieranemu przez cały zestaw (np. przy przestrajaniu odbiornika współpracującego w granicach 28 do 30 MHz, konwerter umożliwia odbiór pasma 144 do 146 MHz) co zostało uwidocznione na schemacie blokowym.

Ostatni schemat blokowy przeglądu układów odbiorczych (rys. 1.19) dotyczy konwertera — przedwzmacniacza, służącego do rozszerzenia możliwości odbiornika starszego typu. Schemat ideowy tego urządzenia znajduje się wśród układów konwerterów (rozdz. 3.3.3).

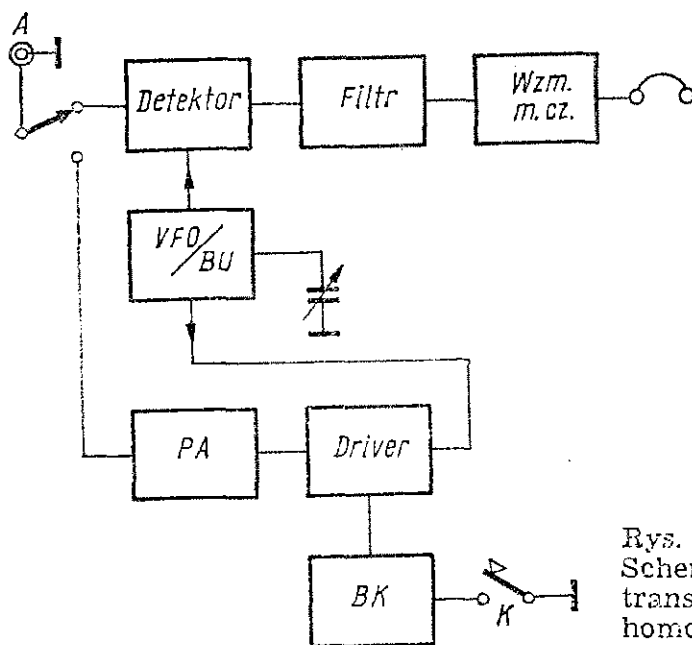


Rys. 1.19. Schemat blokowy konwertera — przedwzmacniacza na pasma krótkofalowe

Konwerter jest na stałe włączony pomiędzy antenę i odbiornik. Przy odbiorze w pasmach 3,5 i 7 MHz (które to pasma są dobrze odbierane przez odbiornik współpracujący) cały układ konwertera — przedwzmacniacza jest pominięty, a jego zasilanie jest odłączone. W pasmie 14 MHz, odbieranym przez odbiornik, lecz z gorszą czułością, pracuje tylko przedwzmacniacz (kaskoda), wydawnie poprawiając czułość urządzenia odbiorczego. Potencjometryczna regulacja sygnału na wejściu przedwzmacniacza umożliwia dozowanie sygnału wejściowego w sposób najkorzystniejszy z punktu widzenia modulacji skrośnej. W pasmach 21 i 28 MHz pracuje stopień przemiany częstotliwości z heterodyną kwarcową. Wykorzystywany jest jeden rezonator kwarcowy, pracujący na częstotliwości 24,6 MHz. Po przemianie pasmo 21 MHz jest odbierane w zakresie częstotliwości 3,6 do 3,15 MHz, a pasmo 28 MHz w zakresie 3,4 do 5,2 MHz.

1.3. Schematy blokowe urządzeń nadawczo-odbiorczych (transceiverów)

Dawne radiostacje rozbudowane, składające się z wielu pudeł, ustąpiły dziś miejsca niewielkim, estetycznie wyglądającym urządzeniom, skupiającym w jednej (zazwyczaj) obudowie nadajnik i odbiornik radiostacji amatorskiej. Te urządzenia nadawczo-odbiorcze, zwane transceiverami, zawdzięczają swój rozwój technice SSB. Umożliwiają bowiem wspólne wykorzystanie (przy nadawaniu i odbiorze), szeregu zespołów, a wśród nich najkosztowniejszego elementu, jakim jest filtr SSB, a także umożliwiają natychmiastową pracę na częstotliwości korespondenta bez konieczności dostrajania nadajnika, co bardzo podnosi operatywność radiostacji. Ta ostatnia właściwość spowodowała opracowanie szeregu prostych transceiverów telegraficznych. Właśnie od jednego z takich transceiverów rozpoczniemy przegląd schematów blokowych urządzeń nadawczo-odbiorczych.



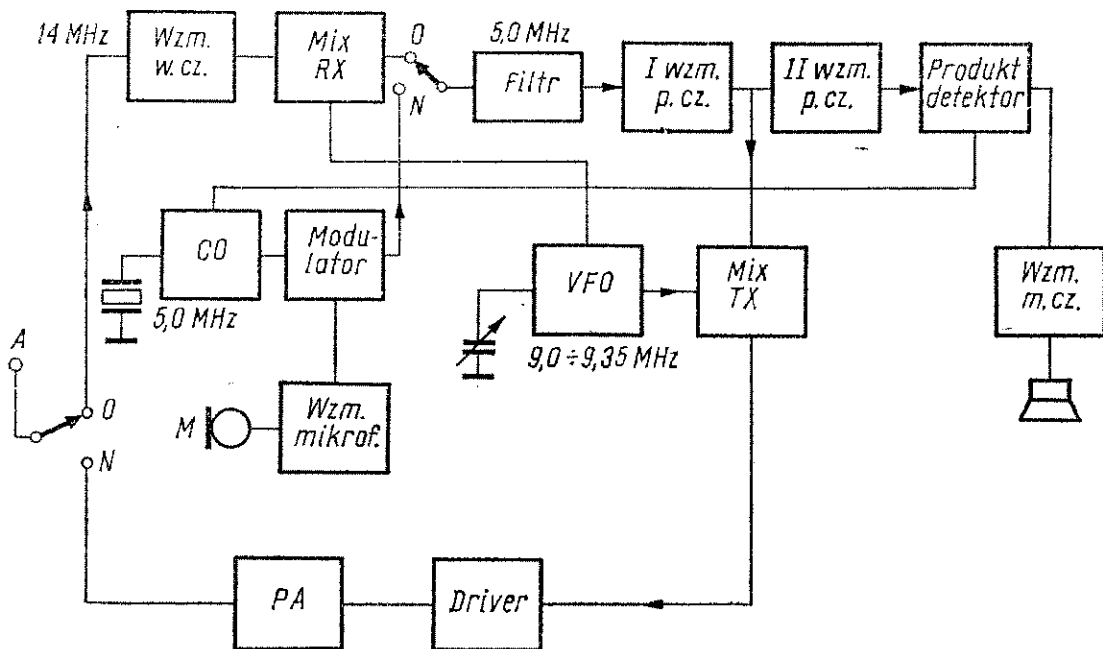
Rys. 1.20
Schemat blokowy
transceiwera
homodynowego

Schemat blokowy transceiwera przedstawiono na rys. 1.20. Jest to urządzenie QRP o mocy wyjściowej około 3 W, pracujące w pasmie 3,5 MHz, przeznaczone do pracy terenowej. Napięcie zasilania powinno być zawarte w granicach 12 do 13,5 V, toteż moż-

na zasilać omawiany transceiver z akumulatora samochodowego 12 V, 2 baterii 4R20-5 lub z trzech baterii płaskich od latarek kieszonkowych (3R12).

Tor odbiorczy transceivera składa się z wejściowego detektora pierścieniowego, przedwzmacniacza m.cz. z kształtowaniem charakterystyki (spełniającego rolę filtru) i wyjściowego wzmacniacza m.cz. Cały tor m.cz. charakteryzuje się dużym wzmocnieniem (ponad 100 dB) i małymi szumami, dzięki czemu odbiornik ma czułość umożliwiającą nawet odbiór stacji DX-owych (oczywiście przy dobrej antenie i dobrych warunkach propagacyjnych). *VFO* pracuje w stabilnym układzie Clappa, dostarczając sygnał za pośrednictwem separatora do wejściowego detektora przy odbiorze, bądź do stopnia sterującego w części nadawczej. Kluczowanie stopnia sterującego jest realizowane za pośrednictwem układu *BK*, włączającego nadajnik w momencie pierwszego naciśnięcia klucza i przełączającego urządzenie ponownie na odbiór po upływie około 0,3 s po ostatnim zwolnieniu klucza. Stopień wyjściowy w.cz. transceivera pracuje na popularnym tranzystorze impulsowym BUY 52.

Podobnie jak nadajniki, transceivery SSB budowane są w wersji jednopasmowej lub wielopasmowej. Urządzenia jednopasmowe mają znacznie prostszą konstrukcję niż urządzenia wielopasmowe, toteż budowane są jako urządzenia do pracy terenowej lub przez początkujących, których odstrasza od budowy transceiverów wielopasmowych rozbudowany układ przełączania pasm. Przykładowy schemat blokowy jednopasmowego tranzystorowego transceivera SSB przedstawiono na rys. 1.21. Wspólnie (przy odbiorze i nadawaniu) wykorzystywanymi zespołami są tu: filtr kwarcowy, pierwszy wzmacniacz p.cz., *VFO* i generator kwarcowy, pełniący przy odbiorze funkcję *BFO*. Sygnał przechodzi przez filtr zawsze w jedną stronę. Styki przekaźnika przełączają filtr z wyjścia mieszacza odbiornika na wyjście modulatora. Po pierwszym stopniu wzmocnienia pośredniej częstotliwości następuje rozgałęzienie sygnału: przy odbiorze sygnał przechodzi do drugiego stopnia wzmocnienia p.cz., natomiast przy nadawaniu steruje stopień mieszacza nadajnika. Nie ma tu przełączania stykami przekaźnika, podobnie jak w przypadku generatora kwarcowego. W obu przypadkach zespoły są połączone trwale, natomiast

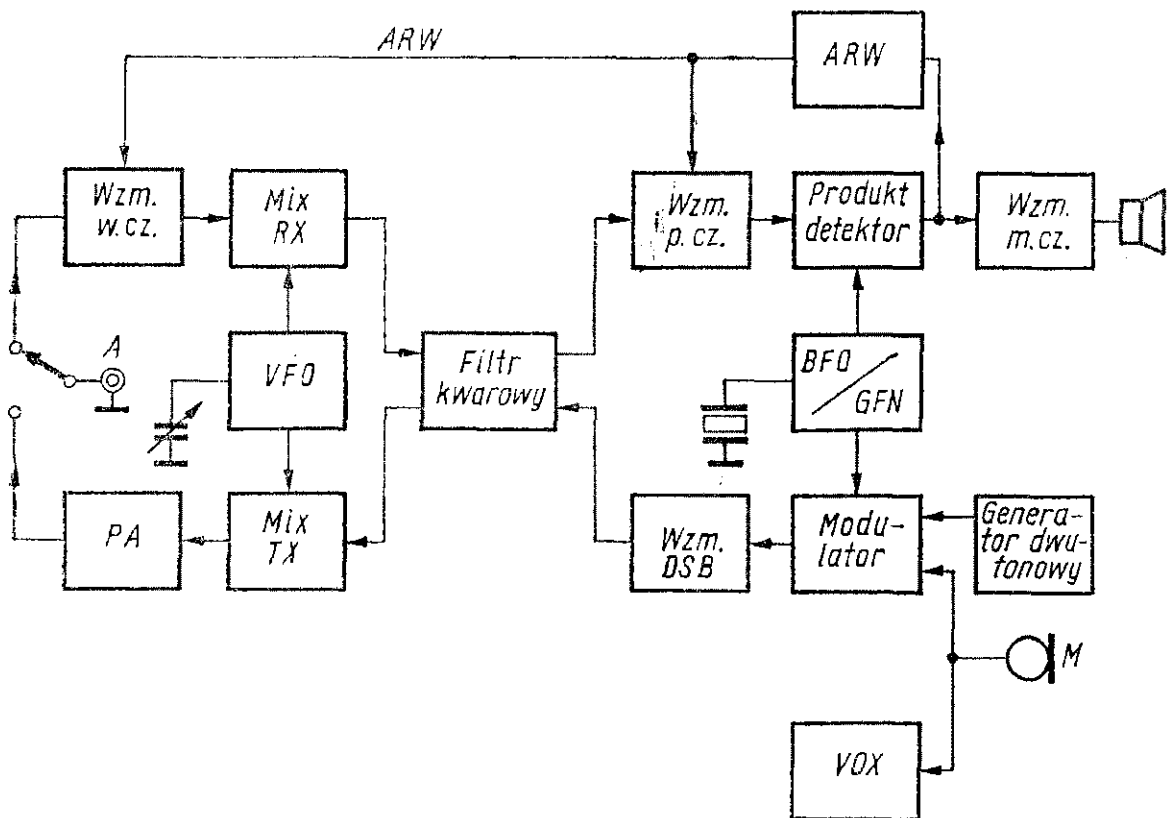


Rys. 1.21. Schemat blokowy jednopasmowego transceivera SSB

przełączanie funkcji odbywa się w obwodach zasilania toru odbiorczego i nadawczego.

Transceiver jest przystosowany do pracy w pasmie 14 MHz, choć przy innej częstotliwości pośredniej (9 MHz lub 5,2 MHz) można uzyskać możliwość pracy także w pasmie 3,5 MHz, wykorzystując ten sam zakres VFO. Oczywiście, stopnie wejściowe odbiornika, stopień sterujący nadajnika i stopień PA muszą być wyposażone w obwody rezonansowe na dodatkowe pasmo i w odpowiedni przełącznik.

Nieco inne rozwiązanie przedstawia schemat blokowy z rys. 1.22. Filtr kwarcowy jest tu wykorzystywany dwukierunkowo, mniejsza jest także liczba zespołów pracujących stale (przy nadawaniu i odbiorze). Automatyczna regulacja wzmocnienia obejmuje wzmacniacz w.c. i p.c. Transceiver zawiera wbudowany na stałe generator dwutonowy, służący jako źródło sygnału akustycznego do strojenia i kontroli nadajnika. Dodatkowym zespołem jest także VOX, układ przełączający transceiver z odbioru na nadawanie z chwilą rozpoczęcia mówienia do mikrofonu. Po zakończeniu mówienia VOX przełącza urządzenie ponownie na odbiór. Ułatwia to manipulowanie aparaturą i jest wygodne w czasie zawodów, choć nie wszyscy nadawcy są zwolennikami tego urządze-



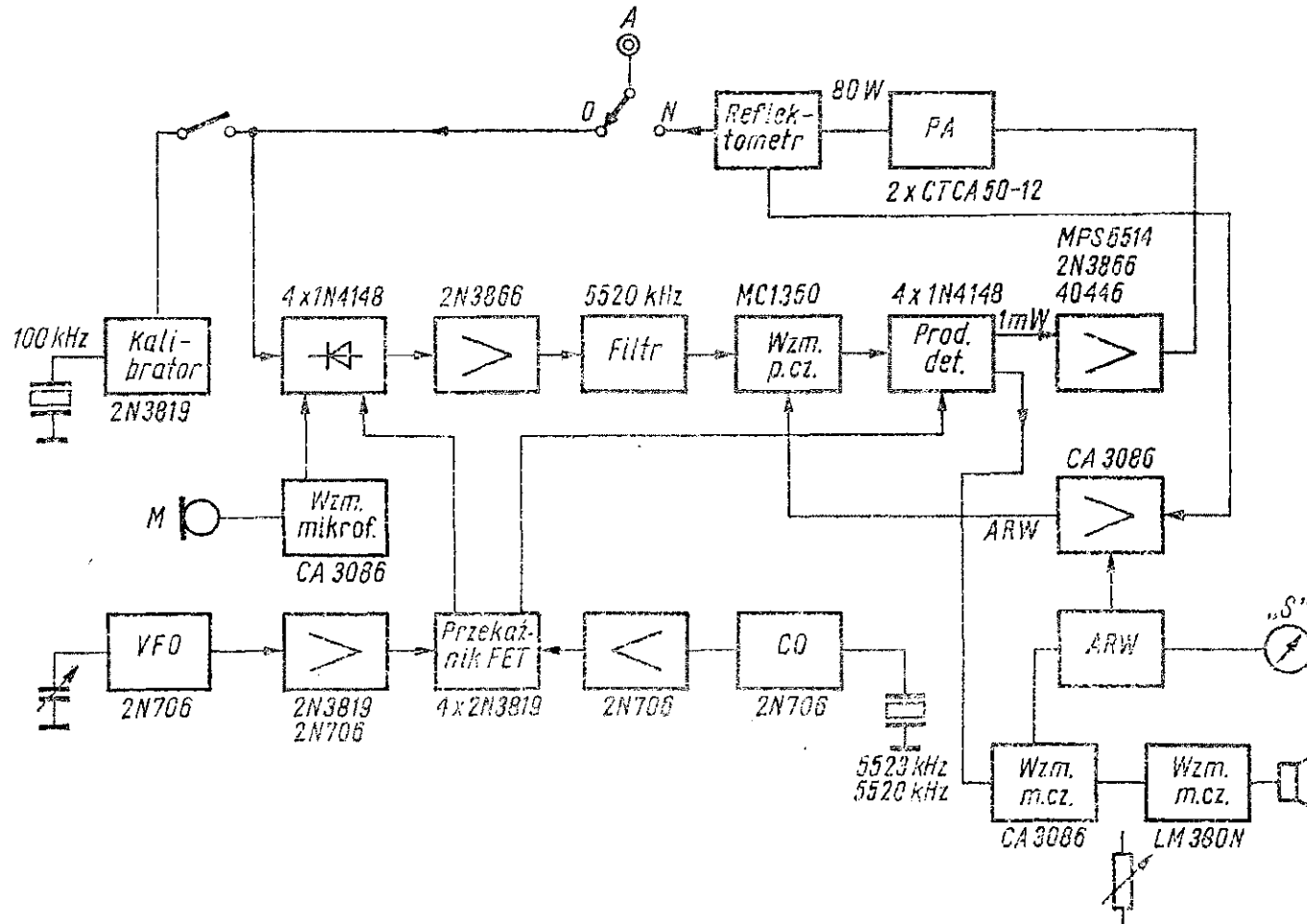
Rys. 1.22. Inne rozwiązanie transceivera SSB z pojedynczą przemianą częstotliwości

nia, każdy bowiem głośniejszy odgłos w pomieszczeniu radiostacji powoduje załączenie nadajnika.

Schemat blokowy fabrycznego pełnotranzystorowego transceivera ATLAS 180 przedstawiono na rys. 1.23. Produkowana jest cała „rodzina” transceiverów, oparta na zbliżonym schemacie blokowym: ATLAS 210—200 W PEP na 5 pasm KF i ATLAS 215—200 W PEP na pasma 1,8 do 21 MHz.

ATLAS 180 jest transceiverem na pasma 1,8 do 14 MHz, o mocy input 180 W PEP (output CW i SSB 80 W), przystosowanym do zasilania z akumulatora lub zasilacza sieciowego 12 do 14 V/16 A. Urządzenie ma niewielkie wymiary (240×90×240 mm) i masę 3 kg. Czulość odbiornika jest lepsza niż 0,3 μ V. Pozostałe parametry nie ustępują także innym fabrycznym transceiverom. Schemat blokowy odbiega znacznie od schematów blokowych podobnych urządzeń, należy więc poświęcić mu nieco uwagi.

Odbiornik ma na wejściu przełączany filtr pasmowy, skąd sygnał przechodzi bezpośrednio do diodowego mieszacza zrówno-



Rys. 1.23. Schemat blokowy fabrycznego wielopasmowego transceiwera ATLAS 130

ważonego, pełniącego przy nadawaniu funkcję modulatora. Następnie sygnał jest wzmacniany w stopniu z tranzystorem 2N 3866. Użycie tego tranzystora, używanego przeważnie w stopniach nadawczych UKF na poziomie mocy 1 W, zostało podyktowane zamiarem uzyskania dobrych parametrów dynamicznych — małej wrażliwości na silne sygnały na zbliżonych częstotliwościach. Filtr transceivera pracuje przy częstotliwości 5520 kHz. Po filtrze znajduje się scalony wzmacniacz p.cz. Produkt detektor przy nadawaniu pełni rolę mieszacza nadajnika. Sygnały z VFO i z generatora kwarcowego są przełączane przełącznikiem elektronicznym na czterech tranzystorach polowych. Przy odbiorze sygnał z VFO jest podawany do pierwszego diodowego modulatora zrównoważonego, a sygnał generatora kwarcowego do drugiego. Przy nadawaniu sygnały te są zamienione miejscami. Uzyskano w ten sposób wydatne uproszczenie układu. Transceiver pracuje z pojedynczą przemianą częstotliwości, a więc VFO pracuje na przełączanych częstotliwościach, zawsze większych od odbieranych o 5520 kHz. Przy nadawaniu, sygnał z diodowego mieszacza zrównoważonego jest wzmacniany w trzystopniowym wzmacniaczu szerokopasmowym, a następnie we wzmacniaczu mocy na 2 tranzystorach. Na wyjściu znajduje się filtr dolno-przepustowy, w celu stłumienia częstotliwości harmonicznych. Stopień końcowy nadajnika jest chroniony układem automatyki (z układem scalonym CA 3086) przed przesterowaniem i niedopasowaniem. Układ automatyki jest sterowany z reflektometru. Przy odbiorze układ automatyki jest sterowany z przedwzmacniacza m.cz.

Wybrane schematy ideowe fragmentów układu transceivera ATLAS znajdują się w odpowiednich rozdziałach książki.

1.4. Schematy blokowe urządzeń dodatkowych

Każda radiostacja oprócz samej aparatury nadawczo-odbiorczej zawiera wiele urządzeń dodatkowych, które warunkują lub ułatwiają pracę radiostacji, bądź też rozszerzają jej możliwości. Urządzeniom tym poświęcono oddzielną książkę ¹⁾.

¹⁾ W. Chojnacki: *Instalowanie i wyposażenie radiostacji amatorskich*, WKŁ 1977.

Nową emisją stosowaną przez krótkofalowców, a mającą do tej pory u nas bardzo skromną literaturę jest SSTV — system powolnej telewizji amatorskiej. Początki tego systemu sięgają lat pięćdziesiątych, dopiero jednak od roku 1970 datuje się szybki wzrost liczby stacji SSTV i pojawiają się liczniejsze publikacje na ten temat. W Polsce spodziewane jest wydawanie licencji, zezwalających na pracę emisją SSTV, stąd też doświadczenia i publikacje z tej dziedziny są jeszcze bardzo skromne.

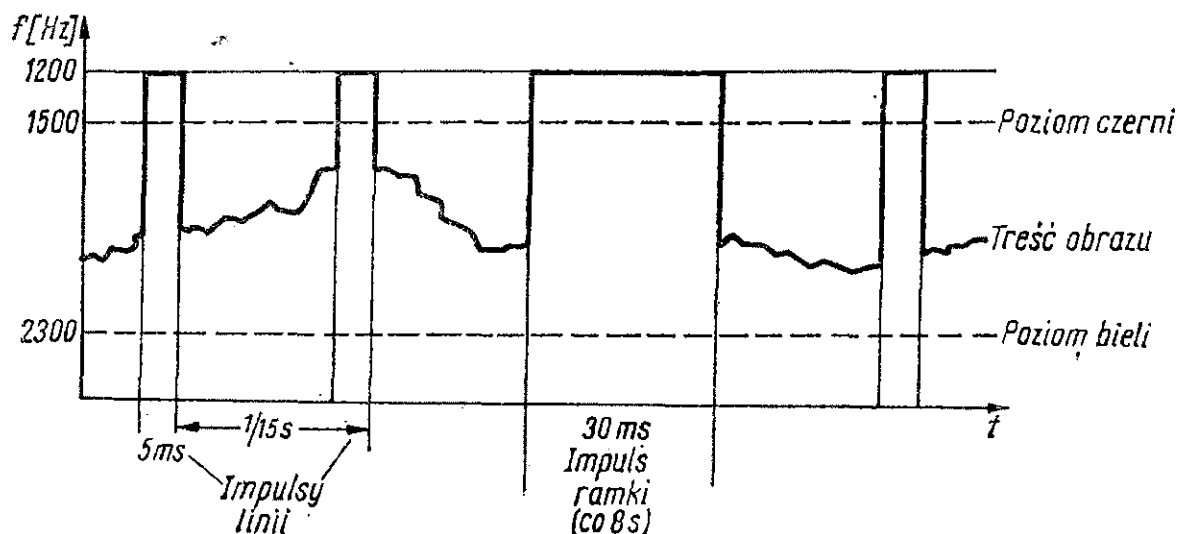
Przy przesyłaniu obrazu czarno-białego muszą być przekazane dwie podstawowe informacje: o położeniu punktu świecącego na ekranie i o jego jaskrawości w danym momencie. Położenie i jaskrawość punktu świecącego na kineskopie (lub lampie oscyloskopowej) musi odpowiadać ściśle położeniu i jasności analizowanego punktu na mozaice lampy analizującej w kamerze. Zgodność tę zapewniają impulsy synchronizujące, przesyłane razem z treścią obrazu, oddziałującą na jasność punktu świetlnego. Wypadkowy sygnał (treść obrazu oraz impulsy synchronizujące ramki i linii) nazywany jest zespolonym sygnałem wizji. Parametry zespolonego sygnału wizji SSTV są następujące:

- częstotliwość odchylenia linii: 15 Hz przy częstotliwości sieci 60 Hz i 16,66 Hz w Europie przy sieci 50 Hz,
- częstotliwość odchylenia ramki: 1/8 Hz,
- liczba linii: 120,
- stosunek długości do wysokości obrazu: 1 : 1,
- kierunek analizy obrazu: odchylenie poziome — z lewej do prawej, odchylenie pionowe — z góry do dołu,
- czas trwania impulsów synchronizacji: linii — 5 ms, ramki — 30 ms.

Zespolony sygnał wizji jest zakodowany za pomocą liniowej modulacji częstotliwości podnośnej o częstotliwościach akustycznych. Częstotliwości podnośne wynoszą: 1200 Hz dla impulsów synchronizacji, 1500 Hz dla poziomego czerni i 2300 Hz dla poziomego bieli. Jako impulsy gaszące wykorzystywane są impulsy synchronizacji. Wymagana szerokość kanału dla SSTV wynosi około 2,8 kHz, więc sygnał SSTV może być nadawany i odbierany za pomocą odpowiednio wyposażonych nadajników i odbiorników

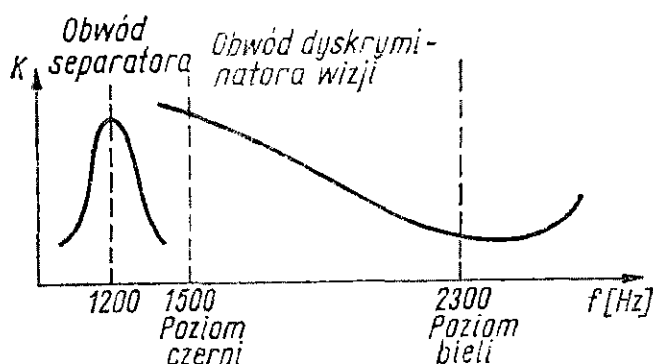
SSB. Do utrwalania (zapisywania) sygnału SSTV można wykorzystać praktycznie każdy magnetofon, na przykład kasetowy. Ważna jest jedynie dobra stałość prędkości przesuwu taśmy. Niektóre stacje nadające SSTV nie posiadają w ogóle kamery — po prostu odtwarzają z magnetofonu zapis obrazu (znak swojej stacji, imię, QTH itp.), dokonany u posiadacza kamery.

Na rysunku 1.24 przedstawiono zespolony sygnał wizji SSTV.



Rys. 1.24. Zespolony sygnał wizji SSTV

Uwidoczniono treść obrazu jako przebieg nieregularny w granicach 1500 do 2300 Hz, impulsy synchronizacji linii o czasie trwania 5 ms i powtarzające się co 1/15 s oraz impuls synchronizacji ramki, trwający 20 ms i powtarzający się co 8 s. Ponieważ przesłanie jednego całego obrazu trwa aż 8 s, aby cały obraz mógł być widoczny w monitorach SSTV stosuje się lampy oscyloskopowe z długą poświatą (podwójny luminofor z warstwą fosforu).



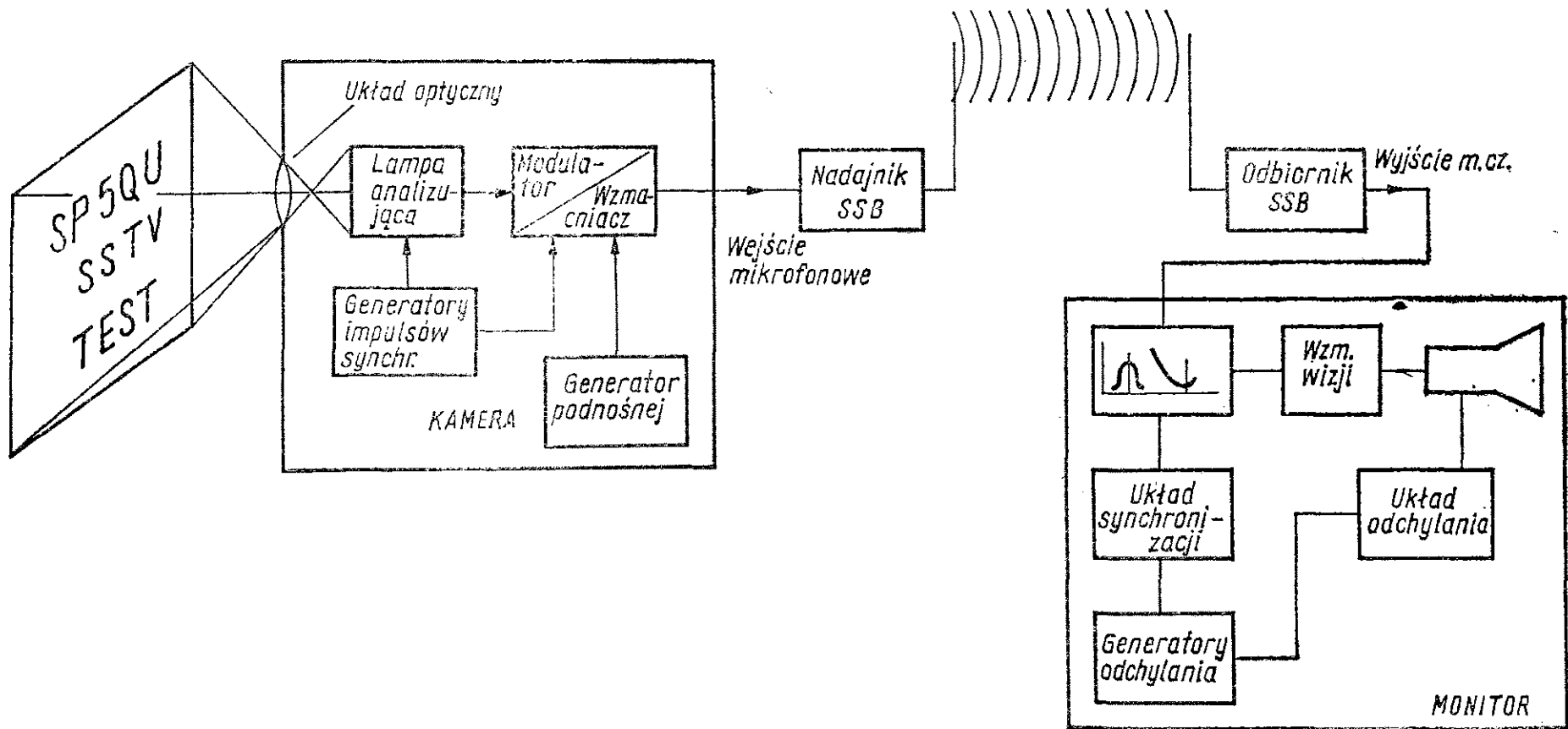
Rys. 1.25. Charakterystyki obwodu separatora impulsów synchronizacji i dyskryminatora wizji SSTV

W monitorze SSTV, dołączonym na wyjście m.cz. odbiornika lub transceivera, odbywa się dekodowanie zespolonego sygnału wizji. Rysunek 1.25 przedstawia charakterystyki częstotliwościowe obwodu separatora impulsów synchronizacji, nastrojonego na częstotliwość 1200 Hz i dyskryminatora wizji. Zmiany napięcia na wyjściu dyskryminatora wizji, odpowiednie do zmian częstotliwości sygnału, odpowiadają zmianom treści wizji od poziomu bieli (przy 2300 Hz — minimum napięcia) do poziomu czerni (przy 1500 Hz — maksimum napięcia). Zmiany te odpowiednio wzmocnione sterują lampę oscyloskopową.

Schemat blokowy urządzenia nadawczego i odbiorczego SSTV przedstawiono na rys. 1.26. Nadawany obraz jest rzutowany za pośrednictwem układu optycznego w kamerze na mozaikę lampy analizującej, gdzie — najogólniej mówiąc — zmiany oświetlenia poszczególnych punktów zostają zamienione na zmiany wielkości prądu elektrycznego płynącego przez lampę analizującą. Promień analizujący w lampie jest sterowany impulsami synchronizującymi, wytwarzanymi w generatorach kamery. Te same impulsy modulują podnośną, razem z treścią obrazu. Zespolony sygnał wizji zostaje podany do wejścia mikrofonowego nadajnika SSB.

Sygnał odebrany przez odbiornik z wyjścia małej częstotliwości jest podawany na wejście monitora. Tam poddany jest ograniczeniu, aby usunąć niepożądaną modulację amplitudy, a następnie po przejściu przez obwody separujące sygnał zostaje podzielony na impulsy synchronizujące, doprowadzone do układu synchronizacji i na treść obrazu, doprowadzoną do wzmacniacza wizji. Układ synchronizacji steruje generatory odchylenia połączone z układem odchylenia lampy oscyloskopowej. Odchylenie może być magnetyczne lub elektrostatyczne (przy mniejszych lampach).

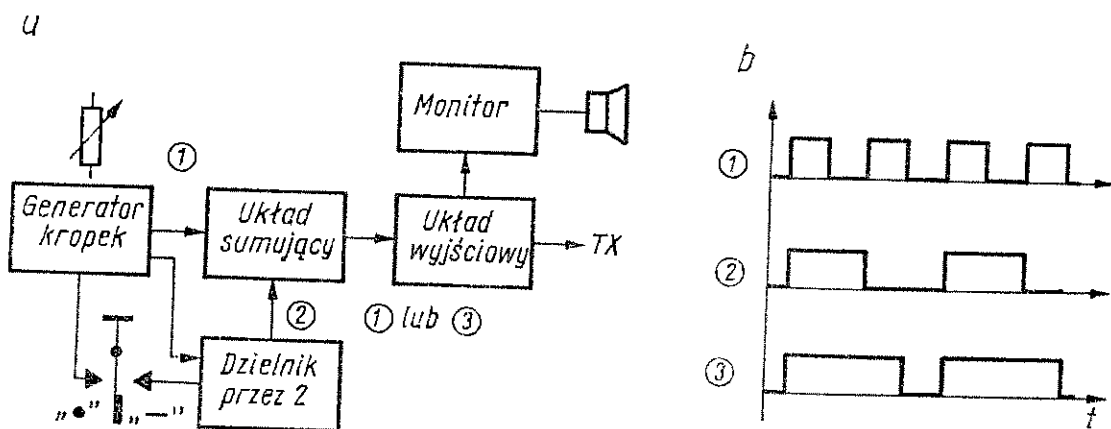
Wielogodzinne nadawanie sztorcowym kluczem telegraficznym (na przykład w czasie zawodów) jest męczące, więc telegrafisci od dawna szukają ułatwień. Pierwszym ułatwieniem było skonstruowanie klucza półautomatycznego — tzw. buga. Jest to klucz manipulowany poziomo, gdzie przy przechyleniu dźwigni w jedną stronę nadawana jest seria kropek, tak długo, jak długo dźwignia jest przechylona, praktycznie jednak nie więcej niż kilkanaście (kropki wytwarzane są tu na zasadzie drgań mechanicznych), natomiast przechylenie dźwigni klucza w drugą stronę umożliwia



Rys. 1.26. Schemat blokowy urządzenia nadawczego i odbiorczego SSTV

nadawanie kresek, tak jak w kluczu sztorcowym. Później wytwarzanie kropek przejął na siebie układ elektroniczny lampowy, wytwarzający także kreski, umożliwiającą regulowanie tempa nadawania w dużych granicach.

Tranzystory, a szczególnie układy scalone umożliwiły dalsze udoskonalanie elektronicznych kluczy telegraficznych. Coraz rzadziej spotyka się klucze o czasie trwania znaków telegraficznych dyktowanych przez stałe czasowe układów, a coraz częściej oparte na układach logicznych, z multiwibratorami jako źródłami częstotliwości powtarzania i znakami formowanymi przez przerzutniki. Schemat blokowy najprostszego klucza telegraficznego z tej grupy przedstawiono na rys. 1.27a. Generator kropek wytwarza

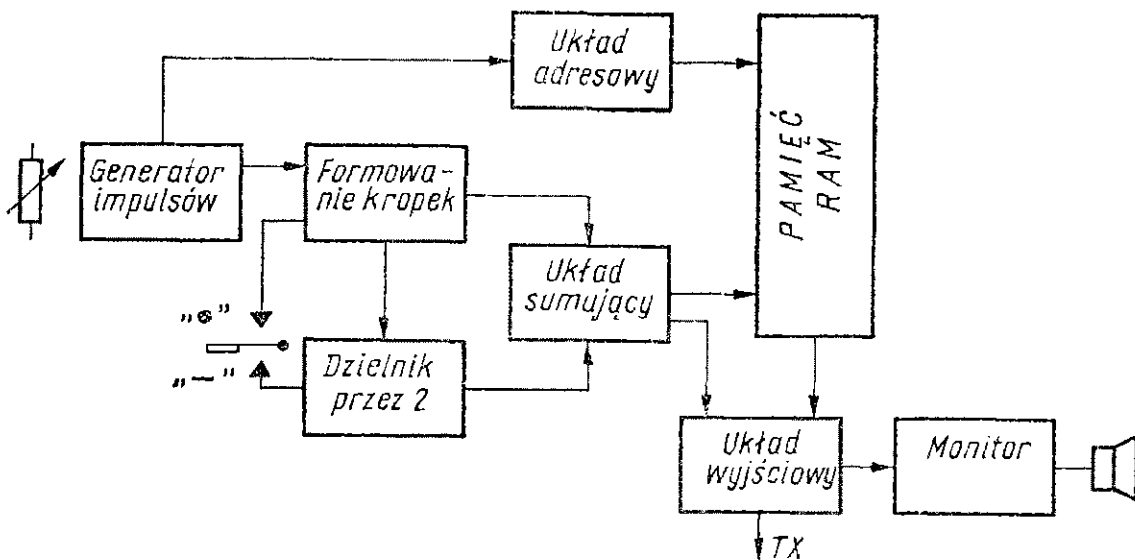


Rys. 1.27. Schemat blokowy elektronicznego klucza telegraficznego

symetryczny przebieg prostokątny o regulowanej częstotliwości, przedstawiony jako pierwszy przebieg na rys. 1.27b. Przy nadawaniu kropek przebieg ten przechodzi do układu wyjściowego, zawierającego przekaźnik lub tranzystor kluczujący. Do tego układu dołączony jest monitor, zazwyczaj w układzie multiwibratora, z małym głośnikiem na wyjściu.

Przy nadawaniu kresek, których czas trwania jest równy czasowi trwania trzech kropek, sygnał z generatora kropek przechodzi do dzielnika częstotliwości (przez 2) i przybiera postać przedstawioną na rys. 1.27b — wykres drugi. Układ sumujący jest sterowany wówczas dwoma sygnałami: kropkami i z dzielnika częstotliwości. W wyniku tego na jego wyjściu pojawia się przebieg przedstawiony na ostatnim wykresie, czyli kreski.

Wyposażenie klucza telegraficznego w pamięć było dalszym udogodnieniem nadawania telegraficznego. Często bowiem zdarza się, szczególnie podczas pracy w pasmach 144 i 432 MHz (podczas łączności meteorowych, prób łączności dalekosiężnej lub zawodów), że ten sam krótki tekst trzeba wielokrotnie powtarzać i to nieraz w szybkim tempie (np. przy łącznościach MS). Wyprodukowanie monolitycznych pamięci scalonych umożliwiło zapisywanie w pamięci tych tekstów i wielokrotne ich nadawanie w dowolnym tempie. Rysunek 1.28 przedstawia schemat blokowy elek-



Rys. 1.28. Schemat blokowy elektronicznego klucza telegraficznego z pamięcią

tronicznego klucza telegraficznego z pamięcią typu RAM (*Random Access Memory*). Pamięć taka zawiera dużą liczbę (zależną od pojemności pamięci) prostych przerzutników RS, które są dołączane kolejno przez układ adresowy do wejścia i „zapamiętują” stany logiczne, które w danej chwili występują na wejściu pamięci. Bardzo popularne i dostępne są pamięci RAM 256 bitów, stosowane często w omawianych kluczach. Pojemność jednej takiej pamięci umożliwia wpisanie np. tekstu: CQ CQ CQ DE SP5QU SP5QU lub QRZ? QRZ? DE SP5QU SP5QU, bądź najdłuższego nawet tekstu, nadawanego w łącznościach meteorowych. Omawiany klucz zawiera:

1. Generator impulsów, pracujący stale i stanowiący zegar dla układu adresowego pamięci.

2. Układ formowania kropek, gdzie niesymetryczne impulsy zegarowe wyzwalają układ generujący impulsy symetryczne.
3. Dzielnik częstotliwości (przez 2).
4. Układ sumujący, gdzie odbywa się formowanie kresek.
5. Układ adresowy, umożliwiający dostęp do poszczególnych komórek pamięci, zarówno przy wpisywaniu do pamięci, jak i przy odczytywaniu.
6. Pamięć RAM 256, 512, 1024 lub więcej bitów.
7. Układ wyjściowy, zawierający przekaźnik kluczujący, sygnalizację i przełączanie rodzaju pracy klucza.
8. Monitor z małym głośnikiem, umożliwiający kontrolę własnego nadawania lub tekstów nadawanych z pamięci.

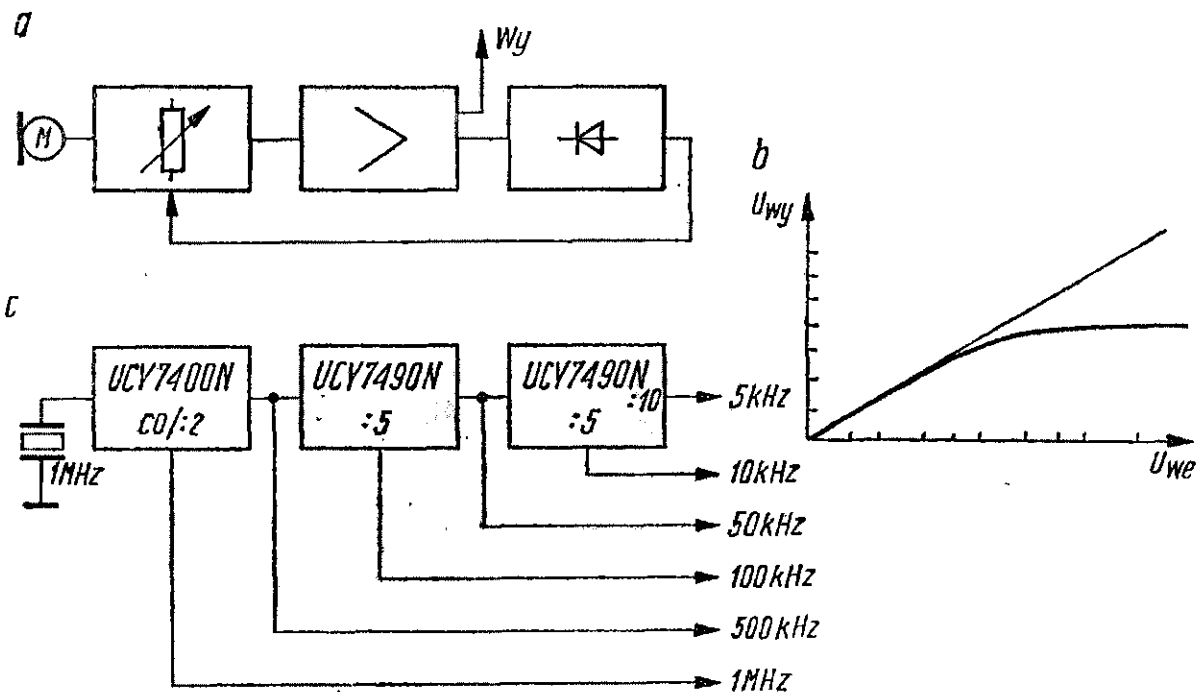
Klucz umożliwia trzy rodzaje pracy:

- nadawanie bez uczestnictwa pamięci,
- nadawanie z równoczesnym wpisywaniem do pamięci,
- kluczowanie nadajnika tekstem wpisanym do pamięci, jednorazowe lub powtarzane wielokrotnie. Możliwe jest korzystanie z każdej pamięci osobno (w kluczach zawierających więcej niż jedną pamięć), przy czym zazwyczaj dioda świecąca sygnalizuje zapełnienie pamięci. Bywają klucze z cyfrowym odczytem zapełnienia pamięci, jednak budowa ich jest kosztowna, a przydatność tej innowacji w normalnej pracy w eterze wydaje się być problematyczna.

Istnieją jeszcze inne elektroniczne klucze telegraficzne, podobnie ułatwiające nadawanie: klucze z pamięcią z rejestrów przesuwowych, gdzie wpisany tekst krąży w obiegu zamkniętym, klucze z matrycą diodową, nadające tylko tekst zakodowany w matrycy i klucze klawiszowe, na których nadaje się jak gdyby pisząc na maszynie.

Schematy blokowe dwóch jeszcze innych urządzeń przedstawiono na rys.1.29. Pierwszy schemat (rys. 1.29a) dotyczy kompresora dynamiki. Zadaniem jego jest zmniejszyć dynamikę sygnału mowy, modulującego nadajnik, dzięki czemu zwiększa się moc średnia nadajnika SSB, poprawiając wykorzystanie stopnia końcowego i zwiększając zasięg łączności. Działanie jego jest następujące. Sygnał z mikrofonu przechodzi przez stopień o wzmacnieniu, regulowanym w dużych granicach za pomocą napięcia stałego i podlega wzmacnieniu. Część napięcia wyjściowego m.cz.

zostaje wyprostowana i reguluje wzmocnienie stopnia regulowanego. Przy wzroście sygnału sterującego od zera początkowo ma miejsce liniowy przyrost napięcia wyjściowego, a następnie następuje zakrzywienie przebiegu, tak jak to przedstawiono na rys. 1.29b, a przyrostom liniowym napięcia wejściowego odpowiadają teraz coraz mniejsze przyrosty napięcia na wyjściu. Podobny układ zawierają magnetofony z automatyczną regulacją poziomu zapisu. Schematy ideowe szeregu kompresorów dynamiki zebrano w rozdziale 2.



Rys. 1.29. Schematy blokowe kompresora dynamiki i kalibratora częstotliwości

Cyfrowe układy scalone umożliwiają łatwe wykonywanie kalibratorów częstotliwości, w których częstotliwość drgań rezonatora kwarcowego może być dzielona wielokrotnie. Przykład takiego kalibratora przedstawiono na schemacie blokowym (rys. 1.29c). Użyto tu 3 układów scalonych TTL. Z generatora kwarcowego 1 MHz otrzymuje się częstotliwości: 1 MHz, 500, 100, 50, 10 i 5 kHz. Tak gęsta siatka częstotliwości pozwala na dostatecznie dokładne wyskalowanie odbiornika.

Schematy blokowe i omówienia zasady działania innych urządzeń krótkofalarskich opisano dalej.

W rozdziale tym zebrano schematy ideowe stopni nadajników w takiej kolejności, w jakiej uszeregowane są zazwyczaj w nadajniku fonicznym i telegraficznym. Obszernie omówione są generatory wielkiej częstotliwości, pełniące tak ważną rolę w nadajniku i decydujące w bardzo dużym stopniu o jakości emisji. Także sporo miejsca poświęcono przeglądowi układów formowania sygnału SSB, ze szczególnym uwzględnieniem filtrów SSB, szczególnie popularnych ostatnio filtrów drabinkowych. Dalej następuje przegląd układów małej częstotliwości w urządzeniach nadawczych : wzmacniaczy mikrofonowych, wzmacniaczy modulacyjnych z kształtowaniem pasma akustycznego i dynamiki, a także wzmacniaczy modulujących AM i FM. Na zakończenie przeglądu układów formowania sygnału podano schematy kilku wzbudnic.

Powielacze, stopnie sterujące i różne stopnie wyjściowe nadajników — to tematy następnych podrozdziałów. Na zakończenie rozdziału omówiono parę przykładów wykonania transwerterów i wzmacniaczy liniowych.

2.1. Generatory w.cz.

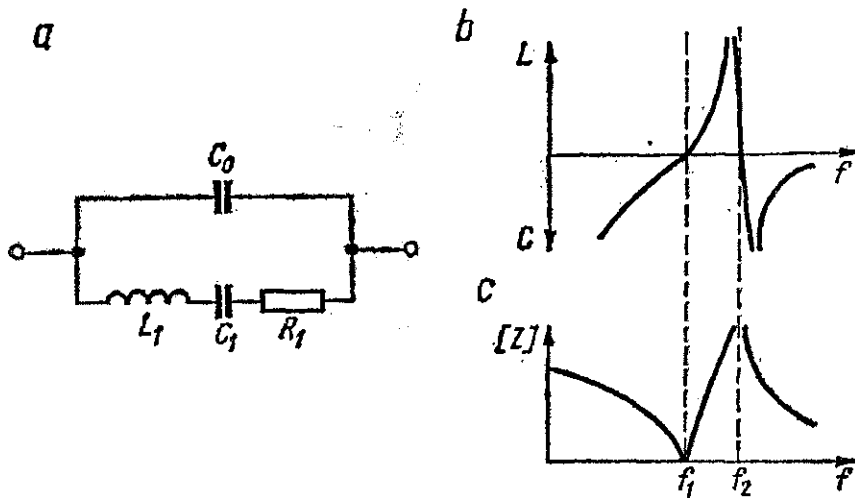
Zadaniem generatora wielkiej częstotliwości w nadajniku lub odbiorniku jest dostarczenie sygnału sterującego o ściśle określonej częstotliwości, odpowiedniej amplitudzie i pozbawionego częstotliwości niepożądanych. Generatory mogą pracować wprost na częstotliwości pracy nadajnika, na częstotliwości kilkakrotnie mniejszej, która jest następnie powielana do pożądanej wielkości, bądź na

każdej innej częstotliwości, która po zmieszaniu z produktem innego generatora da częstotliwość pożądaną. Rozróżniamy dwie podstawowe grupy generatorów: generatory o stałej częstotliwości, stabilizowane rezonatorem kwarcowym, rezonatorem elektromechanicznym lub piezoceramicznym oraz generatory o zmiennej częstotliwości; *VFO* (*Variable Frequency Oscillator*), w których o częstotliwości drgań decyduje częstotliwość rezonansowa obwodu *LC* i w których zmiana wartości pojemności lub indukcyjności pozwala zmieniać częstotliwość oscylacji. W szczególnych przypadkach wykonuje się generatory *LC* pracujące na stałej częstotliwości (np. w *BFO* odbiornika) lub generatory kwarcowe, umożliwiające zmianę w niewielkich granicach częstotliwości pracy.

Od każdego generatora wymagamy możliwie największej stabilności częstotliwości w funkcji zmian temperatury, zmian obciążenia i zmian napięcia zasilającego, dużej amplitudy napięcia wyjściowego i zazwyczaj sinusoidalnego, niezniekształconego napięcia wyjściowego (wyjątek stanowią układy impulsowe, kalibratory częstotliwości i inne, w których duża zawartość harmonicznych w sygnale z generatora jest pożądana). Równoczesne spełnienie wszystkich wymienionych wymagań jest bardzo trudne, toteż często wykonuje się układy kompromisowe, bądź wybiera układy spełniające tylko niektóre wymagania. Stąd tak wiele układów generacyjnych spotykamy w literaturze technicznej.

2.1.1. Generatory kwarcowe częstotliwości podstawowych

Największą stałość częstotliwości zapewniają generatory kwarcowe. Są powszechnie stosowane w nadajnikach i odbiornikach aparatury radiokomunikacyjnej, w przyrządach kontrolno-pomiarowych, zegarach itp. W tych generatorach o częstotliwości pracy decyduje rezonator kwarcowy: odpowiednio wycięta płytka kwarcu, znajdująca się pomiędzy dwiema okładzinami. Rezonator kwarcowy wytwarza dwa rodzaje rezonansu: szeregowy i równoległy, a częstotliwości rezonansowe są odległe od siebie od 2 do 15 kHz. Częstotliwość rezonansu szeregowego jest mniejsza niż częstotliwość rezonansu równoległego. Generatory kwarcowe są tak skonstruowane, że wykorzystywany jest tylko jeden rezonans.



Rys. 2.1. Schemat zastępczy i charakterystyki rezonatora kwarcowego

Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego i charakterystyki w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys. 2.1. Rezonator kwarcowy został tu przedstawiony jako dwójnik, przy czym jego dolna gałąź, zwana gałęzią dynamiczną, odwzorowuje właściwości piezoelektryczne płytki kwarcu i reprezentuje drgający układ mechaniczny. Górna gałąź, zwana statyczną, składa się z równoległej pojemności C_0 , w skład której wchodzi pojemność okładzin rezonatora kwarcowego i pojemności rozproszone oprawki. Indukcyjność L_1 w gałęzi dolnej odpowiada indukcyjności mechanicznej rezonatora, C_1 odpowiada pojemności mechanicznej, a R_1 odpowiada stratom mechanicznym rezonatora.

Jak wynika z rys. 2.1b, przedstawiającego reaktancję kwarcu w zależności od częstotliwości w pobliżu rezonansu, dla częstotliwości leżących poniżej częstotliwości rezonansu mechanicznego płytki kwarcowej (oznaczonej f_1), reaktancja ma charakter pojemnościowy. Przy częstotliwości f_1 reaktancja praktycznie nie występuje: występuje jedynie niewielka rezystancja strat mechanicznych R_1 . Dla częstotliwości leżących pomiędzy f_1 i f_2 , reaktancja płytki kwarcowej ma charakter indukcyjny i razem z pojemnością C_0 tworzy obwód rezonansu równoległego dla częstotliwości f_2 . Dla częstotliwości większych niż f_2 rezonator kwarcowy ponownie stanowi reaktancję pojemnościową. Wykres z rys. 2.1c przedstawia przebieg impedancji płytki kwarcowej w funkcji częstotliwości. Wynika z tego wykresu, że impedancja maleje w miarę zbliżania się do częstotliwości f_1 , gdzie osiąga wartość zbliżoną

do zera, następnie szybko rośnie, aby przy częstotliwości f_2 osiągnąć wartość zbliżoną do nieskończoności, po czym szybko maleje. Powyższe krótkie omówienie właściwości rezonatora kwarcowego będzie potrzebne do zrozumienia zasady pracy generatorów kwarcowych i filtrów. A oto w skrócie podstawowe parametry rezonatorów kwarcowych w interpretacji przyjętej przez ZPR „OMIG”.¹⁾

Częstotliwość znamionowa f_0 jest zawsze uwidoczniwna na obudowie każdego rezonatora. Podawana jest w kHz (gdy wykorzystuje się rezonator przy częstotliwości podstawowej) lub w MHz (gdy rezonator ma być wykorzystywany na jednej z nieparzystych częstotliwości harmonicznych rezonansu mechanicznego — w owertonie). Częstotliwość wypadkowa (znamionowa) nie jest dokładną wielokrotnością częstotliwości podstawowej rezonatora: występują odchylenia rzędu $2 \dots 6 \cdot 10^{-4}$, o czym należy pamiętać wykorzystując taki rezonator na częstotliwości podstawowej. W rezonatorach produkcji ZPR OMIG w zakresie $10 \div 75$ MHz wykorzystuje się trzecią harmoniczną podstawowej częstotliwości drgań mechanicznych, w zakresie $50 \div 125$ MHz — piątą harmoniczną, a w zakresie $100 \div 175$ MHz — siódmą harmoniczną.

Częstotliwość pracy f_w różni się od częstotliwości znamionowej, co wynika ze współdziałania rezonatora kwarcowego z układem elektrycznym. Wartość różnicy zależy od rodzaju układu i od jakości wykonania rezonatora.

Tolerancja częstotliwości $\Delta f/f_0$ jest zawsze wartością zmienną, toteż w katalogach podaje się wartości graniczne. Na wielkość tolerancji mają wpływ:

- zmiany częstotliwości w wyniku zmian temperatury otoczenia,
- starzenie się rezonatora,
- narażenia mechaniczne,
- rodzaj i jakość podzespołów, z których jest wykonany obwód drgający,
- konstrukcja i technologia produkcji rezonatora.

Krajowe rezonatory mają tolerancję częstotliwości w granicach od $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ do $\pm 5 \cdot 10^{-8}$. Wartości te są podawane w katalogach: dla rezonatorów termostatowych w temperaturze pracy termostatu, dla pozostałych w temperaturze $+25^\circ\text{C}$.

¹⁾ ZPR „OMIG” — Zakład Podzespołów Radiowych „OMIG”.

Zależność częstotliwości od temperatury. Nie wszystkie typy rezonatorów kwarcowych są przystosowane do pracy w szerokim zakresie temperatury. Odchyłki częstotliwości rezonansowej spowodowane zmianą temperatury określa współczynnik zwany temperaturową zmianą częstotliwości $\Delta f/f$. Zależy on od rodzaju cięcia płytki kwarcowej, jej rozmiarów i staranności wykonania rezonatora. Produkują się rezonatory do pracy w następujących zakresach temperatury: $-55 \dots +105^{\circ}\text{C}$, $-55 \dots +90^{\circ}\text{C}$, $-40 \dots +70^{\circ}\text{C}$, $-20 \dots +70^{\circ}\text{C}$, $-20 \dots +50^{\circ}\text{C}$, $0 \dots +60^{\circ}\text{C}$ i $+20 \dots +50^{\circ}\text{C}$. Te zakresy temperatur nie wymagają stosowania termostatów. Rezonatory o ostrzejszych wymaganiach techniczno-eksploatacyjnych pracują w wąskim zakresie temperatury, co wymaga stosowania odpowiednich termostatów, pracujących zazwyczaj w zakresie temperatury $+50 \dots +85^{\circ}\text{C}$.

Starzenie. Starzenie rezonatora kwarcowego powoduje zmianę częstotliwości rezonansowej i rezystancji dynamicznej rezonatora kwarcowego. Zmiana ta ma charakter trwały i jest największa w okresie trzech miesięcy od wyprodukowania i rozpoczęcia pracy rezonatora i może wahać się od $\pm 2 \cdot 10^{-6}$ do $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ wartości tych wielkości. Rezystancja zmienia się w granicach do $\pm 10\%$ wartości początkowej. Po kilku miesiącach pracy zmiana częstotliwości większości rezonatorów kwarcowych nie jest większa niż 10^{-6} wartości częstotliwości nominalnej.

Rezystancja dynamiczna (R_1). Rezystancja dynamiczna w rezonatorach kwarcowych wykazuje dużą zależność od poziomu wysterowania rezonatora, szczególnie wtedy, gdy pracuje on na harmonicznym drganiu mechanicznego. Wzrasta silnie przy obciążeniu generatora, prowadząc niekiedy do zerwania drgań. W katalogach podawane są wartości graniczne rezystancji dynamicznej szeregowej, której rezonator nie może przekroczyć w określonej temperaturze.

Oznaczenia rezonatorów produkcji ZPR OMIG

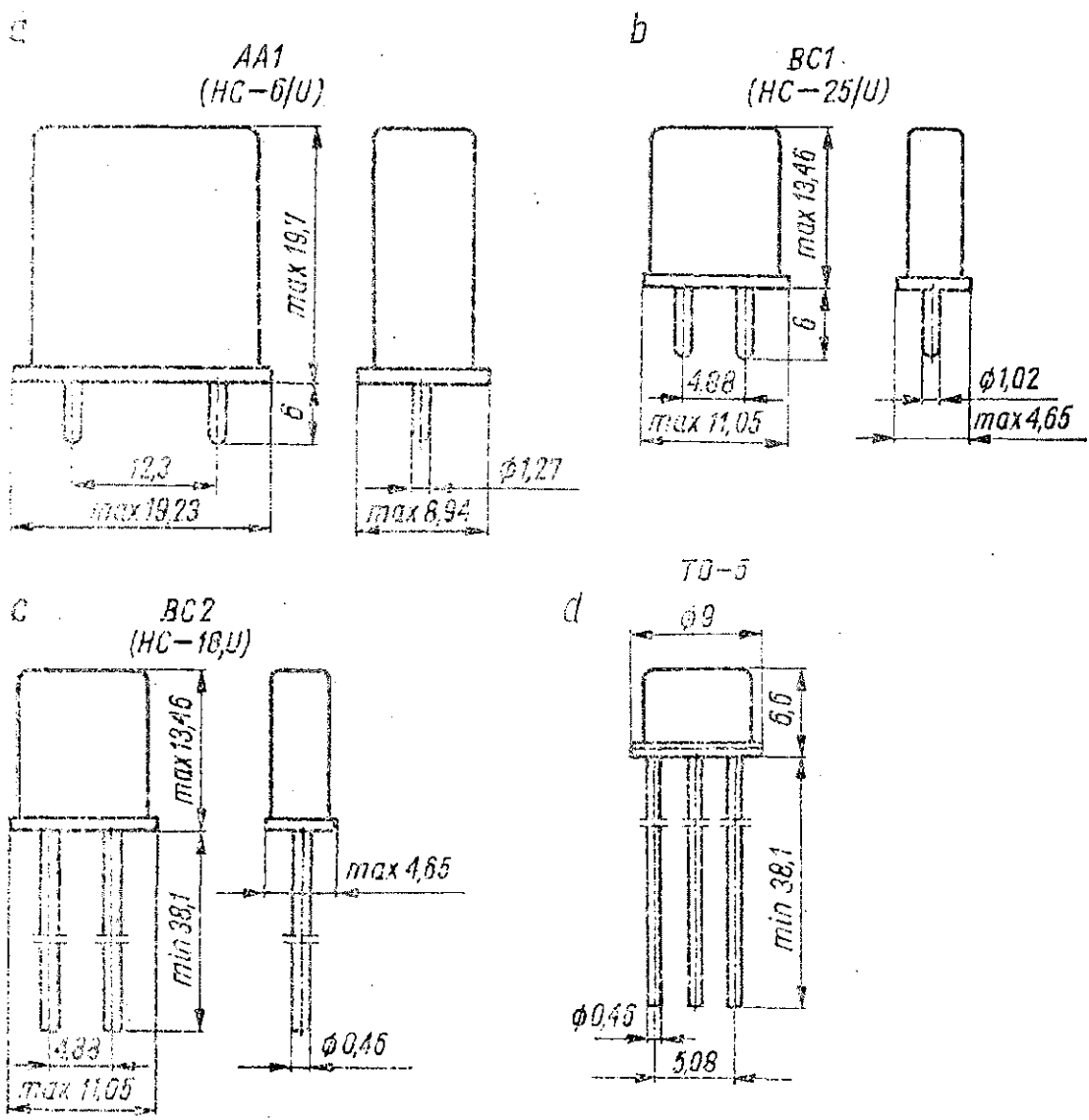
Ze względu na zastosowanie w układzie elektronicznym, wszystkie rezonatory dzielą się w następujący sposób:

— rezonatory sterujące — stosowane w układach drgających do stabilizacji częstotliwości — oznaczane symbolem RS,

- rezonatory filtrowe — stosowane w układach filtrowych — oznaczane symbolem RF,
- rezonatory wysokostabilne — zapewniające stabilność częstotliwości nie gorszą niż 10^{-6} w ciągu roku, oznaczane są symbolem RWS (jeżeli pracują jako rezonatory sterujące) i RWF (jeżeli pracują jako rezonatory filtrowe).

Oprócz oznaczeń literowych są jeszcze stosowane oznaczenia cyfrowe, za pomocą których określa się rodzaj obudowy, częstotliwość, przy której drga płytka kwarcowa oraz kolejne wykonanie danego typu rezonatora. Pierwsza cyfra po indeksie literowym oznacza:

- 1 — obudowa miniaturowa typu AA1 (odpowiadająca obudowie amerykańskiej HC6/U) przedstawiona na rys. 2.2a,



Rys. 2.2. Obudowy rezonatorów kwarcowych (najczęściej spotykane)

- 2 — obudowa subminiaturowa typu BC1 (odpowiadająca obudowie amerykańskiej HC25/U) — rys. 2.2b,
- 3 — obudowa subminiaturowa typu BC2 (odpowiadająca obudowie amerykańskiej typu HC18/U) — rys. 2.2c,
- 4 — obudowa subminiaturowa typu TO5, typu tranzystorowego, przedstawiona na rys. 2.2d,
- 5 i 6 — obudowy mające osłony o długości powyżej 20 mm lub obudowę szklaną.

Druga cyfra po indeksie literowym jest parzysta dla rezonatorów w obudowach lutowanych lub zatapianych i oznacza:

- 0 — drgania o częstotliwości podstawowej,
- 2 — drgania przy trzeciej harmonicznej,
- 4 — drgania przy piątej harmonicznej,
- 6 — drgania przy siódmej harmonicznej.

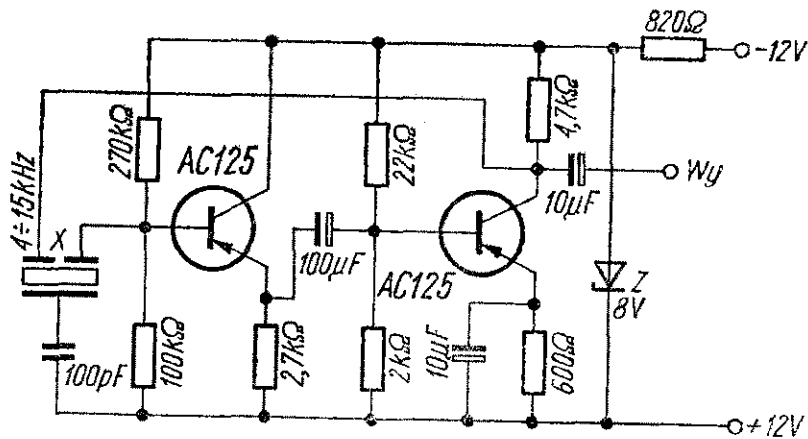
Druga cyfra nieparzysta, stosowana przy obudowach zamykanych na zimno oznacza:

- 1 — drgania o częstotliwości podstawowej,
- 3 — drgania przy trzeciej harmonicznej,
- 5 — drgania przy piątej harmonicznej,
- 7 — drgania przy siódmej harmonicznej.

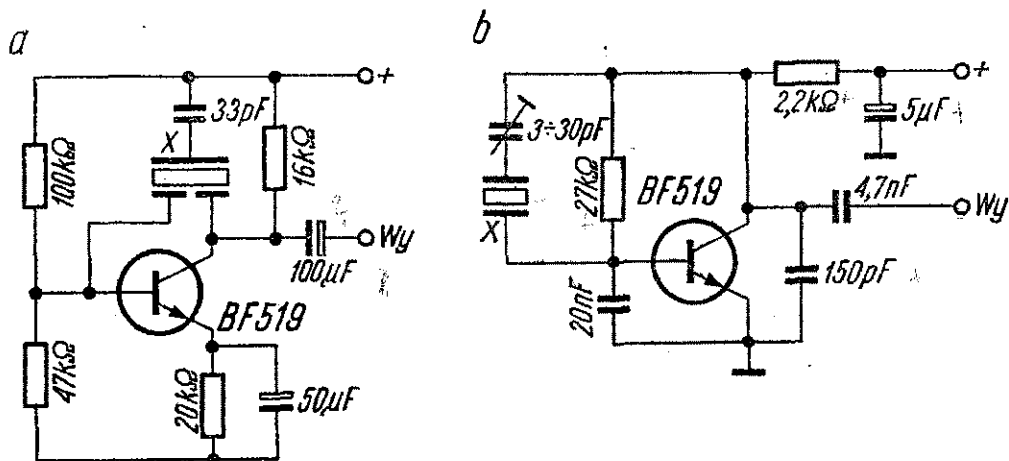
Litera N po dwóch literach i dwóch cyfrach oznaczenia rezonatora kwarcowego oznacza, że jest to rezonator termostatowy. Dwie ostatnie cyfry oznaczają kolejność wykonania danego typu. Powyższe oznaczenia stosowane są do rezonatorów produkowanych na licencji francuskiej. W dawniej stosowanych oznaczeniach dwie pierwsze litery oznaczały to samo co w obecnie stosowanych oznaczeniach, natomiast następna cyfra z literą oznaczały rodzaj grupy technologicznej.

Kilka najbliższych rysunków zawiera standardowe układy generacyjne (tranzystorowe), pochodzące z katalogu ZPR OMIG i zalecane przez wytwórcę do badania i eksploatacji rezonatorów kwarcowych o różnych cięciach i na różne zakresy częstotliwości.

Układ z rys. 2.3 zalecany jest dla rezonatorów kwarcowych o cięciach $X+5^\circ$ i XY, w obudowach konwencjonalnych, pracujących w zakresie 4 do 15 kHz. Układ z rys. 2.4a jest zalecany dla rezonatorów o cięciach $X+5^\circ$, NT i XY, w obudowach konwencjonalnych, pracujących w zakresie 1 do 50 kHz przy rezonansie szeregowym. Układ z rys. 2.4b zalecany jest dla rezonato-

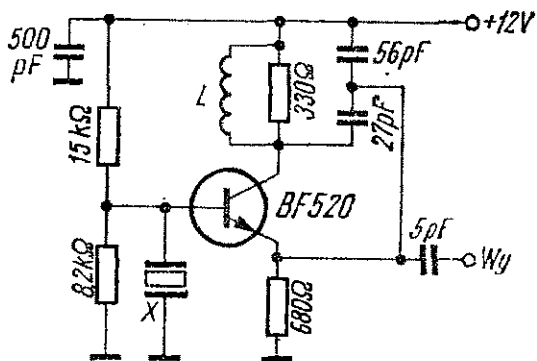


Rys. 2.3
Układ generatora
zalecany przez
wytwórnę
dla rezonatorów
pracujących
w zakresie
częstotliwości
4...15 kHz

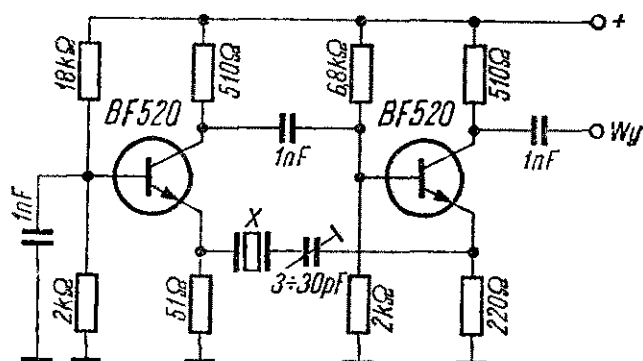


Rys. 2.4. Układ zalecany dla rezonatorów 1...50 kHz i 180...8500 kHz

rów o cięciach *CT*, *DT* i *GT* w obudowach konwencjonalnych i miniaturowych, pracujących w zakresie 180 do 8500 kHz. Na rysunku 2.5 przedstawiono schemat układu zalecanego dla rezonatorów kwarcowych o cięciach $X+5^\circ$ i *SL*, pracujących w zakresie 50 do 1000 kHz przy rezonansie szeregowym.

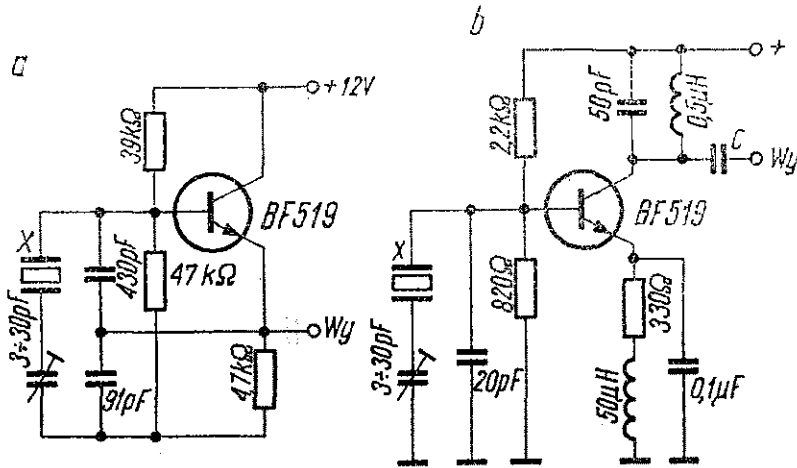


Rys. 2.5. Układ zalecany dla rezonatorów 500... kHz



Rys. 2.6. Układ generatora na zakres 1000...2000 kHz

Na rysunku 2.6 przedstawiono schemat zalecany dla rezonatorów o cięciu AT, pracujących w zakresie 1000 do 2000 kHz przy rezonansie równoległym; rys. 2.7a przedstawia układ zalecany dla rezonatorów kwarcowych o cięciu AT, pracujących w zakresie 800 do 20 000 kHz przy antyrezonansie (rezonansie równoległym), a rys. 2.7b — układ dla rezonatorów o cięciu AT, pracujących przy trzeciej harmonicznej w zakresie 10 do 60 MHz.



Rys. 2.7. Układ generatora 800...20000 kHz i generatora pracującego na 3 harmonicznej w zakresie 10...60 MHz

Niektóre źródła podają, że rezonatory kwarcowe, przeznaczone do użytku przy rezonansie równoległym, mogą być z powodzeniem użyte w układach rezonansu szeregowego, jeśli pojemność równoważna wartości określonej dla układu równoległego, zwykle 20, 30, 50 lub 100 pF, będzie włączona szeregowo z kwarcem. Nie jest to ściśle: w tym układzie kwarcie będą oscylowały powyżej swojej częstotliwości nominalnej i zazwyczaj nie jest możliwe obniżenie tej częstotliwości przez obciążanie kwarcu pojemnością.

Dla rezonatorów pracujących w układzie rezonansu równoległego musi być określona wartość pojemności obciążającej (równoległej). Trzeba przy tym wziąć pod uwagę pojemność układu równoległą do kwarcu i pojemności rozproszone. Zwykle przyjmuje się 30 pF jako sumę tych pojemności. Często w układ wmontowuje się trymer, aby dokładnie dobrać częstotliwość oscylacji.

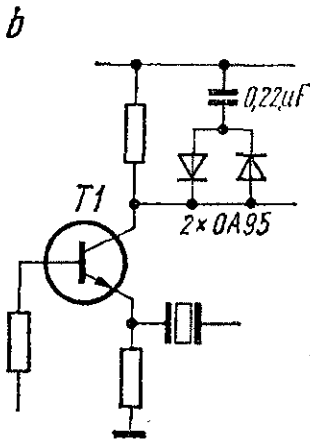
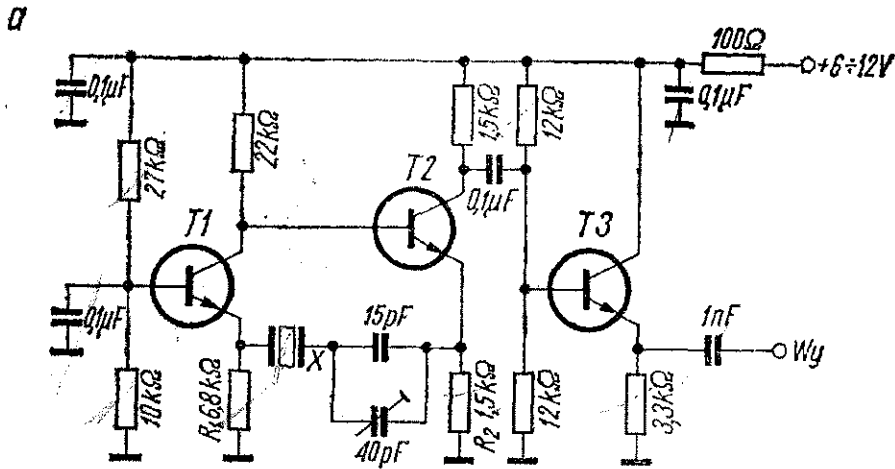
Wybór układu generatora zależy od zastosowania. Dokonamy przeglądu¹⁾ wielu układów generatorów kwarcowych i podamy

najważniejsze informacje ułatwiające wybór układu i wykonanie generatora.

W każdym generatorze pożądana jest możliwość korygowania częstotliwości, a także możliwość dobrania sprzężenia zwrotnego (najlepiej przez zmianę wartości rezystancji lub pojemności w układzie), aby móc ograniczyć moc wydzielaną w kryształach. Największa dopuszczalna moc tracona w rezonatorach pracujących na częstotliwościach podstawowych w zakresie 1 do 20 MHz i w rezonatorach na częstotliwości harmoniczne (owertonowych) nie przekracza 200 μ W. Większość kwarców na częstotliwości mniejsze niż 1 MHz ma maksymalną dozwoloną moc strat około 100 μ W, ale w zasadzie powinny pracować ze stratami poniżej 50 μ W. Praca rezonatorów kwarcowych powyżej lub w pobliżu maksymalnej mocy strat obniża stabilność generatora. Należy pamiętać, że generatory kwarcowe są źródłem częstotliwości, a nie mocy.

Generatory aperiodyczne. Generatory te nie zawierają obwodów rezonansowych i mogą pracować w szerokim zakresie częstotliwości. Jedynym elementem, który należy zmieniać przy zmianie częstotliwości, jest rezonator. Brak obwodów rezonansowych jest poważną zaletą, szczególnie przy mniejszych częstotliwościach, gdy elementy obwodów mają duże gabaryty. Generatory aperiodyczne nie są jednak pozbawione wad. Niektóre rezonatory kwarcowe na mniejsze częstotliwości, szczególnie o cięciach *CT* i *DT* mają tendencję do generowania niepożądanych częstotliwości. Dlatego też dobrze jest, konstruując taki generator, sprawdzić częstotliwość oscylacji i czy nie występują częstotliwości niepożądane. Aktywność niektórych kwarców na częstotliwościach wyższych rzędów (harmonicznym) bywa czasem większa niż na częstotliwości podstawowej i dlatego generatory z tymi rezonatorami łatwo generują częstotliwości niepożądane. Jednym ze sposobów zapobieżenia temu zjawisku jest użycie w generatorze tranzystorów o dużym wzmocnieniu (przy mniejszych częstotliwościach), które szybko spada powyżej częstotliwości pracy generatora.

¹⁾ Wykorzystano tu częściowo przegląd generatorów kwarcowych dokonany przez VK2ZTB w nr 3/79 czasopisma „Ham Radio”.

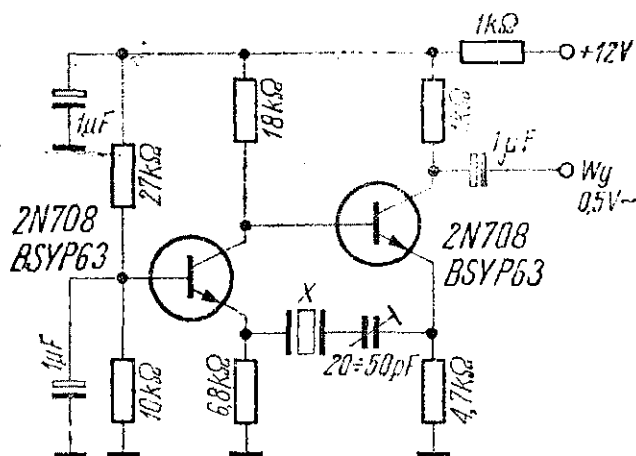


Rys. 2.8. Generator aperiodyczny Butlera

Układ z rys. 2.8a jest aperiodycznym generatorem Butlera, pracującym na częstotliwości rezonansu szeregowego kwarcu. Przebieg wyjściowy jest sinusoidalny, jednak 2 i 3 harmoniczne nie są mocno zredukowane. Zmniejszenie rezystancji emiterowej tranzystora T2 (R_2) zwiększa moc harmonicznych. Przy $1\text{ k}\Omega$ ma miejsce duża zawartość harmonicznych (z kwarcu 100 kHz aż do 30 MHz), co jest korzystne w przypadku kalibratora częstotliwości. Przy wysokich wymaganiach stałości częstotliwości zaleca się stabilizowanie napięcia zasilania. W opisanym generatorem może pracować wiele typów tranzystorów, dobór ich nie jest krytyczny. Dla częstotliwości pracy generatora powyżej 3 MHz , zaleca się stosowanie tranzystorów o f_T rzędu 100 MHz . Ograniczenie obciążenia kwarcu, korzystne z punktu widzenia stabilności, może być dokonane przez włączenie pomiędzy kolektor T1 i bazę T2, a plus napięcia zasilającego ogranicznika diodowego, tak jak to

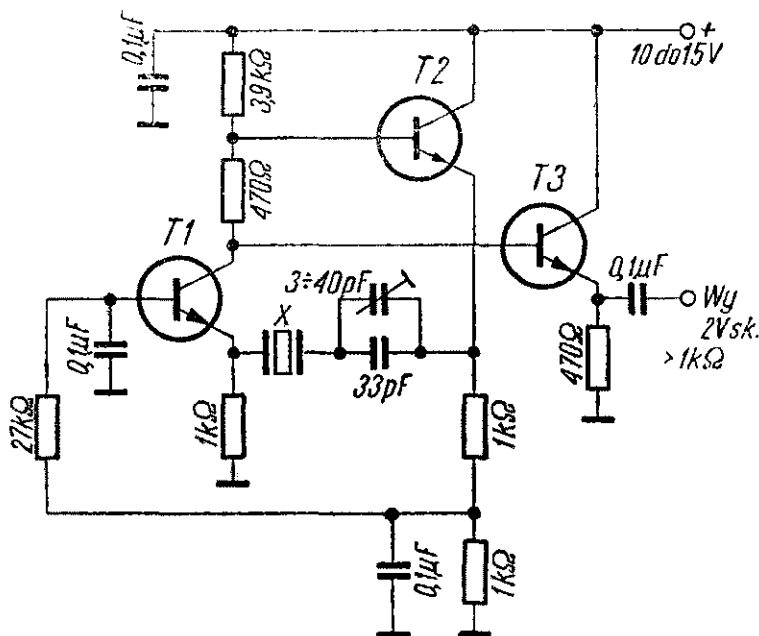
przedstawiono na rys. 2.8b. Omawiany generator pewnie pracuje do około 15 MHz.

Na rysunku 2.9 przedstawiono schemat nieco uproszczonego generatora Butlera. Jest on przeznaczony do współpracy z rezonatorami rezonansu szeregowego, w zakresie częstotliwości 50 do około 800 kHz. Napięcie wyjściowe dochodzi do 700 mV.



Rys. 2.9
Uproszczona wersja
generatora Butlera

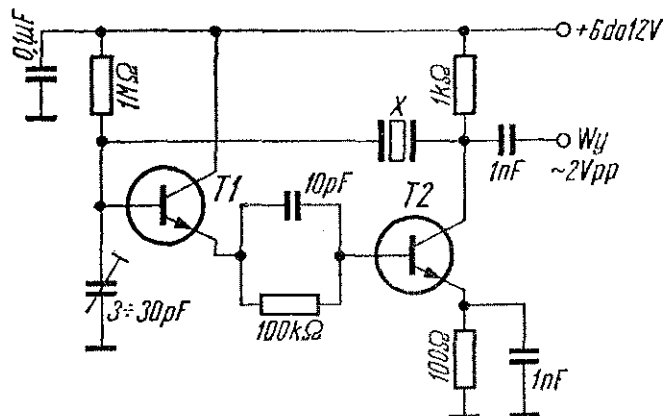
Następny generator aperiodyczny, którego schemat przedstawiono na rys. 2.10 jest podobny do pierwszego. Opisany został przez M. Lane. Uwagi odnoszące się do generatora w układzie Butlera odnoszą się także do tego układu. Jest on jedynie bardziej wrażliwy na zmiany napięcia zasilania. Zmiany obciążenia także wpływają na częstotliwość, pomimo zastosowania wtórnika



Rys. 2.10
Generator aperiodyczny
M. Lane'a

emiterowego. Zalecane jest minimalne obciążenie $1\text{ k}\Omega$. Omówione dotychczas generatory są układami rezonansu szeregowego, zaadoptowanymi do współpracy z rezonatorami rezonansu równoległego. Jeśli używa się kwarcu przeznaczonego do pracy w układzie rezonansu szeregowego, to pojemności połączone szeregowo z kwarcem należy zewrzeć.

Aperiodyczny generator rezonansu równoległego przedstawia schemat z rys. 2.11. Jest to szeregowy wzmacniacz prądu stałego



Rys. 2.11
Generator aperiodyczny
rezonansu równoległego

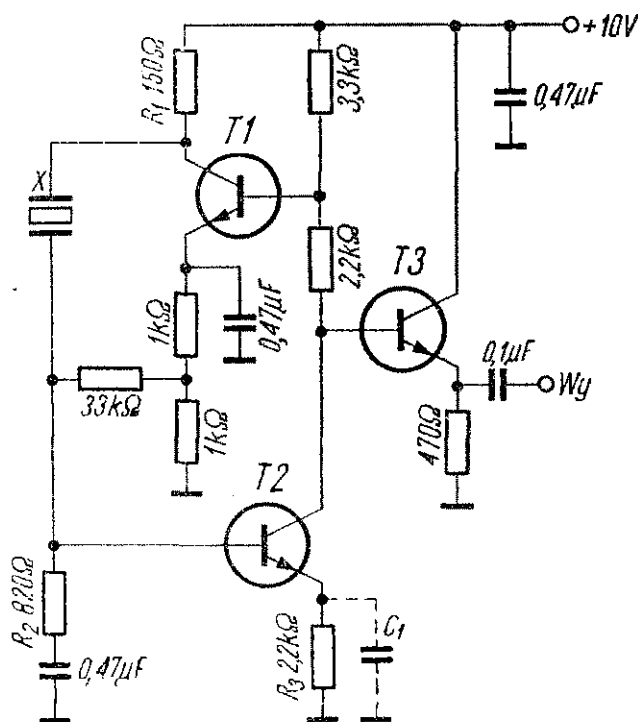
z kwarcem w układzie sprzężenia zwrotnego. Trymer w bazie T1 pozwala na korektę częstotliwości. Zaleca się stosowanie separatora po tym generatorze. Sygnał wyjściowy nie jest czystą sinusoidą i zawartość harmonicznych jest względnie duża.

Można znaleźć w literaturze technicznej więcej jeszcze aperiodycznych układów generatorów, jednak tu omówione mają względnie powtarzalne parametry.

Generatory mniejszych częstotliwości

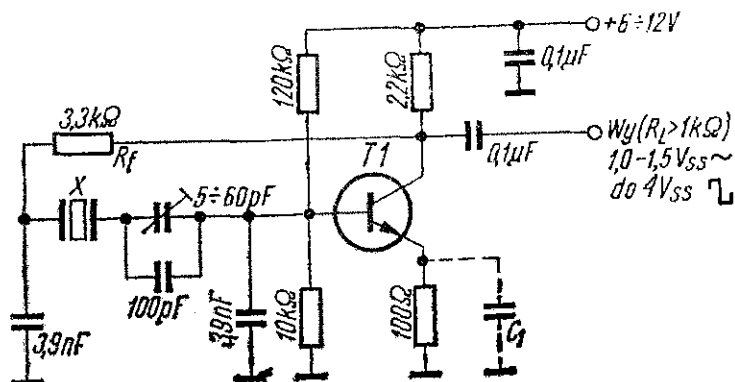
Rezonatory kwarcowe na częstotliwości w granicach 50 do 500 kHz są zwykle cięcia *CT* lub *DT*, lecz niezależnie od rodzaju cięcia wymagają specjalnych zabiegów, nietypowych dla części spotykanych rezonatorów cięcia *AT* lub *BT*, używanych na większych częstotliwościach. Mają one tendencję do oscylowania na częstotliwościach harmonicznych, zwykle na drugiej harmonicznej.

Układ generatora z rys. 2.12 ma dwie zalety: nie wymaga obwodu strojonego i dostarcza sygnału wyjściowego sinusoidalnego lub prostokątnego. W drugim przypadku kondensator C_1 powinien mieć pojemność $1 \mu\text{F}$ (nie elektrolityczny!). Dla kwarców w zakresie 20 do 150 kHz zaleca się tranzystory 2N3565, 2N2920 lub 2N2979. Z tranzystorów produkcji polskiej wydają się być odpowiednie „gorsze” tranzystory krzemowe, jak np. BF 506. Dla częstotliwości pracy w granicach 150 do 500 kHz odpowiednie są tranzystory m.cz., takie jak: BC 107, BFY 39, BC 527, BC 547 i wymienione wyżej. Stabilność generatora jest dobra, a układ jest zalecany do współpracy z kłopotliwymi rezonatorami starego typu w oprawkach FT241. Jeśli nie udaje się wzbudzić kwarcu, oznacza to, że ma większą rezystancję dynamiczną (o ile nie jest uszkodzony). W tym przypadku może pomóc zwiększenie rezystancji R_1 do 270Ω i R_2 do $3,3 \text{ k}\Omega$. Tłumienie drugiej harmonicznej przy wyjściu sinusoidalnym jest rzędu 30 dB.



Rys. 2.12
Schemat generatora
z wyjściem sinusoidalnym
i prostokątnym

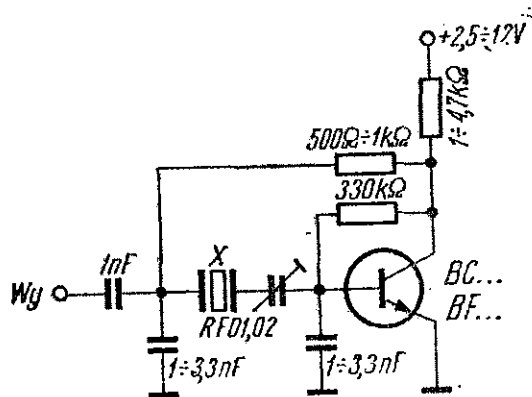
Nieco prostszy układ generatora rezonansu równoległego na częstotliwości w granicach 50 do 500 kHz przedstawiono na rys. 2.13. Może on stanowić doskonały generator fali nośnej i BFO dla pośrednich częstotliwości 455 do 500 kHz. Rezystor R_f decyduje o sprzężeniu zwrotnym: jeśli generator nie startuje, to na-



Rys. 2.13
Schemat generatora
na zakres
częstotliwości
50...500 kHz

leży zmniejszyć wartość tego rezystora. Zwiększenie R_f zmniejsza zawartość harmoniczných aż do -40 dB, co jest bardzo korzystne, jednakże przy znacznym zwiększeniu tej rezystancji generator może wymagać aż 20 sekund na osiągnięcie pełnego napięcia wyjściowego. Aby uzyskać napięcie wyjściowe bogate w częstotliwości harmoniczne należy zablokować rezystor emiterowy kondensatorem $0,1 \mu\text{F}$, co jest zaznaczone na schemacie linią przerywaną. Wartość skuteczna napięcia wyjściowego wzrośnie wówczas do około 4 V. Napięcie zasilania lepiej w tym przypadku zmniejszyć poniżej 9 V. Dla rezonatorów o katalogowej pojemności obciążenia 30 lub 50 pF należy zmniejszyć pojemność 100 pF, włączoną w szereg z kwarcem. W generatorze tym mogą pracować te same tranzystory, co w poprzednim.

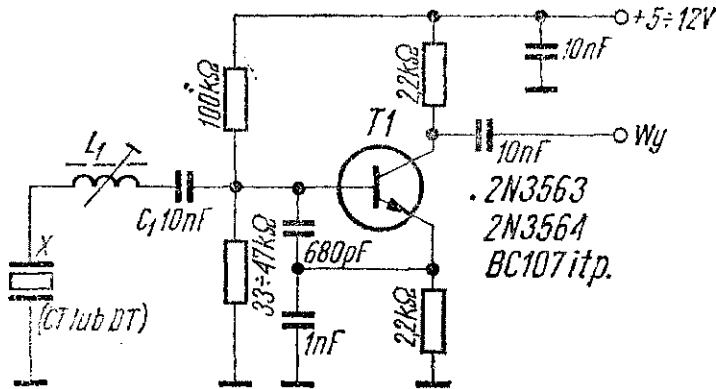
Schemat prostszej wersji tego układu przedstawiono na rys. 2.14. Autor wypróbował ten układ z rezonatorami 200 kHz i 500 kHz, a także z rezonatorami piezoceramicznymi RF01 i RF02 (opis w Biuletynie PZK nr 1/77). Można go znaleźć jako BFO do przenośnego odbiornika radiofonicznego, w celu przystosowania



Rys. 2.14
Uproszczona wersja generatora
z poprzedniego rysunku

go do odbioru stacji amatorskich. Dobór elementów nie jest krytyczny. Układ łatwo wzbudza się w dużym przedziale napięć zasilających. Niewielka zmiana częstotliwości jest możliwa — przez zmianę pojemności szeregowej z kwarcem, a także przez zmianę pozostałych pojemności.

Inny prosty układ przedstawiono na rys. 2.15. Ma on niewielką wadę; wymaga cewki.



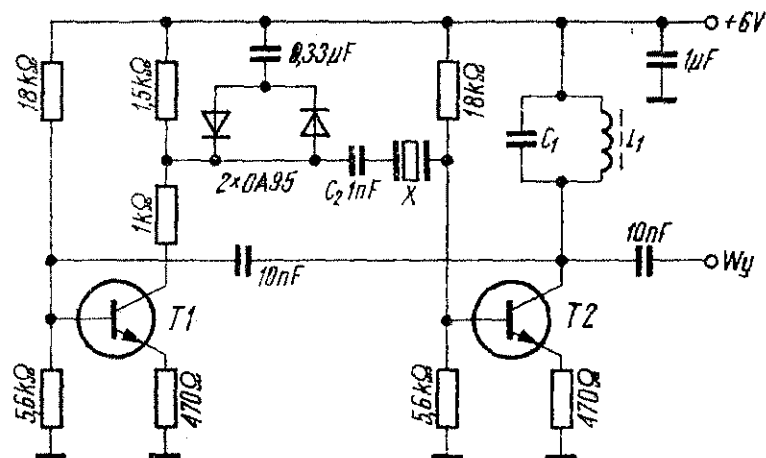
Rys. 2.15
Generator rezonansu szeregowego kwarcu z cewką dostrojącą

W przypadku konieczności przełączania kwarców układ ten jest wygodniejszy niż układ z rys. 2.13, ponieważ kwarc jest jedną końcówką dołączony do masy. Styki przełącznika w takim przypadku powinny być włączone pomiędzy cewkę L_1 i kondensator C_1 (każdy kwarc powinien mieć swoją własną cewkę, która służy do dostrojenia częstotliwości generatora). Pojemność styków przełącznika powinna być możliwie mała. Generator ten, opisany przez Fostera i Rankina, jest przeznaczony do współpracy z rezonatorami rezonansu szeregowego o cięciu *CT* i *DT* w zakresie 150 do 500 kHz. Kwarcie rezonansu równoległego mogą być tu także używane po wymianie C_1 na kondensator o mniejszej pojemności, równej katalogowej pojemności obciążenia. Jak już wspomniano, rezonatory na mniejsze częstotliwości mają tendencje do oscylacji na częstotliwościach niepożądanych, najczęściej na drugiej harmonicznej, dlatego zalecane jest stosowanie elementów *LC* w szereg z rezonatorem. Cewka L_1 powinna mieć indukcyjność w granicach 800 do 2200 μH dla kwarców o częstotliwościach w granicach 150 ... 300 kHz i w granicach 360 ... 960 μH dla częstotliwości 300 ... 550 kHz. Zawartość harmonicznych w opisanym generatorze utrzymuje się na poziomie -30 dB.

- Warto zdawać sobie sprawę z rodzaju cięć stosowanych przy wykonywaniu rezonatorów kwarcowych na różne częstotliwości:
- cięcie *JT* stosowane jest w rezonatorach na zakres 400 Hz ÷ ÷10 kHz,
 - cięcie *XY* stosowane jest w rezonatorach na zakres 1,5 kHz ÷ ÷10 kHz,
 - cięcie *NT* stosowane jest w rezonatorach na zakres 3 kHz ÷ ÷100 kHz,
 - cięcie $X + 5^\circ$ stosowane jest w rezonatorach na zakres 40 kHz ÷ ÷150 kHz,
 - cięcie *GT* stosowane jest w rezonatorach na zakres 90 kHz ÷ ÷200 kHz,
 - cięcie *CT* i *DT* stosowane jest w rezonatorach na zakres 100 kHz ÷ ÷550 kHz,
 - cięcie *AT* stosowane jest w rezonatorach na zakres 950 kHz ÷ ÷105 MHz,
 - cięcie *BT* stosowane jest w rezonatorach na zakres 3 MHz ÷ ÷30 MHz.

Rezonatory na najmniejsze częstotliwości o cięciach *JT*, *XY* i *NT* mają zazwyczaj 3 lub 4 wyprowadzenia.

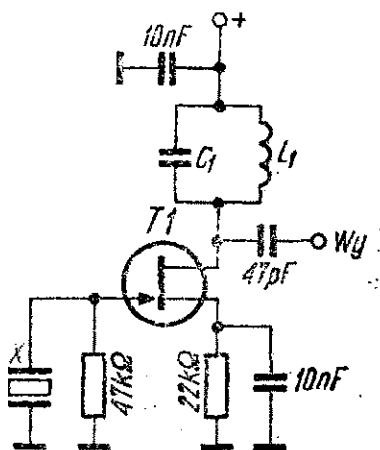
Generator, którego schemat przedstawiono na rys. 2.16, zalecany jest dla rezonatorów o cięciu $X + 5^\circ$, o częstotliwościach w granicach 40 ... 150 kHz, a także dla starszych typów rezonatorów o cięciu *GT* (stosowanym do 250 kHz) i trudno wzbudzających się rezonatorów o cięciu *DT*. Mogą tu być stosowane kwarce



Rys. 2.16. Schemat generatora dla trudno wzbudzających się kwarców

rezonansu szeregowego i równoległego. Dostrojenie częstotliwości kwarców rezonansu szeregowego możliwe jest za pomocą cewki L_1 . Dla kwarców równoległych kondensator C_2 powinien mieć pojemność równą $2/3$ typowej pojemności obciążenia, połączoną równoległe z trymerem $3 \dots 30$ pF. Trymer ten służy do ustawiania częstotliwości, L_1 natomiast stroi się na maksimum napięcia wyjściowego. Dla częstotliwości w pobliżu 50 kHz cewka L_1 powinna mieć indukcyjność około 2 mH, a kondensator C_1 pojemność 10 nF. Dla częstotliwości w pobliżu 100 kHz — odpowiednio 1 mH i 2200 pF. Tranzystory mogą być użyte takie jak w poprzednich układach. Dobór typu nie jest krytyczny. Po generatorze zaleca się stosowanie separatora.

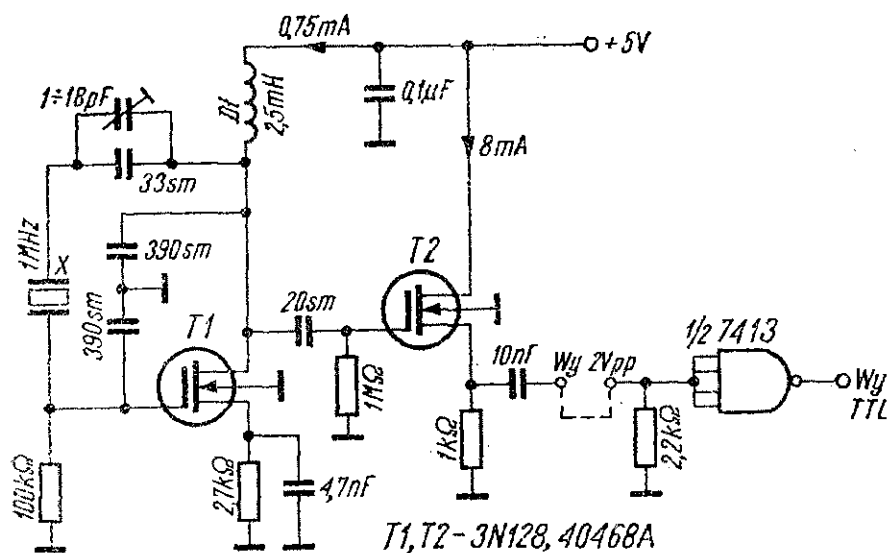
Często spotykany w literaturze układ generatora na mniejsze częstotliwości z tranzystorem polowym przedstawiono na rys. 2.17. Generator ma prosty układ i pracuje dość dobrze, lecz nie jest pozbawiony wad, takich jak wrażliwość na zmiany obciążenia (chyba że zastosuje się skuteczny separator) oraz zależność sprzężenia zwrotnego od pojemności bramka — dren (wielkość bardzo zmienna), co odbija się na stabilności generatora. Łatwość wzbudzenia zależy od egzemplarza użytego tranzystora i egzemplarza kwarcu.



Rys. 2.17
Schemat generatora na mniejsze częstotliwości z tranzystorem polowym

Generatory o częstotliwości 1 MHz są często stosowane w urządzeniach krótkofalarskich, np. jako kalibratory, generatory zegarowe do liczników częstotliwości, generatory częstotliwości odniesienia itp. W przypadku, gdy wymagane jest źródło sygnału o dużej stabilności częstotliwości można wykonać stabilny gene-

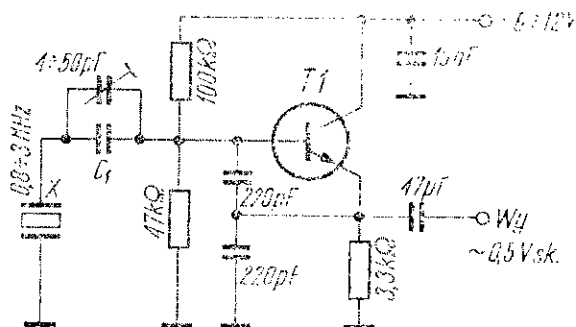
rator w układzie Pierce'a, którego schemat przedstawiono na rys. 2.18. Ma on podstawową stabilność (bez stabilizacji napięcia zasilania i bez termostatu) nie gorszą niż 10^{-6} , a z prostym termostatem można uzyskać stałość częstotliwości 10^{-8} na dobę. Zawartość harmonicznych jest mała. Wartość szczytowa napięcia wyjściowego wynosi około 2 V. Sterowanie układów TTL możliwe jest po dołączeniu na sinusoidalne wyjście generatora przetrzutnika Schmitta SN 7413. Generator ten był po raz pierwszy opisany w czasopiśmie *Electronics* nr 6/73 r.



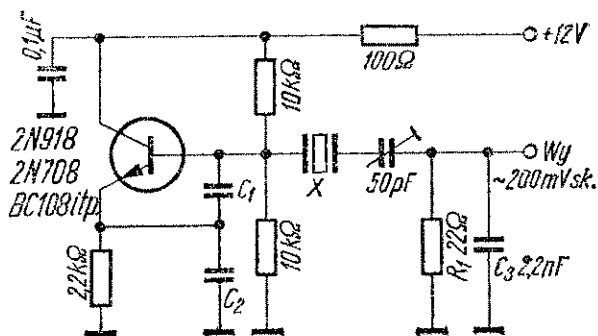
Rys. 2.18. Schemat stabilnego generatora 1 MHz z wyjściem sinusoidalnym i dla układów TTL (sm - mika srebrzona)

Schemat prostego generatora kwarcowego rezonansu równoległego przedstawiono na rys. 2.19. Z wartościami elementów podanymi na schemacie może pracować w zakresie częstotliwości 800 ... 3000 kHz. Sygnał wyjściowy jest sinusoidalny, o napięciu do 0,5 V, przy obciążeniu do 1 kΩ. Zawartość harmonicznych jest mniejsza niż -35 dB, jakkolwiek jest to w dużym stopniu zależne od tranzystora i napięcia zasilania. Dobór tranzystora nie jest krytyczny. Z krajowych tranzystorów doskonale nadają się typy BC 107, BF 520 i podobne.

Na zakończenie przeglądu układów generatorów kwarcowych na mniejsze częstotliwości warto zwrócić uwagę na układ, którego schemat przedstawiono na rys. 2.20. Opisał go Ulrich Rohde DJ2LR w czasopiśmie *Electronics Design* nr 21/75 r. Niezwykłość



Rys. 2.19. Generator rezonansu równoległego na zakres 800 kHz... 3 MHz



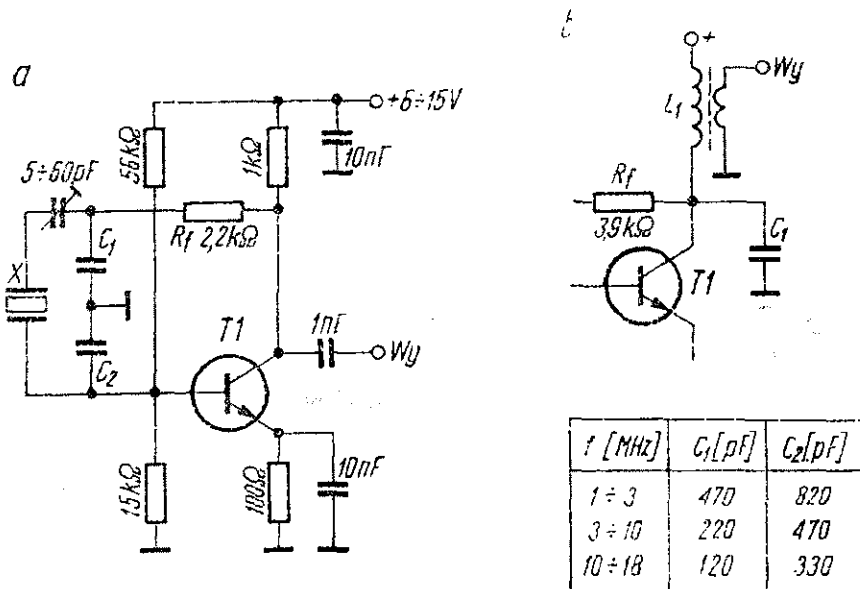
Rys. 2.20. Schemat generatora DJ2LR

tego układu polega na tym, że kwarc stanowi tu filtr tłumiący częstotliwości harmoniczne i szum generowany w układzie. Tłumienie trzeciej harmonicznej jest nie gorsze niż do poziomu -60 dB, a szerokość pasma szumu nie większa niż 100 Hz. Te właściwości czynią układ bardzo przydatnym do syntezerów częstotliwości i wyróżniają go spośród wielu innych układów, dających znaczny poziom szumów i częstotliwości harmonicznych. Dla częstotliwości generowanych, zawartych w granicach 800 kHz do 4 MHz pojemności C_1 i $C_3 = 2,2$ nF, a $C_2 = 560$ pF. Dla zakresu 4 ... 20 MHz pojemności te wynoszą odpowiednio 390 pF i 100 pF.

Generatory większych częstotliwości

Nowoczesne kwarcie produkowane na częstotliwości podstawowe 3 do 20 MHz mają zazwyczaj cięcie AT, natomiast starsze „demobilowe” kwarcie w oprawkach FT243 były przeważnie cięcia BT. Kwarcie AT mają zwykle o rząd wielkości lepszą stabilność temperaturową niż BT, ale te ostatnie mają z reguły grubsze płytki kwarcu, co zapewnia lepszą wytrzymałość mechaniczną.

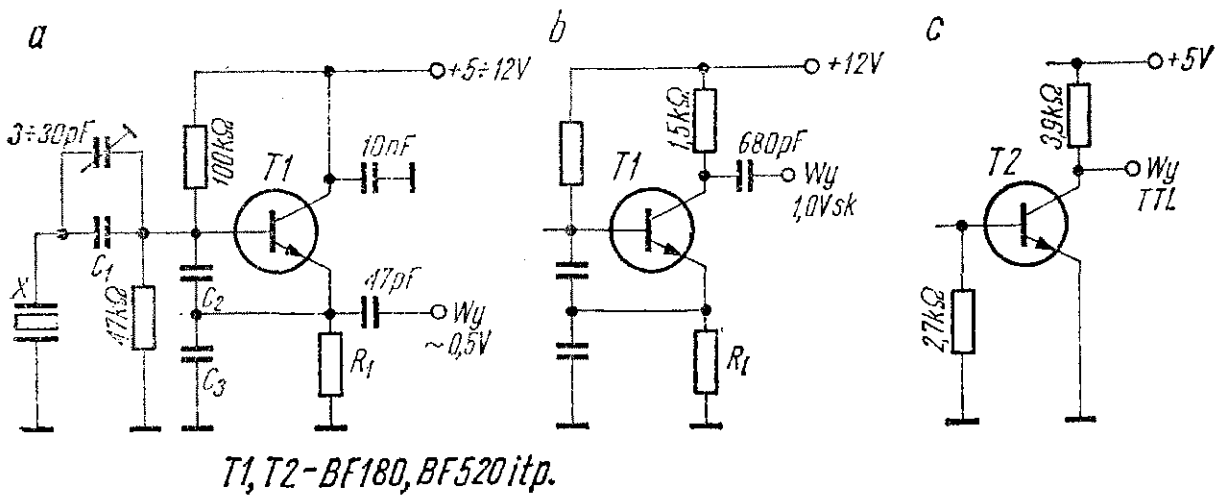
Układ z rys. 2.21a, przeznaczony do współpracy z rezonatorami kwarcowymi z rezonansu równoległego, został opisany przez M. Lane. Nie wymaga on obwodu rezonansowego. Jest to właściwie układ z rys. 2.13, adaptowany do większych częstotliwości. Układ jest zalecany do zastosowań niekrytycznych, gdzie dopuszczalna jest duża zawartość harmonicznych na wyjściu, szczególnie odpowiedni do współpracy z rezonatorami w obudowach FT 243 i mającymi dużą rezystancję dynamiczną. Stabilność poprawia się i redukuje się zawartość harmonicznych przy powiększeniu rezystancji R_f .



Rys. 2.21. Schemat generatora rezonansu równoległego na zakres od 1 do 18 MHz

Dodanie obwodu strojonego, tak jak to przedstawiono na rys. 2.21b, zmniejsza zawartość harmonicznych. Obwód strojony powinien mieć dużą dobroć (przy $Q = 50$ i $R_f = 3,9 \text{ k}\Omega$ druga harmoniczna jest na poziomie -35 dB , natomiast przy $Q = 160$ i R_f jak wyżej — zawartość drugiej harmonicznej spada do -50 dB). Napięcie wyjściowe wzrasta przy cewce o większej dobroci. Sygnał może być pobierany z cewki sprzęgającej lub przez kondensator z kolektora tranzystora. Pierwsze wyjście jest bardziej zalecane. Strojenie obwodu powoduje występowanie zjawiska przeciągania częstotliwości. Zmiany obciążenia mają wpływ na częstotliwość pracy generatora, toteż zalecany jest separator. Opisany generator można wykorzystywać od 1 MHz do około 18 MHz.

Schemat innego prostego generatora, nie wymagającego obwodu strojonego, przedstawiono na rys. 2.22. W literaturze technicznej są często spotykane różne odmiany tego układu. Jest on przeznaczony do współpracy z rezonatorami rezonansu równoległego. W miejsce rezystora R_1 można zastosować dławik w.c.z. lub obwód rezonansowy, ale nie jest to konieczne. Dwukrotnie większe napięcie wyjściowe można uzyskać po włączeniu do obwodu kolektora tranzystora rezystancji $1,5 \text{ k}\Omega$ i przy pobieraniu napię-



Rys. 2.22. Schemat generatora rezonansu równoległego na zakres od 0,95 do 21 MHz

cia wyjściowego z kolektora — tak jak to przedstawiono na rys. 2.22b. Napięcie wyjściowe do sterowania układów TTL może być pobierane z układu przedstawionego na rys. 2.22c, dołączonego do generatora w wersji z rysunku 2.22b. Jednakże w górnej części pasma pracy generatora (w pobliżu 20 MHz) może być trudne uzyskanie wystarczającej amplitudy.

W przeciwieństwie do generatora z rys. 2.21a, zawartość harmonicznych w omawianym układzie jest mała. Zależy w znacznym stopniu od tranzystora i napięcia zasilania, ale zazwyczaj jest mniejsza niż -30 dB. Stabilność generatora jest dobra: zmiana napięcia zasilania od 5 do 10 V powoduje zmianę częstotliwości o około 0,001%, a zmiany temperatury w granicach od 0 do $+60^{\circ}\text{C}$ powodują zmiany częstotliwości nie większe niż wspomniana zmiana napięcia zasilania. Generator może pracować w zakresie częstotliwości od 0,95 MHz do około 21 MHz. Przy zmianach częstotliwości rezonatora kwarcowego muszą ulec zmianie wartości niektórych elementów, tak jak to przedstawiono w tabelicy 2.1.

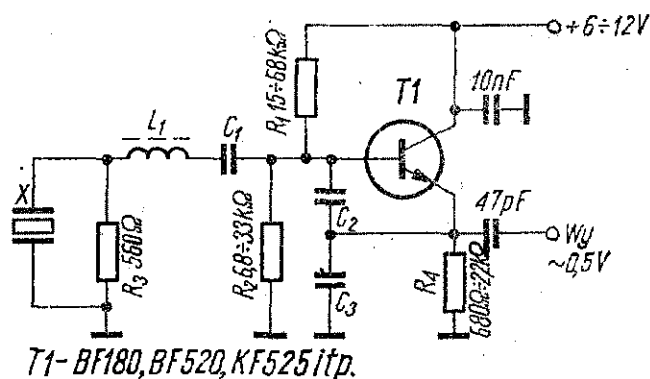
Układ z rysunku 2.23 jest przeznaczony do współpracy z rezonatorami rezonansu szeregowego. Cewka L_1 jest dostrojona do częstotliwości pracy. Aby mieć pewność, że układ będzie sterowany kwarcem, należy podczas uruchamiania zewrzeć kwarc i zestroić obwód na częstotliwość pracy. Następnie należy kwarc rozewrzeć i skorygować dostrojenie, kontrolując częstotliwość falomierzem. W żadnym wypadku obwód nastrojony na częstotli-

Tablica 2.1

Dane elementów RC do generatora z rys. 2.22

f [MHz]	R_1 [Ω]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]
0,95...3	3300	0...680	220	220
3...6	3300	30...120	150	150
6...10	2200	30...120	150	150
10...18	1200	30...120	100	100
18...21	680	30...120	68	33

Cewka L_1 nawinięta zwój przy zwoju przewodem Φ 0,18, na korpusie „televizyjnym”, o średnicy 7,5 \div \pm 8 mm z rdzeniem,



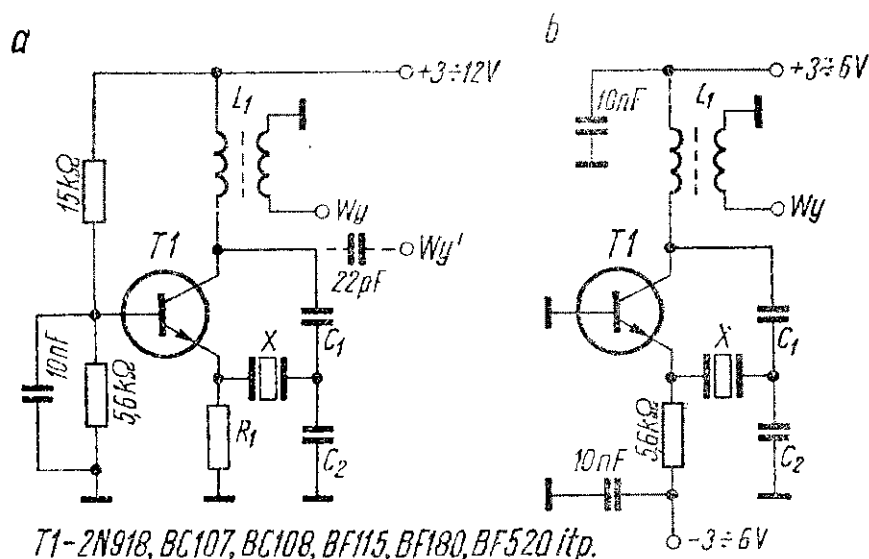
Rys. 2.23
Schemat generatora rezonansu szeregowego na zakres od 0,95 do 21 MHz

Tablica 2.2

Dane elementów RC do generatora z rys. 2.23

f [MHz]	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_3 [Ω]	R_4 [Ω]	C_1 [pF]	C_2 i C_3 [pF]	L_1 [zw]
0,95...1,65	68	33	—	2200	4700	680	140
1,6...2,5	68	33	—	2200	4700	680	65
2,5...4	68	33	560	1500	4700	220	65
4...6	15	6,8	560	1500	1000	270	40
6...10	15	6,8	560	1500	150	220	26
10...15	15	6,8	560	680	100	220	16
15...21	15	6,8	560	680	100	100	10

wość kwarcu nie powinien być umieszczony w kolektorze tranzystora. Natomiast może tam znaleźć się obwód nastrojony na wielokrotność częstotliwości kwarcu, dla uzyskania równoczesnego powielania częstotliwości. Ta uwaga odnosi się również do schematu z rys. 2.22. W obydwu generatorach może pracować bardzo wiele typów tranzystorów krzemowych *n-p-n*: w.cz., impulsowych i m.cz. — zależnie od częstotliwości. Można także stosować krzemowe i germanowe tranzystory *p-n-p*, oczywiście po zmianie biegunowości źródła zasilania.



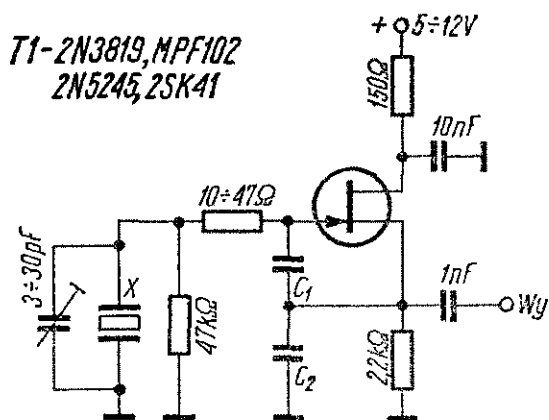
f [MHz]	C_1 [pF]	C_2 [pF]
$3 \div 10$	47	390
$10 \div 20$	22	220

Rys. 2.24. Schemat generatora współpracującego z kwarcami przeznaczonymi do pracy w rezonansie szeregowym i równoległym w zakresie 3 do 20 MHz

Na rysunku 2.24 przedstawiono schemat generatora wielkiej częstotliwości do współpracy z rezonatorami rezonansu szeregowego i równoległego. Sprężenie zwrotne zależy od stosunku pojemności C_1 i C_2 . Rdzeniem L_1 można przeciągnąć częstotliwość generatora. Dla zestrojenia generatora na właściwej częstotliwości należy po zwarceniu kwarcu zestroić L_1 przy pomocy *grid-dip-metra*. Separator po generatorze jest zalecany, ponieważ generator jest wrażliwy na zmiany obciążenia. Mniej wrażliwy jest na zmiany napięcia zasilającego. Moc tracona w kwarcu może być zmniejsz-

szona przez zmniejszenie rezystora R_1 . Im mniejsza jest jego wartość, tym mniejsza jest moc tracona w kwarcu i tym lepsza jest stabilność generatora. Napięcie wyjściowe wówczas nieco spada. W tym generatorze może być łatwo uzyskana stabilność 10^{-5} . Na rysunku 2.24b przedstawiono schemat nieco uproszczonej wersji tego generatora, jednakże wymagającej napięcia zasilania symetrycznego względem masy.

Schematy generatorów zbudowanych na tranzystorach polowych pochodzą wprost od układów budowanych na lampach elektronowych. Najbliższe schematy przedstawiają właśnie takie ukła-



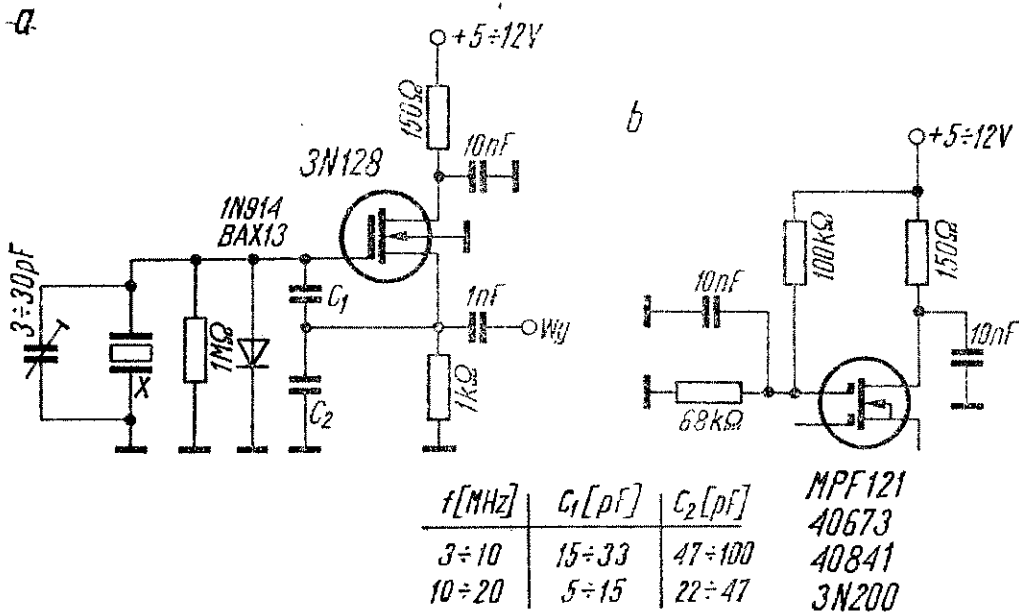
T1-2N3819,MPF102
2N5245,2SK41

f [MHz]	C_1 [pF]	C_2 [pF]
3-10	27	68
10-20	10	27

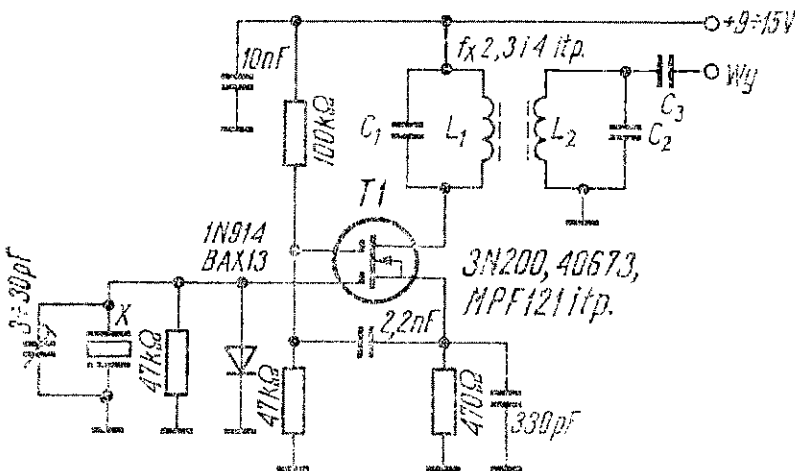
Rys. 2.25
Generator w układzie Colpittsa
z tranzystorem polowym

dy. Na rysunku 2.25 pokazano schemat generatora częstotliwości podstawowej kwarcu rezonansu równoległego z tranzystorem polowym złączowym. Jest to znany układ Colpittsa, podobnie jak następny generator z rys. 2.26. Zawartość harmonicznych na wyjściu jest mała i w dużym stopniu zależy od użytego tranzystora polowego. Straty w kwarcu można ograniczyć przez zmniejszenie pojemności C_1 . W generatorach z tranzystorami polowymi mogą występować częstotliwości pasożytnicze, ponieważ tranzystory te mają duże wzmocnienie jeszcze dla częstotliwości zakresu UKF. Rezystor 10 do 47 Ω w szereg z wyprowadzeniem bramki ma przeciwdziałać wzbudzeniu generatora na częstotliwościach pasożytniczych.

W generatorach pracujących na tranzystorach polowych z izolowaną bramką (MOS FET) przedpięcie bramki może być uzyskane przez włączenie diody między bramkę i masę, tak jak to zrobiono w układach przedstawionych na rys. 2.26 i 2.27. Generator z rys. 2.26a współpracuje z rezonatorami rezonansu równoległego. Rysunek 2.26b przedstawia sposób włączenia do tego układu tranzystora polowego dwubramkowego.



Rys. 2.26. Generator w układzie Colpittsa z tranzystorem MOS FET



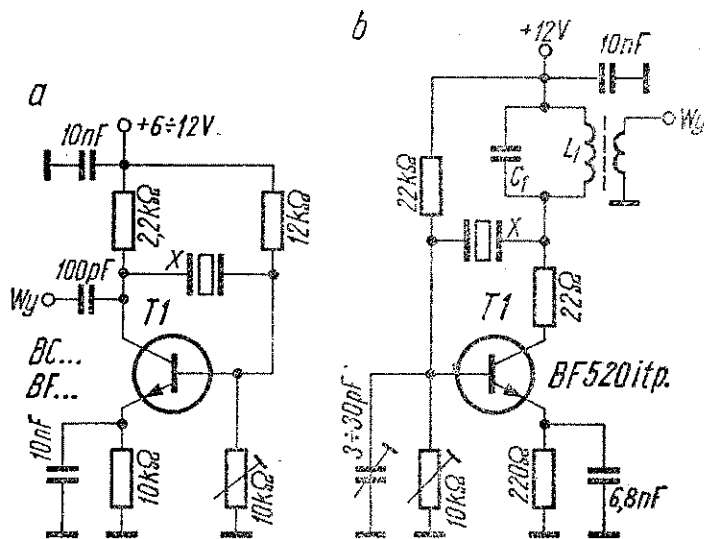
Rys. 2.27
Generator
w układzie
Millera

Układ z rys. 2.27 jest generatorem Millera na częstotliwości podstawowe, współpracującym z rezonatorem rezonansu równoległego, umożliwiającym równocześnie powielanie częstotliwości.

W tym celu w obwodzie drenu umieszczony jest obwód rezonansowy, nastrojony na jedną z wielokrotności częstotliwości kwarcu. Wyjściowy filtr pasmowy zmniejsza zawartość niepożądanych harmonicznych w sygnale wyjściowym. Podobny obwód może być także umieszczony w obwodzie drenu układu z rys. 2.26. W opisanym generatorze stabilność częstotliwości nie powinna być gorsza niż 2×10^{-5} .

W przeglądzie układów generatorów kwarcowych nie może zabraknąć schematów generatorów w układzie Pierce'a, gdzie kwarc włączony jest pomiędzy bazę a kolektor tranzystora. Ze względu na występowanie pojemności złącza baza — emiter, układ zastępczy generatora Pierce'a można sprowadzić do układu Colpittsa. Niektórzy autorzy konstrukcji krótkofalarskich specjalnie polecają układ Pierce'a, twierdząc, że zapewnia on największą stabilność wśród prostych generatorów pracujących na częstotliwości rezonansu równoległego kwarcu.

Dwa schematy generatorów w układzie Pierce'a, zbudowanych na tranzystorach bipolarnych przedstawiono na rys. 2.28. Pierw-



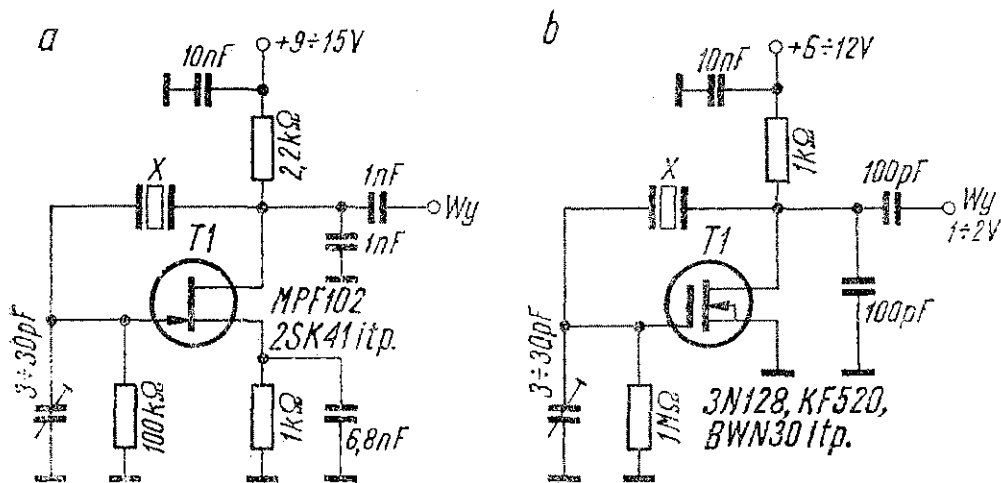
Rys. 2.28
Generatory Pierce'a

szy (rys. 2.28a) nie zawiera indukcyjności, toteż może być stosowany w dużym zakresie częstotliwości, gdzie przełączany jest tylko kwarc.

Rysunek 2.28b przedstawia schemat generatora Pierce'a z obwodem rezonansowym. Obwód ten powinien mieć charakter pojemnościowy, toteż powinien być nastrojony na mniejszą często-

tliwość niż częstotliwość pracy generatora. Przestrzajanie obwodu podczas pracy generatora wpływa na jego częstotliwość. Trymer między bazą a masą służy do regulacji sprzężenia zwrotnego, a także ma wpływ na częstotliwość. Rezystor $22\ \Omega$ w obwodzie kolektora przeciwdziała oscylacjom pasożytniczym.

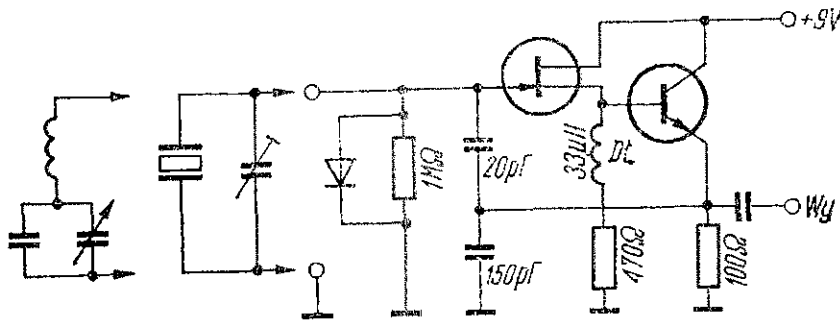
Dwa schematy generatorów Pierce'a zbudowanych na tranzystorach polowych przedstawiono na rys. 2.29. W pierwszym przypadku (rys. 2.29a) jest użyty polowy tranzystor złączowy. Układ bardzo zbliżony pracuje jako kalibrator $100\ \text{kHz}$ w odbiorniku Drake R-4B. W drugim przypadku zastosowano MOS FET jedno-bramkowy. Obydwa generatory mają małą liczbę części składowych, a dzięki zastosowaniu tranzystorów polowych zapewniają dobrą stabilność.



Rys. 2.29. Generatory Pierce'a z tranzystorami polowymi

Na zakończenie przeglądu generatorów kwarcowych na częstotliwości podstawowe przedstawiono (rys. 2.30) podstawowy układ generatora Gorala¹⁾. Jest to połączenie generatora w układzie Colpittsa ze złączowym tranzystorem polowym, z wtórnikiem emiterowym na tranzystorze bipolarnym zrobione w ten sposób, że sprzężenie zwrotne obejmuje obydwa stopnie. Układ przypomina znany z techniki lampowej i lubiany układ Franklina. Po dołączeniu na wejście obwodu LC generator ten może stanowić dobre VFO.

¹⁾ Zaczepnięty z „Radio Communication” nr 5/76.

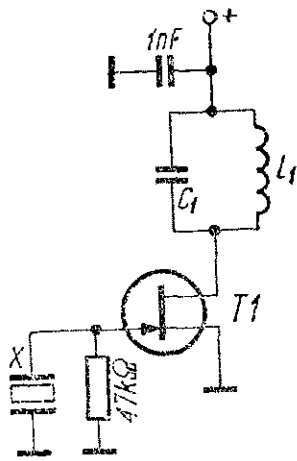


Rys. 2.30. Podstawowy układ generatora Gorala

2.1.2. Generatory kwarcowe częstotliwości harmonicznyc

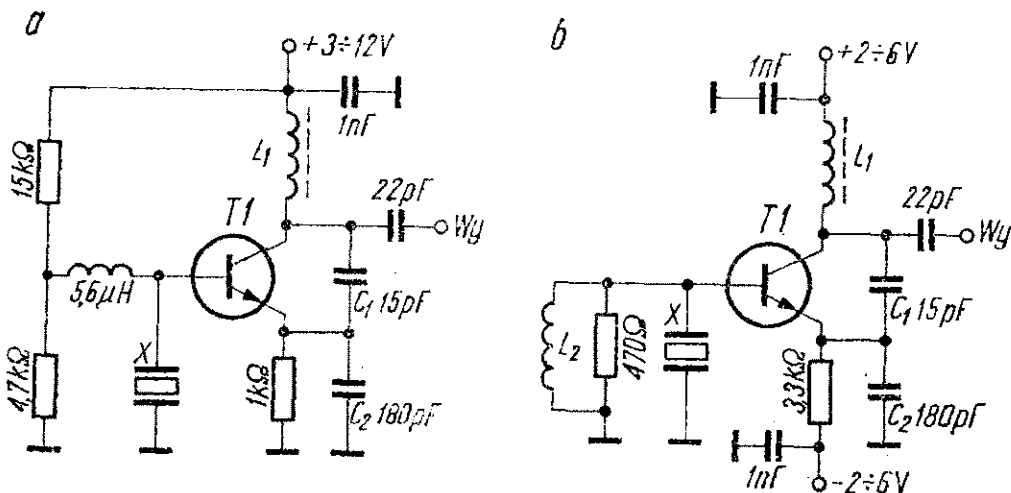
Dla uzyskania wielkich częstotliwości pracy generatorów kwarcowych, niemożliwych do osiągnięcia w generatorach częstotliwości podstawowych, stosuje się generatory na częstotliwości harmoniczne, zwane także generatorami częstotliwości wyższych rzędów lub generatorami owertonowymi. W generatorach tych wykorzystuje się specjalne rezonatory kwarcowe cięcia *AT* (choć zdarzają się także cięcia *BT*), pracujące w rezonansie szeregowym. Rezonatory takie mają określoną, podaną na obudowie częstotliwość owertonową (trzecią, piątą lub siódmą harmoniczną), która nie jest dokładną wielokrotnością częstotliwości podstawowej kwarcu. W generatorze częstotliwości harmonicznej częstotliwość podstawowa nie występuje, co stanowi istotną zaletę w układach, w których mogłaby powodować powstawanie niepożądanych produktów przemiany. Różni się on tym od generatorów kwarcowych z powielaniem częstotliwości, w których występuje częstotliwość podstawowa. W celu maksymalnego uproszczenia układu, np. toru heterodyny w konwerterze UKF, często buduje się generatory owertonowe połączone w jednym stopniu z powielaczami częstotliwości.

Przegląd schematów generatorów częstotliwości harmonicznyc rozpoczyna generator Millera z tranzystorem polowym (rys. 2.31). Jego jedyną zaletą jest niewielka liczba elementów składowyc. Zmiany obciążenia powodują zmianę częstotliwości pracy generatora. Przestrajanie obwodu L_1C_1 powoduje zmiany napięcia wyjściowego i częstotliwości. Generator ten też nie zawsze pewnie startuje.



Rys. 2.31
Owertonowy generator Millera

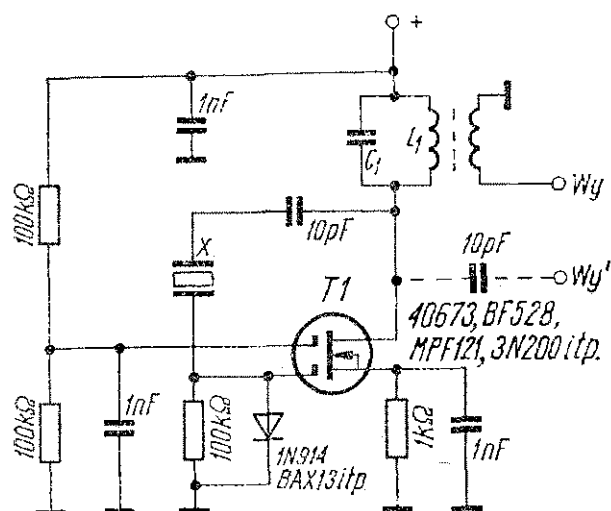
Zmodyfikowany owertonowy generator Colpittsa, przedstawiony na rys. 2.32a jest także popularny, szczególnie że startuje pewnie. Można go stosować tylko dla trzeciej harmonicznej, ponieważ rezonatory dla piątej częstotliwości harmonicznej mają zazwyczaj większą rezystancję dynamiczną. Niektóre rezonatory trzeciej harmonicznej (o zwiększonej rezystancji dynamicznej) także mogą sprawiać trudności podczas uruchamiania. Strojenie cewki L_1 oraz zmiany wartości rezystora emiterowego powodują przeciąganie częstotliwości i zmiany napięcia wyjściowego. Kondensator C_2 ma wpływ na wielkość sprzężenia zwrotnego. Zawartość harmoniczných na wyjściu zależy od użytego tranzystora i wartości napięcia zasilania. Rysunek 2.32b przedstawia uproszczoną wersję tego generatora. Cewka L_2 została wykonana przez nawinięcie 10 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,16 mm na rezystor 470 Ω . Generator może być stosowany w zakresie od 20



Rys. 2.32. Generator kwarcowy trzeciej harmonicznej 20...60 MHz

do 60 MHz, lecz nie jest zalecany do stosowania tam, gdzie mogą występować zmiany obciążenia.

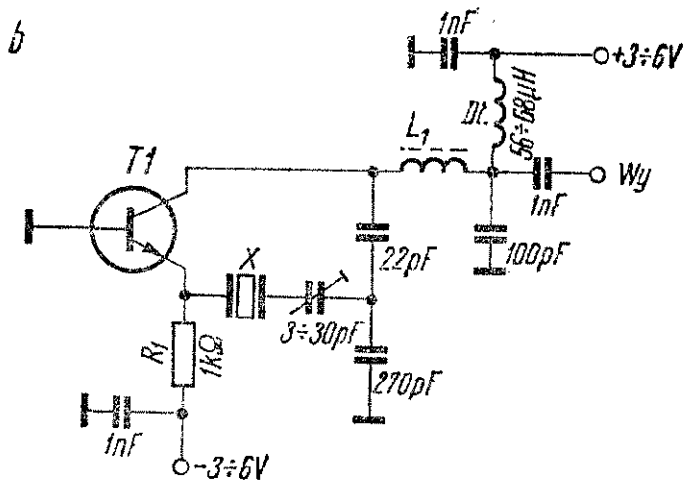
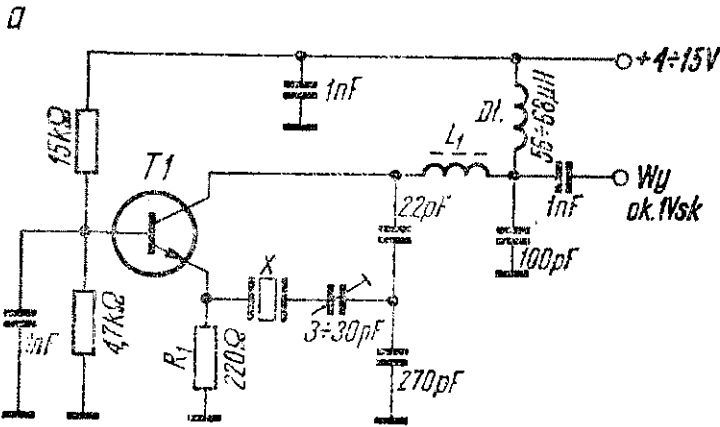
Na rysunku 2.33 przedstawiono schemat owertonowego generatora Pierce'a, wykonanego na dwubramkowym tranzystorze polowym. Może tu pracować także FET jednobramkowy. Start ge-



Rys. 2.33
Generator harmoniczny
Pierce'a dla zakresu
15 ... 60 MHz

neratora może czasem być niepewny i wówczas należy zwiększyć sprzężenie zwrotne. Strojenie L_1 wpływa na częstotliwość. Generator może być stosowany w zakresie 15 do 60 MHz. Uwagi krytyczne w stosunku do układów z rysunków 2.31 i 2.32 odnoszą się także do tego układu.

Następne układy generatorów częstotliwości harmoniczných są pozbawione tych wad i także mają prostą konstrukcję. Generator z rys. 2.34, przeznaczony do pracy na trzeciej harmonicznej w zakresie 15 do 65 MHz, mimo prostej konstrukcji ma wszystkie zalety dobrego generatora owertonowego. Start jest pewny, a moc tracona w rezonatorze kwarcowym daleko poniżej maksymalnej. Zwiększanie rezystancji R_1 powoduje zwiększenie mocy strat w rezonatorze. Stabilność generatora jest dobra, podobnie jak w podobnym generatorze częstotliwości podstawowej. Cewka L_1 tworzy obwód rezonansowy z kondensatorami 270 pF, 22 pF i 100 pF połączonymi szeregowo i powinna mieć indukcyjność 1 μ H dla zakresu 15 do 30 MHz i 0,5 μ H dla zakresu 30 do 65 MHz. Cewka ta może być w przybliżeniu dostrojona przy pomocy *grid-dip-metra* po zwarceniu rezonatora kwarcowego. Do-



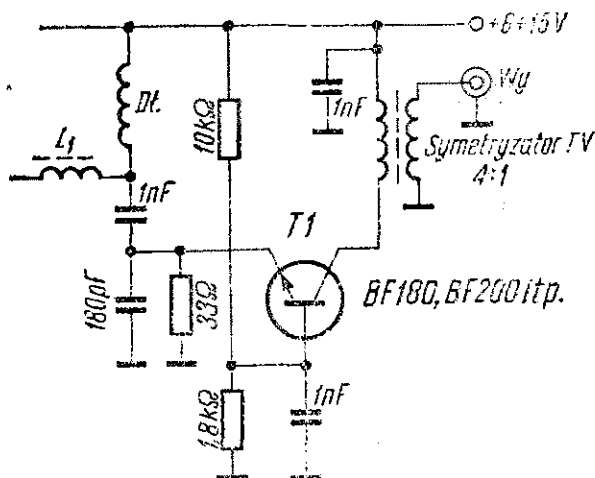
Rys. 2.34
Zalecany generator
harmoniczny dla zakresu
15...65 MHz

kładne dostrojenie odbywa się już w pracującym generatorze. Ustawienie częstotliwości powinno się odbywać jedynie trymerem, a nie cewką, choć przestrajanie cewki L_1 także ma wpływ na częstotliwość. Zawartość harmonicznych jest mała, zwykle około -40 dB, ale zależy od użytego tranzystora i wartości napięcia zasilającego.

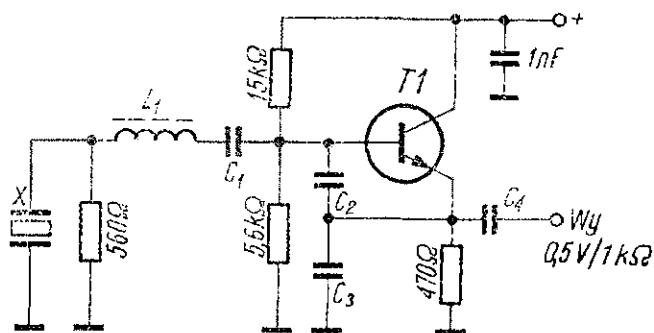
Praca wielokanałowa jest możliwa przez przełączanie kwarców razem z trymerami, ale przewody powinny być możliwie krótkie.

Zalecane jest stosowanie separatora po tym generatorze, na przykład wykonanego według schematu przedstawionego na rys. 2.35. Separator ten jest przystosowany do współpracy z generatorami, których schematy przedstawiono na rys. 2.34 i rys. 2.37. Zapewnia dobrą separację i dostarcza kilku woltów napięcia wyjściowego w.cz. Cewka L_1 , znajdująca się na schemacie separatora, wchodzi w skład generatora, z którym współpracuje separator. Wyjściowy transformator w.cz. jest standardowym symetryzátorem telewizyjnym lub UKF 300/75 Ω . Można zastą-

pić go pojedynczym lub podwójnym obwodem rezonansowym. Obwody: wejściowy i wyjściowy powinny być dobrze oddzielone ekranem od siebie, gdyż inaczej może wystąpić niestabilność układu. Przedpięcie bazy tranzystora w separatorze może wymagać korekty, w zależności od użytego tranzystora, toteż można jeden z rezystorów dzielnika bazowego zastąpić potencjometrem nastawnym i po dobraniu optymalnych warunków pracy wstawić w jego miejsce odpowiedni rezystor.



Rys. 2.35
Schemat separatora
do generatorów
harmonicznych



Rys. 2.36
Generator trzeciej
harmonicznej w układzie
inwertera impedancji

Przedstawiony na rys. 2.36 generator w układzie inwertera impedancji (dla 3 harmonicznej i dla zakresu częstotliwości 15 do 65 MHz) ma także wiele zalet. Jest lepszy dla pracy wielokanałowej niż układ z rys. 2.34, ponieważ kwarc jest jedną końcówką dołączony do masy. Opisany generator łatwo można przekształcić w generator — powielacz, jak to przedstawiono dalej na rys. 2.39. Rezystor 560 Ω, dołączony równolegle do kwarcu zapobiega oscylacjom na niepożądanych częstotliwościach. Dane cew-

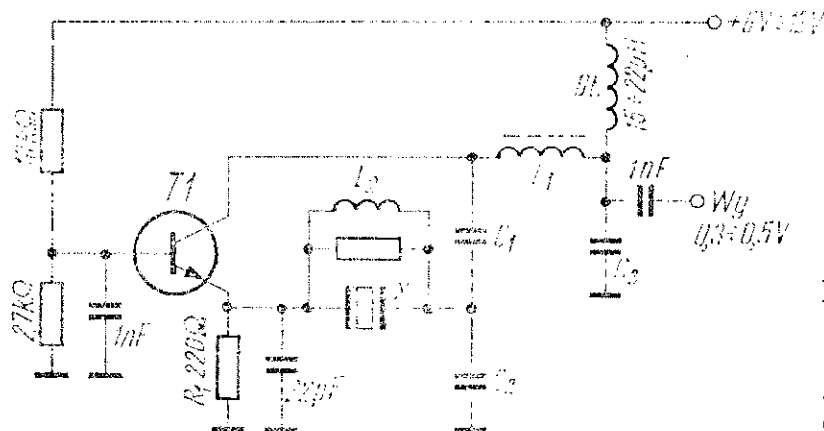
ki L_1 i kondensatorów C_1 do C_4 dla 6 podzakresów zebrano w tablicy 2.3. Należy zwrócić uwagę na to, aby cewka nie miała zbyt dużej indukcyjności, bowiem w takim przypadku mogą wystąpić oscylacje na innych częstotliwościach niż pożądana częstotliwość harmoniczna.

Rezonatory kwarcowe dla częstotliwości harmoniczných powyżej 65 MHz są zazwyczaj przewidziane do pracy na 5 lub 7 harmonicznej. Schemat generatora do współpracy z takimi rezonatorami w zakresie 65...110 MHz, opisanego przez M. Lane'a przedstawiono na rys. 2.37. Dławik L_2 jest nawinięty na rezystor o małej wartości i służy do stłumienia niższych rezonansów kwarcu, zapewniając pracę na pożądaney częstotliwości harmonicznej.

Tablica 2.3

Dane elementów LC do generatora przedstawionego na rys. 2.36

f [MHz]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	L_1 [zw]	Uwagi
15...20	100	100	68	33	12/a	L_1 na korpusie Φ 7,5 do 8 mm z rdzeniem
20...26	100	100	68	33	8/a	
25...31	100	68	47	33	8/a	
30...43	100	68	47	33	6/b	
42...55	100	68	47	33	5/b	
48...65	68	33	15	22	5/b	



Rys. 2.37
Generator 5 lub
7 harmonicznej dla
zakresu
65...110 MHz

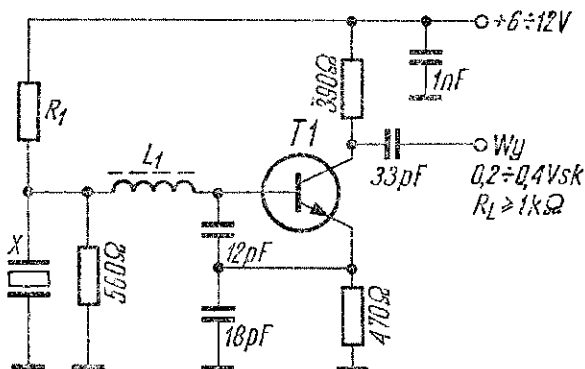
Uwagi odnoszące się do układu z rys. 2.34 mają również tu zastosowanie. Separator z rys. 2.35 jest zalecany. Dane elementów LC tego generatora dla trzech podzakresów częstotliwości zebrano w tabelicy 2.4.

Tablica 2.4

Dane elementów LC do generatora pokazanego na rys. 2.37

Element	Podzakres 65...85 MHz	Podzakres 85...110 MHz
L_1	7 zw. Φ 0,5 do 0,6 mm na korpusie Φ 5 mm	4 zw. Φ 0,5 do 0,6 mm na korpusie Φ 5 mm
L_2	10 zwojów przewodu Φ 0,2 mm na rezystorze dla mocy 0,25 W	jak dla niższego podzakresu
C_1	15 pF	10 pF
C_2	150 pF	100 pF
C_3	100 pF	68 pF

Układ z rys. 2.38 jest odmianą inwertera impedancji, opisanego przez Fostera i Rankina. Jest on przewidziany do współpracy z rezonatorami 5 lub 7 harmonicznej w zakresie 60...110 MHz. Separator i tu jest zalecany. Cewka L_1 powinna być nawinięta na średnicy 5 mm i powinna mieć długość uzwojenia około 6 mm.

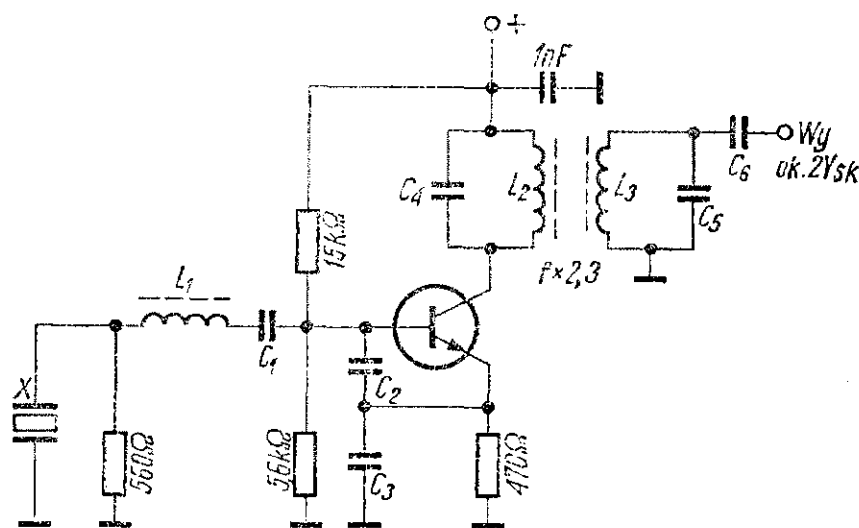


f [MHz]	L_1 [zw]	R_1 [kΩ]
60÷85	7φ 0,6	3,3
80÷110	4φ 0,6	1,8

Rys. 2.38
Generator 5 lub
7 harmonicznej w układzie
inwertera impedancji

Opisane generatory owertonowe są nieco wrażliwe na zmiany napięcia zasilania, toteż zaleca się stabilizowanie tego napięcia. Zasadniczo powinno się stabilizować napięcie zasilania wszystkich typów generatorów, co nie jest kosztowne (zazwyczaj w każdym układzie elektronicznym stosuje się i tak stabilizację choćby niektórych napięć), a wpłynie dodatnio na stabilność częstotliwości pracy tych generatorów.

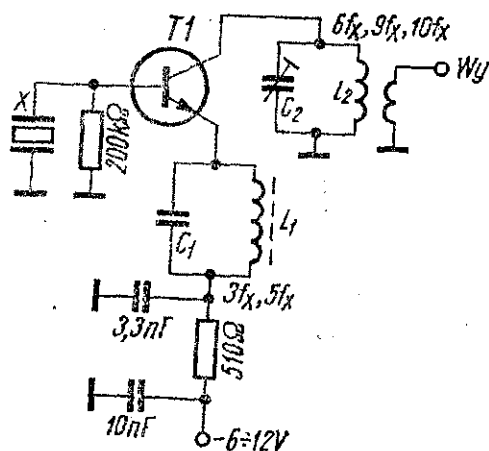
Jak już wspomniano, generator częstotliwości harmonicznych z rys. 2.36 może być łatwo przekształcony w generator — powielacz, szczególnie przydatny w konwerterach UKF. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 2.39. Zapewnia on dobrą odpor-



Rys. 2.39. Generator owertonowy — powielacz

ność na zmiany obciążenia i małą zawartość niepożądanych częstotliwości w sygnale wyjściowym. Uzyskano to przez zastosowanie na wyjściu podwójnego obwodu nastrojonego na częstotliwość wyjściową. Cewki L_2 i L_3 nie powinny być sprzężone silniej niż krytycznie, co zapewni największe napięcie wyjściowe przy najmniejszym poziomie niepożądanych częstotliwości (poziom ich poza harmonicznymi częstotliwości generowanej zazwyczaj nie przekracza -60 dB). Strojenie cewek L_2 i L_3 wpływa nieco na częstotliwość, ale ponieważ jest to czynność jednorazowa, nie stanowi to wady. Cewki L_2 i L_3 są jednakowe i mają po 9 zwojów przewodu nawojowego $\varnothing 0,6$ mm w emalii, nawiniętego na średnicy 5 mm — dla zakresu 60...90 MHz i po 6 zwojów nawiniętych tak samo — dla zakresu 90...130 MHz. Kondensatory C_4 , C_5

C_6 mają pojemność zależną od krotności powielania. Cewkę L_3 stroi się odpowiednio (kształt charakterystyki płaski) ze względu na obciążenie tranzystorem, cewkę L_2 stroi się „ostro”. Omawiany generator jest idealny do współpracy z mieszaczami, w których sygnał z heterodyny doprowadzany jest do bramki. Połączenie pomiędzy kolektorem tranzystora a obwodem L_2L_3 musi być bardzo krótkie, inaczej mogą wystąpić oscylacje pasożytnicze.



Rys. 2.40 Schemat generatora częstotliwości harmonicznych z powielaniem wg Jonesa

Jeszcze jeden schemat generatora częstotliwości harmonicznych z powielaniem częstotliwości przedstawiono na rys. 2.40. Jest to znany układ Jonesa W6AJF. Rezonator kwarcowy jest tu elementem sprzężenia zwrotnego, synchronizującym oscylacje na 3 lub 5 częstotliwości harmonicznej — zależnie od nastrojenia obwodu L_1C_1 . Zawartość harmonicznych jest duża na wyjściu generatora, toteż przez odpowiednie nastrojenie obwodu L_2C_2 można wyselekcjonować łatwo żadaną harmoniczną częstotliwości owertonej.

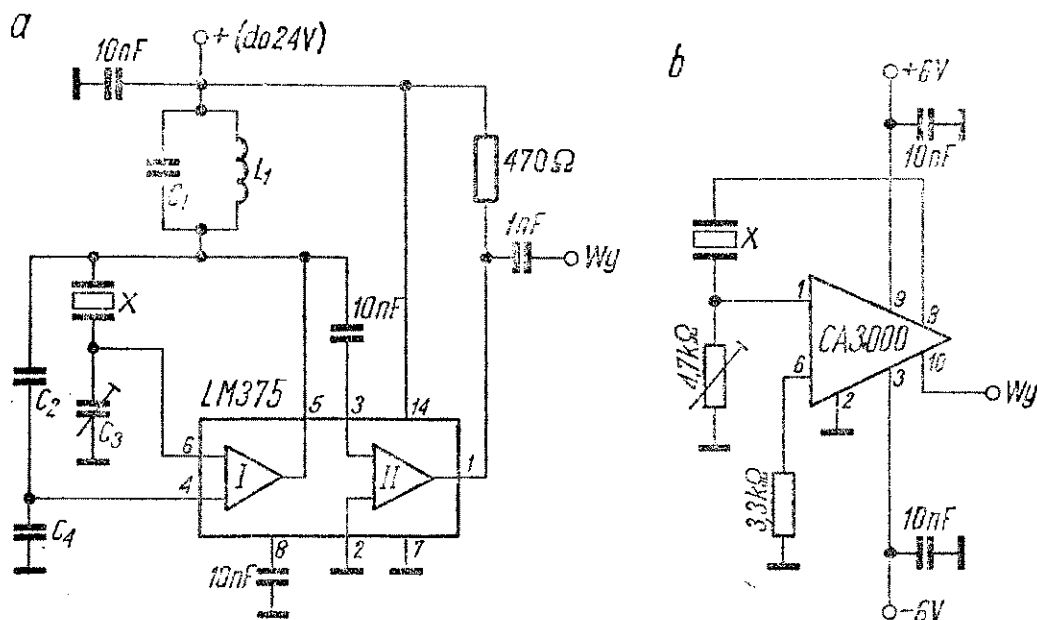
2.1.3. Generatory kwarcowe zbudowane na układach scalonych i diodach tunelowych

W urządzeniach krótkofalarskich najczęściej buduje się generatory tranzystorowe, rzadziej wykorzystując do tego celu układy scalone. Wyjątek stanowią tu wszelkiego rodzaju kalibratory częstotliwości i falomierze cyfrowe, budowane jako integralna część aparatury. Tam jednak wykonuje się generatory na bramkach TTL lub CMOS. Z liniowych układów scalonych wykorzy-

stuje się przede wszystkim pojedyncze struktury tranzystorowe (np. z UL 1111N) lub wielofunkcyjne układy, pełniące funkcję generatora obok innych funkcji. Pojedyncze struktury tranzystorowe z układów scalonych wykorzystuje się w układach dotychczas omówionych, uwzględniając skupienie kilku struktur na małej powierzchni jednego układu scalonego.

Stosowanie układów scalonych w urządzeniach amatorskich, często nie dopracowanych należycie (choćby z braku odpowiednich przyrządów pomiarowych lub doświadczenia u konstruktora) „za wszelką cenę” nie jest zalecane. Skupienie bowiem wokół jednego układu o niewielkiej powierzchni wielu elementów montażowych może powodować pasożytnicze sprzężenia, nie mówiąc już o sprzężeniach, które mogą zaistnieć pomiędzy strukturami, w samym materiale półprzewodnikowym. Jest to szczególnie szkodliwe w przypadku generatorów. Jednakże przegląd układów generatorów kwarcowych bez przykładów zastosowania liniowych układów scalonych byłby niepełny, toteż na rys. 2.41 przedstawiono dwa takie przykłady.

Układ pokazany na rys. 2.41a zawiera generator z wykorzystaniem rezonansu równoległego kwarcu (zaczepnięty z przeglądu



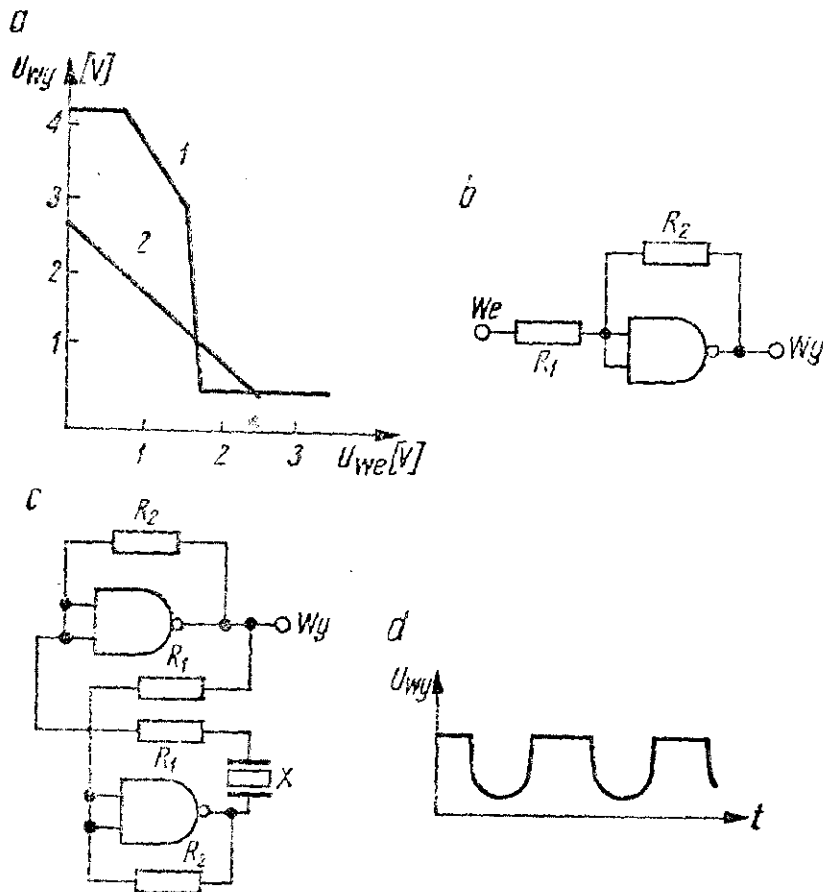
f [MHz]	C_2, C_3	C_4
3÷10	22	180
10÷20	10	82

Rys. 2.41. Przykłady generatorów kwarcowych zbudowanych na liniowych układach scalonych

vK2ZTB) na układzie scalonym LM 375. Układ ten zawiera dwa stopnie: właściwy generator (I) i separator (II). Generator charakteryzuje się niewielką zawartością harmonicznych i dobrą stabilnością częstotliwości, bliską podanej przez wytwórnę dla kwarcu. Zaleca się jednak stabilizowanie napięcia zasilającego, ponieważ generator jest wrażliwy na wahania napięcia. Generator pracuje już od 4 V napięcia zasilania. Strojenie cewki L_1 ma wpływ na częstotliwość, ale cewkę tę należy stroić jedynie na maksymalne napięcie wyjściowe w.cz., natomiast ustawiać częstotliwość generatora jedynie za pomocą kondensatora C_3 , którym powinien być trymer 3... 30 pF. Obwód L_1C_1 powinien mieć możliwie dużą dobroć. Stosowanie dodatkowego obwodu na wyjściu separatora nie jest zalecane, ponieważ mogą wówczas wystąpić tendencje do oscylacji niekontrolowanych. Separator wchodzący w skład układu scalonego LM 375 zapewnia dobrą izolację od obciążenia i małą impedancję wyjściową.

Rysunek 2.41b przedstawia schemat generatora kwarcowego na układzie CA3000 (kompensowanym wzmacniaczu różnicowym). W zależności od położenia suwaka potencjometru nastawnego można uzyskać napięcie wyjściowe od 1 do 6 V, bardziej lub mniej zniekształcone. Możliwe jest modulowanie drgań w.cz. wytworzonych w tym generatorze przebiegiem akustycznym: w tym celu należy pomiędzy wyprowadzenie 2 układu CA3000 (MA3000) a masę włączyć generator lub inne źródło częstotliwości akustycznych.

Częściej niż na liniowych układach scalonych buduje się generatory kwarcowe na cyfrowych układach scalonych, najczęściej wykorzystując do tego celu bramki NAND (I-NIE) TTL lub CMOS. Generatory takie mają wielorakie zastosowania w urządzeniach krótkofalarskich: kalibratory częstotliwości, generatory częstotliwości odniesienia w syntezerach, zegary w układach cyfrowego pomiaru częstotliwości itp. Schemat, charakterystykę i zasadę wykorzystania bramki NAND w generatorze kwarcowym przedstawiono na rys. 2.42. Zależność napięcia wyjściowego od napięcia na wejściu bramki przedstawia charakterystyka z rys. 2.42a (przebieg 1). Jeśli wyjście bramki zostanie sprzęgnięte z wejściem za pomocą rezystora, tak jak to przedstawiono na rys. 2.42b, to wówczas nastąpi linearyzacja bramki, stanie się ona wzmac-



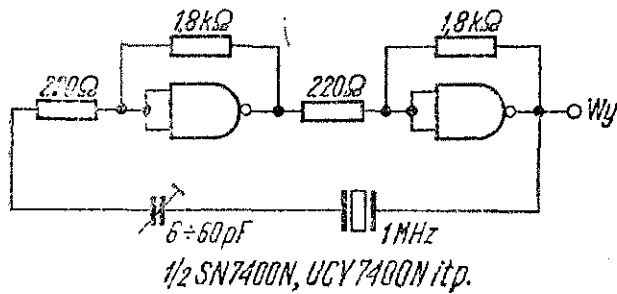
Rys. 2.42
Schemat,
charakterystyka
i wykorzystanie
bramek NAND
w generatorze
kwarcowym

niaczem liniowym, a jej charakterystyka upodobni się do przebiegu 2. Przesunięcie fazowe takiego wzmacniacza wynosi 180° , toteż dwie połączone szeregowo linearyzowane bramki dają przesunięcie fazowe 360° . Zamknięcie takiego układu w pętlę poprzez kondensator lub rezonator kwarcowy przekształci go w układ astabilny (rys. 2.42c), generujący impulsy o kształcie przedstawionym na rys. 2.42d. Częstotliwość impulsów przy sprzężeniu za pomocą kondensatora będzie zależna od jego pojemności, natomiast przy sprzężeniu za pomocą rezonatora kwarcowego częstotliwość drgań określona jest przez częstotliwość rezonansu szeregowego kwarcu. Dla uzyskania drgań praktycznie wystarczy linearyzacja jednej z dwóch połączonych ze sobą bramek.

Wśród wielu typów układów scalonych TTL (*Transistor Transistor Logic*) kilka zawiera bramki NAND (I-NIE): układ UCY 7400N zawiera 4 dwuwejściowe bramki NAND, UCY 7410N — trzy trzywejściowe bramki, UCY 7420N — dwie bramki czterowejściowe.

Składowa zmienna sygnału generowanego w multiwibratorze wykonanym z dwóch bramek NAND (linearyzowanych) ma

kształt prostokątny o wartości międzyszczytowej 3 do 4 V. Często na wyjściu znajduje się jeszcze jedna bramka jako separator. Ze wzrostem częstotliwości kształt sygnału wyjściowego coraz bardziej upodabnia się do sinusoidy, toteż dla utrzymania prostokątnego kształtu napięcia stosuje się dalsze bramki pośredniczące. Możliwe jest uzyskanie napięcia wyjściowego o kształcie sinusoidalnym. W tym celu należy zastosować tranzystorowy stopień pośredniczący z obwodem rezonansowym.

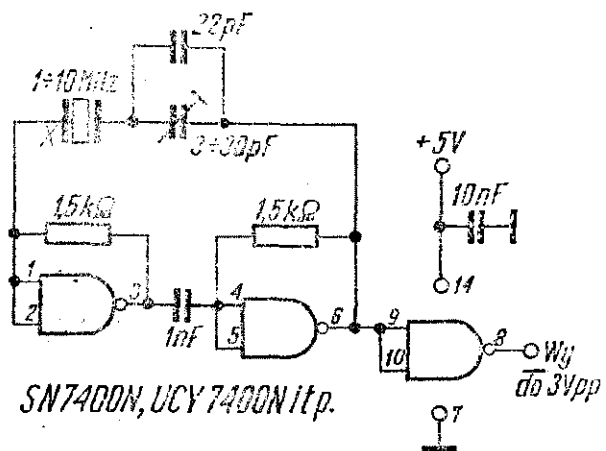


Rys. 2.43
Praktyczny schemat generatora 1 MHz zbudowanego na podstawie układu z rys. 2.42c

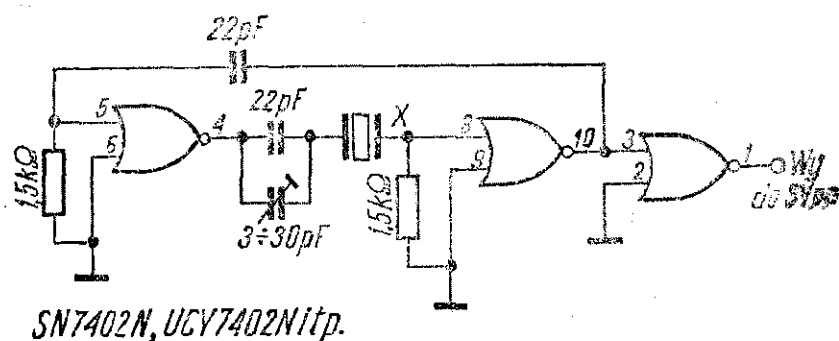
Na rysunku 2.43 przedstawiono schemat praktyczny generatora z rys. 2.42c. W zależności od częstotliwości użytego rezonatora może on pracować w zakresie od 1 do około 20 MHz. Zmiany napięcia zasilania ($5\text{ V} \pm 0,25\text{ V}$) powodują zmianę częstotliwości generatora rzędu 10^{-7} . Podobny dryft częstotliwości wywołuje zmiana temperatury układu scalonego o 1°C (bez zmiany temperatury kwarcu).

Trzy następne rysunki ⁴⁾ przedstawiają także generatory aperiodyczne na dwóch bramkach (NAND lub NOR) linearyzowanych, z trzecią bramką pracującą jako separator. Mogą znaleźć zastosowanie wszędzie tam, gdzie potrzebne jest zbliżone do prostokątnego napięcie wyjściowe o dużym poziomie. Układ z rys. 2.44 może współpracować z kwarcami 1... 10 MHz. Współpraca z rezonatorami na większe częstotliwości może nie zapewniać pewnego startu generatora. Takie trudności mogą wystąpić nawet przy mniejszych częstotliwościach. W takim przypadku może okazać się konieczna niewielka zmiana wartości rezystorów linearyzujących bramki. Pewność startu i częstotliwość zależą w tym generatorze w dużym stopniu od napięcia zasilania.

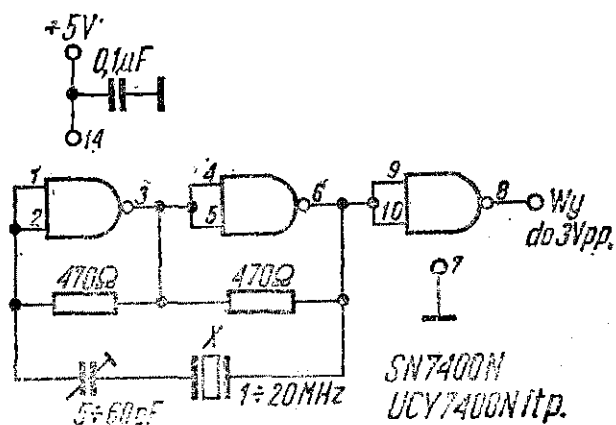
⁴⁾ Z przeglądu układów generatorów kwarcowych krótkofalowca VK2ZTB.



Rys. 2.44
Schemat generatora pracującego na 3 bramkach układu scalonego UCY 7400N, dla zakresu 1÷10 MHz



Rys. 2.45. Schemat generatora kwarcowego z bramkami NOR

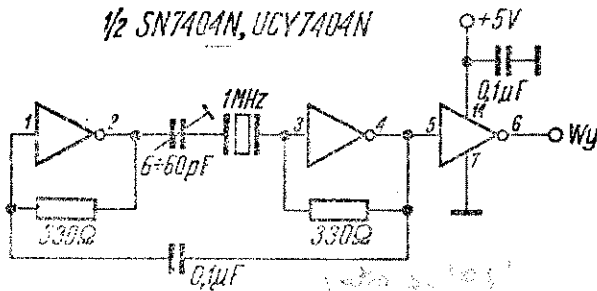


Rys. 2.46
Zalecany układ generatora z bramkami NAND

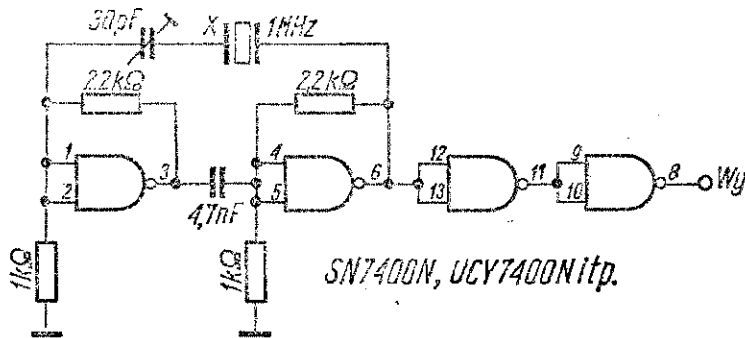
Jeśli z jakichkolwiek powodów mogłoby być niewygodne stosowanie bramek NAND można wykonać podobny generator na bramkach NOR według schematu z rys. 2.45. Uzyskiwane rezultaty i możliwości wystąpienia trudności we wzbudzeniu są takie jak w poprzednim generatorze. Następny generator (rys. 2.46) jest pozbawiony tych niedogodności. Start jest pewny, a górna częstotliwość graniczna jest większa niż w poprzednich dwóch układach i osiąga limit dla danej bramki. Autor (VK2ZTB) twier-

dzi, że wykorzystywał ten układ w zakresie 1 do 20 MHz, nawet z kwarcami o dużej rezystancji dynamicznej. Ze względu na swoje zalety układ ten jest szczególnie zalecany.

Następny schemat (rys. 2.47) przedstawia generator z rys. 2.44 wykonany na sześciokrotnym inwerterze UCY 7404N, przy czym została wykorzystana tylko połowa układu. Podobnie jak wszystkie opisane tu generatory na cyfrowych układach scalonych TTL, jest on zasilany napięciem 5 V. Napięcie zasilania powinno być stabilizowane i odsprężnione kondensatorem 10 nF do 0,1 μ F, dołączonym możliwie blisko układu scalonego. Bez tego kondensatora, dzięki dużemu wzmocnieniu linearyzowanych bramek, mogą wystąpić oscylacje pasożytnicze.



Rys. 2.47
Schemat generatora
kwarcowego pracującego
na połowie
sześciokrotnego
inwertera UCY 7404N

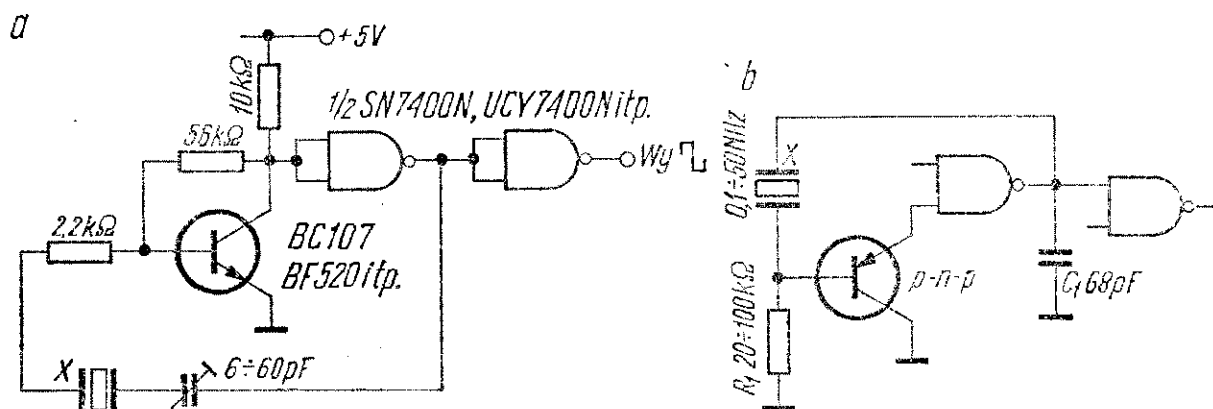


Rys. 2.48
Schemat kalibratora
1 MHz z wykorzysta-
niem całego układu
UCY 7400N

Jeszcze inny sposób linearyzacji bramek NAND i wykorzystania układu scalonego UCY 7400N w generatorze kwarcowym — kalibratorze 1 MHz — przedstawiono na rys. 2.48. Dwie bramki połączone w szereg z wyjściem generatora mają zadanie „wyostrzenia” zboczy generowanych impulsów, przez co zwiększa się zawartość harmonicznycy częstotliwości podstawowej i sygnał kalibratora może być wykorzystywany do około 200 MHz. Zmiana częstotliwości pracy generatora polega jedynie na wymianie

rezonatora kwarcowego. Zwiększenie górnej częstotliwości pracy układu jest możliwe po użyciu układu scalonego z serii „szybkiej”, np. SN74H00N.

Zwiększenie górnej granicy częstotliwości pracy generatora na popularnych bramkach układu UCY 7400N jest możliwe przy dodaniu tranzystora, tak jak to przedstawiono na rys. 2.49. W pierwszym przypadku (rys. 2.49a) użyto tranzystora *n-p-n*, a w drugim — *p-n-p* (rys. 2.49b). Wartość R_1 w drugim układzie należy dobrać tak, aby na wyjściu pierwszej bramki panowało napięcie w.cz. około 2 V. Kondensator C_1 należy dobrać — w zależności od częstotliwości pracy generatora — na największe napięcie wyjściowe. Układ ten wykonał i zbadał K7HKL.

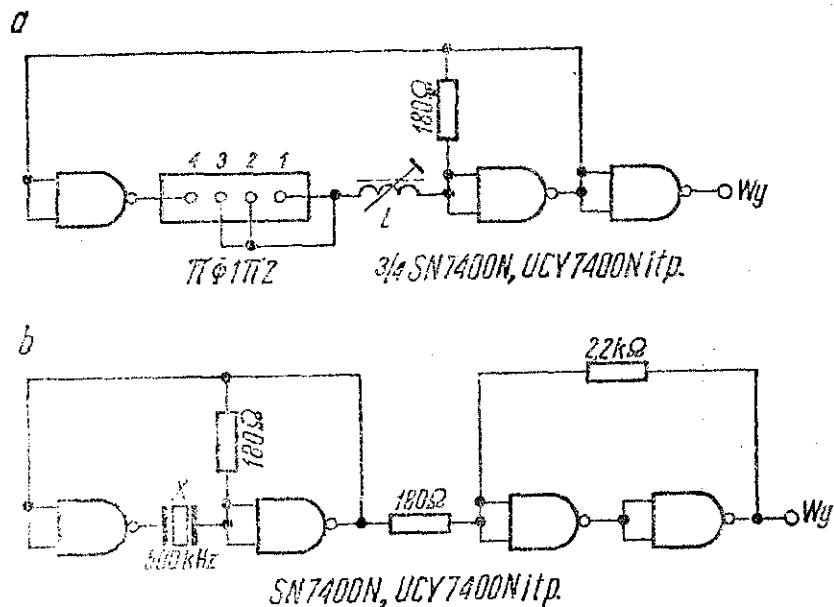


Rys. 2.49. Zwiększenie górnej granicy częstotliwości pracy generatora zbudowanego na bramkach TTL przez dodanie tranzystora

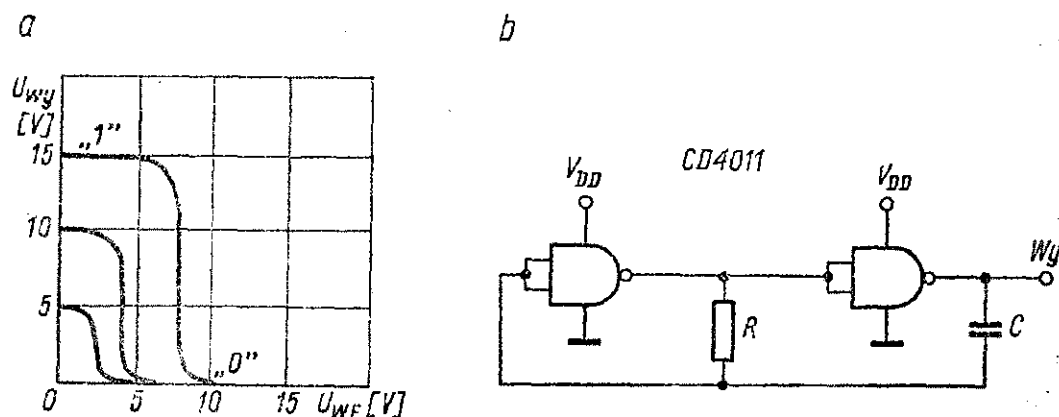
Filtr piezoceramiczny PF1P2, stosowany w odbiorniku „Meridian”, można wykorzystać w generatorze, np. do wykonania BFO do odbiornika radiofonicznego w celu przystosowania go do odbioru amatorskich radiostacji CW i SSB. Schemat takiego generatora na bramkach NAND przedstawiono na rys. 2.50a. Cewka L umożliwia niewielką zmianę częstotliwości generatora. „Wyostrenie” impulsów może być łatwo dokonane przez zastosowanie po generatorze przerzutnika Schmitta, tak jak to przedstawiono na rys. 2.50b. Powiększona w ten sposób zawartość harmoniczných w sygnale wyjściowym umożliwia wykorzystanie takiego kalibratora do ponad 200 MHz.

Wiele cyfrowych układów scalonych TTL jest coraz powszechniej zastępowanych przez układy cyfrowe MOS. Choć pojemności

paszytnicze pomiędzy elektrodami struktur tranzystorowych MOS, wchodzących w skład tych układów, ograniczają częstotliwości pracy, to niewątpliwe zalety, jakimi są: znacznie mniejszy pobór mocy i dużo większa gęstość upakowania, niż w przypadku układów TTL, tłumaczą rosnącą popularność tych układów. Układy MOS mogą pracować przy większych napięciach zasilania. Rysunek 2.51a przedstawia charakterystykę przejściową inwertera MOS dla trzech różnych napięć zasilania: 5, 10 i 15 V.



Rys. 2.50. Schemat generatora pracującego na filtrze piezoceramicznym i generatora z przerzutnikiem Schmitta

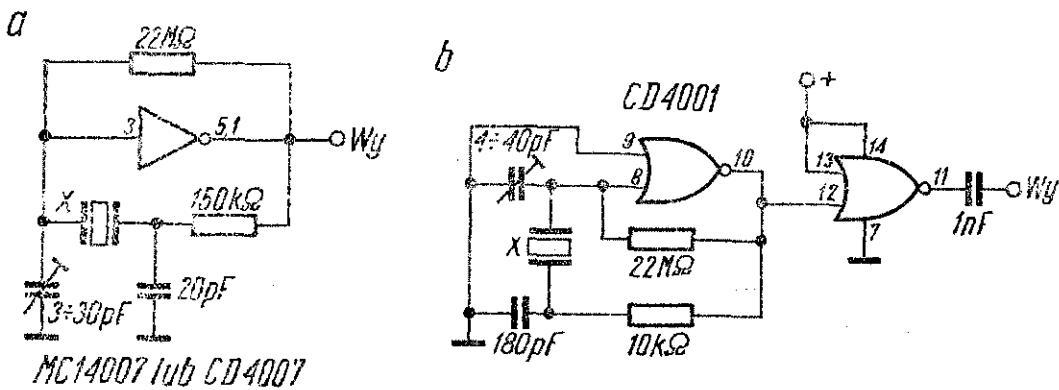


Rys. 2.51. Charakterystyka przejściowa inwertera MOS i schemat układu astabilnego z bramkami MOS

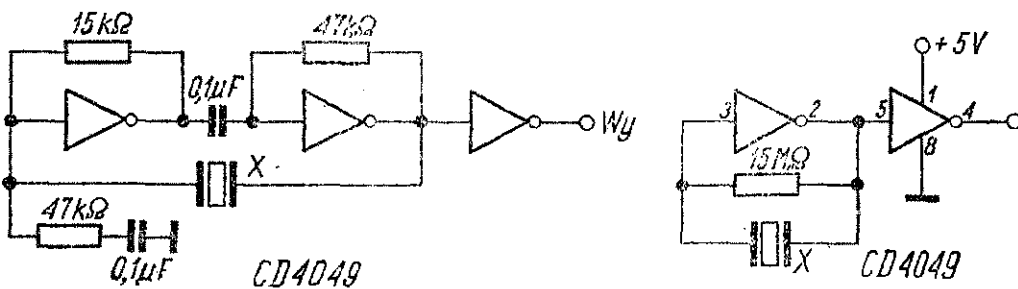
Widać z niej, że przy stanie logicznym „1” na wyjściu występuje pełne napięcie zasilania, a przy stanie „0” — napięcie wyjściowe także spada do 0. Na rysunku 2.51b przedstawiono schemat układu astabilnego na dwóch bramkach MOS. Stosowanie układów komplementarnych MOS (CMOS) pozwala na zmniejszenie mocy rozproszonej do bardzo małego poziomu, rzędu 50 nW, co pozwala z kolei na budowę złożonych układów elektronicznych o nieskomplikowanym układzie zasilania.

Interesujące omówienie generatorów na układach CMOS opublikował WB5DEP w numerze 7/1977 czasopisma „73 Amateur Radio”, skąd pochodzą trzy przykłady generatorów kwarcowych, przedstawione na rysunkach 2.52 i 2.53. Do ich wykonania użyto różnych elementów CMOS. Wspólną cechą tych układów jest dobra stabilność, ze względu na znikome obciążenie kwarcu oraz możliwość pracy w zakresie 10 kHz do około 10 MHz.

Użycie inwertera CMOS umożliwia wykonanie generatora kwarcowego o najmniejszej liczbie elementów składowych: na rys. 2.54 przedstawiono schemat generatora, w którym oprócz



Rys. 2.52. Przykłady generatorów kwarcowych z układami CMOS

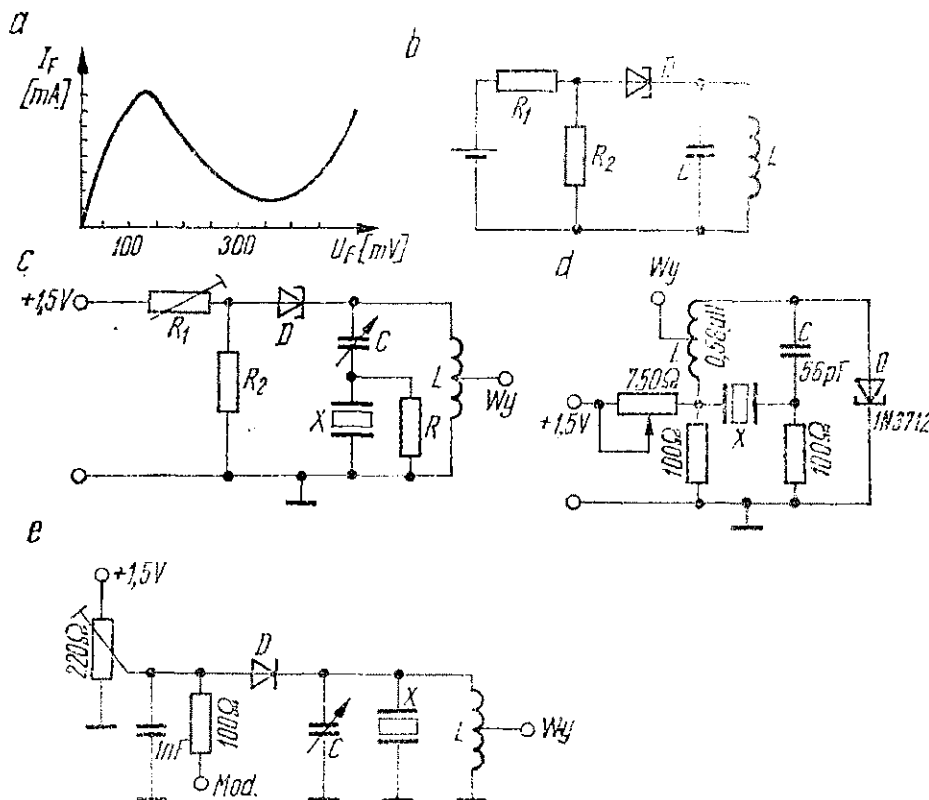


Rys. 2.53. Przykłady generatorów kwarcowych z układami CMOS

Rys. 2.54. Generator o najmniejszej liczbie elementów składowych

układu scalonego występuje jedynie rezonator kwarcowy i rezystor $15\text{ M}\Omega$. Generator może pracować do około 5 MHz . Pobór prądu jest nie większy niż 10 mA . Dla ograniczenia poboru mocy wejścia pozostałych inwerterów powinny być połączone z masą układu. Układ opublikował WB4YTU/WA9GVK.

Diody tunelowe mogą służyć jako generatory w szerokim zakresie częstotliwości: od częstotliwości akustycznych aż do tysięcy megaherców. Jest to możliwe dzięki przebiegowi charakterystyki prądu przewodzenia w funkcji napięcia przyłożonego w kierunku przewodzenia (I_F w funkcji U_F). Przebieg tej charakterystyki przedstawiono na rys. 2.55a. Wzrost napięcia powoduje początkowo liniowy przyrost prądu. Następnie występuje zakrzywienie charakterystyki i część opadająca, gdzie przyrost napięcia powoduje malenie prądu. Obszar ten świadczy o wystąpieniu zjawiska rezystancji ujemnej, wykorzystywanej do wytworzenia drgań. Wiemy, że powodem gaśnięcia drgań w pobudzonym obwodzie rezonansowym są straty występujące w tym obwodzie,



Rys. 2.55. Generatory kwarcowe zbudowane na diodach tunelowych

toteż dioda tunelowa, pracująca w obszarze rezystancji ujemnej i dołączona do obwodu rezonansowego, tak jak to przedstawiono na rys. 2.55b, kompensując te straty powoduje podtrzymanie drgań.

W początkowym okresie swojego istnienia diody tunelowe odgrywały poważną rolę, umożliwiając budowę miniaturowych generatorów i wzmacniaczy na bardzo wielkie częstotliwości (np. mikronadajników do celów medycznych) niemożliwych do wykonania w tej postaci na innych elementach aktywnych. Obecnie diody tunelowe są zastępowane często innymi elementami. Ponieważ jednak do rąk amatorów często trafiają diody tunelowe, przeważnie produkcji radzieckiej, toteż na rys. 2.55c, d, e przedstawiono kilka różnych schematów generatorów kwarcowych zbudowanych na diodach tunelowych. Jak wynika z charakterystyki, obszar ujemnej rezystancji diody przypada poniżej 1 V napięcia polaryzującego, toteż przy zasilaniu napięciem z jednego ogniwa (1,5 V) trzeba zastosować dzielnik napięcia, w którym jeden rezystor powinien być nastawny. Wszystkie schematy generatorów z rys. 2.55 mają taki dzielnik, choć z różnych rezystorów złożony.

W generatorze z rys. 2.55c wykorzystuje się rezonans szeregowy rezonatora kwarcowego. Kwarce jest włączony w obwód rezonansowy. Wartość rezystora R należy wybrać taką (w zależności od użytego kwarcu), przy której generator będzie pracował pewnie na częstotliwości kwarcu, a nie na częstotliwości obwodu rezonansowego, złożonego z cewki i szeregowo połączonych pojemności C i pojemności okładzin kwarcu.

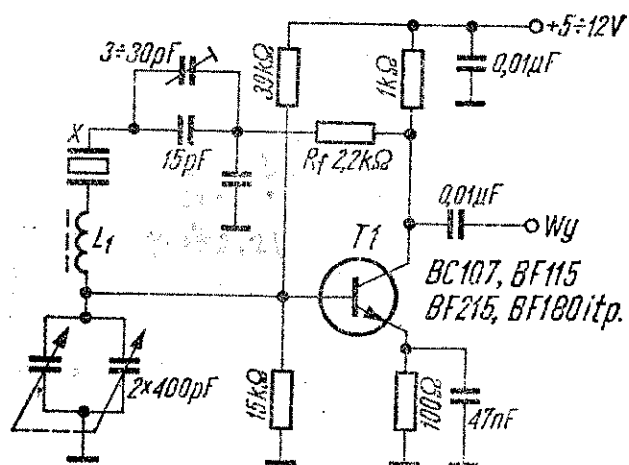
Rysunek 2.55d przedstawia schemat generatora trzeciej harmonicznej, o częstotliwości wyjściowej leżącej w pasmie 27 MHz (z urządzenia do zdalnego sterowania modeli). Schemat generatora z wykorzystaniem rezonansu równoległego kwarcu przedstawiono na rys. 2.55e. Przewidziano tu możliwość modulacji z tranzystorowego wzmacniacza m.cz., sterowanego z mikrofonu.

Wielkie częstotliwości graniczne diod tunelowych umożliwiają wykonywanie na nich generatorów samowzbudnych o bardzo prostej konstrukcji na częstotliwości kilkuset MHz. Przykład takiego generatora zamieszczono w przeglądzie generatorów przetwarzanych.

2.1.4. Generatory kwarcowe o zmiennej częstotliwości (VXO)

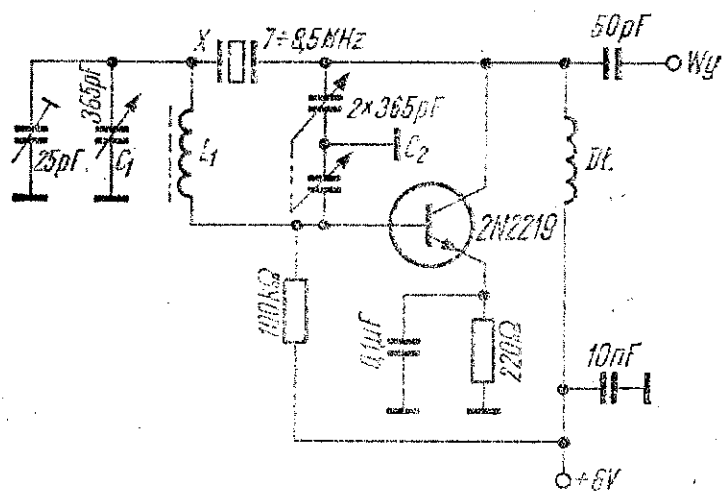
Dotychczas omówione generatory wytwarzają stabilny sygnał wielkiej częstotliwości na częstotliwości podstawowej lub harmonicznej rezonatora kwarcowego. O ile była przewidziana zmiana częstotliwości takiego generatora, to jednorazowa, podczas uruchamiania i to w niewielkim zakresie kilkudziesięciu Hz do pojedynczych kiloherców. W aparaturze krótkofalarskiej są jednak układy, wymagające stosowania generatorów o płynnie zmiennej częstotliwości, także bardzo stabilnych. Dla zmian częstotliwości rzędu kilkuset kiloherców stosuje się generatory przestrajane LC (VFO) i syntezy częstotliwości, tym bardziej rozbudowane, im większa stałość i dokładność ustawienia częstotliwości jest wymagana. Generatory takie omówiono dalej.

Mniejsze zmiany częstotliwości, kilka do kilkunastu kiloherców na częstotliwości podstawowej, umożliwiają przy dobrej stabilności generatory kwarcowe o zmiennej częstotliwości — VXO. Są one szczególnie przydatne do nadajników UKF, ponieważ ze wzrostem częstotliwości, wskutek powielania rośnie odpowiednio zakres zmian częstotliwości i tak na przykład VXO przestrajany w zakresie 10 kHz na częstotliwości 8 MHz, po 18-krotnym powielaniu daje zmiany częstotliwości w pasmie 144 MHz już w granicach 180 kHz. VXO pracują z wykorzystaniem rezonansu równoległego kwarcu, a częstotliwość jest w nich zmieniana przez duże zmiany pojemności w układzie. Maksymalne zmiany częstotliwości mogą sięgać 0,5%, a nawet sporadycznie i więcej (w zależności od układu, użytego rezonatora i zakresu zmian pojem-



Rys. 2.56
Schemat VXO przestrajanego o 10 kHz na 5 MHz

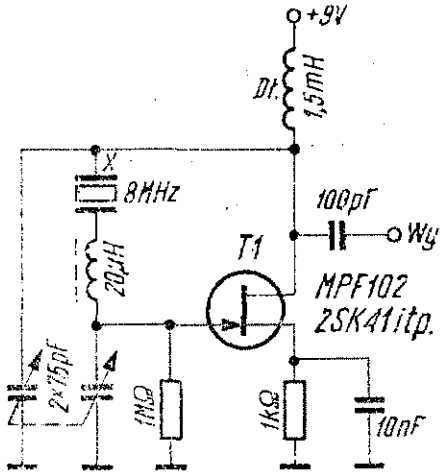
ności), jednak tak duże zmiany nie są wskazane, ponieważ traci na tym stabilność generatora. W każdym razie przestrojenie w granicach 0,2% jest osiągalne w różnych układach VXO i zazwyczaj nie odbija się to ujemnie na stabilności. Do VXO odpowiednie są rezonatory o cięciu AT (najczęściej spotykane). Schemat VXO dającego przestrojenie wynoszące około 10 kHz na 5 MHz, przedstawiono na rys. 2.56. Jest to odmiana generatora z rys. 2.21, toteż wszystkie uwagi dotyczące tamtego układu mają i tu zastosowanie. Cewka L_1 powinna mieć indukcyjność 5 ... 20 μH dla zakresu 6 ... 15 MHz i 20 ... 50 μH dla zakresu 3 ... 6 MHz. Rezystor R_1 decyduje o wielkości dodatniego sprzężenia zwrotnego, ma więc wpływ na zawartość harmonicznych i łatwość startu generatora. Separator po tym generatorze jest zalecany. Dobór tranzystora nie jest krytyczny: będą tu dobrze pracować praktycznie wszystkie tranzystory bipolarne w.cz.



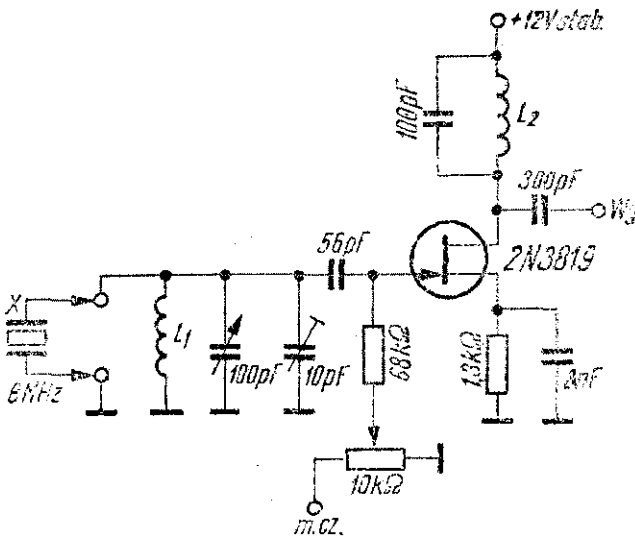
Rys. 2.57
VXO o zwiększonym
zakresie przestrojenia

Schemat generatora o rozszerzonym zakresie przestrojenia (opis K6BIJ w „Ham Radio” nr 8/70) przedstawiono na rys. 2.57. Z rezonatorami kwarcowymi w zakresie 7 do 8,5 MHz daje przestrojenie w granicach 50 kHz, co pozwala na pokrycie np. części telegraficznej pasm KF (7,00 ... 7,05; 14,00 ... 14,1; 21,00 ... 21,15 i 28,00 ... 28,20 MHz) przy częstotliwości rezonansowej kwarcu wynoszącej około 7 MHz i 900 kHz w pasmie 144 MHz przy częstotliwości rezonansowej kwarcu wynoszącej 8 MHz i powielaniu 18-krotnym. Cewka L_1 powinna mieć 40 zwojów przewodu nawojowego ϕ 0,2 mm na korpusie ϕ 8 mm z rdzeniem.

Następny schemat (rys. 2.58) przedstawia VXO zbudowany na tranzystorze polowym, dający przestrojenie 100 kHz w pasmie 144 MHz (po powieleniu 18-krotnym z kwarcu 8 MHz). Duże napięcie wyjściowe (około 5 V) umożliwia dobre wysterowanie następnego stopnia (powielacza). Kondensator przestrojający $2 \times 75 \text{ pF}$ można powiększyć nawet dwukrotnie, uzyskując powiększenie zakresu przestrojania. Użycie separatora jest zalecane.



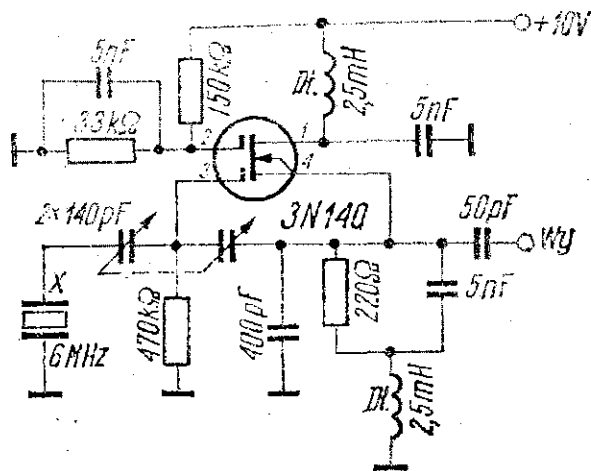
Rys. 2.58
Schemat VXO pracującego
na tranzystorze polowym



Rys. 2.59
Schemat generatora
VXO/VFO

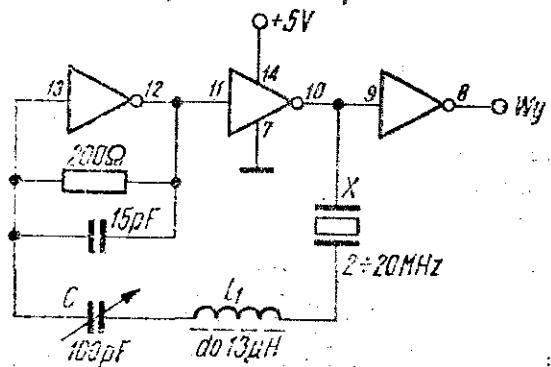
Możliwe jest wykonanie VXO, w którym rezonator kwarcowy jest dołączany równolegle do obwodu rezonansowego, którego przestrojenie powoduje przeciąganie częstotliwości drgań stabilizowanych kwarcem. Jeśli nie ma kwarcu generator pracuje w układzie samowzbudnym. Schemat takiego generatora zbud-

wanego na tranzystorze polowym przedstawiono na rys. 2.59. Jest on użyty w nadajniku FM na pasmo 144 MHz (lampowym, stanowiącym część radiotelefonu), toteż przewidziano możliwość modulacji, przez podanie napięcia akustycznego na potencjometr 10 k Ω , którym ustawia się wielkość dewiacji.



Rys. 2.60. Schemat VXO zbudowanego na tranzystorze MOS FET

1/2 SN7404N, UCY7404N itp.



Rys. 2.61. VXO działający na cyfrowym układzie scalonym UCY 7404N

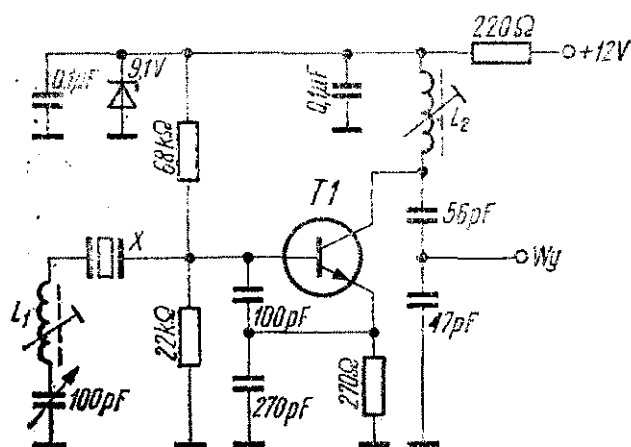
Jeszcze jeden schemat przestrajanego generatora kwarcowego zbudowanego na tranzystorze polowym przedstawiono na rys. 2.60. Tranzystory polowe są chętnie stosowane w takich generatorach, ponieważ mniej niż tranzystory bipolarne obciążają płytkę kwarcu, przez co uzyskuje się większą stabilność częstotliwości. W tym przypadku użyto dwubramkowego tranzystora polowego z izolowaną bramką typu 3N140¹⁾. Generator jest przestrajany podwójnym kondensatorem zmiennym o pojemności 140 pF. Na częstotliwości 6 MHz uzyskuje się przestrojenie o 5 kHz.

Cyfrowe układy scalone także mogą być wykorzystane w VXO. Przykład takiego generatora działającego na połowie układu scalonego UCY 7404N (sześciokrotnego inwertera TTL) przedstawiono na rys. 2.61. Może on współpracować z kwarcami 2 do 20 MHz (powyżej 10 MHz lepiej jednak użyć układu „szybszego” UCY 74HO4N), dając przestrojenie zależne od indukcyjności cewki L_1 . I tak przy indukcyjności 13 μ H z kwarcu 9 MHz uzyskuje się przestrojenie od 8991,5 kHz do 9009,5 kHz, natomiast bez

¹⁾ Opis krótkofalowca G3VA w „Radio Communication” nr 7/76.

cewki L_1 zakres przestrajania pokrywa częstotliwości zawarte między 8996,7 kHz a 9011,2 kHz¹⁾.

Znany krótkofalowiec amerykański W1CER opracował VXO, którego schemat przedstawiono na rys. 2.62. Przy kwarcu 28 MHz zakres zmian częstotliwości tego generatora wynosi około 25 kHz. Do przestrajania generatora służy kondensator zmienny 100 pF. Cewki są nawinięte na korpusy o średnicy 7,5 mm z rdzeniami ferrytowymi i zawierają: L_1 — 15 zwojów przewodu nawojowego ϕ 0,2 mm, L_2 — 10 zw. przewodu nawojowego ϕ 0,6 mm. Dobór tranzystora nie jest krytyczny — oczywiście musi to być tranzystor o odpowiednio wielkiej częstotliwości granicznej. Podczas uruchamiania zaleca się jeden z rezystorów dzielnika bazowego zastąpić potencjometrem nastawnym, ustawić taką jego rezystancję, przy której generator będzie generował w możliwie największym zakresie zmian pojemności kondensatora zmiennego, a następnie zastąpić go odpowiednim rezystorem stałym. Użycie separatora po generatorze jest zalecane.

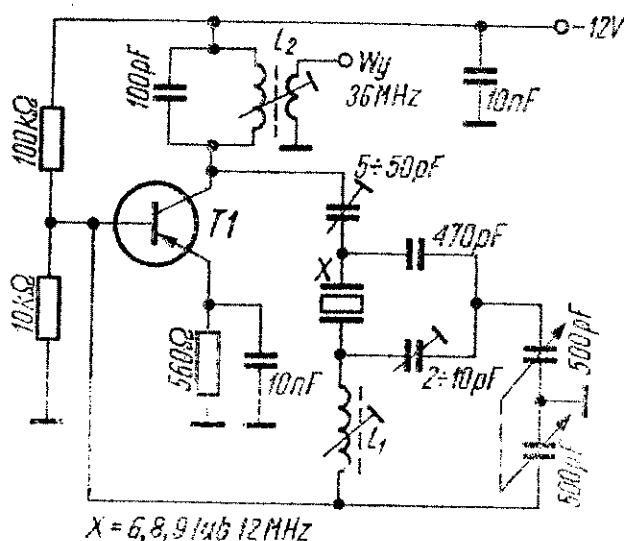


Rys. 2.62
VXO według
krótkofalowca W1CER

W nadajnikach UKF, gdzie częstotliwość generatora sterującego musi być wielokrotnie powielana w celu uzyskania wielkiej częstotliwości pracy nadajnika można w celu zmniejszenia liczby stopni zastosować VXO z jednoczesnym powielaniem częstotliwości. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 2.63. Obwód wyjściowy generatora z cewką L_2 jest nastrojony na częstotliwość 36 MHz, natomiast częstotliwość nominalna rezonatora kwarco-

¹⁾ Układ ten jest opisany w nr. 4/75 „Ham Radio”.

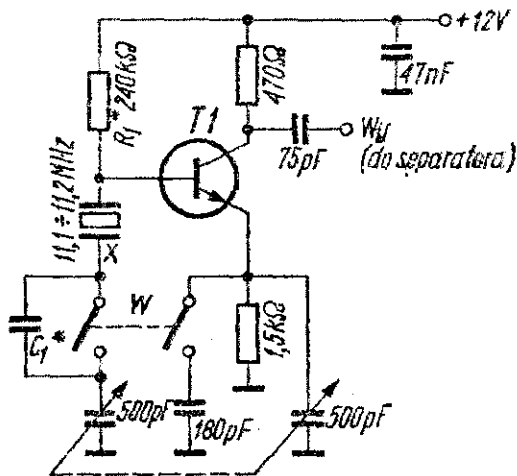
wego może być zbliżona do 6, 8, 9 i 12 MHz. Ponieważ ze wzrostem krotności powielania maleje znacznie amplituda napięcia wyjściowego, w skrajnym przypadku utrudniając właściwe zestrojenie obwodu wyjściowego i uniemożliwiając wysterowanie następnego stopnia (powielacza!), toteż nie zaleca się powielania większego niż 3÷4-krotne w stopniu VXO. Przy rezonatorze 12 MHz możliwe jest uzyskanie przestrojenia około 20 kHz, co po powieleniu częstotliwości do pasma 144 MHz daje przestrojenie w pasmie około 240 kHz. W generatorze użyto germanowego tranzystora w.cz. Użycie tranzystora krzemowego *n-p-n* wymaga zmiany biegunowości zasilania. Napięcie zasilania powinno być stabilizowane.



Rys. 2.63
VXO z jednoczesnym
powielaniem

W związku z wycofywaniem z eksploatacji filtrów kwarcowych 10,7 MHz na odstęp międzykanałowy 50 kHz (z profesjonalnych radiotelefonów FM) wielu krótkofalowców wykonuje z rezonatorów w nich zawartych filtry drabinkowe dla SSB, szczególnie przydatne do nadajników i transceiverów UKF. Wielka częstotliwość pracy tych filtrów umożliwia budowę wspomnianych urządzeń z pojedynczą przemianą częstotliwości, co z jednej strony upraszcza układ i zmniejsza zawartość niepożądanych częstotliwości, z drugiej strony stawia ostre wymagania przed generatorem przemiany. Wykonanie bardzo stabilnego generatora przestrojanego, pracującego na częstotliwości rzędu 133 MHz nie jest łatwe, toteż czasem wygodniej jest użyć tu VXO, np. według opracowania SP9FG (schemat przedstawiony na rys. 2.64). Układ

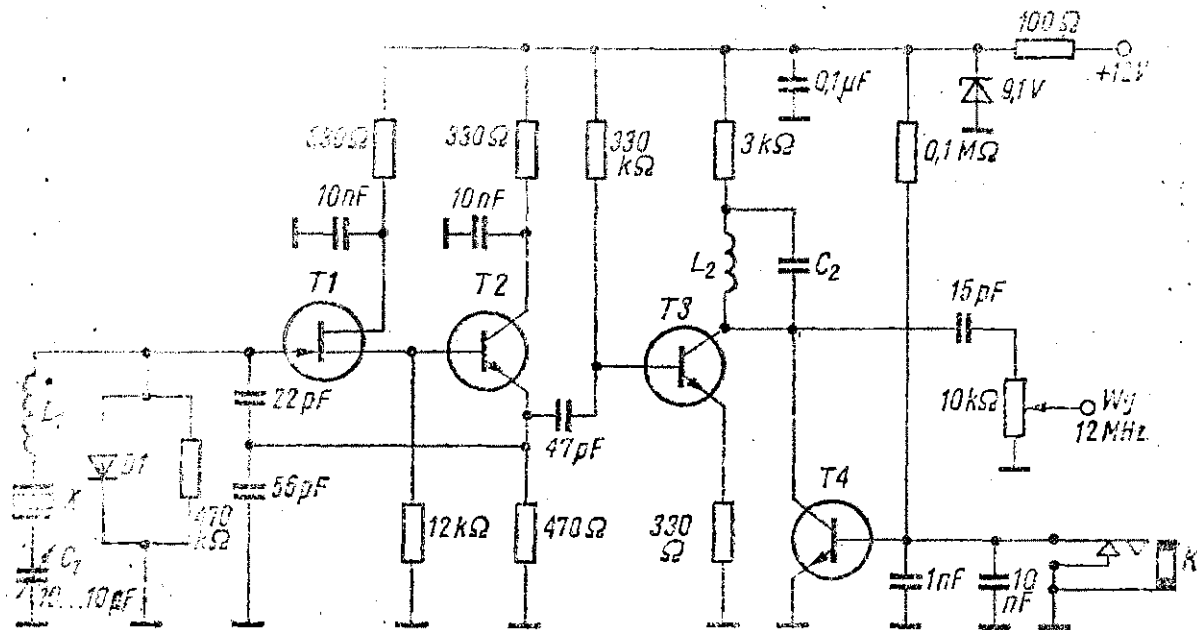
generatora jest prosty, nie wymaga stosowania indukcyjności, co umożliwia wykorzystywanie go z rezonatorami o różnych częstotliwościach, bez jakichkolwiek zmian w układzie. Dla uzyskania częstotliwości dopełniających do częstotliwości 10,7 MHz w celu pokrycia pierwszego megaherca pasma dwumetrowego (z niewielkim marginesem), należy w opisanym generatorze stosować rezonatory o częstotliwościach nominalnych zawartych w przedziale 11,1 ... 11,2 MHz, przy czym dla jednego rezonatora można przyjąć zakres zmian częstotliwości w pasmie dwumetrowym około 200 kHz. Generator jest przestrajany za pomocą agregatu kondensatorów 2×500 pF, przy czym po włączeniu wyłącznika W zwierany jest kondensator skracający C_1 , a równolegle do drugiej sekcji agregatu dołączany jest kondensator o pojemności 1800 pF. W ten sposób zostaje rozszerzony zakres przestrajania. Kondensator



Rys. 2.64
VXO opisany przez SP9FG

sator C_1 należy dobrać tak, aby przy zwartym wyłączniku W i minimalnej pojemności agregatu częstotliwość pracy generatora pokrywała się z częstotliwością generowaną przy wyłączonym wyłączniku i maksymalnej pojemności agregatu. Rezystancję R_1 należy dobrać tak, aby amplituda napięcia wyjściowego w.cz. była największa. Generator powinien być zasilany napięciem stabilizowanym, a dla uniknięcia (ewentualnie znacznego zmniejszenia) wpływu zmian obciążenia na częstotliwość pracy generatora, pomiędzy nim a pierwszym powielaczem powinien znajdować się separator.

Ostatni schemat VXO (rys. 2.65) zawiera układ generatora o częstotliwości 12 MHz do nawiązywania łączności telegraficznej za pośrednictwem przemienników (np. Oscara). Wykonany i opisany został przez VE2DNM na bazie generatora Goral. Przy zmianach pojemności C_1 w granicach 10 ... 100 pF i przy rezonatorze kwarcowym 12 MHz uzyskuje się przestrojenie w pasmie 144 MHz wynoszące około 100 kHz, czyli tyle, ile potrzeba łączności za pośrednictwem przemiennika satelitarne. Jako pierwszy tranzystor pracuje FET MPF102, pozostałe tranzystory są bipolarne, w zasadzie dowolnego typu, jednak o częstotliwości katalogowej f_T nie mniejszej niż 200 MHz. Tranzystor T2 jest separatorem w układzie wtórnika emiterowego, T3 stanowi wzmacniacz o podstawie emiterowej i prądowym ujemnym sprzężeniu zwrotnym, a T4 tworzy stopień kluczujący. Należy zwrócić uwagę na oryginalny sposób włączenia klucza telegraficznego: naciśnięcie klucza powoduje zwarcie do masy bazy tranzystora T4, przez co tranzystor ten zostaje odetkany i na wyjściu generatora pojawia się sygnał. Zwolnienie klucza powoduje przepływ prądu przez tranzystor kluczujący i zwarcie wyjścia całego układu. Na wyjściu znajduje się potencjometr 10 k Ω umożliwiający regulację wysterowania następnych stopni. Obciążenie układu powinno być wysokoomowe (to znaczy, że może to



Rys. 2.65. VXO opisany przez VE2DNM o częstotliwości 12 MHz oparty na układzie generatora Goral

być np. baza tranzystora następnego stopnia, a nie dłuższy od-
cinek kabla współosiowego lub cewka sprzęgająca). Cewka L_1 po-
winna mieć indukcyjność około $6,8 \mu\text{H}$, a cewka L_2 wraz z kon-
densatorem C_2 powinna być dostrojona do rezonansu na często-
tliwości pracy układu — w tym przypadku do 12 MHz.

2.1.5. Diodowe przełączniki częstotliwości w generatorach kwarcowych

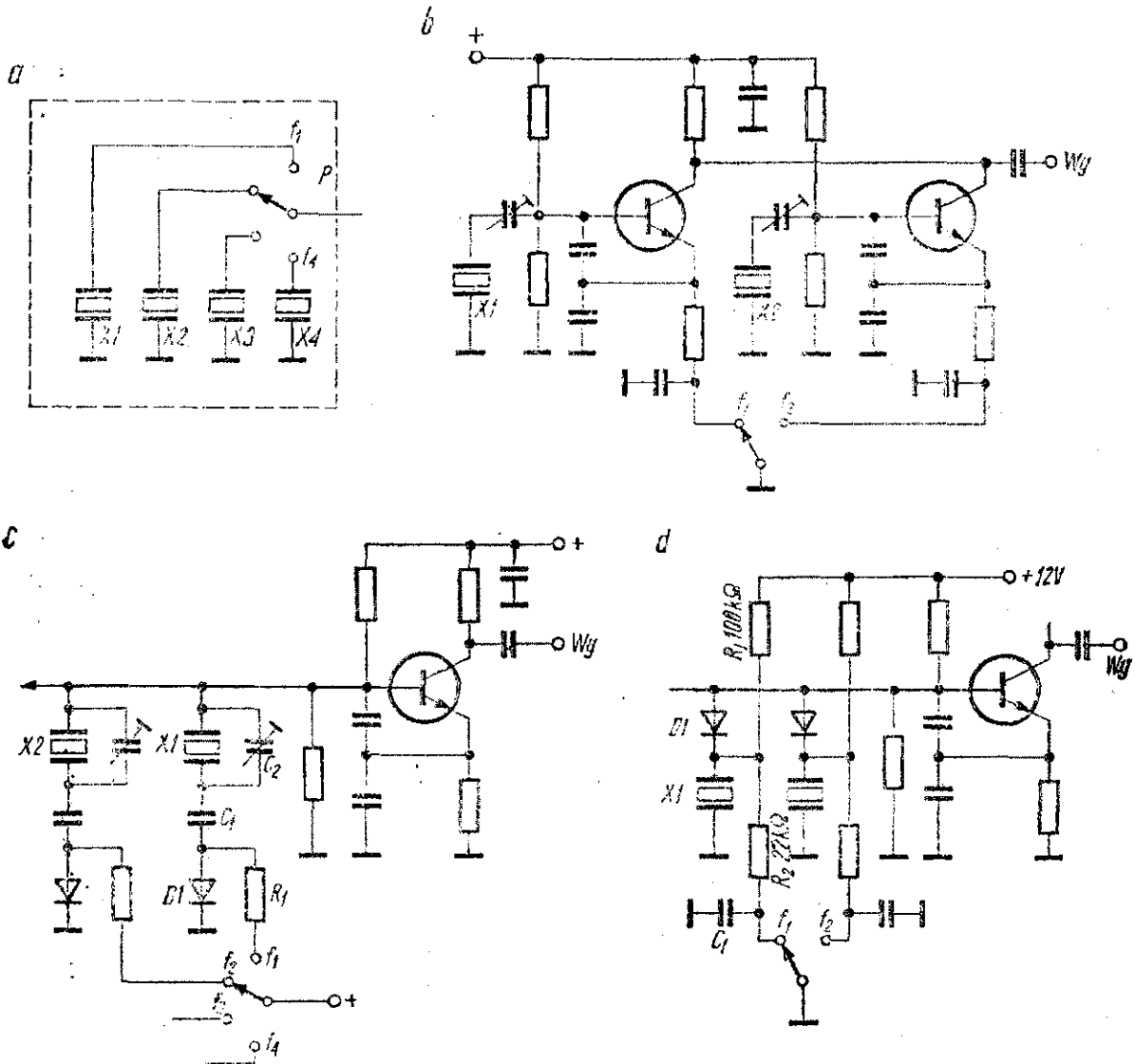
Najprostszym sposobem przełączania częstotliwości w generato-
rach kwarcowych jest przełączanie samych rezonatorów za po-
mocą przełączników tarczowych lub klawiszowych — tak jak to
przedstawiono na rys. 2.66a. Przełącznik powinien być dobrej ja-
kości, o możliwie najmniejszej rezystancji styków, a równocześ-
nie powinien być zmontowany na dobrym materiale izolacyjnym.
Połączenia między stykami przełącznika a rezonatorami kwarco-
wymi i pozostałymi elementami generatora powinny być możli-
wie krótkie, a całość powinna być osłonięta ekranem.

Nie zawsze jest możliwe spełnienie tych warunków. Czasem
kwarce i pozostałe elementy generatora znajdują się dość daleko
od przełącznika. W takim przypadku rolę styków przełącznika
mogą pełnić zestyki przekaźników sterowanych prądem stałym,
za pośrednictwem przełącznika umieszczonego w dowolnym miej-
scu urządzenia. Jeśli jednak zastosowanie przekaźników nie
jest możliwe (np. ze względu na ich wymiary lub pobór prą-
du), to można zastosować jeden ze sposobów przedstawionych na
rys. 2.66b, c lub d. Wszystkie te sposoby polegają na przełącza-
niu obwodów prądu stałego, toteż umożliwiają umieszczenie ele-
mentów generatora w dowolnej odległości od przełącznika, tam
gdzie generator będzie miał najlepsze warunki pracy (krótkie po-
łączenia z następnymi stopniami, dobre ekranowanie, najmniejsze
nagrzewanie od innych stopni itp.).

Na rysunku 2.66b przedstawiono przełączanie całych stopni ge-
neratorów o wyjściach połączonych równolegle. Zmiana częstotli-
wości odbywa się tu przez zamknięcie do masy obwodu zasilania
wybranego generatora. Sposób ten jest stosowany tylko przy nie-
wielkiej ilości generatorów (2 do 3) i tam, gdzie skomplikowany

układ włączenia rezonatora kwarcowego i elementów korekcji częstotliwości uniemożliwia przełączanie rezonatorów.

Najczęściej stosowane i najbardziej ekonomiczne są elektroniczne przełączniki rezonatorów kwarcowych, przedstawione na rys. 2.66c i d. Rolę przełącznika pełnią tu diody półprzewodniko-



Rys. 2.66. Różne sposoby przełączania generatorów kwarcowych

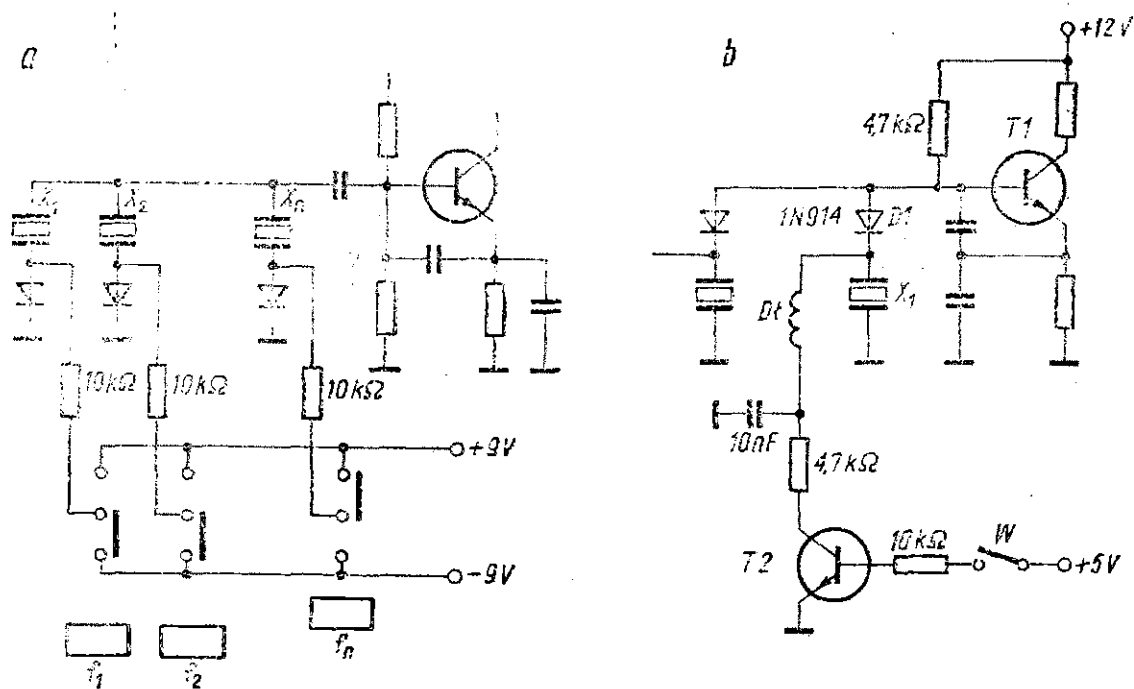
we, polaryzowane napięciem stałym. Diody stosowane do takich przełączników powinny charakteryzować się następującymi właściwościami:

- możliwie najmniejszą wartością pojemności złącza przy obecności napięcia wstecznego,
- minimalną wartością rezystancji w kierunku przewodzenia podczas przepływu prądu,

— małymi zmianami parametrów przy zmianach temperatury i w miarę upływu czasu.

Rezonator kwarcowy włączony między bazę tranzystora a masę za pośrednictwem kondensatora oddzielającego i diody (rys. 2.66c) nie spowoduje powstania drgań w generatorze, o ile przez diodę nie popłynie prąd. W momencie, kiedy rezystor R_1 zostanie dołączony do napięcia zasilającego (za pośrednictwem przełącznika), przez diodę popłynie prąd (kilka miliamperów), a dioda w stanie przewodzenia nie stanowi już przeszkody w powstaniu drgań. W celu ograniczenia wartości prądu płynącego przez diodę stosuje się rezystory ograniczające prąd do wartości 5 do 10 mA (R_1 na rys. 2.66c).

Zamiast podawać na układ przełączający napięcie dodatnie względem masy można zwierać do masy odpowiedni punkt układu przełącznika, jak to przedstawiono na rys. 2.66d. Po zwarceniu do masy dolnej końcówki rezystora R_2 , dzięki dużemu stosunkowi rezystancji R_1/R_3 , napięcie na katodzie diody gwałtownie maleje i dioda przechodzi w stan przewodzenia, załączając odpowiedni rezonator kwarcowy. Ze względu na tłumienie kwarcu niewielką rezystancją dzielnika układu przełączającego mniej aktywne kwarcy mogą pracować niepewnie.



Rys. 2.67. Dwa inne sposoby elektronicznego przełączania kwarców

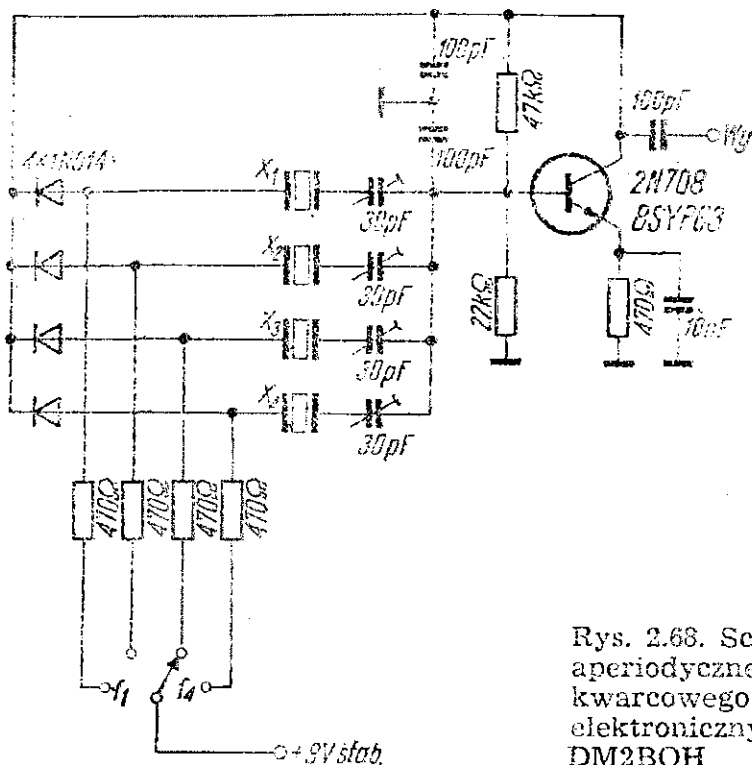
Dwa inne sposoby elektronicznego przełączania kwarców przedstawiono na rys. 2.67. Pierwszy z nich (rys. 2.67a), zastosowany w wieloczęstotliwościowym generatorze kwarcowym, polega na podawaniu napięcia dodatniego na wybrany wyłącznik diodowy za pośrednictwem styków przełącznika klawiszowego, przy czym diody pozostałych wyłączników są polaryzowane zaporowo napięciem ujemnym. Polaryzacja ta powoduje znaczne zmniejszenie pojemności złącza diody i zapobiega sterowaniu generatora przez przypadkowy rezonator.

W drugim przypadku (rys. 2.67b) rolę styków przełącznika zwierającego do masy obwód polaryzacji odpowiedniego wyłącznika diodowego pełni tranzystor $T2$. Przy rozwartym wyłączniku W tranzystor $T2$ jest zatkany i przez diodę $D1$ prąd nie płynie, przez co rezonator X_1 jest odłączony od układu. Zamknięcie wyłącznika W wywołuje przepływ prądu przez tranzystor $T2$ i przez diodę $D1$ połączoną z nim szeregowo (dalej prąd płynie przez rezystor $4,7\text{ k}\Omega$ do plusa napięcia zasilającego generator), która w ten sposób załącza do generatora właściwy rezonator. Dławik w.cz. pomiędzy diodą a kolektorem tranzystora oddziela składową w.cz. od obwodu prądu stałego. Opisany tu sposób przełączania kwarców za pośrednictwem tranzystora może być stosowany w układach zdalnego sterowania (chodzi tu o zdalne sterowanie organami manipulacyjnymi aparatury krótkofalarskiej lub w ogóle radiokomunikacyjnej) i tam, gdzie przełączanie wielu zespołów urządzenia odbywa się za pomocą napięcia stałego, np. przez zmianę stanu logicznego z 0 na 1 na wyjściu układu przełączającego.

Przytoczone dotąd przykłady elektronicznego przełączania rezonatorów w generatorze kwarcowym zawierały jedynie wartości elementów samego układu przełączającego, a generator był jedynie zaznaczony. Natomiast dalsze schematy przełączników elektronicznych zawierają kompletne układy generatorów.

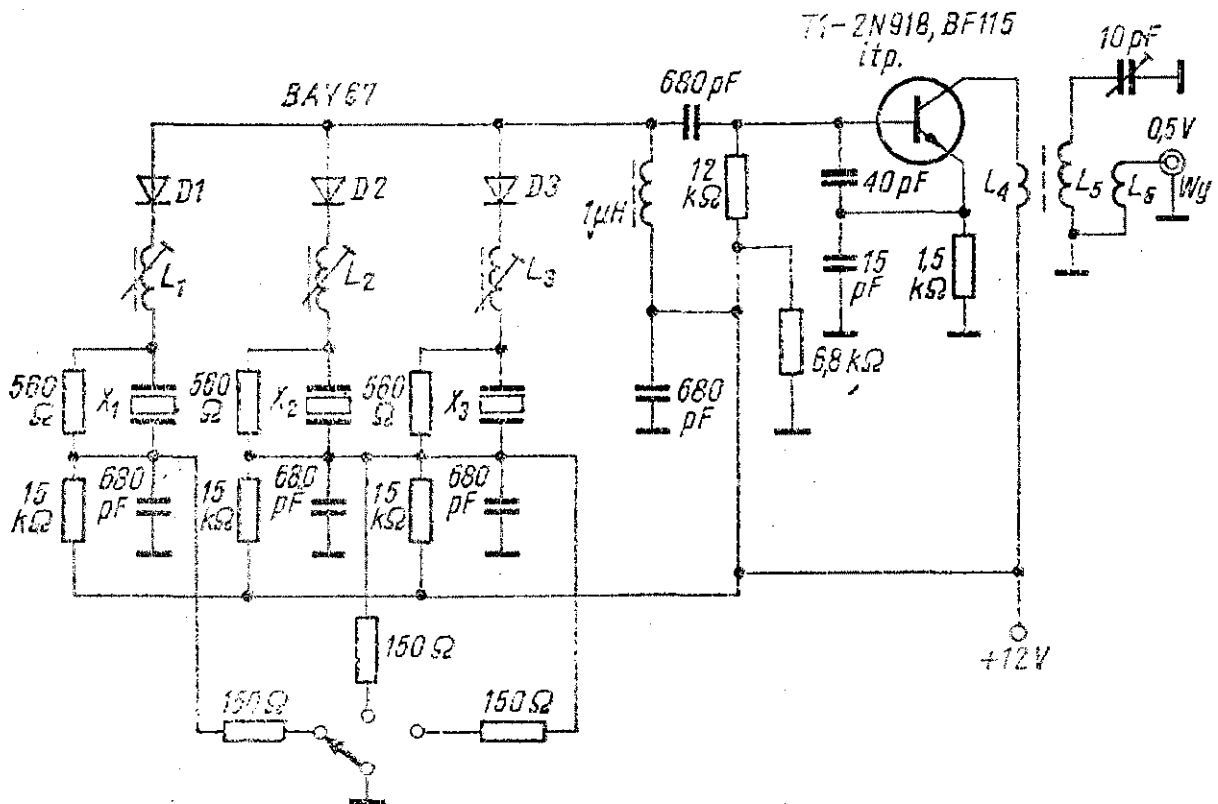
Schemat aperiodycznego generatora kwarcowego z przełącznikiem elektronicznym kwarców z transceivera DM2BOH („Elektronisches Jahrbuch 1974”) przedstawiono na rys. 2.68. W transceiverze tym sygnał jest formowany przy częstotliwości 9 MHz, a VFO pracuje w standardowym zakresie częstotliwości 5,0... 5,5 MHz. W opisanym generatorze pracuje tranzystor 2N 703.

Jego polskim odpowiednikiem jest BSYP 63, lecz praktycznie będzie tu dobrze pracowała cała grupa tranzystorów krzemowych, począwszy od BF 520, a skończywszy na BF 180. Zamiast użytych w oryginale diod 1N 914 można użyć np. BAY 55. W szereg z rezonatorami kwarcowymi włączone są trymery o końcowej pojemności 30 pF. Mogą to być typowe trymery garnuszkowe z dielektrykiem powietrznym lub trymery ceramiczne.



Rys. 2.68. Schemat aperiodycznego generatora kwarcowego z przełączaniem elektronicznym, z tranzystora DM2BOH

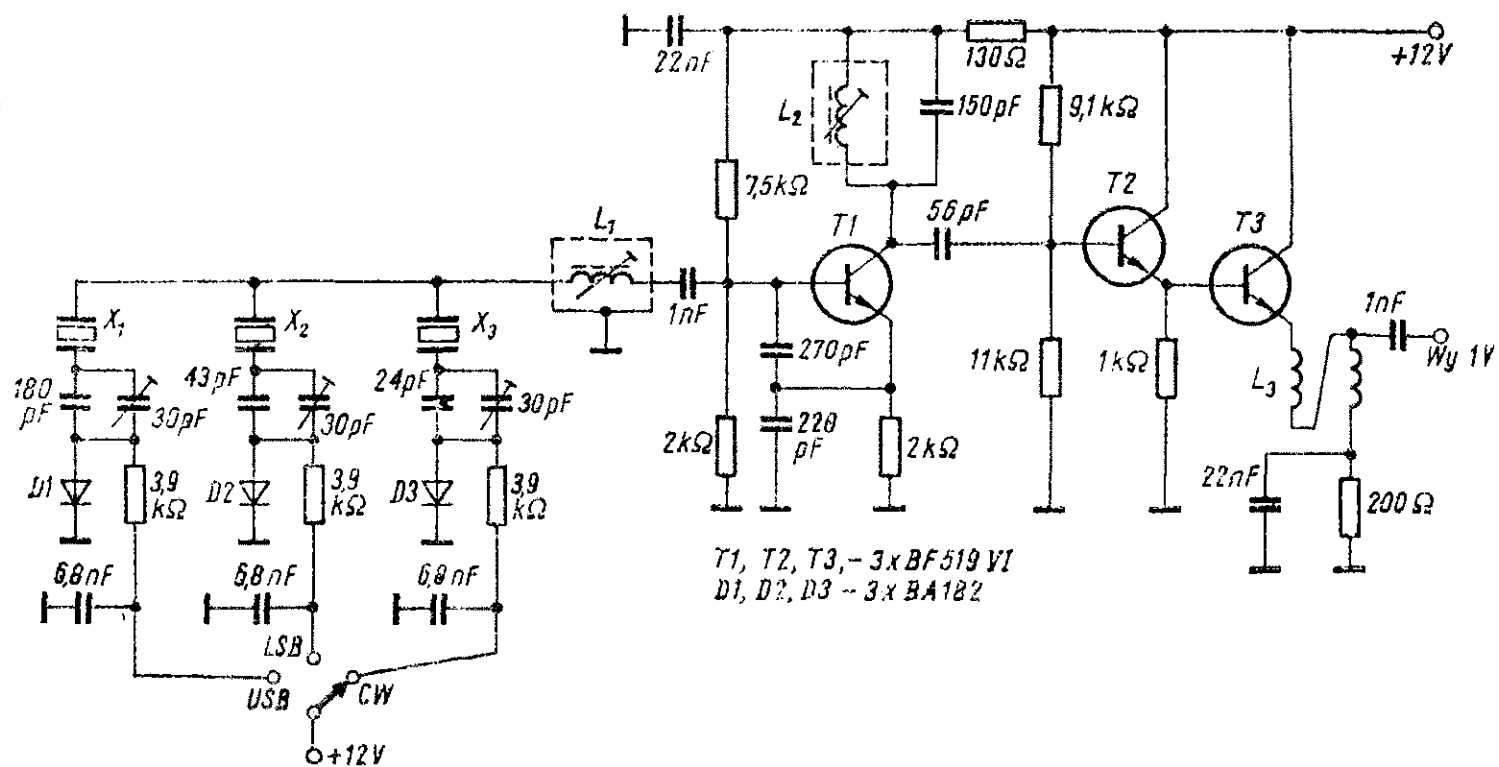
Na rysunku 2.69 przedstawiono schemat generatora kwarcowego na zakres 20... 80 MHz z przełącznikiem elektronicznym (schemat zaczerpnięto z nr 8/76 holenderskiego czasopisma „Electron”). Przełączanie kwarców odbywa się przez zwieranie do masy odpowiednich punktów układu. W szereg z diodami przełączającymi i kwarcami włączone są strojone indukcyjności L_1 , L_2 i L_3 , dobrane wstępnie z szeregową pojemnością 10 pF na częstotliwość nominalną rezonatorów kwarcowych. Służą one do korekcji częstotliwości podczas uruchamiania generatora. Cewka L_5 powinna być w rezonansie wraz z równolegle dołączoną pojemnością na częstotliwości wyjściowej (harmonicznej) generatora. Cewki L_4 i L_6 powinny mieć w przybliżeniu połowę zwojów cew-



Rys. 2.69. Generator kwarcowy dla zakresu 20...80 MHz z przełącznikiem elektronicznym

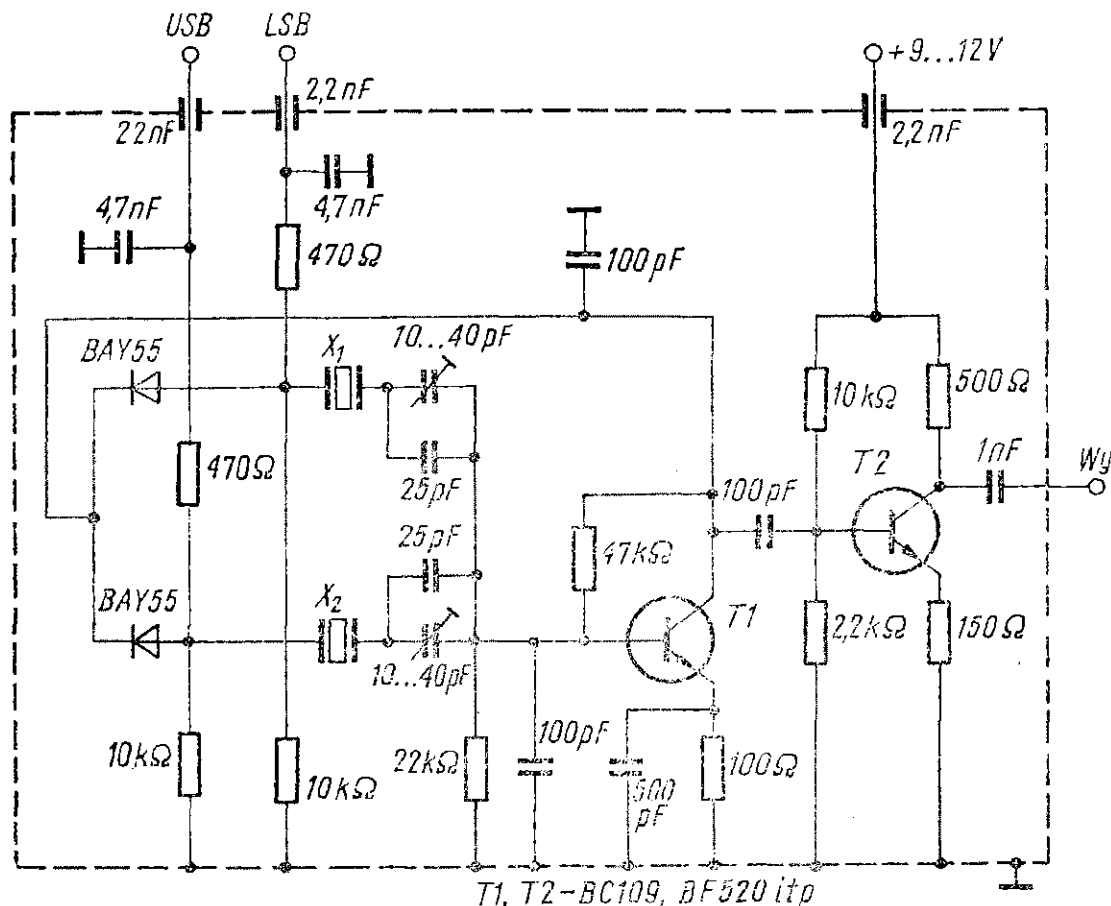
ki L_5 . Zamiast tranzystora 2N 918 lub BF 115 można użyć tranzystora BF 180, a zamiast diod BAY 67 — diod BAY 55.

Następny schemat generatora kwarcowego z przełącznikiem elektronicznym (rys. 2.70) — to generator fali nośnej do transceiwera CW/SSB, przewidziany do współpracy z filtrem drabinkowym 9,6 MHz. W generatorze pracują trzy identyczne rezonatory kwarcowe, takie same jak użyte w filtrze. W celu uzyskania dolnej i górnej wstęgi, a także dla telegrafii, na środkową częstotliwość filtru, w szereg z kwarcami włączono trymery ceramiczne o maksymalnej pojemności 30 pF, z dołączonymi do nich równolegle kondensatorami stałymi o odpowiednio dobranych pojemnościach. W przełączniku diodowym użyto diod BA 182. Przełączanie odbywa się przez podawanie na diody napięcia +12 V, za pośrednictwem przełącznika i rezystorów ograniczających 3,9 kΩ. W celu zmniejszenia wpływu obciążenia na częstotliwość generatora, po generatorze następuje separator — wtórnik emiterowy w układzie Darlingtona. W rezultacie zmiana częstotliwości wywołana dołączeniem obciążenia nie przekracza 10 Hz. Zmiana częstotliwości wywołana zmianą napięcia zasilającego w



Rys. 2.70. Schemat generatora fali nośnej 9,6 MHz do współpracy z filtrem drabinkowym

granicach 10 ... 15 V jest nie większa niż 35 Hz. Na wyjściu układu znajduje się transformator w.cz. (L_3) wykonany przez nawinięcie dwoma przewodami ϕ 0,3 mm (bifilarnie) 12 zwojów na gwintowanym rdzeniu ferrytowym o średnicy 4 mm. Układ daje na wyjściu 1 V napięcia wyjściowego w.cz. na 50Ω (20 mW mocy wyjściowej).



Rys. 2.71. Schemat przełączanego elektronicznie generatora fali nośnej do współpracy z filtrem PP 9A2

Ostatni schemat z przeglądu generatorów kwarcowych fali nośnej z elektronicznym przełączaniem wstęgi bocznej przedstawiono na rys. 2.71. Jest on przeznaczony do współpracy z filtrem kwarcowym 9 MHz produkcji krajowej (PP9A2) lub z filtrem XF-9B. Generator jest zamknięty w ekranującej obudowie, z której przez izolacyjny przepust wyprowadzone jest wyjście układu, a przez trzy kondensatory przepustowe podawane jest napięcie +9 ... 12 V do zasilania generatora i przełączania wstęg bocznych. Możliwe jest rozbudowanie układu przez dodanie jeszcze jednego rezonatora kwarcowego dla pracy CW, z trymerem i wy-

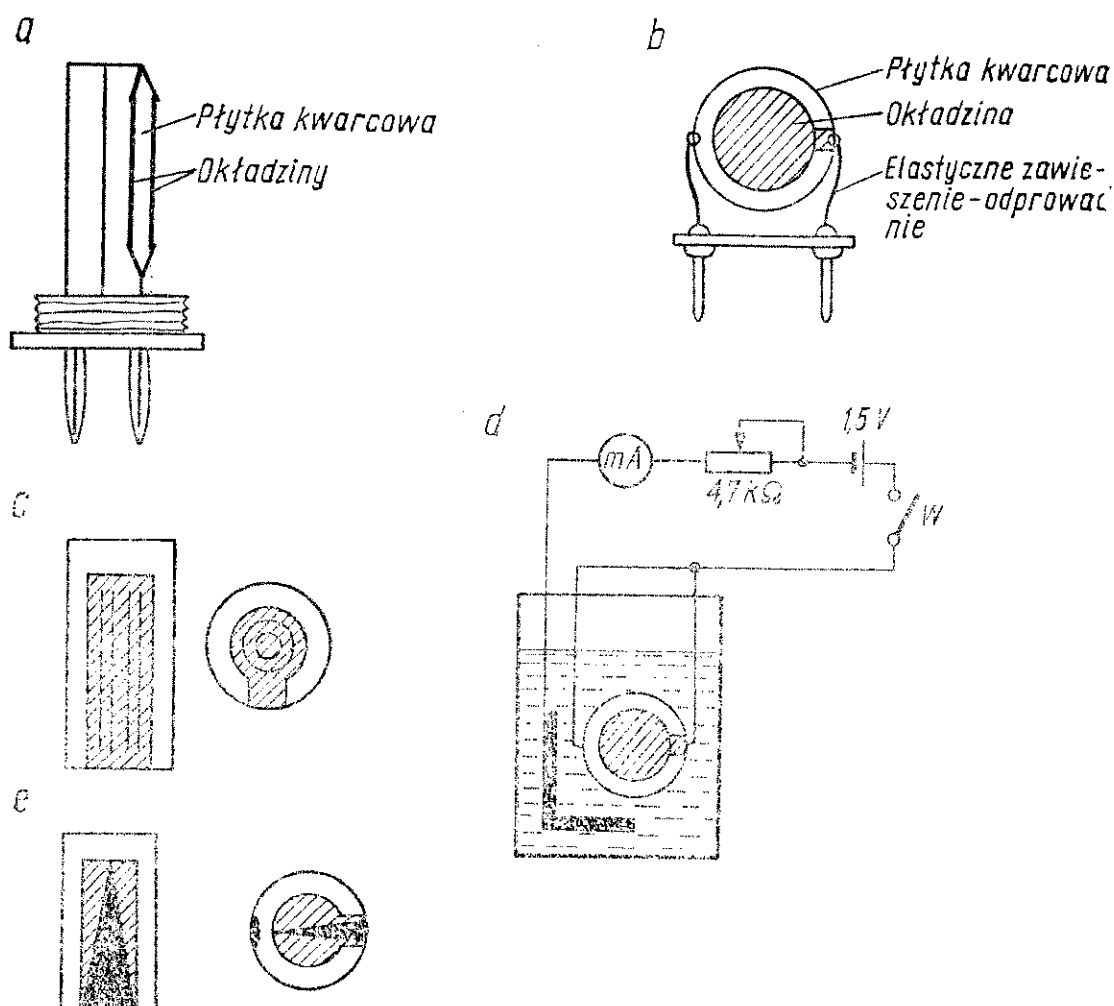
łącznikiem diodowym. W generatorze mogą pracować różne typy tranzystorów krzemowych. Dla optymalnego dobrania warunków pracy zaleca się podczas uruchamiania zastąpić jeden z rezystorów dzielnika bazowego każdego tranzystora potencjometrem nastawnym, który następnie należy zastąpić rezystorem stałym o takiej samej rezystancji, jak ustawiona przy dobieraniu warunków pracy. Pudełko ekranujące można łatwo wykonać z laminatu zlutowanego na krawędziach płaszczyzny (od strony folii). Zresztą o ile nie występuje możliwość oddziaływania pola w.cz. z wyjścia nadajnika lub transceivera na układ generatora, bądź przenikania sygnału z generatora na stopnie po filtrze kwarcowym — ekranowanie nie jest konieczne.

2.1.6. Przestrzajanie rezonatorów kwarcowych

Nie zawsze udaje się nam zdobyć kwarc na wymaganą częstotliwość, toteż często musimy przestrzajać kwarce, czyli przez odpowiednie zabiegi zmniejszać lub zwiększać ich częstotliwości rezonansowe. Najstarszy sposób przestrzajania kwarców — to szlifowanie w celu zmniejszenia grubości płytki kwarcowej, a przez to zwiększenia jej częstotliwości rezonansowej. W czasach, kiedy okładziny rezonatora były dociskane w oprawce do płytki kwarcowej, był to praktycznie jedyny sposób przestrzajania rezonatora. Niewielką zmianę częstotliwości można uzyskać w takich kwarcach także przez zmianę siły docisku okładzin, lecz nie wszystkie oprawki dają taką możliwość. Kwarce tego rodzaju są jeszcze czasem spotykane w oprawkach typu FT 241 i FT 243. Zazwyczaj są to rezonatory o cięciu *AT* lub *BT*, toteż ich częstotliwość rezonansowa zależy od grubości płytki. Szlifuje się je na bardzo drobnym zwilżonym papierze ściernym (używany np. przez lakierników) lub proszkiem korundowym na bardzo równej powierzchni, np. na płytce szklanej. Równomiernie dociśniętą całą powierzchnią płytki kwarcowej należy zataczać koliste ruchy na papierze ściernym lub na płytce pokrytej proszkiem ściernym. Po kilku ruchach należy płytkę kwarcu przemyć, osuszyć, umocować między okładzinami i zmierzyć częstotliwość rezonansową. Całą operację należy powtarzać aż do osiągnięcia żądanej częstotliwości.

Nieco nowsze wykonania rezonatorów kwarcowych, np. kwarce demobilowe w zakręcanych obudowach w kształcie walca i kwarce od radiostacji 10RT zawierają płytki kwarcu zazwyczaj prostokątne z okładzinami srebrnymi, napyłonymi na powierzchnie płytki. Mimo że są to zazwyczaj także kwarce o cięciu *AT* i *BT*, powiększanie częstotliwości rezonansowej przez zmniejszanie grubości płytki jest tu niemożliwe. W niewielkich granicach można to uzyskać przez szlifowanie krawędzi płytki. Praktycznie jednak częstotliwość rezonansową takich kwarców zmienia się przez zmniejszanie lub powiększanie masy okładzin. Uproszczoną konstrukcję takiego rezonatora przedstawiono na rys. 2.72a.

Najnowsze rezonatory kwarcowe, produkowane najczęściej w obudowach HC-6U, HC-18U i HC-25U, mają kształt okrągły i także mają napyłane okładziny. Ich wygląd i konstrukcję obudowy przedstawiono na rys. 2.72b. Przestrajanie tych rezonatorów



Rys. 2.72. Przestrajanie rezonatorów kwarcowych

w warunkach amatorskich jest możliwe jedynie przez powiększenie lub zmniejszanie masy okładzin. Obudowy omawianych rezonatorów są metalowe, hermetycznie zalutowane, często odpompowane. Rozlutowywanie obudowy powinno odbywać się powoli, niezbyt dużą lutownicą (przynajmniej w początkowej fazie), aby zbyt płynna cyna nie została zassana do obudowy w momencie rozhermetyzowania, gdzie mogłaby uszkodzić płytkę kwarcową. Należy bowiem pamiętać, że każde najmniejsze uszkodzenie płytki, większa rysa, czy niewielki odprysk, powoduje trwałe zniszczenie rezonatora.

Osobną grupę stanowią rezonatory (przeważnie kalibracyjne) zamknięte w odpompowanych obudowach szklanych. Przestrajania ich w warunkach amatorskich nie praktykuje się.

Obniżenie częstotliwości rezonansowej rezonatorów kwarcowych z napyłonymi okładzinami polega na powiększeniu masy okładzin przez:

- elektrolityczne pogrubienie okładzin (omówione dalej),
- jodowanie (przez dmuchanie na okładziny parami jodu, np. pipetką, w której umieszczono kilka kryształków jodu lub przez przetrzymywanie przez chwilę rezonatora w pobliżu kryształków jodu, pod przykryciem; pary jodu tworzą na powierzchni okładzin warstwę jodku srebra, powiększając ich masę),
- grafitowanie (przez kreślenie kresek miękkim ołówkiem na obu okładzinach, tak jak to przedstawiono na rys. 2.72c).

Jodowanie umożliwia zmniejszenie częstotliwości w granicach od 5×10^{-5} do 10^{-4} . Jest to proces nieodwracalny, prowadzący przy przedawkowaniu do szybkiego spadku aktywności rezonatora i do jego zniszczenia. Dlatego podczas jodowania należy często mierzyć częstotliwość rezonansową i kontrolować aktywność rezonatora.

Grafitowanie jest wygodne, ponieważ w każdej chwili można zwykłą gumką usunąć naniesione kreski, jednak jest najmniej trwałe ze wszystkich podanych sposobów. W miarę upływu czasu i pod wpływem różnych wstrząsów, jakim podlega aparatura, drobinki grafitu osypują się i rezonator powoli powraca do swojej pierwotnej częstotliwości rezonansowej.

Zbyt niską częstotliwość rezonansową rezonatorów można powiększyć zmniejszając masę napyłonych okładzin przez:

- delikatne zdrapywanie żyłką (przy grubszych warstwach) lub ścieranie gumką (przy cieńszych warstwach) srebra tworzących okładziny,
- elektrolityczne zmniejszenie grubości okładzin.

Usuwanie części srebra z okładzin metodą mechaniczną umożliwia przestrojenie w górę do około 70 kHz, dla rezonatorów o nominalnych częstotliwościach zawartych w granicach 1 ... 5 MHz, o około 250 kHz w przypadku rezonatorów o częstotliwościach rezonansowych w przedziale 5 ... 15 MHz i o około 350 kHz w przypadku rezonatorów na częstotliwości powyżej 15 MHz. Podobnie jak w przypadku jodowania należy często kontrolować przestrajany rezonator, a warstwę srebra należy usuwać raczej na krawędziach okładzin, a nie w środku lub w pobliżu wyprowadzeń.

Elektrolityczne powiększanie i zmniejszanie masy okładzin rezonatora kwarcowego jest najbardziej zalecanym sposobem przestrajania rezonatorów z napyłonymi okładzinami i jest możliwe w warunkach amatorskich. Schemat instalacji do tej operacji (według publikacji UB5LEV w „Radio” nr 3/1978 r.) przedstawiono na rys. 2.72d. W szklanym naczyniu (w słoiku lub w szklance) znajduje się roztwór lapisu w wodzie, woda zakwaszona cytryną lub osolona. Elektrode stanowi mały kawałek złomu srebrnego lub parę zwojów srebrzonego przewodu miedzianego. Drugą elektrodę stanowi rezonator z połączonymi razem okładzinami. W obwodzie znajduje się miliamperomierz do pomiaru prądu podczas procesu, rezystor regulowany 4,7 k Ω do regulacji prądu i ogniwo 1,5 V. Przed włożeniem do naczynia należy centralny obszar okładzin zabezpieczyć przed elektrolizą tłuszczem lub rzadkim lakierem, tak jak to przedstawiono na rys. 2.72e (zabezpieczone miejsca są oznaczone czarnym kolorem).

Dla powiększenia częstotliwości rezonatora należy biegun dodatni baterii dołączyć do okładzin rezonatora, przez co w procesie elektrolizy część srebra z nieosłoniętych powierzchni okładzin przejdzie do elektrody połączonej z biegunem ujemnym ogniwa. Dla obniżenia częstotliwości rezonatora natomiast należy ogniwo włączyć odwrotnie: biegunem ujemnym do okładzin, przez co warstwa srebra na okładzinach zostanie powiększona.

Zależności pomiędzy prądem płynącym w układzie, czasem trwania procesu elektrolizy i zmianą częstotliwości rezonatorów dla różnych przedziałów częstotliwości podano w tablicy 2.5 — osobno dla powiększania i osobno dla zmniejszania częstotliwości rezonansowej rezonatorów kwarcowych.

Tablica 2.5

Elektrolityczne przestrajanie rezonatorów kwarcowych

A. Powiększenie częstotliwości

Częstotliwość [MHz]	Prąd [mA]	Czas trwania procesu elektrolizy [s]				
		1	2	5	8	do 60
zakres częstotliwości [kHz]						
1 ÷ 5	2 ÷ 2,2	1 ÷ 2	2 ÷ 5	3 ÷ 8	4 ÷ 10	do 15
5 ÷ 15	1,2 ÷ 1,5	1 ÷ 6	3 ÷ 10	5 ÷ 20	10 ÷ 50	do 200
30 ÷ 60	0,35 ÷ 0,5	10 ÷ 15	12 ÷ 25	20 ÷ 50	30 ÷ 100	do 350

B. Zmniejszenie częstotliwości

Częstotliwość [MHz]	Prąd [mA]	Czas trwania procesu elektrolizy [s]		
		1	5	20—60
zakres częstotliwości [kHz]				
1 ÷ 5	2 ÷ 3,5	1 ÷ 2	2 ÷ 20	do 100
5 ÷ 15	1,5 ÷ 2	1 ÷ 5	20 ÷ 100	do 300
30 ÷ 60	0,5 ÷ 1	10 ÷ 15	70 ÷ 200	do 600

Po przestrojeniu rezonator należy dobrze przemyć, najlepiej czystym spirytusem i zamknąć zaraz po wyschnięciu w obudowie. Obudowę należy zahermetyzować, w przypadku obudów z materiału izolacyjnego — klejem epoksydowym, a w przypadku obudów metalowych — przez zalutowanie. W tym ostatnim przypadku należy liczyć się z pewną zmianą częstotliwości rezonansowej rezonatora po włożeniu do metalowej obudowy (kilkadziesiąt do kilkuset herców). Ta zmiana częstotliwości praktycznie uniemożliwia amatorskie wykonanie filtra kwarcowego w układzie McCoya o dobrych parametrach z niewielkiej liczby rezonatorów w obudowach metalowych, przestrojonych w warunkach amatorskich. Tym też należy tłumaczyć obserwowaną obecnie znacznie

większą popularność filtrów drabinkowych, wykonywanych z jednakowych rezonatorów.

W warunkach przemysłowych również ma miejsce zmiana częstotliwości rezonatorów po umieszczeniu w obudowach, jednak ze względów technologicznych zmiany te są powtarzalne i łatwiejsze przez to do uwzględnienia. Zresztą rezonatory do filtrów i tak są dobierane spośród wielu egzemplarzy, o ile mają pracować w filtrze o zastrzonych parametrach.

W każdym przypadku po przestrojeniu trzeba liczyć się z pogorszeniem aktywności i stabilności rezonatora w stosunku do stanu przed przestrojeniem.

2.1.7. Przestrajane generatory LC (VFO)

Przestrajane generatory LC wielkiej częstotliwości, nazywane w literaturze krótkofalarskiej VFO (skrót od angielskiej nazwy *Variable Frequency Oscillators*), znajdują wielorakie zastosowanie w urządzeniach krótkofalarskich, głównie jednak jako generatory pierwszej lub drugiej przemiany w odbiornikach i jako generatory bezpośrednio lub pośrednio sterujące, w nadajnikach.

O ile w odbiornikach generatory te były stosowane od momentu skonstruowania superheterodyny, to w urządzeniach nadawczych przez długi czas ustępowały miejsca generatorom kwarcowym, zapewniającym wówczas znacznie większą stałość częstotliwości. W miarę rozwoju techniki radiokomunikacyjnej generatory przestrajane coraz częściej zaczęły być stosowane do bezpośredniego sterowania nadajników amatorskich. Rozwój techniki SSB i właściwe dla tej techniki formowanie sygnału wyjściowego przez przemianę częstotliwości zwiększyły zakres zastosowań generatorów przestrajanych i zakres częstotliwości pracy, a także zwiększyły wymagania stałości częstotliwości. Równocześnie nowe podzespoły (np. tranzystory polowe) i nowe rozwiązania układowe umożliwiły budowanie generatorów przestrajanych, o stałości częstotliwości zbliżonej do stałości prostszych generatorów kwarcowych. W chwili obecnej nie przestrajane, a sterowane wyłącznie rezonatorem kwarcowym są jedynie nadajniki do zdalnego sterowania modeli, do radiolokacji amatorskiej, a także nadajniki radiotelefonów UKF FM, oczywiście jeśli chodzi o nadajniki amatorskie. Wszystkie pozostałe urządzenia nadawcze mają

częstotliwość pracy płynnie zmienianą przez przestrajanie VFO lub skokowo, przez wybór odpowiedniej częstotliwości z syntezy. Te ostatnie urządzenia, niezbyt jeszcze popularne w Polsce, zdobywają sobie coraz większą popularność, toteż poświęcono im nieco miejsca w następnym rozdziale.

Aby wykonać generator przestrajany, spełniający nowoczesne wymagania, nie można poprzestać na bezkrytycznym, mniej czy bardziej dokładnym odwzorowaniu pierwszego lepszego opisu z literatury krótkofalarskiej. Należy w pierwszym rzędzie zdać sobie sprawę z zależności pomiędzy jakością i wartościami elementów składowych generatora, a jego parametrami, poznać podstawowe zasady konstruowania generatorów, a następnie poznać ich różne układy elektryczne. Dokonano dalej skrótowego przeglądu praktycznych układów VFO, obejmującego tylko układy najczęściej spotykane i najbardziej zalecane do stosowania.

Najważniejszym parametrem generatora w.c.z. jest stałość częstotliwości, czyli stabilność. Niestabilność może wynikać z przyczyn mechanicznych lub elektrycznych. Mechaniczne przyczyny niestabilności to: kondensatory strojeniowe i przekładnie z luzami, ruchome zwoje na korpusach cewek, wytarte lub zanieczyszczone styki przełączników oraz luźno zawieszony, podatny na wstrząsy, elementy składowe. Zaradzić temu można przez stosowanie solidnych kondensatorów zmiennych, stosowanie cewek o zwojach sklejonych klejem polystyrenowym lub żywicą epoksydową, a jeszcze lepiej nawiniętych na żłobkowane korpusy (należy unikać stosowania rdzeni w oprawkach polystyrenowych!) oraz przez zwarty, stabilny montaż, najlepiej na płytkach drukowanych.

Niestabilność elektryczna może mieć więcej przyczyn. Główną przyczyną jest temperatura, powodująca zmiany częstotliwości rezonansowej obwodu generatora i zmieniająca punkt pracy elementów półprzewodnikowych w układzie. Drugą poważną przyczyną jest niestabilność napięcia zasilania, powodująca zmiany pojemności dynamicznej tranzystora. Dalsze przyczyny niestabilności elektrycznej generatora — to źle dobrany punkt pracy elementu czynnego i źle dobrane dodatnie sprzężenie zwrotne. Stabilność generatora zależy także od układu: bywają układy o mniejszej stabilności częstotliwości, które jednak mają inne za-

lety (w postaci np. dużego napięcia wyjściowego w.cz. lub jednakowej amplitudy tego napięcia przy różnych częstotliwościach) i przez to są chętnie stosowane, bywają też układy o podwyższonej stabilności, lecz bardziej skomplikowane i przez to mniej chętnie stosowane.

Od wybranego układu, a następnie od tego, w jaki sposób zapobiegniemy przyczynom niestabilności elektrycznej generatora, zależy zatem jego stabilność.

Niestabilność wywołaną zmianami temperatury otoczenia zwalczą się kompensując termicznie obwód drgań, to jest stosując w nim kondensatory stałe o mniejszym lub większym ujemnym współczynniku temperaturowym. Niekiedy wystarczające jest odsunięcie całego generatora od źródła ciepła (np. od lamp końcowych nadajnika) lub osłonięcie generatora jakimś materiałem trudno przewodzącym ciepło. Nowoczesne generatory półprzewodnikowe nie są same źródłem ciepła, tak jak dawniejsze generatory lampowe, toteż nie zachodzi konieczność oddzielania obwodu rezonansowego od pozostałego układu generatora. Należy jednak dbać, aby nadmierny prąd płynący przez tranzystor nie nagrzewał złącza i nie powodował przez to zmian parametrów tranzystora podczas pracy generatora.

Stabilizowanie napięcia zasilania dla VFO jest konieczne, bez względu na wybrany układ i to dwustopniowe, np. wstępnie w stabilizatorze elektrycznym, stabilizującym napięcie także i dla innych stopni i dodatkowo, diodą Zenera, tylko dla generatora.

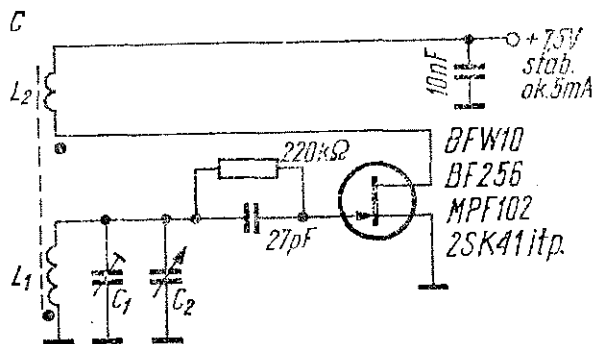
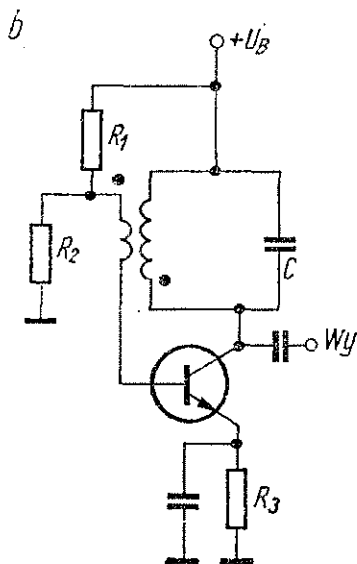
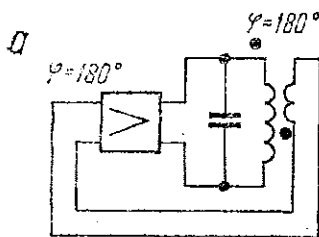
Punkt pracy elementu czynnego (lampy, tranzystora, układu scalonego) może w generatorze znajdować się w klasie A, B lub C, podobnie jak we wzmacniaczu w.cz. W klasie A prąd płynie przez element czynny przez cały czas, kształt napięcia wyjściowego w.cz. jest najbardziej zbliżony do idealnej sinusoidy, a sprawność jest najmniejsza. W klasie B punkt pracy znajduje się w punkcie odcięcia prądu anodowego lub prądu kolektora. Prąd płynie tylko w czasie dodatnich lub ujemnych półokresów, a zawartość harmoniczných i sprawność są większe niż w przypadku klasy A. W klasie C, przy punkcie pracy poniżej punktu odcięcia, prąd płynie tylko impulsami, a zawartość harmoniczných i sprawność są największe.

Na kształt napięcia wyjściowego, a co za tym idzie, na zawar-

tość harmonicznym ma wpływ wielkość dodatniego sprzężenia zwrotnego. Im większe sprzężenie zwrotne, tym większa zawartość harmonicznym i tym bardziej zniekształcony przebieg, zatem dla uzyskania sygnału o możliwie najmniejszej zawartości harmonicznym sprzężenie powinno być możliwie najmniejsze.

Przegląd podstawowych układów przestrajanych generatorów LC rozpoczyna generator Meissnera (rys. 2.73). Układy generatorów noszą nazwy od ich wynalazców. Na rys. 2.73a przedstawiono schemat blokowy generatora Meissnera. Składa się on z dwóch zasadniczych zespołów: wzmacniacza, przesuującego fazę sygnału o kąt 180° i z obwodu rezonansowego, nastrojonego na żadaną częstotliwość, tworzącego z cewką sprzęgającą transformator wielkiej częstotliwości. Cewka sprzęgająca jest dołączona na wejście wzmacniacza. Dzięki odpowiedniemu połączeniu cewek (początki cewek oznaczono kropkami) obwód drgań także przesuwa fazę o 180° . To przesunięcie fazowe i wzmocnienie wzmacniacza, większe od strat w układzie, są warunkami powstania drgań każdego generatora.

Na rysunku 2.73b przedstawiono uproszczony schemat generatora Meissnera zbudowanego na tranzystorze bipolarnym. W obwodzie kolektora tranzystora znajduje się obwód rezonansowy LC. Z obwodem tym sprzężona jest cewka, dołączona do bazy tranzystora, przez którą płynie prąd bazy z dzielnika polaryzacji bazy R_1/R_2 . W momencie włączenia zasilania w



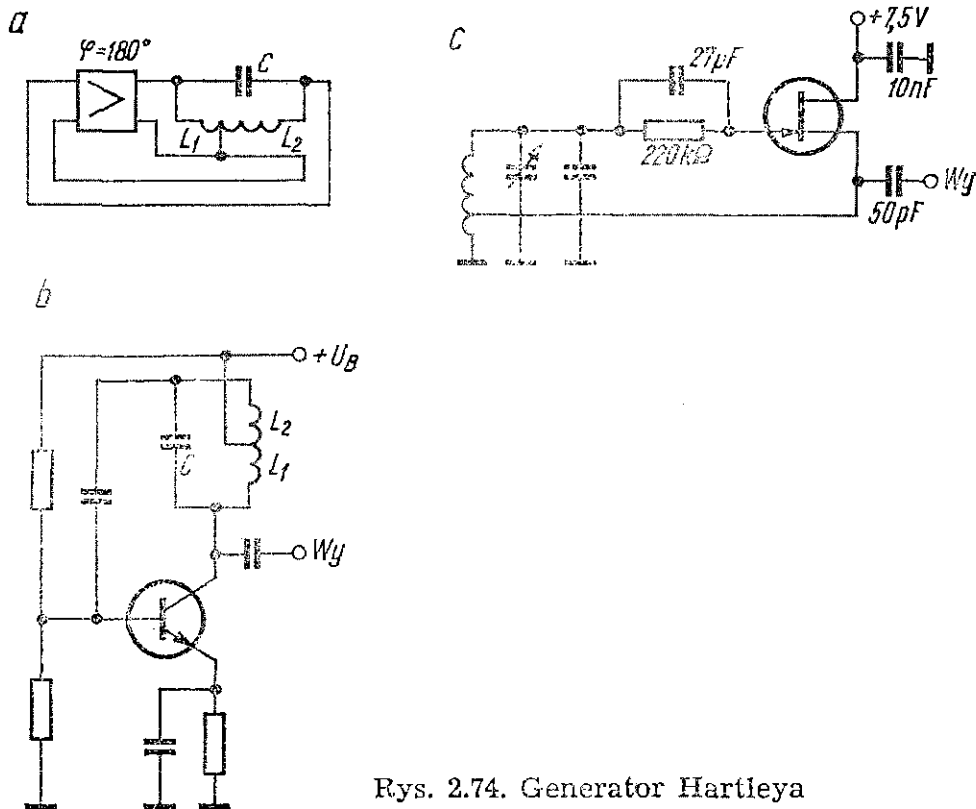
Rys. 2.73. Generator Meissnera

obwodzie rezonansowym powstaną drgania gasnące, które dzięki sprzężeniu cewek będą wpływać na potencjał bazy, powodując zmiany prądu kolektora płynącego przez obwód rezonansowy. Dzięki sprzężeniu zwrotnemu i przesunięciu fazowemu, drgania będą miały tę samą fazę co początkowe drgania gasnące i w rezultacie będzie miało miejsce podtrzymanie drgań na poziomie zależnym od wzmocnienia tranzystora, strat w układzie i wielkości sprzężenia zwrotnego. Rezystor w emiterze tranzystora ma zadanie ograniczenia wartości prądu w pierwszej chwili po włączeniu lub w momencie zerwania drgań. Równolegle połączony z nim kondensator bocznikuje rezystor dla przebiegów zmiennych. Obwód rezonansowy może być włączony do obwodu bazy zamiast do obwodu kolektora. Generator może pracować w innych konfiguracjach niż WE¹⁾, przy czym należy wtedy inaczej podłączyć końcówki cewek, bez odwrócenia fazy, ponieważ wzmacniacze o konfiguracji WB i WK²⁾ nie dają przesunięcia fazowego. Generator Meissnera rzadko jest obecnie stosowany w urządzeniach krótkofalarskich i to w stopniach o mniejszej częstotliwości pracy, np. w BFO odbiorników z pośrednią częstotliwością 465 kHz itp. Mimo to, dla uzupełnienia informacji o tym generacie, na rys. 2.73c przedstawiono praktyczny układ generatora Meissnera z tranzystorem polowym.

Na rysunku 2.74 przedstawiono schematy generatora Hartleya. Jego cechą charakterystyczną jest odczep na cewce obwodu rezonansowego, dzielący cewkę na dwie części, przy czym od stosunku zwojów (przekładni) tych części zależy wielkość sprzężenia zwrotnego. Generator Hartleya, podobnie jak poprzedni generator Meissnera, powinien pracować w klasie C. W klasycznym układzie, jak na rys. 2.74b, kondensator obwodu rezonansowego nie może być uziemiony z żadnej strony, co uniemożliwia w tym układzie zastosowanie agregatu kondensatorów w celu współbieżnego strojenia generatora i stopni wejściowych w odbiorniku. W takim przypadku stosuje się drugą wersję układu, przedstawioną na rys. 2.74c jako układ praktyczny na tranzystorze polo-

¹⁾ WE — układ o wspólnym emiterze, bywa też oznaczany jako OE.

²⁾ WB i WK — wspólna baza (inaczej OB) i wspólny kolektor (inaczej OC).

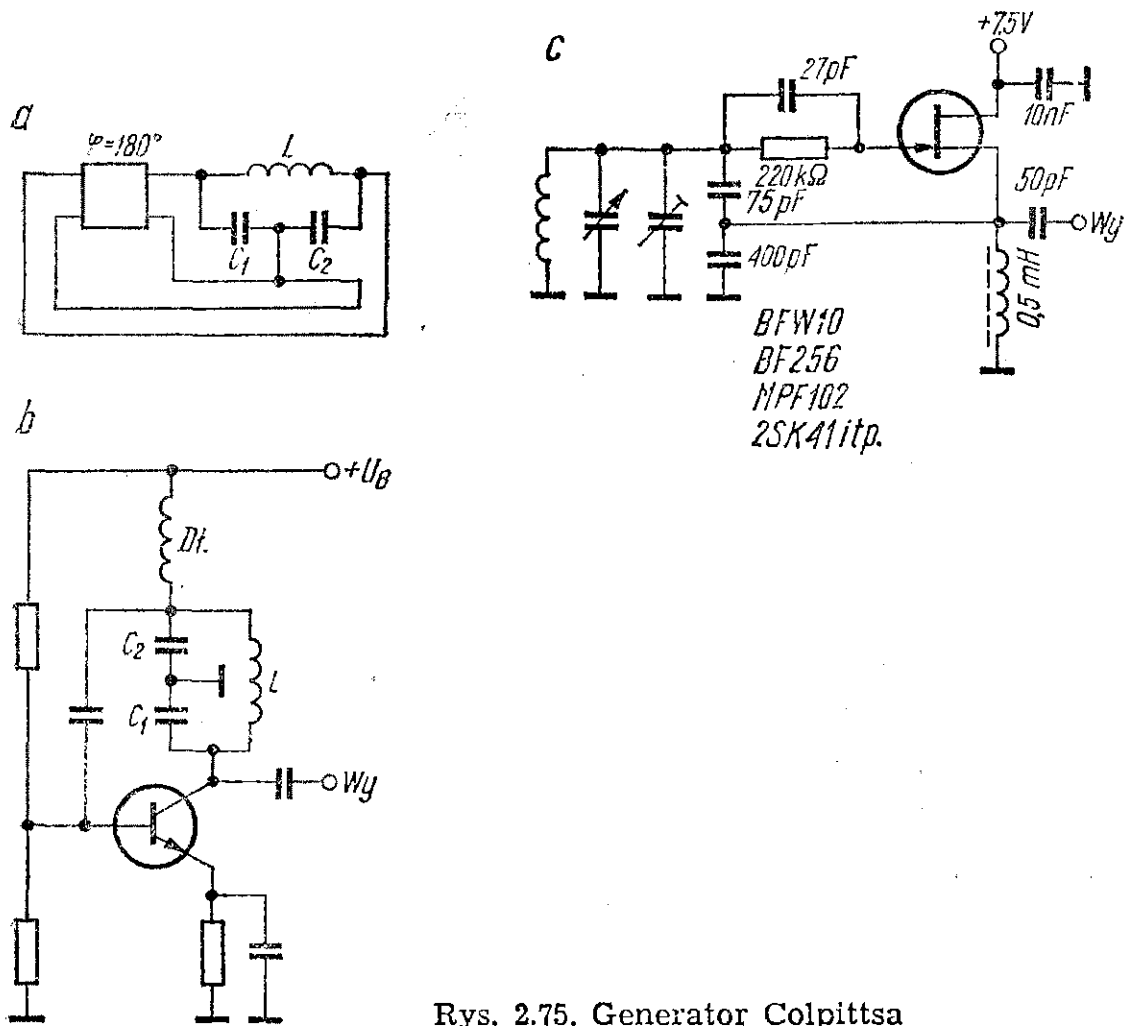


Rys. 2.74. Generator Hartleya

wym. Można tu, podobnie jak w przypadku generatora Meissnera, zastosować dowolny tranzystor polowy. Odczep na cewce powinien znajdować się na wysokości 10 do 20% liczby zwojów, licząc od uziemionego końca. Generator Hartleya może pracować przy dowolnej konfiguracji tranzystora.

Generator Colpittsa ma jedną cewkę, ale za to ma kondensator obwodu rezonansowego podzielony na dwie części, tak jak to przedstawiono na rys. 2.75a. Stosunek pojemności C_1/C_2 decyduje o wielkości sprzężenia zwrotnego. Podobnie jak dwa poprzednie generatory, generator Colpittsa może pracować w trzech konfiguracjach: WE, WB i WK. Cechuje go łatwość wzbudzenia się, nawet z tranzystorami o niewielkim współczynniku wzmocnienia prądowego. Generator Colpittsa jest najstabilniejszy ze wszystkich dotychczas omówionych generatorów, toteż bywa powszechnie stosowany w urządzeniach radiokomunikacyjnych i pomiarowych, w szerokim zakresie częstotliwości pracy.

Na rysunku 2.75b przedstawiono uproszczony schemat generatora Colpittsa zbudowanego na tranzystorze bipolarnym w konfiguracji WE. Kondensatory dzielnika C_1/C_2 mogą być współbież-



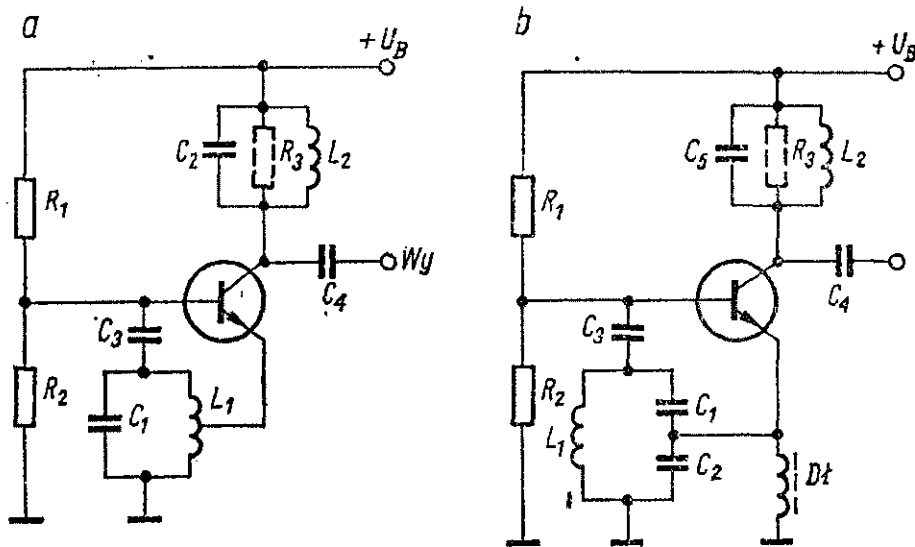
Rys. 2.75. Generator Colpittsa

nie strojone, jeśli generator ma być przestrajany w dużym zakresie częstotliwości. W innym przypadku (częściej w praktyce krótkofalarskiej) przestrajany może być kondensator o mniejszej pojemności, włączony równolegle do cewki, jak to przedstawiono na praktycznym schemacie generatora na tranzystorze polowym (rys. 2.75c).

O ile generator Hartleya, będący w swoim czasie wielkim osiągnięciem, został szybko przez krótkofalowców zapomniany, to generator Colpittsa — dzięki większej możliwości doboru elementów w kierunku poprawy stabilności i dzięki różnym modyfikacjom — jest nadal bardzo popularny. Jednym ze sposobów podwyższenia i tak już dobrej stabilności, jest stosowanie w generatorze Colpittsa tranzystorów polowych. Takie właśnie rozwiązanie przedstawiono na rys. 2.75c.

Znany z techniki lampowej układ generacyjny o sprzężeniu elektronowym (ECO) może być oparty na generatorze Hartleya

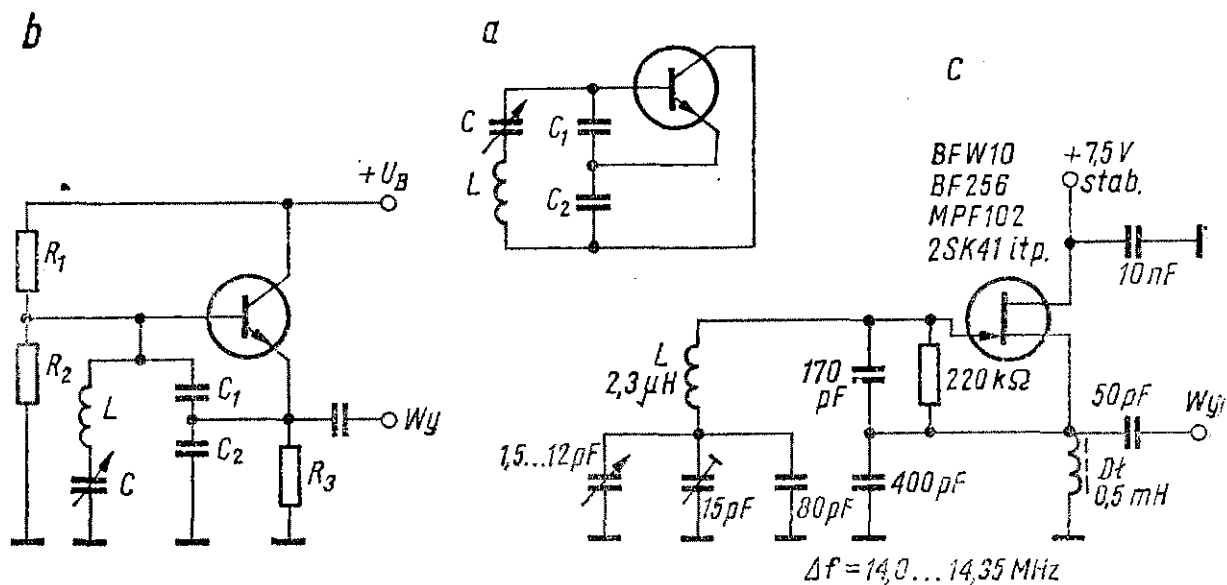
(rys. 2.76a) lub na generatorze Colpittsa (rys. 2.76b). Układy te różnią się od układów Hartleya i Colpittsa obecnością dodatkowego obwodu rezonansowego w obwodzie kolektora tranzystora, skąd też pobierany jest sygnał wyjściowy, zamiast z obwodu drgań. Uzyskuje się w ten sposób zmniejszenie wpływu obciążenia na stałość częstotliwości. Zamiast wyjściowego obwodu rezonansowego można w obwód kolektora włączyć rezystor, co na schematach zaznaczono linią przerywaną.



Rys. 2.76. Generatory ECO-Hartleya i ECO-Colpittsa

Generator Clappa (rys. 2.77) jest jedną z wcześniejszych modyfikacji generatora Colpittsa. Powstał w 1940 r. w wersji lampowej, opracowany przez J. K. Clappa, niezależnie od G. G. Gourieta, dlatego też nazywany jest także generatorem Gouriet-Clappa. Jak widać na uproszczonym schemacie (rys. 2.77a), obwód rezonansowy LC jest tu szeregowy, a nie równoległy jak w generatorze Colpittsa. Obwód szeregowy ma małą impedancję rezonansową i przy luźnym sprzężeniu z tranzystorem gwarantuje mniejszy wpływ zmian napięcia zasilania i zmian obciążenia na częstotliwość. Dzielnik C_1/C_2 decyduje o wielkości sprzężenia zwrotnego, podobnie jak w generatorze Colpittsa. Znaczna pojemność tego dzielnika jest dołączona równoległe do pojemności dynamicznej tranzystora, przez co zmiany tej pojemności, wywołane zmianami wielkości prądu płynącego przez tranzystor mają niewielki

wpływ na częstotliwość. Schemat generatora Clappa na tranzystorze bipolarnym przedstawiono na rys. 2.77b. Dzielnik R_1/R_2 należy dobrać odpowiednio do użytego tranzystora. Rezystor R_3 powinien mieć wartość w granicach $470 \Omega \dots 2 \text{ k}\Omega$. Pojemności dzielnika C_1/C_2 powinny być zawarte w granicach 100 pF do pojedynczych nanofaradów. Powinny to być kondensatory dobrej jakości, najlepiej wykonane ze srebrzonej miki.

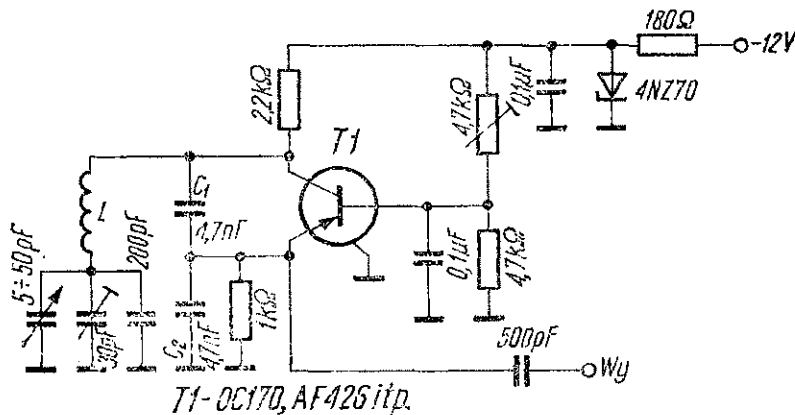


Rys. 2.77. Generator Clappa

Schemat praktyczny generatora Clappa na tranzystorze unipolarnym przedstawiono na rys. 2.77c (zaczepnięty z przeglądu układów VFO opublikowanego przez DL1VU w numerach 1, 2 i 3/76 „CQ DL”). Wartości obwodu odnoszą się do pasma 14 MHz. Zamiast dławika w obwodzie źródła tranzystora można zastosować rezystor, np. $1 \text{ k}\Omega$. Ze względu na popularność generatora Clappa i jego niewątpliwe walory, w przeglądzie praktycznych układów VFO w dalszej części tego rozdziału zebrano jeszcze kilka schematów tych generatorów.

Odmianę generatora Clappa stanowi generator Rakara, różniący się niewiele parametrami i schematem. Różnica polega na włączeniu dzielnika pojemnościowego pomiędzy kolektor tranzystora i masę (rys. 2.78), zamiast między bazę i masę, jak w generatorze Clappa. W rezultacie, zarówno emiter, jak i kolektor są zablokowane dużymi pojemnościami, a baza jest uziemiona dla prądu zmiennego. Na emiterze i kolektorze występuje napięcie zmien-

ne, które może być pobierane z emitera — przy obciążeniu małą impedancją i z kolektora — przy obciążeniu dużą impedancją (napięcie wyjściowe na kolektorze jest około 2 razy większe niż na emiterze). Tak jak we wszystkich podobnych układach — ze zwiększaniem pojemności dzielnika wzrasta stabilność generatora, lecz maleje amplituda napięcia wyjściowego w.cz. Doświadczenia z generatorem Rakara opisał OK1FW. Twierdzi on, że godzinna stałość częstotliwości tego generatora jest lepsza niż 10^{-5} i że przy tranzystorze o współczynniku wzmocnienia prą-

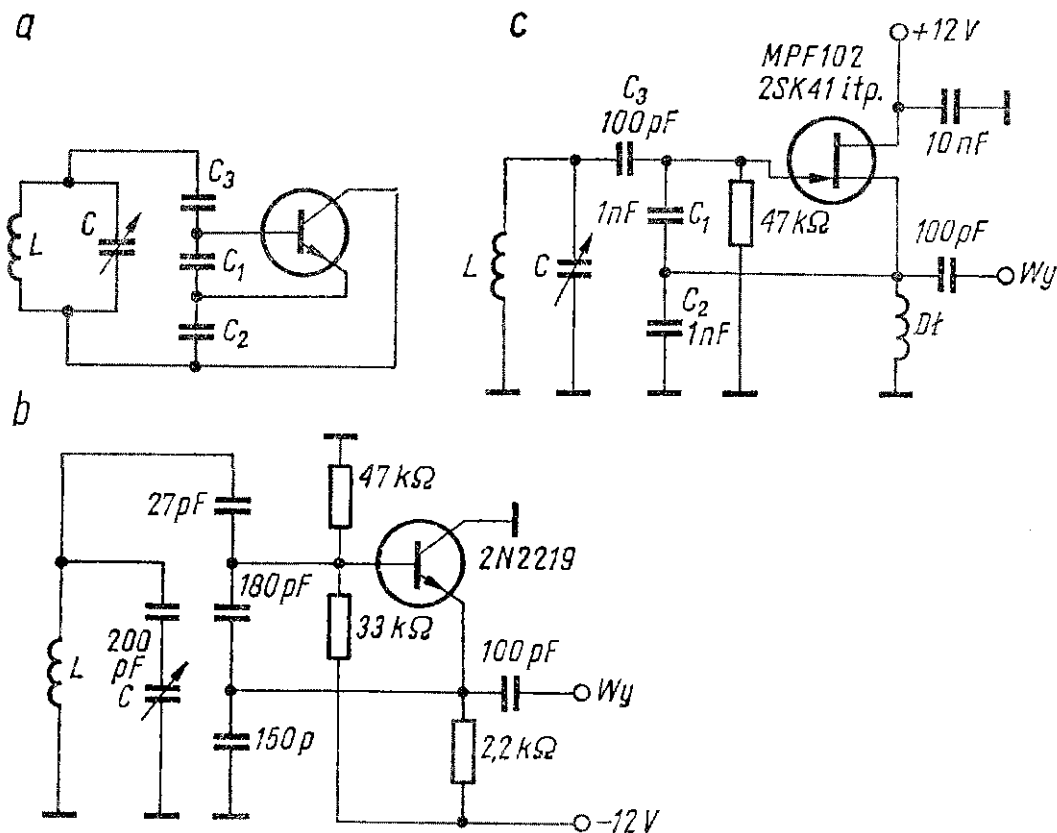


Rys. 2.78. Generator Rakara

dowego większym od 150 pojemności kondensatorów C_1 i C_2 mogą być zwiększone nawet do 10 nF. Dobroć cewki powinna być zbliżona do 150. Po generatorze powinien znajdować się stopień izolujący, jak zresztą po wszystkich generatorach, jeśli chcemy uzyskać maksymalną stałość częstotliwości. W opisanym generatorze użyto tranzystora germanowego p-n-p. Po zmianie biegunowości zasilania i po wymianie tranzystora na krzemowy należy ustawić punkt pracy potencjometrem nastawnym w dzielniku bazowym.

Bardzo popularny generator Seilera (W8PK) wywodzi się także od generatora Colpittsa. Jak wynika z porównania uproszczonego schematu tego generatora (rys. 2.79a) ze schematem generatora Colpittsa, Seiler dodał tylko jeden kondensator (C_3), pomiędzy równoległym obwodem rezonansowym a bazą tranzystora. Dzięki małej pojemności tego kondensatora i dużym pojemnościom C_1 i C_2 , zmiany pojemności dynamicznej tranzystora w bar-

dzo małym stopniu wpływają na częstotliwość drgań. Jednocześnie oddzielenie obwodu drgań od dużej pojemności dzielnika umożliwiło zwiększenie zakresu przestrajania w stosunku do generatora Colpittsa o tych samych pojemnościach w dzielniku.



Rys. 2.79. Generator Seilera

Na rysunku 2.79b przedstawiono schemat wariantu generatora Seilera, opisanego przez W3JHR w „73 Magazine” nr 11/74, jako stabilne VFO dla SSB. Dzięki charakterystyce użytego tranzystora 2N 2219 można było znacznie zredukować pojemności dzielnika, a szczególnie kondensatora między emiterem a masą, który ma zazwyczaj znaczną pojemność i redukuje napięcie wyjściowe. W generatorze na zakres 4,93 ... 5,6 MHz zmiana częstotliwości po nagraniu wynosiła zaledwie 25 Hz (przy czym „nagrzanie” oznacza w tym przypadku nie zmianę temperatury otoczenia, bo ta nie uległa zmianie, a jedynie ustalenie się częstotliwości po ustaleniu się temperatury złącza pracującego tranzystora).

W1D TY opisał wersję generatora Seilera zbudowanego na tranzystorze unipolarnym, przedstawioną na rys. 2.79c. Użycie tego tranzystora stanowiło korzystną modyfikację, toteż W1D TY

stwierdza, że jest to najlepszy VFO z dotychczas sprawdzonych generatorów lampowych i tranzystorowych. Zmiana napięcia zasilania z 22 V do 9 V powoduje zmianę częstotliwości zaledwie o 1 kHz, toteż stabilizacja napięcia zwykłą diodą Zenera likwiduje praktycznie wpływ wahań napięcia na częstotliwość. W zakresie częstotliwości 3,49 ... 4,01 MHz napięcie wyjściowe zmieniło się nie więcej niż o 2 dB. W „73 Magazine” nr 8/77 WIDTY zamieścił szereg wskazówek odnoszących się do omawianego generatora. Między innymi radzi:

- zastosować tranzystor o częstotliwości granicznej kilkakrotnie większej niż częstotliwość pracy generatora,
- dobrać polaryzację tranzystora zapewniającą pracę na liniowym odcinku charakterystyki,
- dla uzyskania maksymalnej sprawności impedancja obwodu drgań powinna być w przybliżeniu równa impedancji wyjściowej tranzystora:

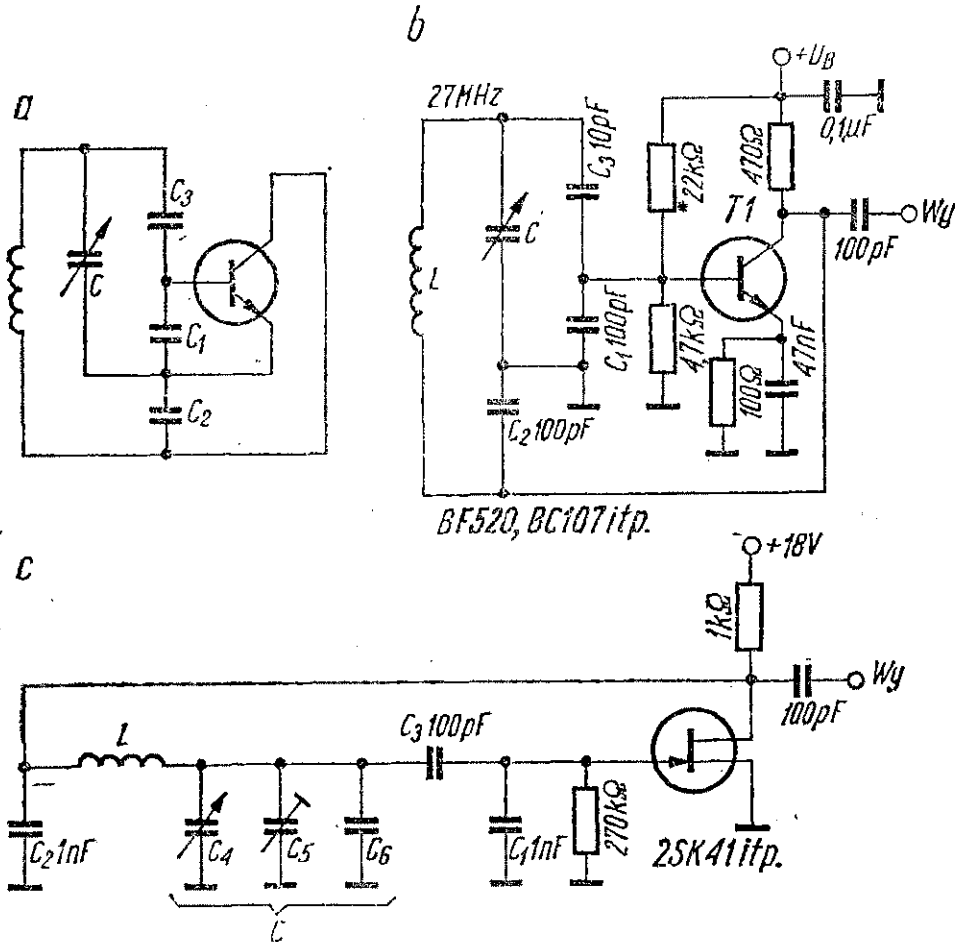
$$Z = \frac{U_{CE}}{I_C}$$

- dobroć obwodu powinna być duża, ponieważ ma duży wpływ na stabilność. Najlepsza byłaby cewka powietrzna, ale ze względu na miniaturyzację urządzeń coraz częściej cewki VFO nawija się na pierścieniowy rdzeń ferrytowy.

Według WIDTY pojemności kondensatorów dzielnika nie są krytyczne, lecz powinny być większe niż pojemność kondensatora zmiennego (praktycznie od 150 pF do kilku nanofaradów). Przy dużym wzmocnieniu tranzystora pojemności C_1 i C_2 powinny być równe. Przy małym wzmocnieniu stosunek C_2/C_1 powinien być mniejszy niż współczynnik wzmocnienia tranzystora. Pojemność C_3 powinna mieć wartość w pobliżu 100 pF. Podczas uruchamiania najlepiej zastąpić ją kondensatorem zmiennym o maksymalnej pojemności 100 pF i zmniejszać aż do zerwania drgań. Następnie należy wstawić kondensator o pojemności większej o około 50% od pojemności ustawionej uprzednio, przy której oscylacje jeszcze pewnie występowały.

Generator Vackára także wywodzi się od generatora Colpittsa i jest obok generatora Seilera zaliczany do najstabilniejszych generatorów. Został opisany w 1949 r., a następnie przepracowany

przez Clappa w 1954 r. Obwód drgań jest sprzężony z tranzystorem małą pojemnością (C_3 na uproszczonym schemacie z rys. 2.80a), a kondensatory C_1 i C_2 o znacznie większych pojemnościach bocznikują pojemności wejściowe i wyjściowe tranzystora.



Rys. 2.80. Generator Vackářa

Na rysunku 2.80b przedstawiono schemat generatora Vackářa na pasma 27 i 28 MHz (przestrajany w granicach 26,9 do 34,7 MHz). Zmiana częstotliwości w funkcji zmian temperatury jest tu nie większa niż 10 Hz na 1°C w zakresie temperatur -6°C do $+35^\circ\text{C}$. Dla mniejszych częstotliwości (np. dla pasma 3,5 MHz) pojemności C_1 i C_2 należy zwiększyć do 1000 pF (pojemności te powinny być jednakowe), a C_3 należy zwiększyć do 100 pF. Generator charakteryzuje się dużym napięciem wyjściowym i niewielkimi zmianami napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości. W generatorze Vackářa uzyskuje się większy za-

kres częstotliwości niż w generatorze Seilera: zmiany pojemności w obwodzie drgań mogą osiągać wartość $1 \div 2,5$. Częstotliwość jest w niewielkim stopniu uzależniona od użytego tranzystora. Ze względu na dołączenie obciążenia do obwodu rezonansowego, w celu pełnego wykorzystania zalet tego generatora należy po generatorze stosować separator.

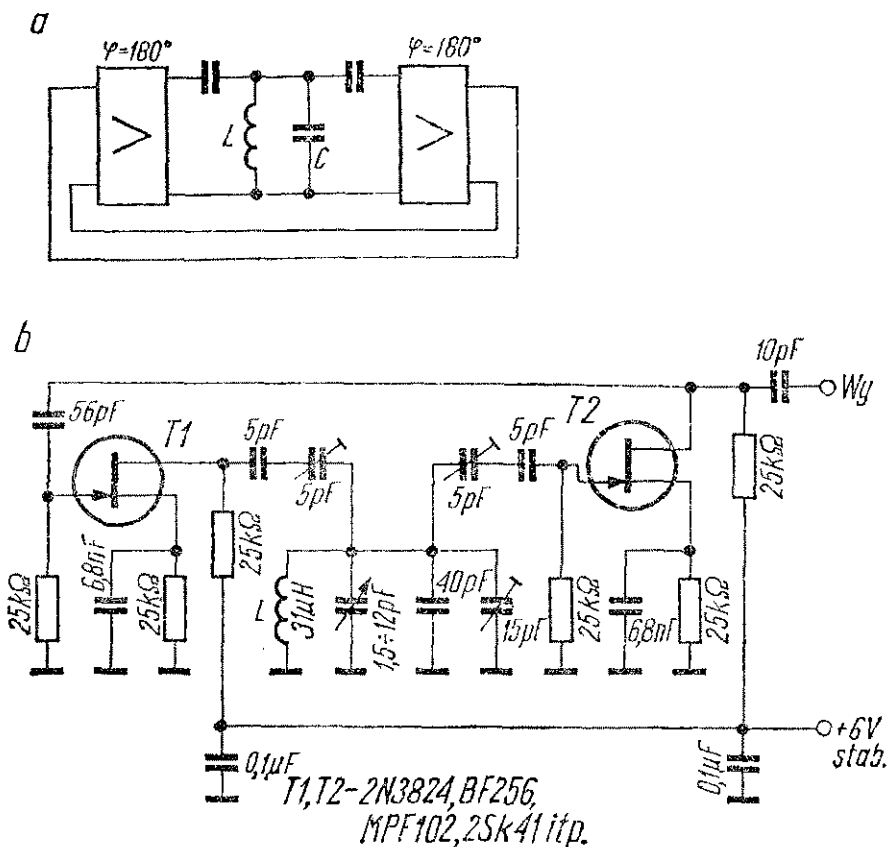
Schemat wersji generatora Vackáňa zbudowanego na tranzystorze polowym wg projektu W1DTY przedstawiono na rys. 2.80c. Stabilność jest taka sama jak w przypadku generatora Seilera zbudowanego na tranzystorze polowym (rys. 2.79c) i jest porównywalna ze stabilnością generatora kwarcowego. Ze względu na stosunkowo małą częstotliwość pracy (3,5 ... 4 MHz) kondensatory C_1 , C_2 i C_3 mają dość duże pojemności. Kondensator obwodu C składa się tu z kondensatora zmiennego C_4 , trymera dostrojczego C_5 i kondensatora stałego C_6 , ograniczającego zakres zmian pojemności wypadkowej. Większość wskazówek W1DTY odnoszących się do generatora Seilera znajduje i tu zastosowanie. Pojemności C_1 i C_2 (jednakowe) oblicza się ze wzoru:

$$C_1 = C_2 = \frac{3000}{f} \quad \begin{array}{l} /C \text{ w pF}/ \\ /f \text{ w MHz}/ \end{array}$$

Przegląd układów podstawowych generatorów przestrajanych LC zamyka generator Franklina (rys. 2.81). Generator ten, bardziej popularny w epoce lamp elektronowych i przed rozpowszechnieniem się generatorów Seilera i Vackáňa, zawiera dwa stopnie wzmocnienia, połączone w pętlę, pomiędzy którymi znajduje się równoległy obwód rezonansowy. W ten sposób możliwe jest dobranie optymalnych warunków wzbudzenia, a obwód drgań jest odseparowany od obciążenia.

Praktyczny schemat generatora Franklina (według DL1VU) przedstawiono na rys. 2.81b. Należy zwrócić uwagę na małe pojemności sprzęgające oba stopnie z obwodem, mimo że generator pracuje w pasmie 3,5 MHz. Pojemności w obwodzie też są małe: żadaną częstotliwość rezonansową uzyskuje się przez użycie cewki o odpowiednio dużej indukcyjności.

Na dalszych stronicach tego rozdziału zebrano szereg przykładów wykonania różnych VFO, opartych na różnych układach podstawowych i pracujących na różnych częstotliwościach.

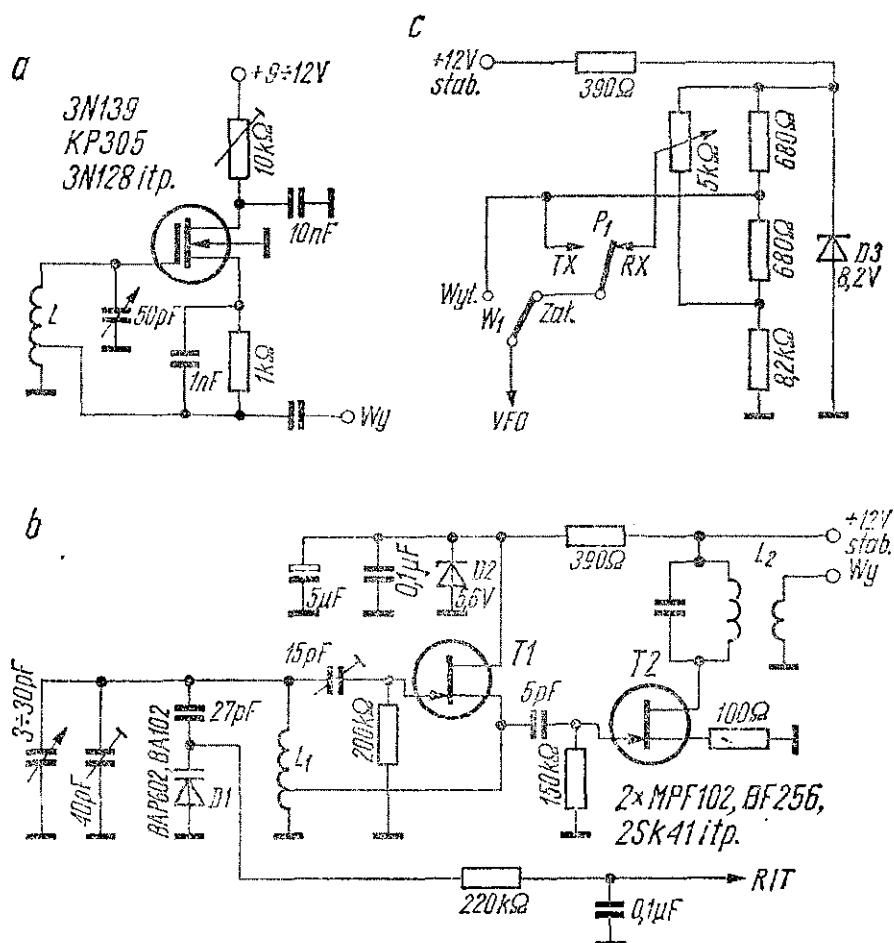


Rys. 2.81. Generator Franklina

Dwa przykłady wykonania VFO w układzie Hartleya przedstawiono na rys. 2.82. W pierwszym (rys. 2.82a) pracuje tranzystor polowy z izolowaną bramką (MOS FET). Stabilność tego generatora zależy w znacznym stopniu od punktu pracy tranzystora, toteż potencjometr 10 kΩ (nastawny) w obwodzie zasilania umożliwia ustalenie prądu, przy którym generator będzie najbardziej stabilny. Podczas prób tego układu okazało się, że zmiany prądu w granicach 3,5 do 6 mA powodowały tylko nieznaczne zmiany częstotliwości, podczas gdy mniejsze zmiany prądu, poniżej 3,5 mA powodowały znacznie większe zmiany częstotliwości. Wielkość prądu, przy którym generator był najstabilniejszy, zależała w dużym stopniu od typu i egzemplarza użytego tranzystora. Napięcie wyjściowe wynosiło 2 ... 3 V, w zależności od napięcia zasilania. Po dołączeniu obciążenia częstotliwość maleje o kilkadziesiąt Hz. Układ jest szczególnie wygodny jako BFO, gdzie nie jest potrzebne stosowanie separatora. Odczep na cewce uzyskuje się przez połączenie szeregowo głównej indukcyjności typowego obwodu p.cz. z cewką sprzęgającą o liczbie zwojów stanowiącej 10 ... 20% liczby zwojów głównej indukcyjności. Po-

tencjometr nastawny po zmierzeniu należy zastąpić rezystorem stałym.

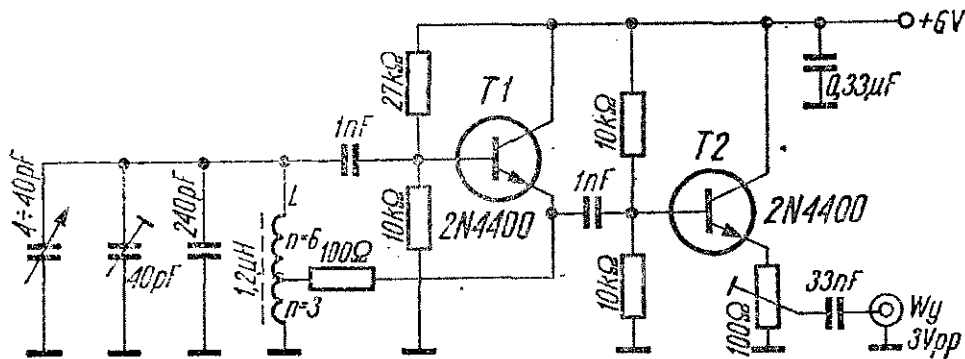
Na rysunku 2.82b przedstawiono schemat kompletnego VFO, pracującego w zakresie 5 ... 5,5 MHz (opis w „Radio Communication” 9/71). Pracują tu dwa tranzystory polowe 2N 3819, MPF 102 lub BF 245. Typ użytych tranzystorów nie jest tu zbyt ważny, np. z powodzeniem można tu zastosować dostępne w kraju tranzystory polowe 2SK 41. Dla uniknięcia zmian częstotliwości od zmian napięcia zasilającego, niezależnie od zasilania generatora napięciem stabilizowanym 12 V, pierwszy stopień jest zasilany napięciem 5,6 V, stabilizowanym dodatkowo przez stabilistor *D1*. Dioda pojemnościowa *D1* umożliwia niewielkie odstrojenie częstotliwości odbieranej w stosunku do częstotliwości nadajnika (*RIT*). Schemat układu odstrajania przedstawiono na rys. 2.82c. Napięcie zasilające *RIT* jest stabilizowane dodatkowo stabilistorem



Rys. 2.82. Przykłady wykonania VFO w układzie Hartleya

8,2 V. W pozycji W_1 (jak na rysunku) dioda pojemnościowa jest polaryzowana napięciem zależnym od ustawienia potencjometru odstrajającego, za pośrednictwem styków przełącznika P_1 . Po przełączeniu na nadawanie dioda jest polaryzowana z dzielnika. Po przełączeniu wyłącznika W_1 w pozycji „Wył” dioda pojemnościowa jest dołączona do dzielnika przy nadawaniu i przy odbiorze, toteż częstotliwość się nie zmienia. W dalszej części tego rozdziału opisane są jeszcze inne podobne układy RIT.

Schemat dodatkowego VFO do transceivera FTdx 150 przedstawiono na rys. 2.83. Generator ten pracuje także w układzie Hartleya, tym razem na tranzystorach bipolarnych. Opisał go SM7-DBA w czasopiśmie „QTC” nr 9/74. VFO pracuje w zakresie 8,4 do 8,9 MHz. Cewka jest nawinięta na korpus z rdzeniem ferrytowym i ma indukcyjność około 1,2 μH . Odczep znajduje się

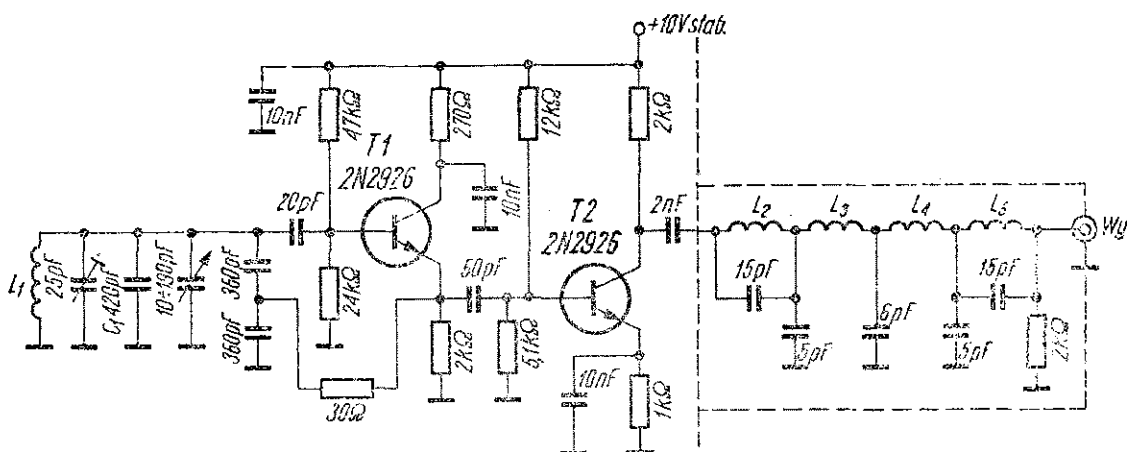


Rys. 2.83. VFO do transceivera FTdx 150 w układzie Hartleya

w odległości 1/3 liczby zwojów cewki, licząc od uziemionego końca uzwojenia. Potencjometr nastawny 100 Ω na wyjściu VFO umożliwia ustawienie pożądanej amplitudy napięcia wyjściowego. Kondensator strojeniowy jest powietrzny, trymer natomiast i pozostałe kondensatory mają dielektryk ceramiczny. Wszystkie rezystory mają obciążalność 0,25 W. Zamiast tranzystorów 2N 4400 można użyć tranzystorów impulsowych, np. BSXP 59, BSXP 65 itp.

Praktyczny schemat VFO (według DJ7AW) z generatorem Colpittsa przedstawiono na rys. 2.84. Generator jest przestrajany w zakresie 5...5,5 MHz. Jest to typowy zakres przestrajania dla VFO pracujących w transceiverach z filtrem kwarcowym 9 MHz. Kompensacja temperaturowa obwodu drgań (kondensator C_1 skła-

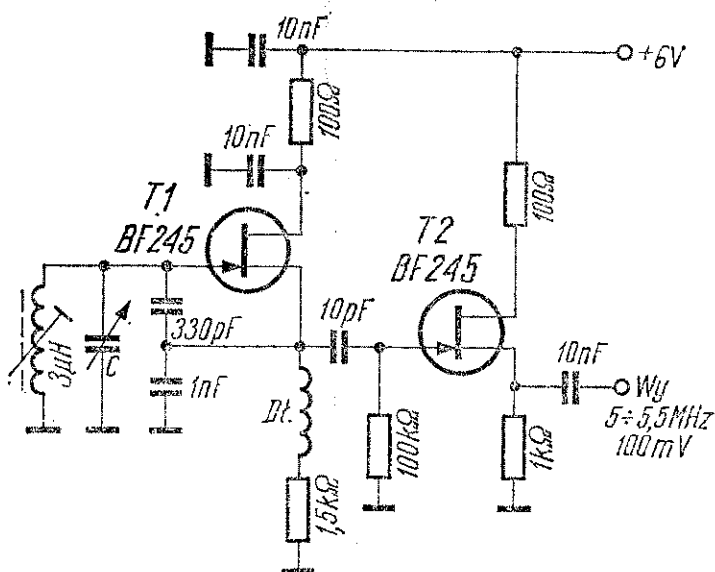
da się z kilku kondensatorów o różnych współczynnikach termicznych, dobranych podczas uruchamiania) umożliwiła uzyskanie zmian częstotliwości nie większych niż 200 Hz, przy zmianach temperatury otoczenia od +10 do +50°C. Po generatorze znajduje się separator w układzie oporowego wzmacniacza WE, zbudowanego na tranzystorze T2. Po separatorze zastosowano filtr środkowoprzepustowy na częstotliwość pracy VFO, zawierający cewki: L_2 — o indukcyjności 33 μH , $L_3 = 85 \mu\text{H}$, $L_4 = 105 \mu\text{H}$ i $L_5 = 36 \mu\text{H}$. Cewka obwodu drgań ma indukcyjność 2 μH . Zamiast użytych w oryginale tranzystorów 2N 2926 można użyć innych tranzystorów krajowych w.cz., np. popularnych BF 520.



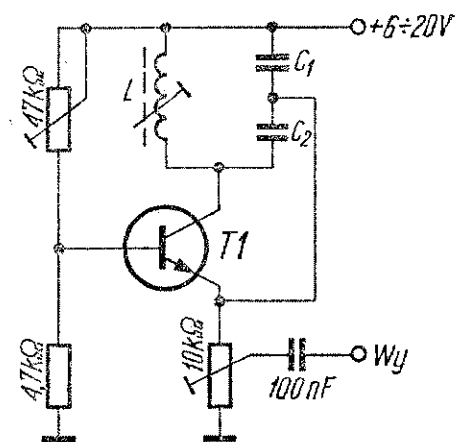
Rys. 2.84. VFO w układzie Colpittsa wykonany przez DJ7AW

Zastosowanie tranzystorów polowych zwiększa stabilność każdego generatora. Przykład wykonania VFO dla zakresu częstotliwości 5 ... 5,5 MHz w układzie Colpittsa z tranzystorami polowymi BF245 przedstawiono na rys. 2.85. Układ pracuje w klasie A, jest zasilany niskim napięciem zasilania (6V) ze względu na współpracę z transceiverem zbudowanym na układach scalonych „Plessey” z serii SL 600, wymagających właśnie takiego napięcia zasilania. Punkt pracy tranzystorów polowych ustawia się przez zmianę wartości rezystora w źródle, podobnie jak w technice lampowej — przez zmianę rezystora w katodzie. Napięcie wyjściowe z generatora wynosi około 100 mV, co w niektórych przypadkach, np. przy mieszaniu na dwubramkowym tranzystorze MOS FET, może być niewystarczające. Należy wtedy dodać stopień wzmacnienia zbudowany na tranzystorze bipolarnym.

W układzie Colpittsa można wykonać prosty, a jednocześnie dostatecznie stabilny BFO do odbiornika, według schematu przedstawionego na rys. 2.86. Można tu wykorzystać nawet pojedynczy obwód pośredniej częstotliwości, po zastąpieniu kondensatora tego obwodu dwoma kondensatorami połączonymi szeregowo i mającymi taką samą pojemność wypadkową. Dla częstotliwości 465 kHz i cewki o indukcyjności około 1 mH kondensator C_1 powinien mieć pojemność 390 pF, C_2 — 160 pF, a dla częstotliwości około 900 kHz przy cewce o indukcyjności 0,5 mH, pojem-



Rys. 2.85. VFO 5...5,5 MHz w układzie Colpittsa pracujący na tranzystorach polowych

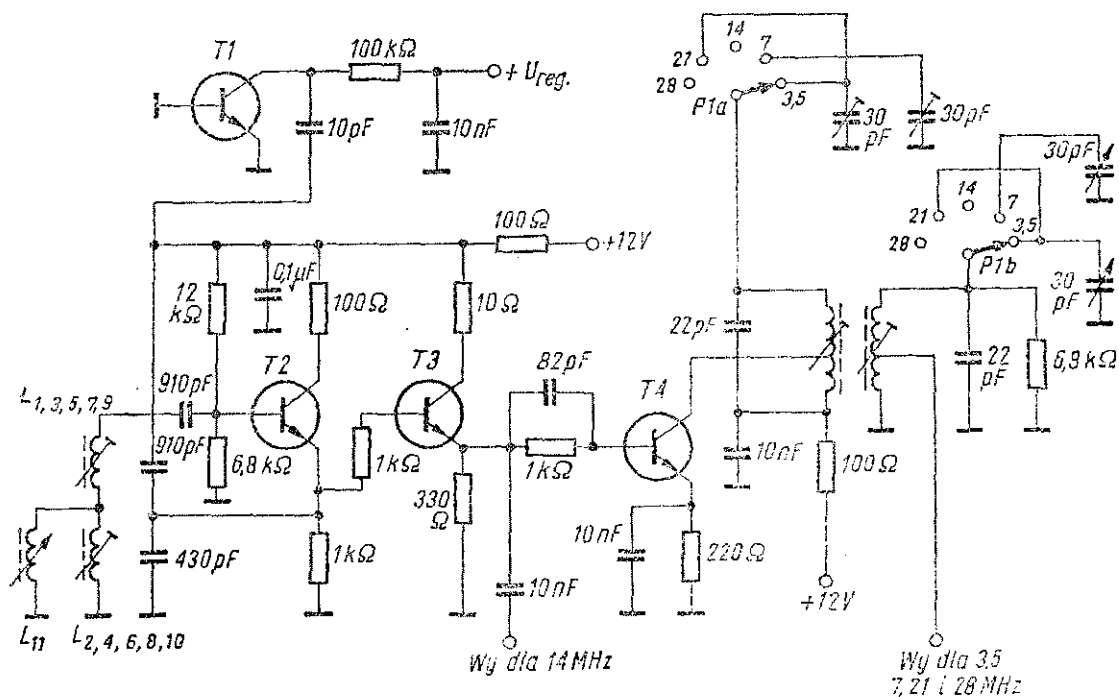


Rys. 2.86. BFO w układzie Colpittsa

ności kondensatorów powinny wynosić odpowiednio 180 i 75 pF. Rezystor nastawny 47 kΩ w dzielniku bazowym umożliwia dobranie odpowiedniego punktu pracy, a potencjometr nastawny w emiterze pozwala na ustawienie wymaganej amplitudy napięcia wyjściowego w.cz. W wielu przypadkach może on być zbędny — napięcie wyjściowe będzie pobierane wprost z emitera. Zamiast potencjometru nastawnego należy wówczas użyć rezystora stałego. Potencjometr nastawny w dzielniku bazowym można zastąpić także rezystorem stałym o odpowiedniej rezystancji. Dobór tranzystora, zwłaszcza przy małych częstotliwościach pracy, nie jest ważny. Będzie tu dobrze pracować każdy tranzystor krzemowy i większość tranzystorów germanowych. W tym ostatnim przypadku należy odwrócić biegunowość napięcia zasilania. Ge-

nerator będzie dobrze pracować przy jeszcze mniejszym napięciu zasilania, np. przy 3 V, o ile zostanie zmniejszony rezystor w emiterze do wartości $2,2 \div 4,7 \text{ k}\Omega$.

Praca VFO w jednym zakresie częstotliwości 5 ... 5,5 MHz w wielopasmowym transceiverze z filtrem kwarcowym 9 MHz ma wielką zaletę w postaci jednej skali dla wszystkich pasm (ewentualnie także drugiej, odwróconej, dla pasma 3,5 MHz) oraz większej stabilności niż generatory przełączane. Jednak jest to okupione koniecznością wprowadzenia dodatkowej przemiany częstotliwości dla pasm 7, 21 i 28 MHz. Dlatego też konstruktorzy niektórych typów transceiverów fabrycznych i wielu amatorskich, szczególnie jeśli częstotliwość filtra jest inna niż 9 MHz, stosują pojedynczą przemianę częstotliwości i VFO przełączane, pracujące na różnych częstotliwościach. Przykład takiego VFO, współpracującego z filtrem kwarcowym 9 MHz w transceiverze „Argonaut 550” przedstawiono na rys. 2.87. Generator pracuje tu także w układzie Colpittsa. W układzie pracują cztery krzemowe tranzystory, przy czym jeden z nich (T1) pracuje jako dioda pojemnościowa RIT. Tranzystor T2 pracuje w generatorze. Cewka L_{11} pracuje stale, natomiast w zależności od zakresu, równoległe



Rys. 2.87. VFO transceivera „Argonaut 550”

lub szeregowo do niej dołączane są cewki L_1 do L_{10} . Strojenie odbywa się rdzeniem w cewce L_{11} . Tranzystor T_3 jest separatorem w układzie wtórnika emiterowego, z którego pobierany jest sygnał w zakresie 5 ... 5,35 MHz dla pasma 14 MHz, a równocześnie sterowany jest powielacz częstotliwości na tranzystorze T_4 . Rozkład częstotliwości w poszczególnych stopniach w zależności od pasma przedstawiony jest w tabelicy 2.6. Dane cewek nie są znane, mimo to schemat VFO został tu zamieszczony z uwagi na ciekawe rozwiązanie układowe.

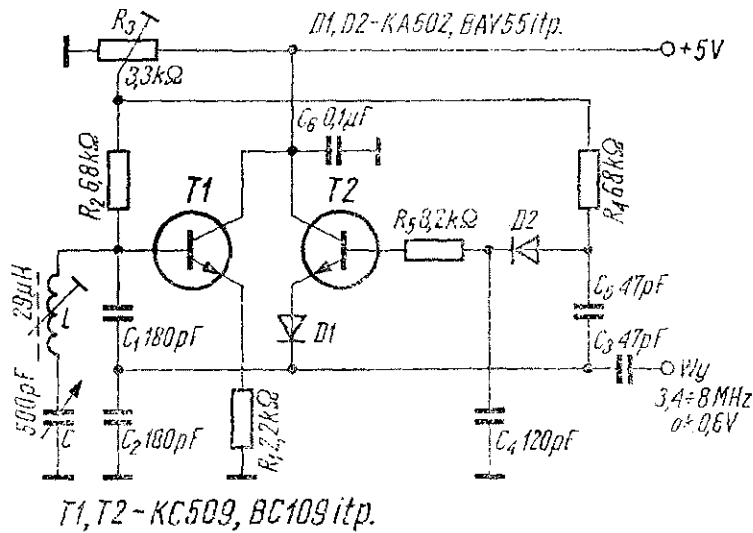
Tablica 2.6

Częstotliwości występujące w VFO transceiwera „Argonaut 550”

Pasma [MHz]	Częstotliwość generatora [MHz]	Częstotliwość wyjściowa VFO [MHz]	Powielanie
3,5	6,25 ÷ 6,4	12,5 ÷ 12,8	× 2
7	5,333 ÷ 5,366	16 ÷ 16,1	× 3
14	5,0 ÷ 5,35	5,0 ÷ 5,35	—
21	6,0 ÷ 6,225	12,0 ÷ 12,45	× 2
28	6,333 ÷ 6,9	19,0 ÷ 20,0	× 3

Generator Clappa jest popularny wśród krótkofalowców ze względu na dobrą stałość częstotliwości i łatwość uruchomienia. Jednakże poważną niedogodnością w niektórych zastosowaniach jest wąski zakres przestrojenia, wyrażający się stosunkiem częstotliwości 1:1,15, najwyżej 1:1,2 oraz duża zależność sprzężenia zwrotnego od częstotliwości. Powodem tego są znaczne pojemności układu sprzężenia zwrotnego (zwłaszcza, że wymóg stabilności każe stosować pojemności możliwie największe). W rezultacie przy większych przestrojeniach napięcie wyjściowe znacznie spada, a generator wykazuje tendencję do zerwania drgań. W pewnym stopniu można temu zaradzić, wprowadzając do układu generatora Clappa stabilizację napięcia wyjściowego, tak jak to przedstawił OK3-6046 w czasopiśmie „Radioamatersky Zpravodaj” nr 3/75 (rys. 2.88). W generatorze pracuje tranzystor T_1 , kondensatory sprzężenia zwrotnego C_1 i C_2 i rezystory R_1 , R_2 i R_3 . Sygnał w.cz. odbiera się z emitera tranzystora przez kon-

densator C_3 , a szeregowy obwód drgań LC jest dołączony do bazy $T1$. Tranzystor $T2$ i pozostałe elementy układu pracują w układzie stabilizacji napięcia wyjściowego. Działanie tego układu jest następujące: napięcie wyjściowe generatora przez kondensator C_5 jest podawane na diodę $D2$, filtrowane kondensatorem C_4 , a następnie przez rezystor R_5 steruje bazę tranzystora $T2$, która otrzymuje przedpięcie przez rezystor R_4 , takie samo jak baza tranzystora $T1$ (ustawione potencjometrem nastawnym R_3). Dioda $D1$ ustala próg działania automatyki. Kiedy w miarę przestrajania



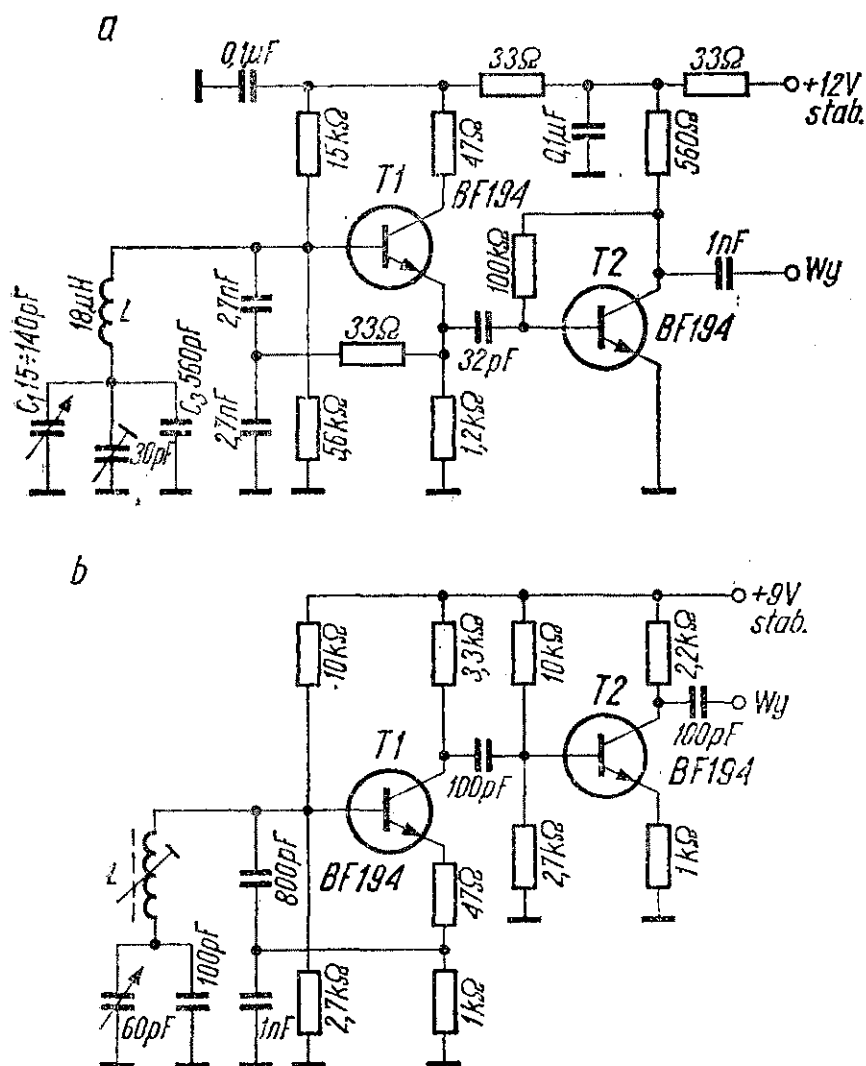
Rys. 2.88
Generator
w układzie Clappa
ze stabilizacją
napięcia
wyjściowego

nia generatora wzrasta napięcie wyjściowe i wyprostowane napięcie na C_4 przekroczy napięcie progowe baza-emiter tranzystora $T2$, zaczyna przez ten tranzystor płynąć prąd, zwiększając spadek napięcia na rezystorze R_1 . Spowoduje to przesunięcie punktu pracy tranzystora $T1$, zmniejszenie prądu płynącego przez niego i zmniejszenie się wielkości napięcia wyjściowego. Przestrajanie generatora w stronę krańca zakresu spowoduje działanie odwrotne: zmniejszenie się napięcia w.c.z., zmniejszenie się prądu stałego płynącego przez $T2$, zwiększenie prądu $T1$ i w konsekwencji zwiększenie napięcia wyjściowego w.c.z.

Kondensator strojeniowy opisanego generatora ma maksymalną pojemność 500 pF i wspólnie z cewką L pokrywa zakres 3,5 do 8 MHz, co stanowi stosunek częstotliwości jak 1:2,35. Napięcie wyjściowe na największej częstotliwości wynosi 0,6 V, a na najmniejszej — 0,85 V, przy napięciu zasilania równym 5 V. Stabil-

ność generatora jest zachowana (w porównaniu z generatorem bez układu automatyki), jedynie zniekształcenia są nieco większe, ze względu na obecność w układzie diody D2.

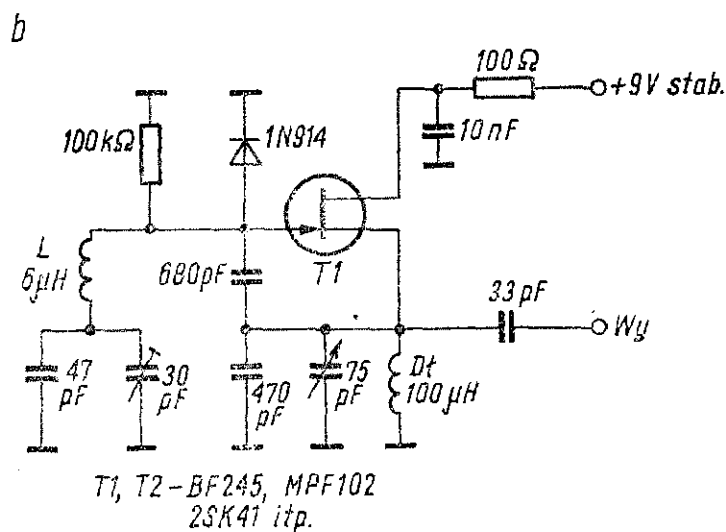
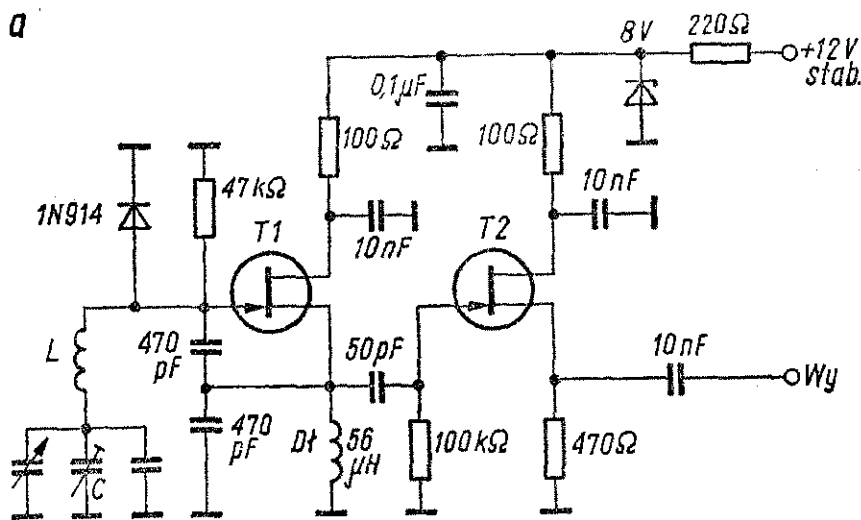
Dwa przykłady wykonania VFO w układzie Clappa na tranzystorach bipolarnych przedstawiono na rys. 2.89. Pierwszy z nich (rys. 2.89a) pracuje w pasmie 1,8 MHz bądź 3,5 MHz, w zależności od wartości elementów obwodu drgań (na schemacie podano wartości dla pasma 1,8 MHz). Po generatorze pracującym na tranzystorze T1, przestrajającym kondensatorze C₁ w zakresie 1,75...1,9 MHz, następuje separator w układzie wzmacniacza o konfiguracji WE. Dobór tranzystorów nie jest krytyczny. Powinny tu dobrze pracować wszystkie tranzystory z grup BC... i BF... W niektórych przypadkach może zajść konieczność do-



Rys. 2.89. Przykłady wykonania VFO w układzie Clappa zbudowanym na tranzystorach bipolarnych

brania punktów pracy tranzystorów. Dla pasma 3,5 MHz pojemności dzielnika sprzężenia zwrotnego powinny być równe 1,3 nF, $C_1 = 5 \dots 40$ pF, $C_3 = 320$ pF, a cewka powinna mieć indukcyjność 9 μ H.

Drugi układ VFO w układzie Clappa na tranzystorach bipolarnych (rys. 2.89b), opisany w „Radio Communication” nr 9/75, pracuje w zakresie 4,9 ... 5,4 MHz. Sygnał pobierany jest tu z kolektora tranzystora generatora (T1). Tranzystor T2 spełnia rolę separatora i pracuje w układzie wzmacniacza oporowego z dużym ujemnym sprzężeniem zwrotnym (nie zablokowany rezystor w emiterze).



Rys. 2.90. Przykłady wykonania VFO w układzie Clappa na tranzystorach unipolarnych

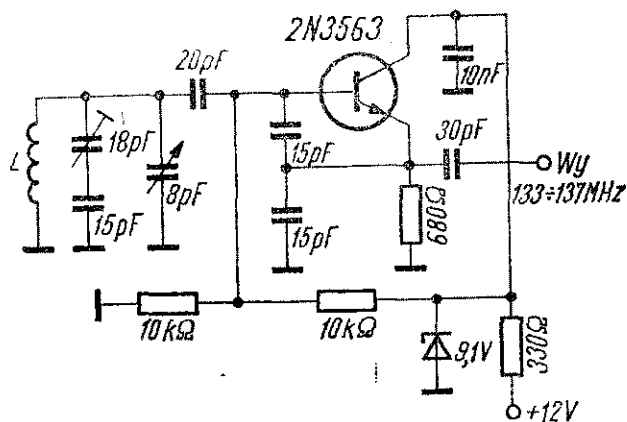
Coraz więcej przykładów wykonania VFO na tranzystorach polowych można znaleźć w literaturze krótkofalarskiej. Wynika to z powszechnie znanych zalet tranzystorów polowych i z ich coraz większej dostępności. Dostępnych w Polsce (ze względu na stosowanie w niektórych odbiornikach radiofonicznych) tranzystorów polowych 2SK 41 i BF 25B można z powodzeniem używać we wszystkich opisanych tu generatorach, gdzie tranzystory polowe znajdują zastosowanie. Z wielu takich generatorów w układzie Clappa wybrano dwa, zresztą bardzo podobne. Na rysunku 2.90a przedstawiono schemat VFO na częstotliwość 5 5,5 MHz, zawierającego dwa tranzystory polowe: w generatorze i w separatorze. Separator pracuje w układzie ze wspólnym drenem. Napięcie zasilania jest stabilizowane stabilizatorem 8 V, przy czym napięcie zasilania dla całego układu (12 V) jest także stabilizowane w zasilaczu elektronicznym, z którego zasilane są także inne stopnie urządzenia. Brak stabilizacji tego napięcia może w niektórych przypadkach odbić się ujemnie na stabilności VFO, ponieważ zmiany obciążenia zasilacza, np. przy głośnym odbiorze i związane z tym znaczne wahania napięcia zasilania mogą, mimo działania diody Zenera, powodować znikome zmiany napięcia zasilającego generator, wystarczające jednak do wywołania efektu modulacji częstotliwości. Zjawisko to może być szczególnie zauważalne przy zasilaniu diod pojemnościowych strojenia głównego lub układu RIT takim niedostatecznie stabilizowanym napięciem.

W numerze 6/76 miesięcznika „Ham Radio Magazine” opublikowany został schemat generatora w układzie Clappa na tranzystorze polowym (rys. 2,90b) nazwany przez autora opisu „superstabilnym VFO”. W ciągu pierwszych 30 sekund po włączeniu zmiana częstotliwości wynosi 25 Hz, a następnie tylko 5 Hz w ciągu kilku godzin! Można z tego wnioskować, choć autor tego wyraźnie nie podaje, że obwód dragań jest idealnie skompensowany termicznie (zapewne stały kondensator 47 pF w rzeczywistości składa się z kilku kondensatorów o różnych współczynnikach termicznych). Zapewne także cały układ został zamknięty w tzw. zimnym termostacie, czyli w osłonie z materiału trudno przewodzącego ciepło (np. ze styropianu). Należy bowiem pamiętać, że nie pomoże najlepszy układ, idealna stabilizacja napięcia

zasilania i doskonała konstrukcja mechaniczna VFO, jeżeli obwód drgań będzie zawierać elementy podatne na zmiany temperatury, narażone ponadto na nagrzewanie lub na raptowne zmiany temperatury.

Opisany VFO przewidziany był do pracy w pasmie 7 MHz, ale łatwo można go przestroić na pasmo 8 ... 8,11 MHz i po 18-krotnym powieleniu tej częstotliwości używać go do sterowania nadajnika na pasmo 144 MHz. Dla uzyskania wspomnianej stabilności, po generatorze powinien następować separator, najlepiej na tranzystorze polowym.

Przeгляд generatorów w układzie Seilera otwiera opisany przez W7HCV VFO generator do odbiornika na pasmo 144÷148 MHz (w USA pasmo 2-metrowe ma szerokość 4 MHz). Odbiornik ten ma pojedynczą przemianę częstotliwości, toteż przy pośredniej częstotliwości około 11 MHz (np. z filtrem kwarcowym 10,7 MHz) generator lokalny jest przestrajany mniej więcej od 133 do 137 MHz. Schemat generatora przedstawiono na rys. 2.91. Ze względu na wielką częstotliwość pracy, kondensatory sprzężenia zwrotnego mają małą pojemność (15 pF), lecz muszą być bardzo

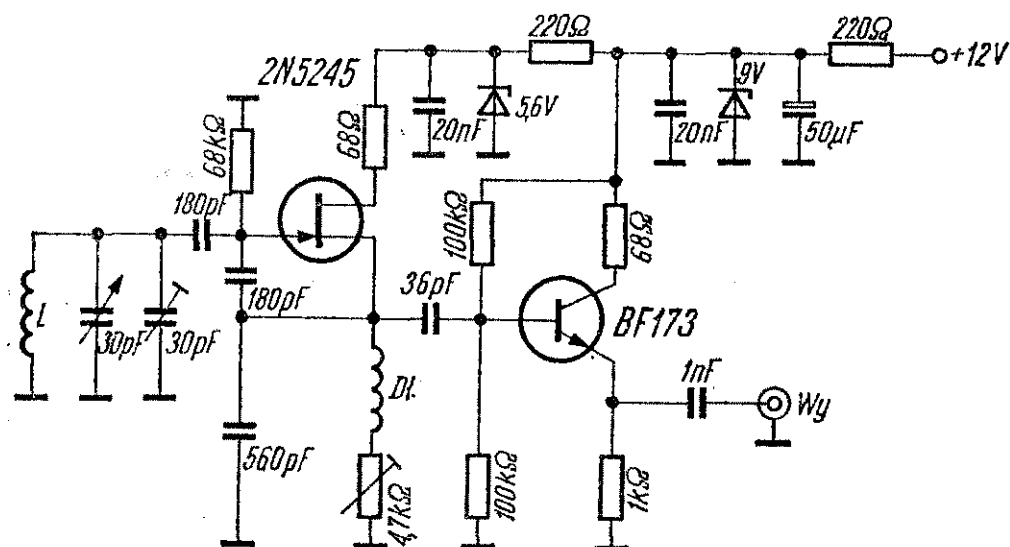


Rys. 2.91
VFO 133÷137 MHz
w układzie Seilera
do odbiornika UKF

dobrej jakości (np. wykonane ze srebrzonej miki). Kondensator strojeniowy powinien być bezluzowy (najlepiej aby był to kondensator z izolowanym rotorem i dwoma statorami), a konstrukcja mechaniczna VFO powinna być bardzo sztywna. Napięcie wyjściowe w.cz. wynosi w opisanym generatorze około 2 V, toteż jest wystarczające dla stopnia przemiany zbudowanego na dwubramkowym tranzystorze polowym. Cewka L powinna mieć 3 zwoje przewodu srebrzonego ϕ 1,2÷1,3 mm, nawinięte na

średnicę 9,5 mm, o długości nawinięcia około 13 mm. Zamiast tranzystora 2N 3563 można użyć innego tranzystora krzemowego w.cz. o częstotliwości f_T nie mniejszej niż 500 MHz.

Schemat VFO w układzie Seilera zbudowanego na tranzystorze polowym z separatorem na tranzystorze bipolarnym przedstawiono na rys. 2.92. Generator pracuje w zakresie 18,5 ... 20,5 MHz

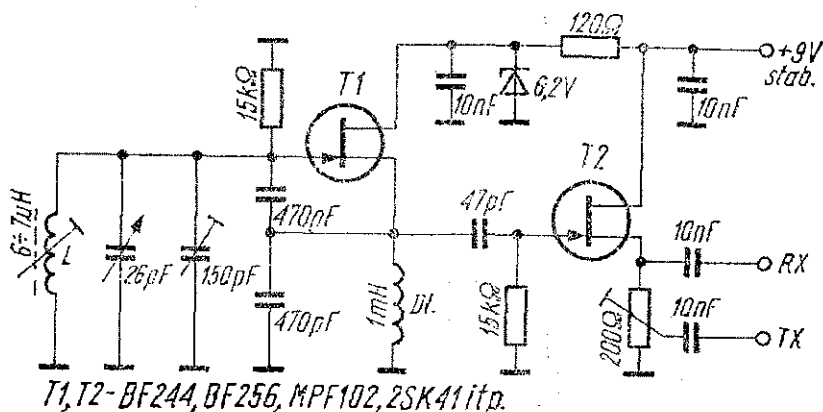


Rys. 2.92. VFO w układzie Seilera dla zakresu 18,5÷20,5 MHz

(opis PAØHWE w czasopiśmie „Electron” nr 1/75). Zastosowano tu dwustopniową stabilizację napięcia zasilania. Separator pracuje na tranzystorze bipolarnym w układzie wtórnika emiterowego. Potencjometr nastawny 4,7 kΩ w obwodzie źródła tranzystora polowego umożliwia ustawienie odpowiedniego punktu pracy tego tranzystora. Możliwość ta jest cenna, zwłaszcza przy stosowaniu innych typów tranzystorów polowych niż w opisie. Po wymianie tranzystora w separatorze na inny typ należy czasowo zastąpić jeden z rezystorów dzielnika bazowego potencjometrem nastawnym i dobrać odpowiedni punkt pracy separatora (2 do 3 mA prądu emitera).

Na rysunku 2.93 przedstawiono schemat VFO w układzie Seilera na zakres 5 ... 5,5 MHz z separatorem — obydwie stopnie są zbudowane na tranzystorach polowych. Kondensatory w układzie sprzężenia zwrotnego powinny być mikowe (kondensatory ceramiczne są w tym zastosowaniu zbyt podatne na temperaturę). Zastosowano tu, podobnie jak w większości generatorów o dużej stabilności, podwójną stabilizację napięcia zasilania. Separator

pracuje w układzie ze wspólnym drenem, będącym odpowiednikiem wtórnika emiterowego. Napięcie wyjściowe dla stopnia przemiany odbiornika jest pobierane bezpośrednio ze źródła tranzystora, dla nadajnika natomiast — z suwaka potencjometru nastawnego, przez co możliwe jest dobranie odpowiedniej amplitudy. W większości przypadków takie rozdzielanie wyjść nie będzie jednak potrzebne. W opisanym generatorze będzie dobrze

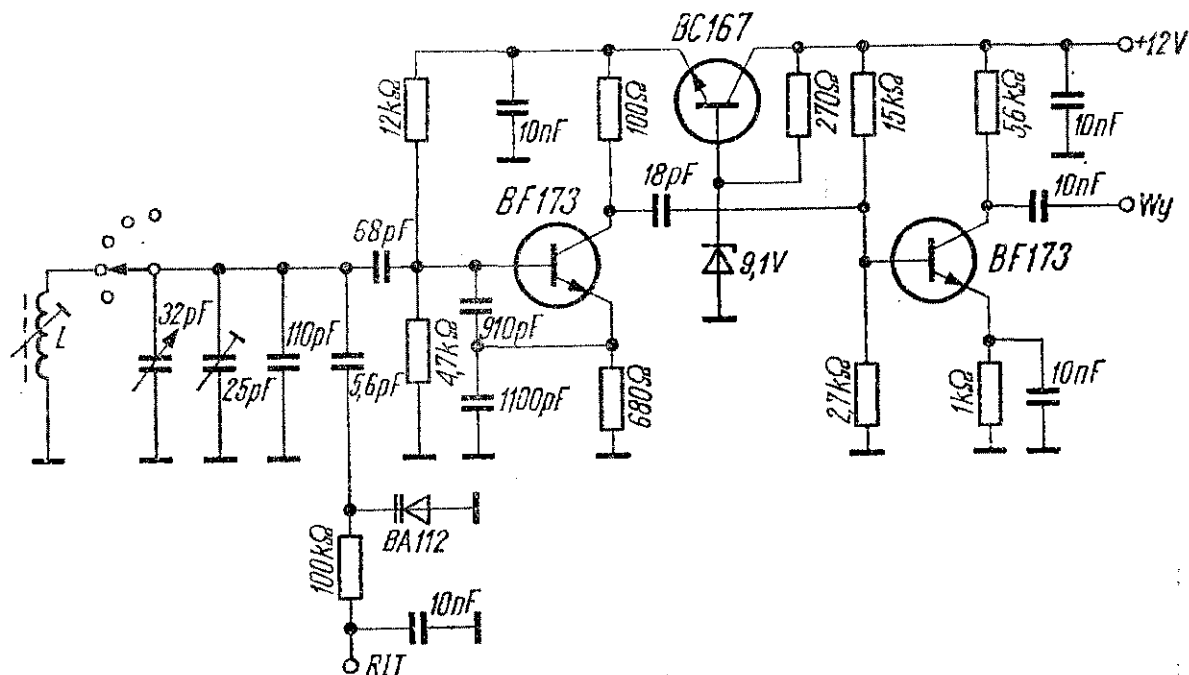


Rys. 2.93. VFO w układzie Seilera zbudowany na tranzystorach polowych, na zakres 5÷5,5 MHz

pracować wiele typów tranzystorów polowych, co zresztą wynika z przykładowo podanych na schemacie typów.

Krótkofalowcy z zespołu klubowego przy wyższej uczelni technicznej w Eindhoven opracowali i opisali w czasopiśmie „Electron” całkowicie półprzewodnikowy transceiver z filtrem kwarcowym XF-9B. VFO tego transceivera pracuje dla pasma 3,5 MHz w granicach 5,2 ... 5,5 MHz, dla pasma 7 MHz — w granicach 16 ... 16,1 MHz, dla pasma 14 MHz — w granicach 5 ... 5,35 MHz, dla 21 MHz — od 12 do 12,45 MHz i dla 28 MHz — od 19 do 21 MHz. Schemat VFO przedstawiono na rys. 2.94. Pracują w nim trzy tranzystory bipolarne: dwa tranzystory BF 173 w stopniu generatora i w separatorze oraz tranzystor BC 167 w elektronicznym stabilizatorze napięcia zasilania dla generatora. Ze względu na pracę VFO na różnych częstotliwościach dla różnych pasm amatorskich cewka *L* jest przełączana. Równolegle do kondensatorów obwodu drgań jest dołączony układ odstrajania częstotliwości przy odbiorze (RIT) z diodą BA 112. Sygnał w.c.z. jest pobierany z kolektora tranzystora, a nie z emitera, czy źródła,

jak w poprzednich układach. Separator pracuje w układzie wzmacniacza w konfiguracji WE. Następuje po nim nie uwidocz-
niony na schemacie wtórnik emiterowy, a następnie filtr dolno-
przepustowy LC. Po przejściu przez filtr sygnał jest pobierany
do mieszacza nadajnika, dla przemiany w części odbiorczej sygnał

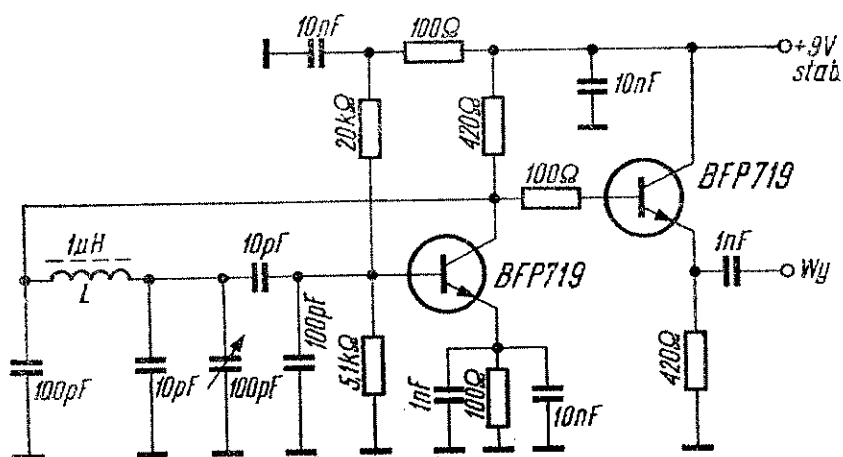


Rys. 2.94. VFO w układzie Seilera do transceivera z pojedynczą przemianą częstotliwości

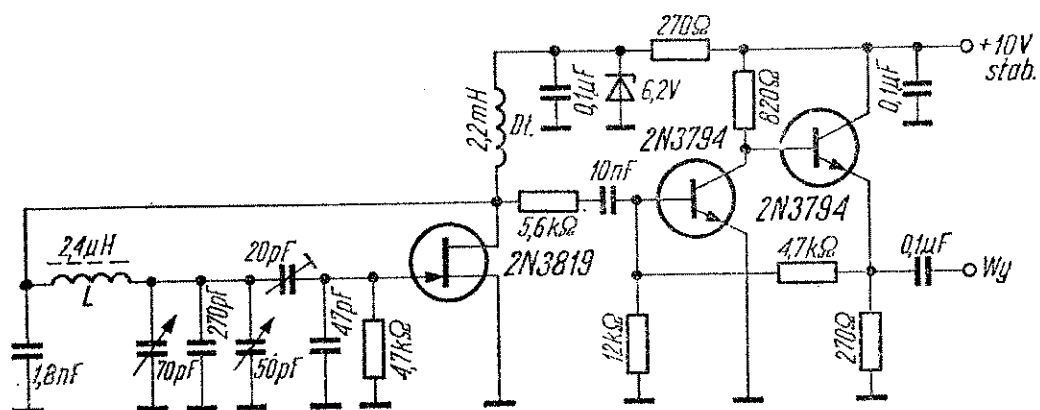
jest wzmacniany dodatkowo przez jeszcze jeden wzmacniacz zbudowany na tranzystorze BF 173.

Następna grupa praktycznych układów VFO to generatory w układzie Vackářa. Zalety tego układu zostały omówione wcześniej, tu należy tylko podkreślić, że przy doskonałej stabilności generator Vackářa charakteryzuje się prawie jednakowym napięciem wyjściowym w całym zakresie przestrajania, przy pokryciu zakresu częstotliwości w stosunku 2,5:1.

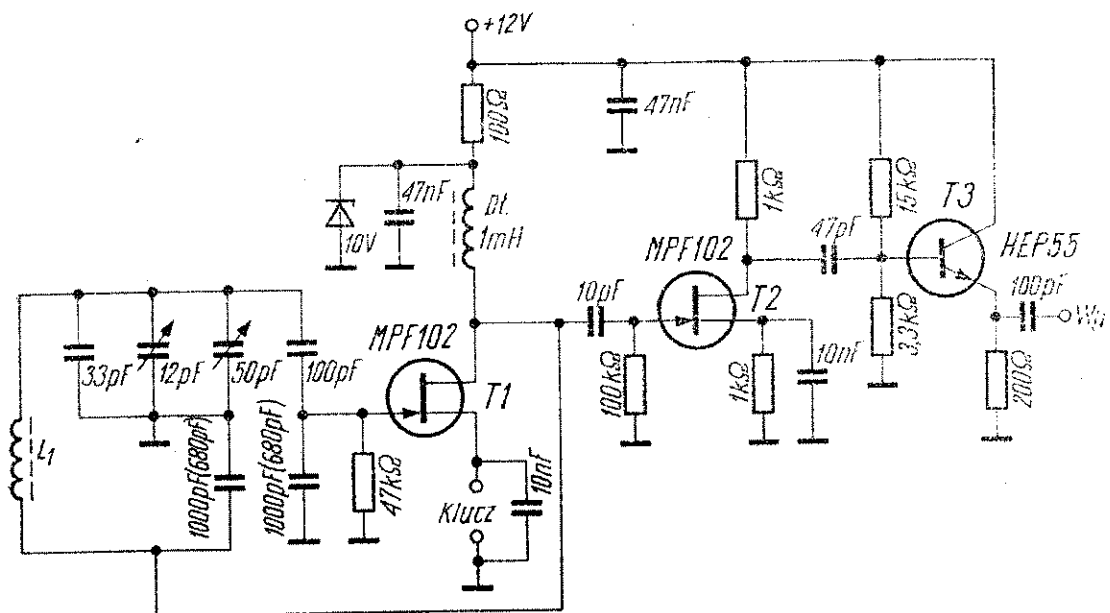
Generator przedstawiony na rys. 2.95 pracuje w zakresie pasma 28 MHz. Po dodaniu niewielkiej pojemności równoległe do kondensatora zmiennej (najlepszy byłby tu trymer o maksymalnej pojemności 30 pF) generator można przestroić na pasmo 27 MHz. Ze stopniem generatora działającym na tranzystorze T1 jest połączony galwanicznie separator (wtórnik emiterowy) z takim samym tranzystorem BFP 719. Generator łącznie z separatorem



Rys. 2.95. VFO w układzie Vackářa dla pasma 28 MHz zbudowany na tranzystorach bipolarnych



Rys. 2.96. VFO w układzie Vackářa pracujący na tranzystorze polowym



Rys. 2.97. VFO w układzie Vackářa według W3QBO

jest zasilany stabilizowanym napięciem 9 V i pobiera przy tym napięciu prąd 20 mA. Wyjściowe napięcie w.c.z. w tych warunkach osiąga wartość około 1,2 V. Układ ten opisano w zeszycie 4/1973 Wydawnictwa Przemysłowego Instytutu Elektroniki, pt. „Elementy półprzewodnikowe i układy scalone”.

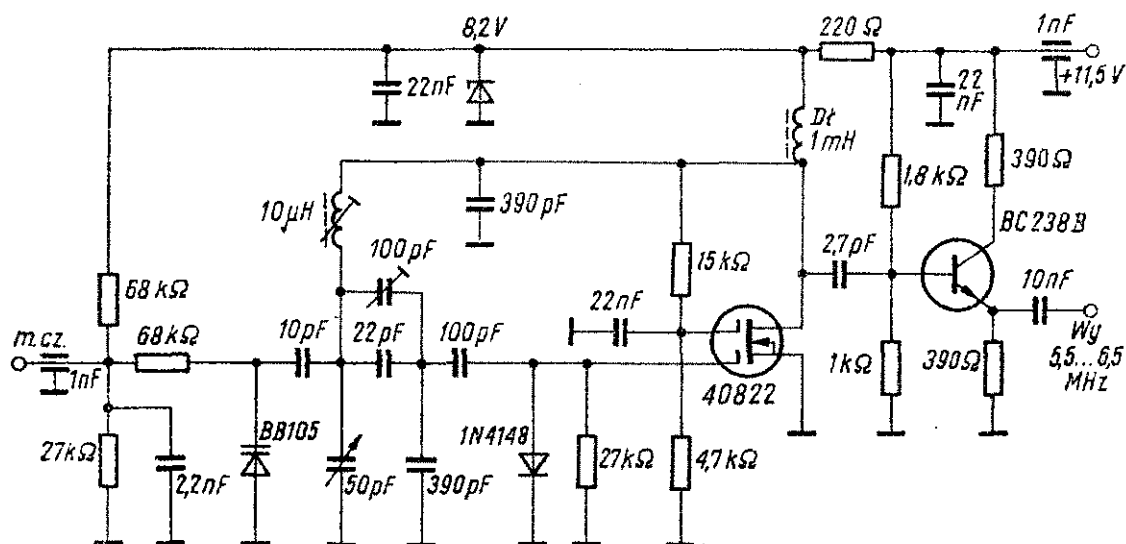
Na rysunku 2.96 przedstawiono schemat VFO w układzie Vaccára zbudowanego na tranzystorze polowym z dwustopniowym separatorem (opracowanie G3FDM), pracującego w zakresie 5,8 do 6,3 MHz. Autor opracowania stwierdza, że dryft częstotliwości w ciągu pierwszych 60 sekund wynosi 500 Hz. Potem częstotliwość nie zmienia się więcej niż ± 2 Hz w ciągu pół godziny, czyli że stabilność jest lepsza niż 10^{-6} . Oczywiście, warunkiem uzyskania takiej stabilności jest bardzo stabilna konstrukcja mechaniczna, skompensowanie termiczne obwodu drgań i dobra stabilizacja napięcia zasilania (tranzystor generatora jest zasilany napięciem 6,2 V, stabilizowanym diodą Zenera, niezależnie od zasilania całego układu napięciem 10 V, stabilizowanym w stabilizatorze elektronicznym). Po stopniu generatora zbudowanym na tranzystorze polowym 2N 3819 następuje separator dwustopniowy (WE-WK) pracujący na tranzystorach bipolarnych 2N 3794 sprzężonych galwanicznie, w którym istnieje ujemne sprzężenie zwrotne.

VFO z rysunku 2.97, opisany przez W3QBO różni się od poprzedniego częstotliwością pracy i układem separatora. W zależności od elementów obwodu drgań może pracować w pasmie 80 m lub 40 m. Cewka L_1 jest nawinięta na ferrytowy rdzeń toroidalny (Amidon T-50-2) i zawiera dla pasma 3,5 MHz 48 zwojów przewodu nawojowego w emalii Φ 0,25 mm (średnica rdzenia wynosi 1/4 cala), natomiast dla pasma 7 MHz — 25 zwojów takiego samego przewodu nawiniętego na taki sam rdzeń. Pojemności podane w nawiasach przy dwóch kondensatorach odnoszą się do pasma 7 MHz.

Opisany VFO może być kluczowany w stopniu generatora — w źródle tranzystora T_1 . Z generatorem przez małą pojemność sprzęgnięty jest dwustopniowy separator. Pierwszy stopień separatora pracuje także na tranzystorze polowym MPF 102, w układzie ze wspólnym źródłem, a następny stopień — na tranzystorze bipolarnym — w układzie wtórnika emiterowego. Zamiast

użytych w oryginale tranzystorów polowych MPF 102 można użyć innych tranzystorów polowych, np. 2SK 41, a zamiast tranzystora HEP 55 — praktycznie dowolnego tranzystora krzemowego w.cz. Może zająć ewentualnie konieczność dobrania punktu pracy tego stopnia, np. przez dobranie jednego z rezystorów dzielnika bazowego.

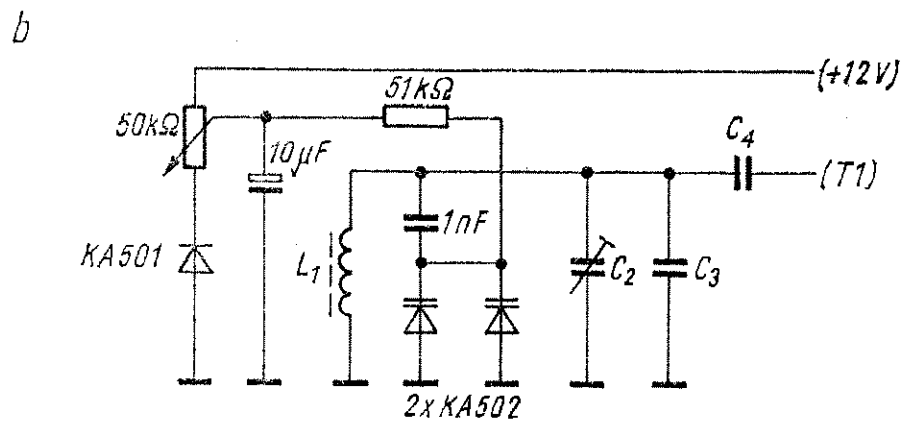
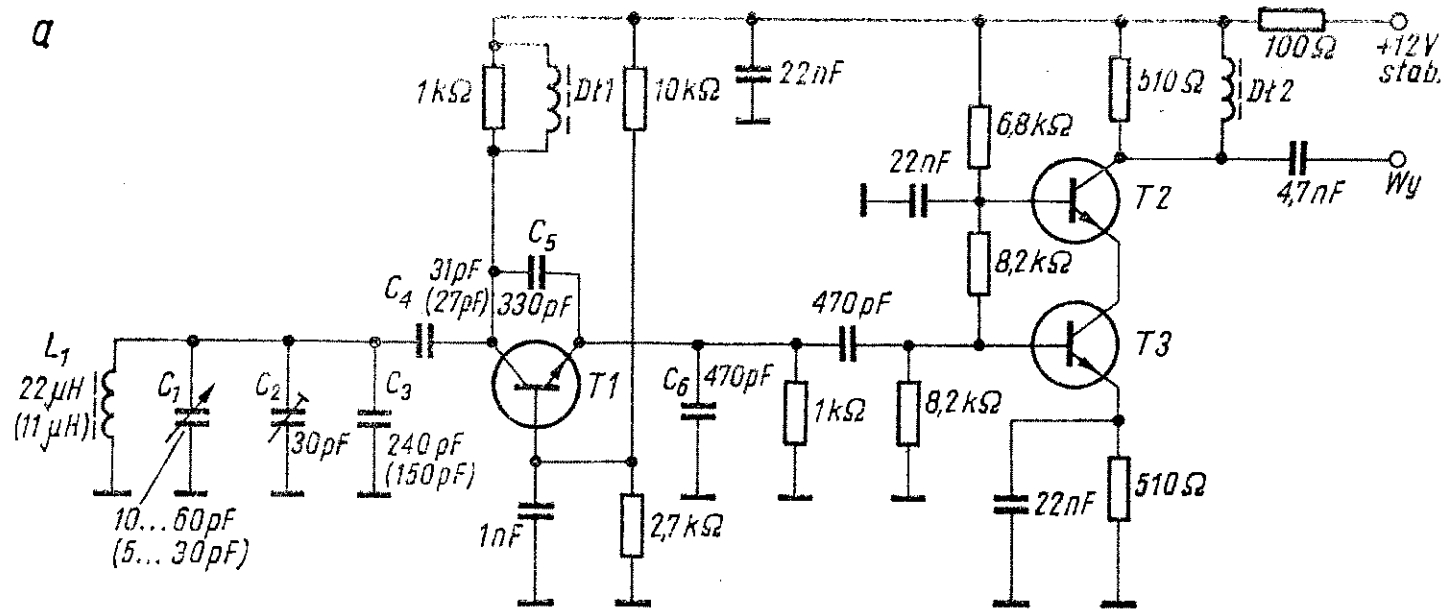
Jeszcze jeden schemat VFO w układzie Vackáňa przedstawiono na rys. 2.98. Generator pracuje na tranzystorze dwubramkowym MOS FET typu 40822 w zakresie częstotliwości 5,5 ... 6,5 MHz.



Rys. 2.98. VFO w układzie Vackáňa z tranzystorem MOS FET

Ponieważ VFO jest wykorzystywany w urządzeniu UKF FM na pasmo 144 MHz, przewidziano możliwość modulacji częstotliwości w stopniu generatora. Do tego celu przewidziano diodę pojemnościową BB 105 dołączoną poprzez kondensator 10 pF do kondensatora strojeniowego 50 pF. Generator jest zasilany napięciem 8,2 V, stabilizowanym dodatkowo, oprócz ogólnej stabilizacji napięcia 11,5 V. Po generatorze następuje separator w układzie wtórnika emiterowego, zbudowany na tranzystorze BC 238B. Opisany układ VFO stanowi część tranzystorowego nadajnika na pasmo 144 MHz, przystosowanego do pracy różnymi rodzajami emisji, opisanego przez SM5DJH w numerze 2/1974 szwedzkiego czasopisma „QTC”.

Na zakończenie przeglądu tranzystorowych VFO, opartych na różnych układach podstawowych, warto zapoznać się z dwoma



Rys. 2.99. VFO „Swan”

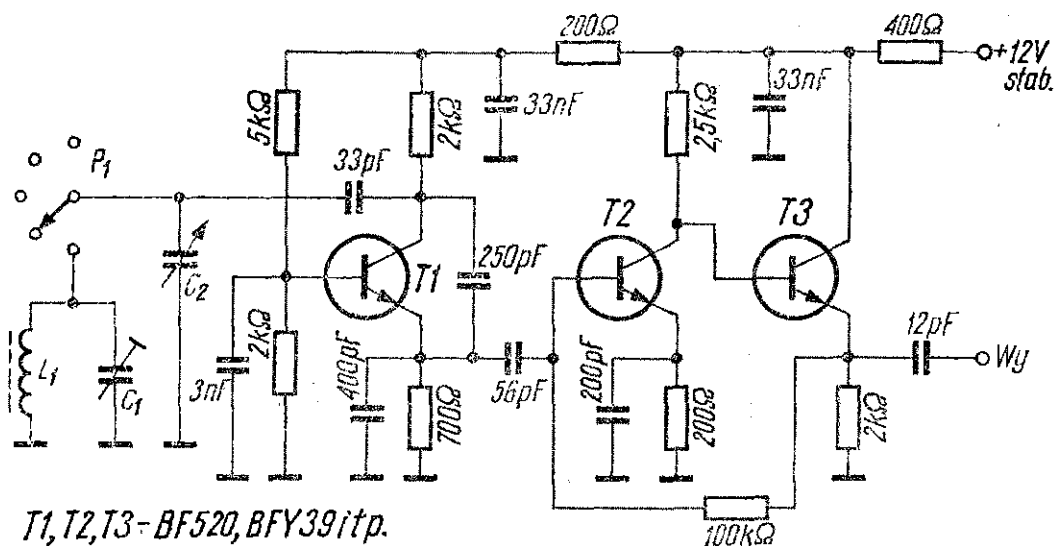
schematami VFO opartymi na układzie stosowanym w swoich transceiverach przez firmę Swan. Jest to modyfikacja układu Seilera, w którym tranzystor pracuje ze wspólną bazą. Pierwszy z tych schematów, przedstawiony na rys. 2.99a, dotyczy układu opisanego w numerze 8/72 miesięcznika „Amatorskie Radio” i pracującego w pasmie 1,8 lub 3,5 MHz — zależnie od parametrów elementów obwodu drgań (wartości dla pasma 3,5 MHz podano w nawiasach). W obwodzie sprzężenia zwrotnego znajdują się kondensatory C_4 , C_5 i C_6 . Zmianę wielkości sprzężenia zwrotnego, np. konieczną przy innym niż w modelu współczynniku wzmocnienia tranzystora $T1$, łatwo można uzyskać przez zmianę pojemności kondensatora C_4 . Dlatego też podczas uruchamiania zaleca się zastąpić ten kondensator trymerem 30 pF, który na najmniejszej częstotliwości pracy generatora należy ustawić na najmniejszą pojemność, przy której generator zaczyna pewnie pracować. Trymer należy następnie zastąpić odpowiednim kondensatorem stałym. Kondensator C_3 składa się z kilku kondensatorów o różnych współczynnikach termicznych dobranych podczas uruchamiania tak, aby zmiany temperatury otoczenia możliwie najmniej wpływały na zmianę częstotliwości pracy generatora. Cewka L_1 została nawinięta licą wielkiej częstotliwości $10 \times \times 0,05$ w małym rdzeniu kubkowym i ma dla pasma 1,8 MHz 50 zwojów, a dla pasma 3,5 MHz — 34 zwoje. Dławiki $D11$ i $D12$ zostały nawinięte na wałeczek ferrytowy i mają po 10 zwojów przewodu nawojowego ϕ 0,1 mm (indukcyjność około 100 μ H). Po generatorze następuje wzmacniacz-separator w układzie kaskady. Całość jest zasilana stabilizowanym napięciem 12 V.

Zamiast kondensatora C_1 , można opisywany generator przestrajać diodą pojemnościową, tak jak to przedstawiono na rys. 2.99b. Dioda włączona w szereg z potencjometrem przestrajającym zmniejsza wpływ temperatury na rezystancję potencjometru. Dla zwiększenia zakresu przestrajania połączono równolegle dwie diody pojemnościowe.

Opisany generator może być stosowany do transceivera z pojedynczą przemianą częstotliwości, gdzie VFO pracuje na różnych częstotliwościach, ponieważ główną zaletą układu „Swan” jest stałość napięcia wyjściowego w.cz. w funkcji częstotliwości i to

w szerokim zakresie. Dlatego też opisany układ można wykorzystać do pracy na kilku częstotliwościach, dodając przełącznik i oddzielne cewki dla różnych pasm.

Zbliżony do opisanego układ VFO (wg „Swana”) z szerokopasmowym napięciowym wzmacniaczem liniowym opisał w Biuletynie PZK (nr 3/75) SP8ALC. Schemat tego układu przedstawiono na rys. 2.100. Generator jest przełączany w szerokim zakresie częstotliwości (narysowano tylko jedną cewkę). Po ge-



T1, T2, T3 - BF520, BFY39 itp.

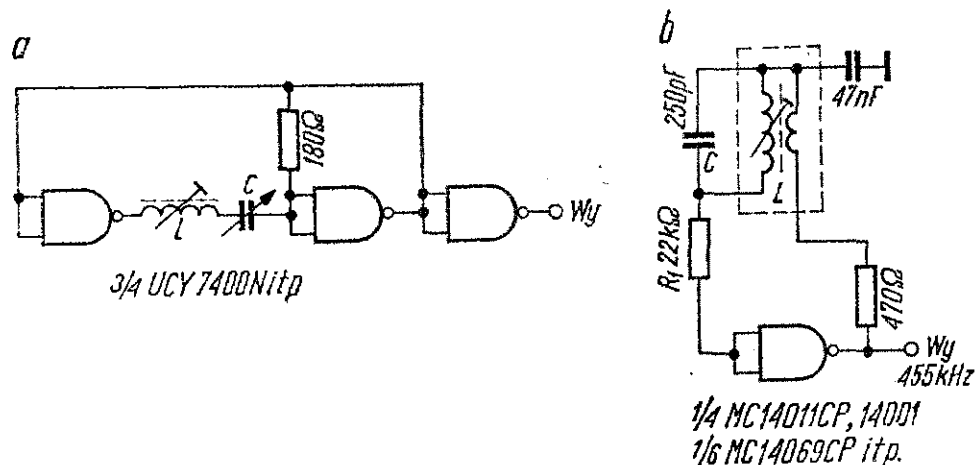
Rys. 2.100. VFO wg projektu SP8ALC w układzie „Swan”

neratorze następuje wzmacniacz szerokopasmowy, przenoszący pasmo od 100 kHz do 30 MHz ze wzrostem wzmocnienia (około 2,5 razy) na większych częstotliwościach. Wzmocnienie tego wzmacniacza wynosi 20 V/V. Wzmacniacz objęty jest silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym (z emitera tranzystora T3 na bazę T2) i w zasadzie poziom harmonicznych na wyjściu wzmacniacza jest niewiele większy niż poziom harmonicznych wytwarzanych w generatorze. Napięcie wyjściowe wynosi około 4 V. Kondensatory dzielnika sprzężenia zwrotnego w generatorze powinny być mikowe, z grupy G, inne mogą być ceramiczne. Układ jest zasilany napięciem stabilizowanym 12 V. Pobór prądu wynosi około 15 mA. Całość jest zamontowana na niewielkiej płytce drukowanej. Na drugiej płytce znajdują się cewki generatora. Opisany układ steruje mieszaczem nadajnika na lampie EF 183. Do współpracy z mieszaczem odbiornika pojemność na wyjściu ukła-

du może być zmniejszona do 5 pF. Dobór tranzystorów nie jest krytyczny. Może zająć konieczność dobrania punktów pracy tranzystorów.

2.1.8. Przestrajane generatory zbudowane na układach scalonych i diodach tunelowych

Przestrajane generatory w.cz. z cyfrowymi układami scalonymi pracują w układach podobnych do układów generatorów kwarcowych zawierających te same układy. Zazwyczaj szeregowy obwód rezonansowy jest włączony w pętlę sprzężenia zwrotnego multiwibratora i wyznacza częstotliwość drgań tego multiwibratora. Przykład najprostszego generatora LC, zbudowanego na 3 bramkach układu scalonego UCY 7400N, przedstawiono na rys. 2.101a.

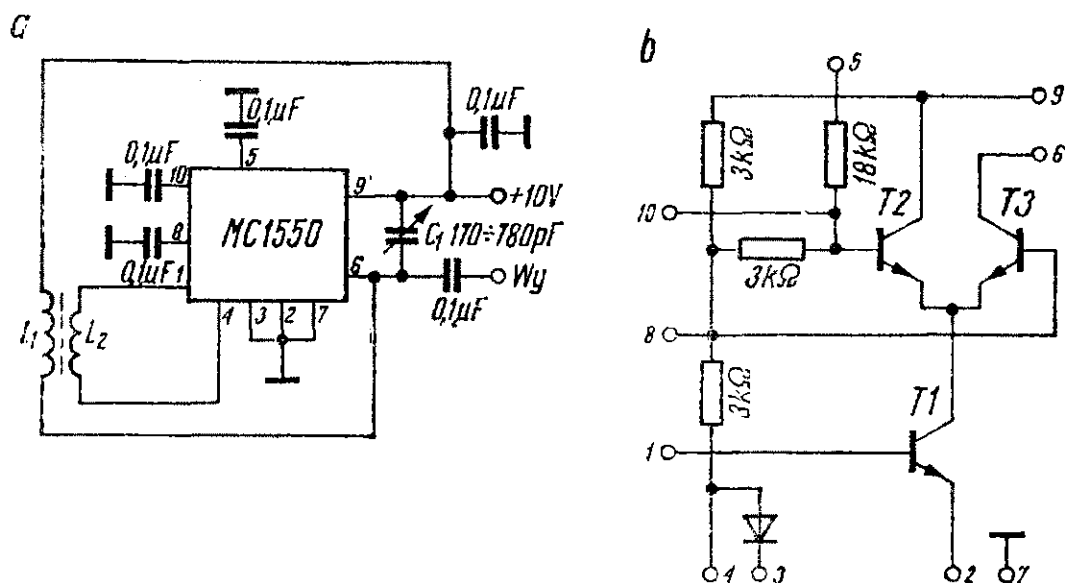


Rys. 2.101. Generatory przestrajane, pracujące na bramkach cyfrowych układów scalonych

Pewną niedogodnością jest tu niemożność uziemienia rotora kondensatora zmiennego obwodu drgań, jednak mimo to w niektórych zastosowaniach generator ten jest bardzo użyteczny, ze względu na znikomą liczbę elementów składowych i dobrą stabilność, rzędu 10^{-5} , wynikającą z małego wpływu bramek na częstotliwość.

Bramki układów cyfrowych CMOS są jeszcze wygodniejsze w zastosowaniu do generatorów LC, ze względu na większe rezystancje wejściowe, większy zakres napięć zasilania i mniejszy po-

bór mocy. Przykład BFO wykonanego na takich bramkach przedstawiono na rys. 2.101b. Wykorzystano tu pojedynczą bramkę dwuwejściową z układu MC 1411CP (14001 itp.). Można także wykorzystać pojedynczy inwerter z układu MC 14069CP. Obwód drgań LC pracuje w rezonansie równoległym z cewką sprzężenia zwrotnego (układ Meissnera). Wykorzystano tu miniaturowy japoński obwód pośredniej częstotliwości. Dla większych częstotliwości pracy należy zmniejszyć rezystor R_1 . Na przykład, dla częstotliwości 1700 kHz jego wartość powinna zawierać się w granicach 3 do 4 k Ω . Układ ten opisał LA8AK w norweskim czasopiśmie „Amator Radio” nr 1/78 r. Autor twierdzi, że dryft częstotliwości w ciągu 24 godzin jest nie większy niż 100 Hz.



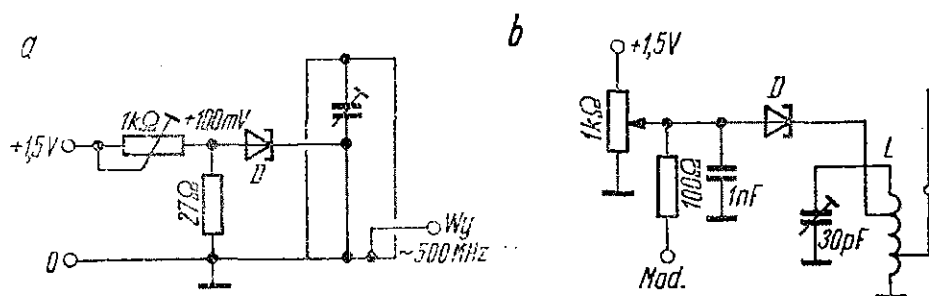
Rys. 2.102. Generator LC z układem scalonym MC 1550

piśmie „Amator Radio” nr 1/78 r. Autor twierdzi, że dryft częstotliwości w ciągu 24 godzin jest nie większy niż 100 Hz.

Strojone generatory LC rzadko wykonywane są na liniowych układach scalonych i to raczej na układach o małej skali integracji, zawierających pojedyncze tranzystory lub wzmacniacze różnicowe. Układy generacyjne na pojedynczych tranzystorach wykonywane są według różnych schematów, omówionych dotychczas. Przykład VFO zbudowanego na wzmacniaczu różnicowym MC 1550, przedstawiono na rys. 2.102a. Jest to generator w układzie Meissnera, przestrajany kondensatorem C_1 w granicach 5 10 MHz. Cewka L_1 ma indukcyjność 7,3 μ H (21 zw.), a cewka sprzęgająca ma indukcyjność 0,1 μ H. Dla ułatwienia ewentualnego wykonania tego generatora na innych zbliżonych układach

scalonych (CA 3028, 1/2 UL 1101 itp.) na rys. 2.102b przedstawiono schemat zastępczy układu MC 1550. Obwód strojony generatora jest włączony pomiędzy kolektory tranzystorów T_2 i T_3 . Cewka sprzęgająca L_2 jest włączona pomiędzy T_1 i układ polaryzacji. Bazy tranzystorów T_2 i T_3 są uziemione dla w.cz. Cały układ zasilany jest stabilizowanym napięciem 10 V.

Zjawisko odtłumiania obwodu LC przez dołączoną do niego diodę tunelową, o obszarze z ujemną rezystancją, może być wykorzystane w generatorach małej mocy. Dwa przykłady wykonania takich generatorów przedstawiono na rys. 2.103. Ze względu na



Rys. 2.103. Generatory LC zbudowane na diodach tunelowych

wielką częstotliwość graniczną diod tunelowych, przekraczającą 1000 MHz, można wykorzystywać je w generatorach do kilkuset megaherców. Na rysunku 2.103a przedstawiono schemat generatora do około 500 MHz, składającego się z obwodu koncentrycznego równoległego, do którego jest dołączona dioda tunelowa zasilana z dzielnika dołączonego do ogniwa 1,5 V.

Schemat eksperymentalnego mikronadajnika modulowanego przedstawiono na rys. 2.103b. Dla pasma 144 MHz cewka L powinna mieć około 2,5 zwojów przewodu srebrzonego Φ 1 mm. Na suwaku potencjometru powinno być napięcie około 0,3 V. Równocześnie, do tego punktu przez rezystor 100 Ω jest doprowadzony sygnał akustyczny. W rezultacie, dioda poza odtłumianiem obwodu pełni także rolę modulatora.

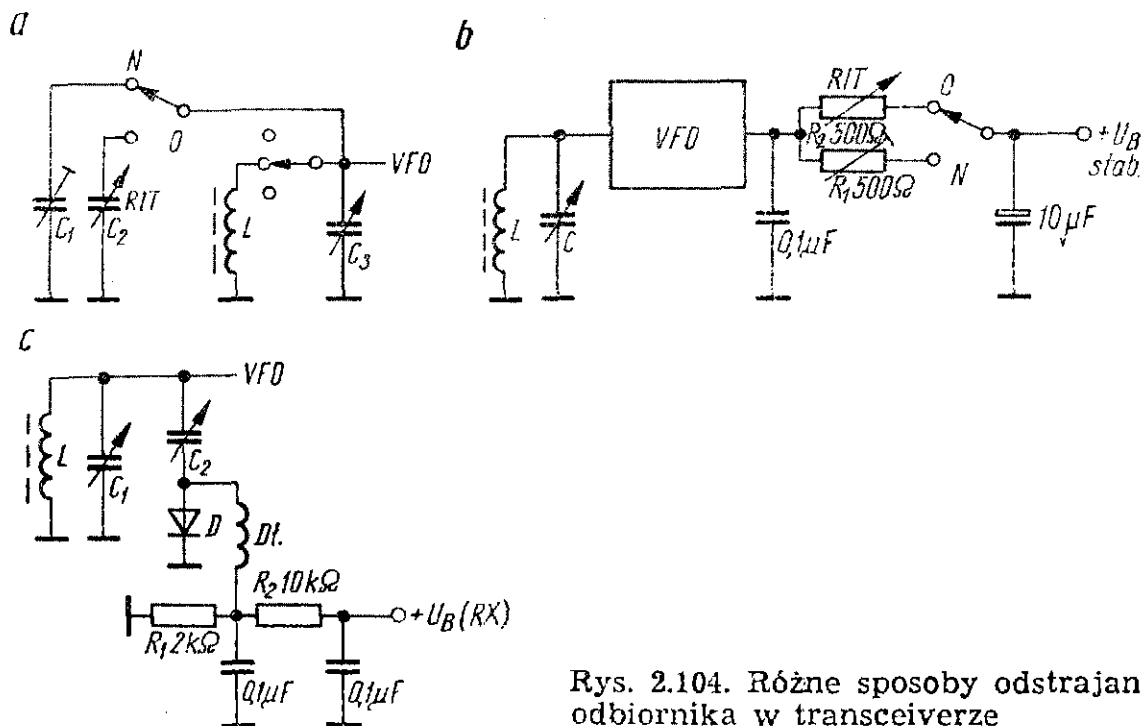
2.1.9. Przestrzajanie VFO przy odbiorze (RIT)

Coraz częściej zamiast oddzielnych nadajników i odbiorników krótkofalowcy używają urządzeń nadawczo-odbiorczych, czyli transceiverów. Sprawna praca w eterze przy użyciu transceiverów

rów jest możliwa tylko wtedy, gdy obaj korespondenci nadają i odbierają na tej samej częstotliwości. W praktyce jednak zdarza się, że niektóre transceivery — zwłaszcza amatorskie, gdzie nie zadbano o należyłą separację generatorów od wpływów obciążenia — nadają na nieco innej częstotliwości niż częstotliwość odbioru. Korespondent takiej stacji dostraja się przy każdym przejściu na odbiór do nowej częstotliwości i w ten sposób rozpoczyna się „wędrowanie” obu korespondentów po skali. Jeszcze gorzej przedstawia się sprawa, jeśli pracuje kilka stacji w „kółeczku” i 2—3 z nich mają wspomnianą wadę VFO.

Dlatego też, od samego początku istnienia transceiverów zaczęto wyposażać je w układy, pozwalające przy odbiorze zmieniać w niewielkich granicach częstotliwość VFO, w stronę większych i mniejszych częstotliwości (w granicach od ± 1 do ± 3 kHz), szczególnie, że praca telegraficzna przy nadawaniu na tej samej częstotliwości wymaga takiego odstrojenia.

Oczywiście, obecnie wszyscy zaawansowani krótkofalowcy znają różne układy takiego odstrajania (zwane w skrócie RIT) z wykorzystaniem diod pojemnościowych. Zanim jednak omówimy kilka takich układów, warto zapoznać się z mniej popularnymi, choć także skutecznymi układami bez diod pojemnościowych, przedstawionymi na rys. 2.104



Rys. 2.104. Różne sposoby odstrajania odbiornika w transceiverze

Najprostszy z nich (rys. 2.104a) polega na przełączaniu dodatkowymi zestykami przełącznika nadawanie/odbiór lub osobnym małym przełącznikiem P , trymera C_1 i małego kondensatora zmiennego C_2 , względem obwodu drgań VFO L/C_3 . Pojemność trymera (ustawiona) powinna być mniej więcej o 50% mniejsza niż maksymalna użyteczna pojemność kondensatora zmiennego C_2 , a równocześnie pojemność ta powinna być uwzględniona przy skalowaniu transceivera. Po przełączeniu transceivera na odbiór, do obwodu VFO zostaje dołączony kondensator zmienny C_2 zamiast trymera. Zmiana pojemności kondensatora zmiennego umożliwi przestrajanie VFO zarówno w stronę mniejszych, jak i większych częstotliwości. Ponieważ przy odbiorze kondensator zmienny C_2 jest dołączony zawsze, pojemność tego kondensatora, przy której zachodzi zgodność częstotliwości odbioru i nadawania, powinna być zaznaczona na obudowie urządzenia, a na osi kondensatora powinna być nałożona gałka wskaźnikowa.

Drugi z omawianych sposobów odstrajania odbiornika, przedstawiony na rys. 2.104b, polega na zjawisku (występującym w mniejszym lub większym stopniu we wszystkich generatorach) zmiany częstotliwości generowanej przy zmianach napięcia zasilania. W celu wykorzystania tego zjawiska do podstrajania odbiornika, do przewodu zasilania generatora włączono styki przełącznika P , rezystor nastawny R_1 , włączony do obwodu podczas nadawania i rezystor zmienny (potencjometr z ośką) R_2 — czynny przy odbiorze. Przy ustawieniu R_1 w pobliżu połowy wartości i uwzględnieniu wynikłej stąd zmiany częstotliwości na skali urządzenia, potencjometrem R_2 będziemy mogli przy odbiorze zmieniać w obu kierunkach częstotliwość odbieraną w stosunku do częstotliwości przy nadawaniu. O ile w poprzednim układzie, a także w większości dalej omówionych układów RIT z diodami pojemnościowymi, maksymalne odstrojenie zależy od ustawionej pojemności kondensatora strojenowego VFO (przy całkowicie zamkniętym kondensatorze będzie znacznie mniejsze niż przy otwartym), to przy odstrojeniu za pomocą zmiany napięcia zasilania procentowa zmiana częstotliwości będzie mniej więcej jednako-

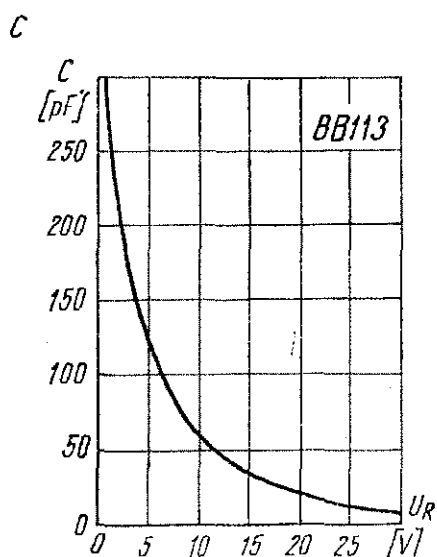
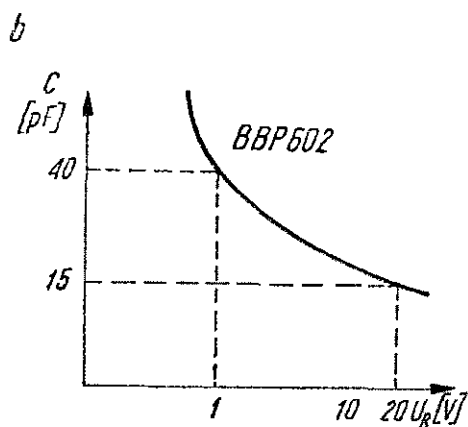
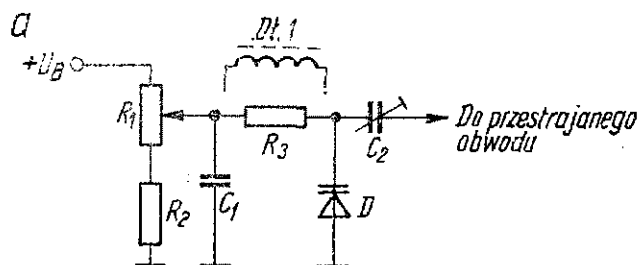
W układzie z rys. 2.104c dodatkowy kondensator zmienny odstrajania odbiornika C_2 jest dołączany przy odbiorze za pomocą

wyłącznika diodowego z diodą D , na którą podawane jest napięcie polaryzacji (w kierunku przewodzenia) z dzielnika R_1/R_2 , zasilanego tylko podczas odbioru. Rozwiązanie to ma wadę w postaci możliwości odstrajania tylko w jedną stronę: w kierunku mniejszych częstotliwości.

Diody pojemnościowe, zwane też warikapami, zmieniają swoją pojemność złącza pod wpływem przyłożonego napięcia. Zasadniczo właściwość tę mają wszystkie diody, jednak diody pojemnościowe są specjalnie produkowane do tego zastosowania i mają większą dobroć, większą powtarzalność zmian pojemności w funkcji napięcia dla różnych egzemplarzy, a w niektórych przypadkach także większą pojemność maksymalną niż inne diody, użyte jako diody pojemnościowe. Największą pojemność wykazuje dioda bez obecności napięcia polaryzującego. W miarę wzrostu napięcia polaryzującego w kierunku zaporowym pojemność maleje, początkowo szybko, a następnie coraz wolniej. Zjawisko to jest wykorzystywane w odniesieniu do obwodów rezonansowych i diody pojemnościowe są często stosowane do przestrajania obwodów w generatorach, a także obwodów wejściowych w odbiornikach. Diody pojemnościowe nie mogą być stosowane do przestrajania obwodów, na których panuje znaczne napięcie w.cz. (np. obwodów w stopniach wzbudzających nadajnika, nie mówiąc już o stopniach końcowych), ponieważ napięcie to, wyprostowane przez diodę pojemnościową, sumowałoby się z napięciem polaryzacji dając w efekcie zmiany pojemności zależne w dużym stopniu od amplitudy napięcia w.cz.

Podstawowy schemat układu przestrajania obwodu za pomocą diody pojemnościowej przedstawiono na rys. 2.105a. Potencjometr R_1 umożliwia zmiany napięcia polaryzacji diody od wartości U_B , do minimalnej wartości wynikłej ze stosunku rezystancji R_1/R_2 . Rezystor R_2 ogranicza zakres zmian napięcia, nie pozwalając na zmniejszenie napięcia polaryzacji poniżej 1 V, bowiem w zakresie 0 ... 1 V zmiany pojemności diody są największe i w stosunku do całego przebiegu zmian pojemności nastąpiłoby w tym zakresie nadmierne zagęszczenie skali, cały przebieg byłby bardzo nieliniowy. Kondensator C_1 o pojemności do 1 μF ma zadanie łagodzenia trzasków, które mogą pojawiać się podczas zmian rezystancji R_1 , szczególnie po pewnym okresie użytkowa-

nia urządzenia. Zbyt duża pojemność tego kondensatora może powodować opóźnioną reakcję układu przestrajającego na obrót potencjometru, a więc trudności w precyzyjnym przestrajaniu. Napięcie polaryzacji może być podawane na diodę za pośrednictwem rezystora lub dławika w.cz. Indukcyjność dławika zależy od częstotliwości pracy generatora, toteż częściej stosuje się w tym



Rys. 2.105 Podstawowy schemat przestrajania obwodu za pomocą diody pojemnościowej

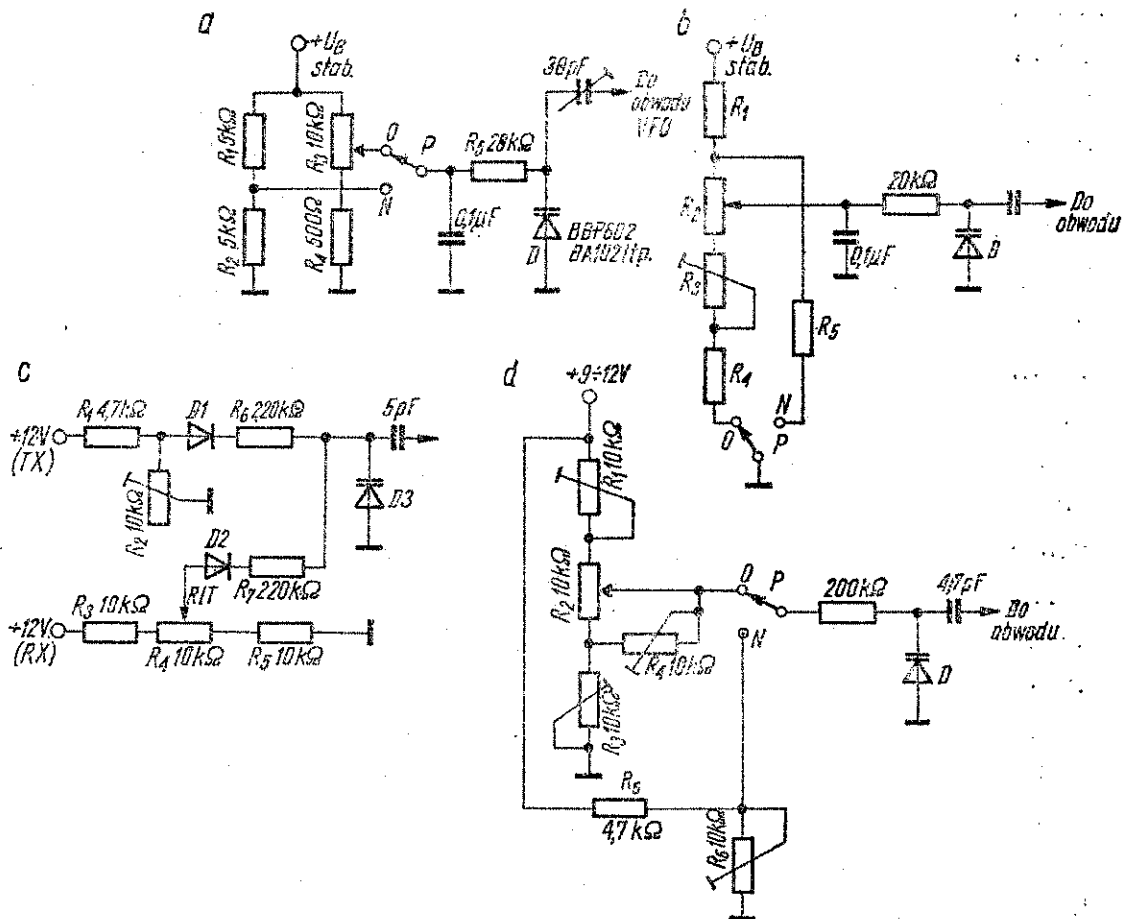
miejsku rezystor (R_3) o rezystancji w granicach 10 ... 200 k Ω . Kondensator C_2 oddziela obwód polaryzacji diody pojemnościowej od przestrajanego obwodu, aby nie został zwarty cewką. Pojemność tego kondensatora jest włączona szeregowo z pojemnością diody. W wielu przypadkach stosuje się tu trymer (jak na schemacie), umożliwiając dokładne ustawienie pojemności układu przestrajającego. Do omawianego w tym podrozdziale podstrajania generatora wypadkowa pojemność układu i zakres zmian wypadkowej pojemności nie muszą być duże. Inaczej ma się sprawa w przypadku przestrajania obwodów wejściowych odbiornika lub stro-

jenia generatora w całym pasmie częstotliwości za pomocą diod pojemnościowych. Kondensator C_2 ma tam znacznie większą pojemność i czasem łączy się równolegle diody pojemnościowe w celu uzyskania większych pojemności. Układy takie, a także cały agregat diod pojemnościowych do strojenia współbieżnego kilku obwodów omówiono na początku rozdziału 3.

Dwa wykresy na rys. 2.105 przedstawiają uproszczone charakterystyki dwóch diod pojemnościowych. Na rysunku 2.105b pokazano przebieg zmian pojemności diody BBP 602 (jest to krajowy odpowiednik popularnej diody BA 102) w funkcji napięcia polaryzacji. Rysunek 2.105c przedstawia przebieg pojemności diody BB 113 (jednej z trzech diod zamkniętych we wspólnej obudowie). Najbardziej zbliżony do liniowego na pierwszej charakterystyce jest przebieg w zakresie napięć polaryzacji od około 1 V do 20 V, toteż ten odcinek charakterystyki jest najczęściej wykorzystywany. Dioda BB 113 ma znacznie większą pojemność, co wynika z drugiej charakterystyki, toteż jest używana do strojenia obwodów nawet w zakresie fal średnich i długich, zwłaszcza że trzy jednakowe złącza zawarte w jednej obudowie umożliwiają współbieżne strojenie 3 obwodów. Najbardziej zbliżony do liniowego przebieg zmian pojemności diody BB 113 ma miejsce w zakresie napięć polaryzacji od około 1 V do około 12 V, przy czym pojemność zmienia się od 300 pF do 50 pF, a więc w stosunku 6 : 1.

Na rysunku 2.106 zebrano kilka przykładów wykonania układu RIT na diodach pojemnościowych. Układ z rys. 2.106a jest diodowym odpowiednikiem układu z rys. 2.104a, tyle że zamiast przełączanych kondensatorów przełącza się tu napięcie polaryzacji diody pojemnościowej zestykami przekaźnika nadawanie/odbior (lub zestykami dodatkowego małego przekaźnika). W pozycji „nadawanie” dioda jest polaryzowana z dzielnika R_1/R_2 . Jeden rezystor tego dzielnika (w tym przypadku R_1) jest potencjometrem nastawnym i umożliwia korektę skali transceivera. Przy odbiorze dioda zostaje dołączona do suwaka potencjometru R_3 (liniowego). W szereg z tym potencjometrem jest włączony rezystor ograniczający R_4 . W układzie tym nie przewidziano wyłączania RIT, toteż na płycie czołowej urządzenia należy zaznaczyć punkt przy takim położeniu potencjometru R_3 , w którym ma miejsce zgod-

ność częstotliwości nadawania i odbioru. Nie odłączany układ RIT jest szczególnie zalecany dla transceiverów, w których z jakichkolwiek przyczyn występuje niewielka niezgodność między częstotliwościami nadawania i odbioru. W takim przypadku wystarczy oznaczyć punkt na skali potencjometru RIT w miejscu, gdzie występuje zgodność częstotliwości i wspomniana wada zostaje w ten sposób skompensowana.



Rys. 2.106. Układy RIT zbudowane na diodach pojemnościowych

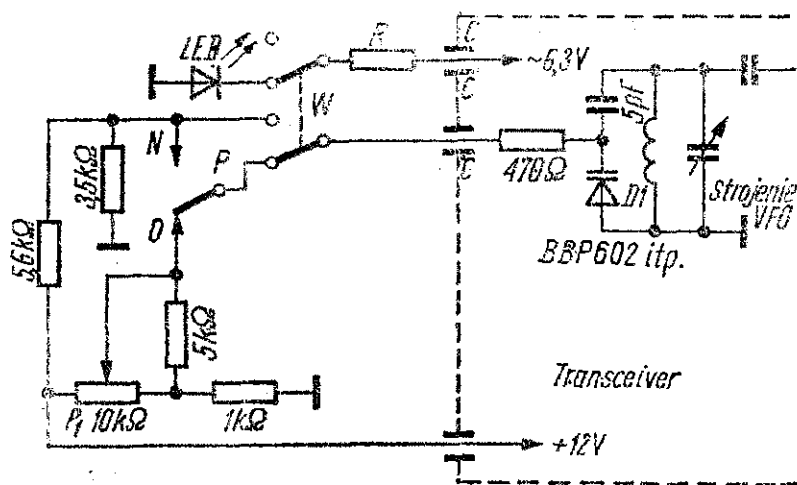
Nieco inny układ przedstawiono na rys. 2.106b (opis SP5BR w Biuletynie PZK nr 1/76). Przy nadawaniu dioda pojemnościowa otrzymuje potencjał wynikający z podziału stabilizowanego napięcia zasilania na rezystorach R_1 i R_5 . Spadek napięcia na szeregowej części potencjometru R_2 nie jest istotny, ze względu na znikomo mały prąd wsteczny diody pojemnościowej. Przy odbiorze, w środkowym obszarze potencjometru R_2 powinno panować w przybliżeniu takie samo napięcie jak przy nadawaniu, dla zgod-

ności częstotliwości. Umożliwiają to rezystory R_3 i R_4 oraz R_1 i R_2 wchodzące w skład dzielnika napięcia tylko w pozycji „odbiór” zestyków przekaźnika P . Zamiast tych zestyków można użyć elektronicznego przełącznika tranzystorowego, sterowanego napięciami zasilania nadajnika i odbiornika.

Schemat przełączanego napięciami zasilania układu RIT bez tranzystorów przedstawiono na rys. 2.106c. Przy nadawaniu dioda pojemnościowa polaryzowana jest napięciem z dzielnika R_1/R_2 . Wpływ drugiej gałęzi układu jest do pominięcia dzięki diodzie $D2$ pracującej w kierunku zaporowym, ze względu na brak napięcia w tej gałęzi. Po przełączeniu urządzenia na odbiór nika napięcie w punkcie 1, a pojawia się w punkcie 2, zasilając dzielnik napięcia z rezystorami R_3 , R_4 i R_5 . Przestrzajanie odbywa się przez pokręcanie potencjometru R_4 . Dioda $D1$ zapobiega wpływowi rezystorów R_1 i R_2 . Diody $D1$ i $D2$ są krzemowe warstwowe, np. BYP 401-50.

Następny schemat RIT z rys. 2.106d jest rozwinięciem układu z rys. 2.106a. Ze względu na użycie potencjometrów nastawnych we wszystkich gałęziach możliwe jest bardzo dokładne ustawienie zakresu przestrzajania.

Przykład układu RIT dostosowanego do współpracy z transceiverem HW10L (według K4EQA) przedstawiono na rys. 2.107. Od poprzednich układów różni się on praktycznie tylko innymi wartościami elementów i obecnością wskaźnika włączenia RIT. Po włączeniu RIT wyłącznikiem W , drugą parą kontaktów tego wyłącznika zostaje włączone zasilanie na diodę elektroluminescencyjną (LED). Wyłączenie układu RIT polega na odłączeniu

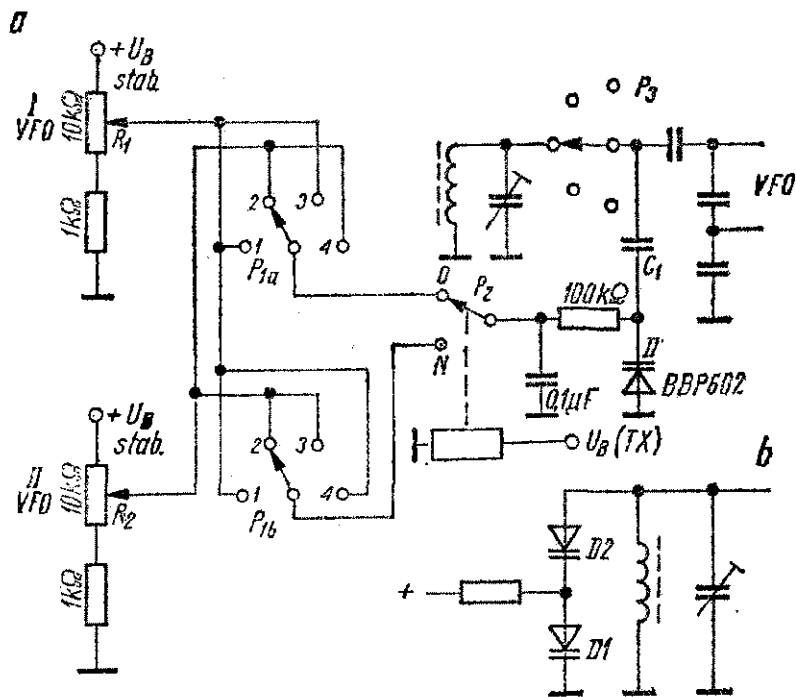


Rys. 2.107
RIT do transceivera
HW10L według projektu
K4EQA

punktu polaryzacji diody pojemnościowej od środkowego zestyku przełącznika i przełączeniu go na dzielnik, z którego przy czynnym układzie podstrajania polaryzowana jest dioda podczas nadawania. Ten sposób sygnalizacji i wyłączenia RIT można stosować także w poprzednio omówionych układach.

Wszystkie układy przestrajania za pomocą diod pojemnościowych powinny być zasilane dobrze wyfiltrowanym i stabilizowanym napięciem. W przeciwnym wypadku może wystąpić modulacja częstotliwości generatora częstotliwością sieci lub pojawi się niestabilność częstotliwości.

Wielu amatorów kupuje lub wykonuje do swoich transceiverów dodatkowe VFO. Praca w eterze, szczególnie podczas zawodów, z dodatkowym VFO jest bardziej operatywna. Można wówczas pracować nadając na innej, a odbierając na innej częstotliwości, co praktykuje się np. w pasmie 3,5 MHz, ze względu na różną



Rys. 2.108. Podwójne VFO na jednym generatorze

szerokość tego pasma w różnych regionach świata. Stosunkowo łatwe jest wykonanie dodatkowego VFO pracującego w jednym, najczęściej spotykanym zakresie częstotliwości 5 ... 5,5 MHz. Jednakże zastosowanie do przestrajania VFO diod pojemnościowych zamiast kondensatora zmiennego umożliwia bardzo proste wyko-

nanie „podwójnego” VFO, z jednym tylko generatorem. Proponowany przez autora układ przedstawiono na rys. 2.108. Strojenie głównego transceivera odbywa się za pomocą diody pojemnościowej D , połączonej szeregowo z odpowiednio dobranym kondensatorem C_1 . VFO może być przełączany, co zaznaczono na schemacie przełącznikiem P_3 , przez co nadaje się także do transceivera z pojedynczą przemianą częstotliwości. Przekaznik P_2 jest zasilany tylko podczas nadawania i przełącza wówczas sterowanie diody pojemnościowej z kontaktu zbiorczego płytki przełącznika P_{1a} , na płytkę P_{1b} . Płytki te są połączone z potencjometrami przestrajającymi R_1 i R_2 w taki sposób, że w zależności od położenia P_1 możliwe są następujące kombinacje: w pozycji 1 — przestrajanie podczas nadawania i odbioru potencjometrem R_1 , w pozycji 2 — przestrajanie podczas nadawania i odbioru potencjometrem R_2 , w pozycji 3 — przestrajanie przy odbiorze potencjometrem R_1 , a podczas nadawania potencjometrem R_2 oraz w pozycji 4 — przestrajanie przy odbiorze potencjometrem R_2 , a przy nadawaniu — potencjometrem R_1 . W ten sposób uzyskuje się w dwóch ostatnich pozycjach możliwość nadawania i odbioru na różnych częstotliwościach pasma, a więc tę możliwość, jaką daje dodatkowy VFO.

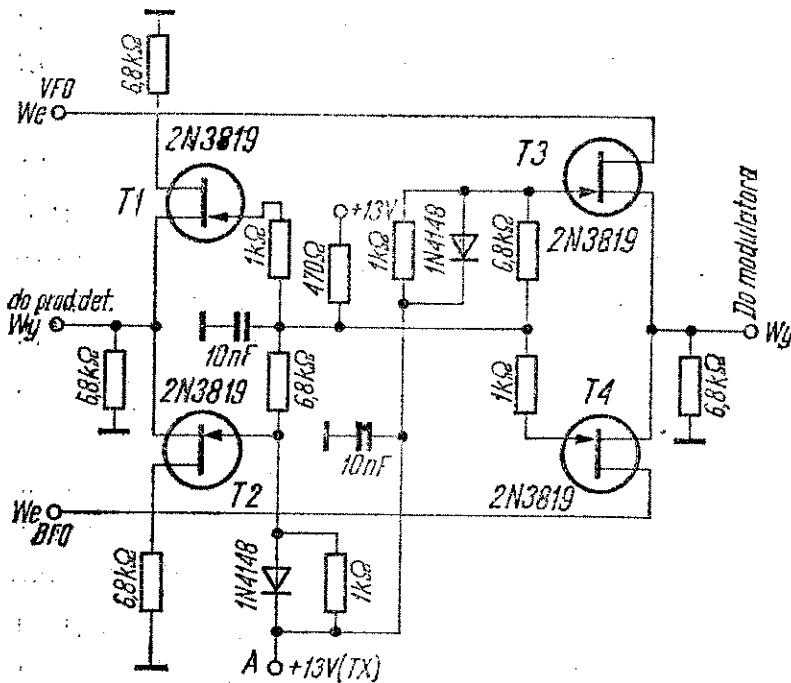
Potencjometry przestrajające R_1 i R_2 powinny być bardzo dobrej jakości, liniowe, najlepiej aby były to drutowe potencjometry wielozwojowe „Helipot”, zaopatrzone w typowe przekładnie z cyfrowymi skalami.

W niektórych przypadkach, dla uzyskania odpowiednio dużego zakresu przestrajania, pojemność kondensatora C_1 może wypaść dość duża, większa niż pojemność diody. W takim przypadku, przy kilku woltach napięcia w.cz. na przestrajającym obwodzie generatora, napięcie to może zostać wyprostowane przez diodę pojemnościową i może dodawać się do napięcia polaryzacji, zniekształcając przebieg lub powodując niestabilność częstotliwości generatora (szczególnie jeśli wielkość napięcia w.cz. zmienia się wskutek zmian obciążenia). Zaradzić temu można przez użycie dwóch diod pojemnościowych, połączonych jak na rys. 2.108b. Dodatkowa dioda $D2$ musi mieć zamknięty do masy obwód polaryzacji, toteż pomiędzy nią a cewką nie można włączać kondensatora. Przy takim połączeniu napięcie w.cz. nie zostanie wypro-

stowane, bez względu na jego amplitudę, a zakres zmian pojemności będzie większy niż w przypadku pojedynczej diody szeregowo połączonej z kondensatorem.

2.1.10. Elektroniczne przełączanie generatorów

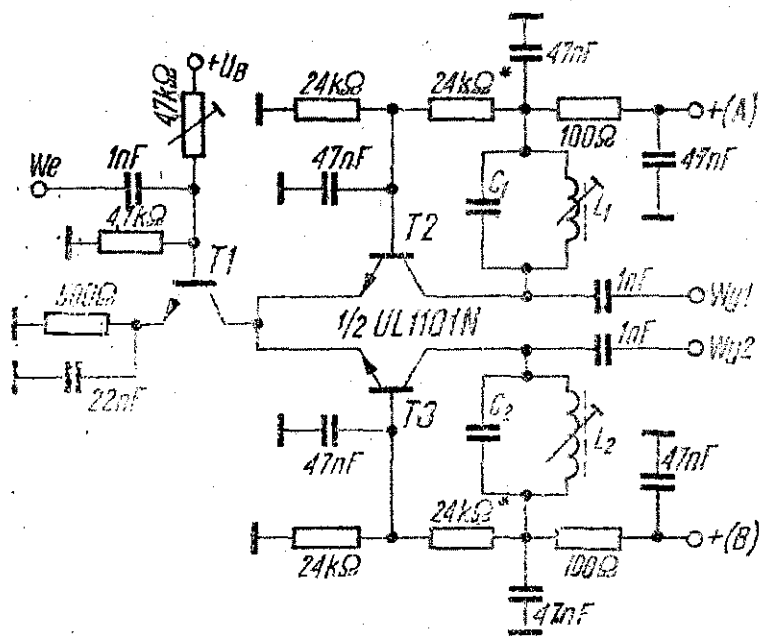
W transceiverze generator fali nośnej pełni przy odbiorze rolę BFO, a VFO współpracuje z torem nadawczym i z torem odbiorczym transceivera. W niektórych przypadkach nie ma potrzeby przełączania generatorów, np. jeśli modulator, produkt detektor i obydwa mieszacze pełnią tylko swoje funkcje. Jeśli jednak modulator pełni przy odbiorze rolę mieszacza, a mieszacz nadajnika rolę produkt detektora, tak jak to ma miejsce w transceiverze ATLAS, to wówczas przełączanie generatorów jest konieczne. Przełączanie przekaźnikami nie jest praktyczne, ze względu na znaczne pojemności styków, stratę energii zasilania na zasilanie przekaźników oraz ich zawodność po dłuższym okresie używania. Lepsze jest stosowanie zestyków zwiernych (kontaktronów), które pobierają mniej energii, mają mniejsze pojemności i są bardziej trwałe. Najlepsze jest jednak elektroniczne przełączanie generatorów, np. w układzie stosowanym w transceiverze ATLAS,



Rys. 2.109. Elektroniczny przełącznik generatorów z transceivera ATLAS

przedstawionym na rys. 2.109. Układ zawiera 4 tranzystory polowe 2N 3819. Dreny tranzystorów T1 i T2 oraz T3 i T4 są połączone parami i podłączone w pierwszym przypadku do produkt detektora, a w drugim — do modulatora. Do połączonych parami (T1-T3 i T2-T4) źródeł tranzystorów doprowadzone są sygnały z BFO i VFO. Podanie przy nadawaniu napięcia +13 V na punkt A powoduje przełączenie. Pasożytnicza pojemność przełącznika jest nie większa niż 2 pF, co przy największej przełączanej częstotliwości jest równoznaczne z tłumieniem równym około 40 dB. Tranzystory użyte w opisanym przełączniku nie muszą być specjalnie dobierane. Wydaje się, że będą dobrze pracować tu również inne tranzystory polowe, np. dostępne w Polsce 2SK 41.

Schemat innego przełącznika elektronicznego przedstawiono na rys. 2.110. Wykorzystano w nim 1/2 układu scalonego UL 1101N. Służy on do przełączania jednego generatora na dwa wyjścia



Rys. 2.110
Elektroniczny przełącznik generatorów z układem UL 1101N

(np. VFO na dwa mieszacze). Przy wykorzystaniu drugiej połowy układu scalonego możliwe jest przełączanie dwóch generatorów.

Sygnal z przełączanego generatora jest doprowadzony do bazy tranzystora T1. Bazy tranzystorów T2 i T3 są uziemione dla w.cz., natomiast w kolektorach tych tranzystorów znajdują się obwody rezonansowe, nastrojone na częstotliwość pracy układu. Dzielniki bazowe i kolektory T2 i T3 są zasilane na przemian napięciem

stałym podawanym do punktów A i B. Jeśli punkt A będzie zasilany napięciem zasilającym odbiornik, to na wyjściu 1 pojawi się sygnał z generatora przy odbiorze, a na wyjściu B (toru zasilanego podczas nadawania) pojawi się sygnał po przełączeniu urządzenia na nadawanie.

Aby przełączanie elektroniczne było skuteczne należy dbać o to, aby sygnały z generatorów nie omijały przełącznika przez pojemności montażu, czy szkodliwe (pasożytnicze) sprzężenia pomiędzy obwodami. Należy zatem połączenia przełącznika elektronicznego z resztą układu dokonywać za pomocą przewodu ekranowego o małej pojemności (bardzo cienki przewód współosiowy), a sam przełącznik zamknąć w obudowie ekranującej.

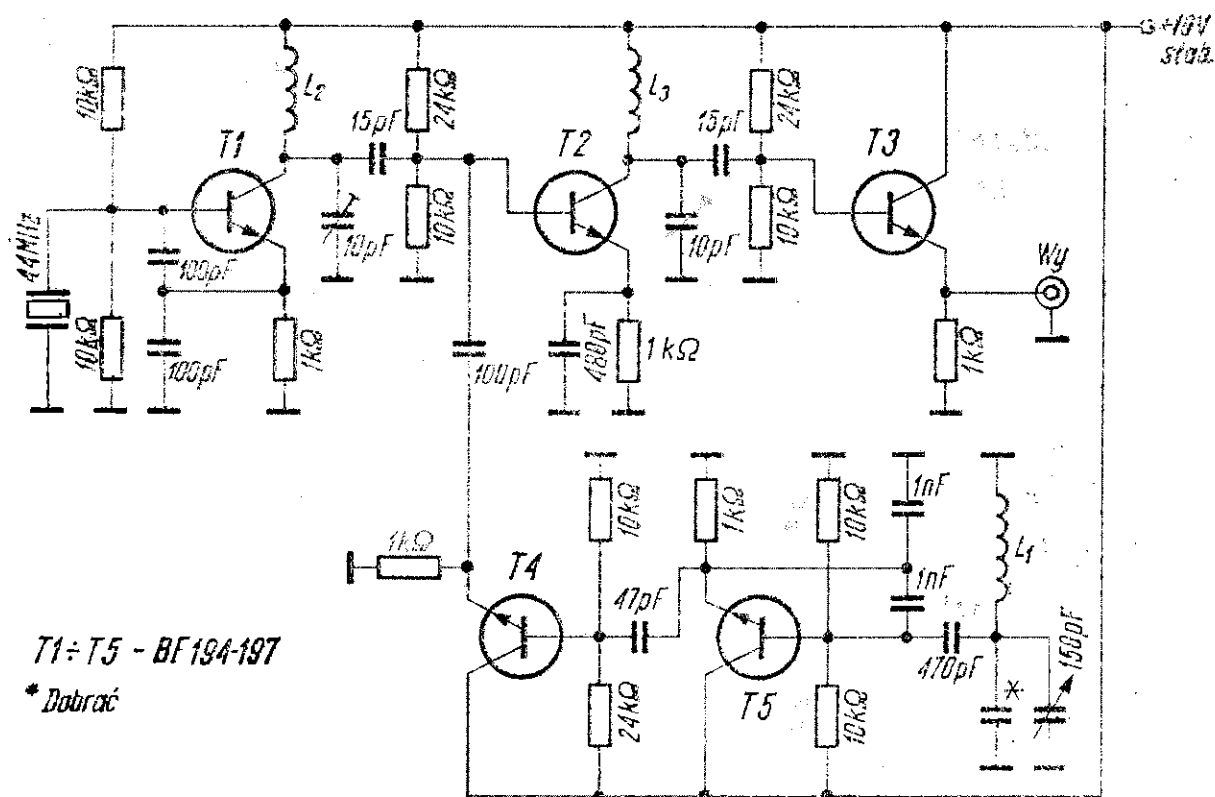
2.1.11. Generatory kombinowane i syntezerzy częstotliwości

Na zakończenie obszernego omówienia różnego rodzaju generatorów wielkiej częstotliwości przedstawimy przykłady wykonania generatorów kombinowanych i syntezerów częstotliwości.

Generatory kombinowane, zwane także premikserami (przedmieszaczami) zawierają generator kwarcowy (czasem z przełączanymi kilkoma kwarcami) i generator przestrajany (VFO), pracujący zazwyczaj na mniejszej częstotliwości. Sygnały z obu generatorów są doprowadzone do mieszacza, będącego częścią składową takiego układu. Produkt mieszania ma żadaną częstotliwość pasma amatorskiego lub częstotliwość potrzebną do przemiany w odbiorniku lub transceiverze. Ogólnie można powiedzieć, że stabilność takiego układu jest zbliżona do stabilności użytego w nim generatora kwarcowego, ponieważ z natury rzeczy mniej stabilny generator przestrajany pracuje na znacznie mniejszej częstotliwości, gdzie łatwiej jest utrzymać stałość częstotliwości generatora. Obecnie takie generatory są stosowane w niektórych transceiverach z pojedynczą przemianą częstotliwości w torze sygnału i w niektórych nadajnikach telegraficznych na pasma UKF.

Schemat generatora kombinowanego na pasmo 144 MHz na tranzystorach biopolarnych przedstawiono na rys. 2.111 (z publikacji SP7-1405 w Biuletynie PZK 8/77). Układ zawiera generator kwarcowy z jednoczesnym trzykrotnym powielaniem częstotliwości na tranzystorze T1, generator przestrajany w układzie

Seillera z separatorem zbudowanym na tranzystorach T4 i T5, mieszacz na tranzystorze T2 i wyjściowy wtórnik emiterowy na tranzystorze T3. Obwód z cewką L_2 jest nastrojony na częstotliwość 132 MHz. Z tą częstotliwością zostaje zmieszana częstotliwość zawarta w granicach 12 ... 14 MHz, wytworzona w genera-



Rys. 2.111. Schemat generatora kombinowanego dla pasma 144 MHz

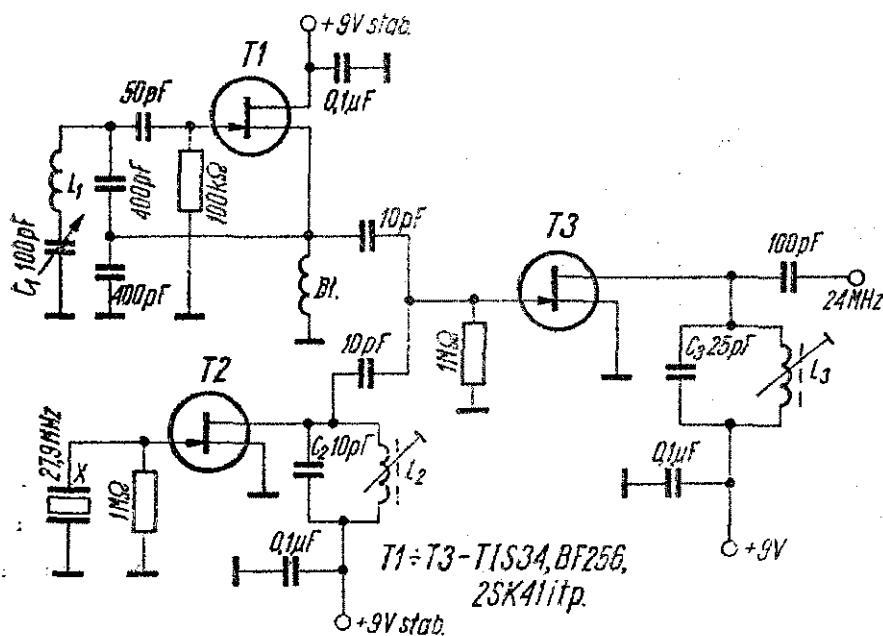
torze przestrajającym. Suma tych częstotliwości pokrywa pasmo 144 ... 146 MHz; do częstotliwości środkowej tego pasma jest dostrojony obwód z cewką L_3 . W opisanym układzie zastosowano niepełnowartościowe tranzystory z grupy BF 194—197.

Podczas uruchamiania w pierwszej kolejności należy zestroić przestrajający generator przez dobranie indukcyjności cewki L_1 i kondensatora oznaczonego gwiazdką, tak aby uzyskać żądany zakres częstotliwości i żądany zakres przestrajania. Następnie, za pomocą grid-dip-metra należy zestroić cewki L_2 i L_3 . Po włożeniu kwarcu w podstawkę generator kwarcowy powinien od razu poprawnie pracować. Po dokładnym zestrojeniu obwodów 132 MHz i 145 MHz (trymerami) generator jest gotowy do pracy. Napięcie zasilania zawarte w granicach 9 ... 12 V powinno być

dobrze stabilizowane. Cewka L_1 ma 10 zwojów przewodu $\varnothing 0,8$ CuAg nawiniętego na średnicę 15 mm, cewka L_2 — 5 zwojów takiego samego przewodu nawiniętego na średnicę 8 mm i L_3 — 4 zwoje jak wyżej. Cewki są bez rdzeni. Cewka L_1 jest nawinięta na korpus ceramiczny, pozostałe cewki są bez korpusów.

Opisany generator był próbowany także jako VFO w transceiverze na pasmo 144 MHz z pośrednią częstotliwością 10,7 MHz. W tym zastosowaniu zmieniono kwarc na inny, o częstotliwości 40,5 MHz. Zmieniono także zakres pracy generatora przestrajanego na 11,8 ... 13,8 MHz.

Drugi generator kombinowany (rys. 2.112) pracuje na częstotliwości wyjściowej 24 MHz i także jest przeznaczony do nadajnika na pasmo 144 MHz (po powieleniu 6-krotnym). Schemat za-

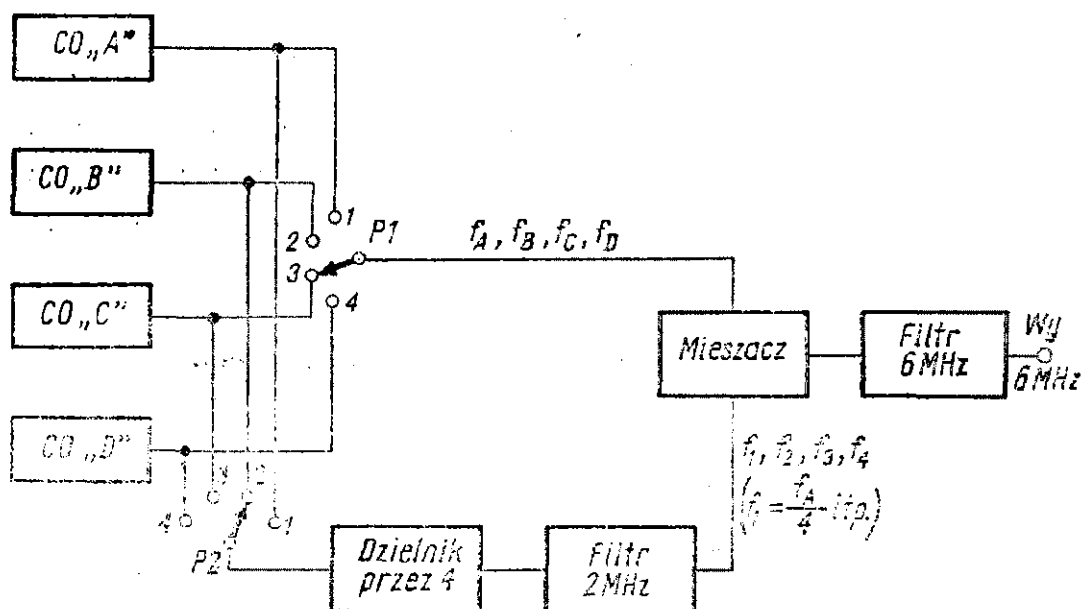


Rys. 2.112. Schemat generatora kombinowanego dla pasma 144 MHz pracującego na tranzystorach polowych

czepnięto z czasopisma „Radio Communication” 5/71, jest to układ zaproponowany przez I1HF. W generatorze użyto tranzystorów polowych TIS 34, lecz można użyć także innych. Generator przestrajany w układzie Clappa pracuje na częstotliwości 3,5 MHz (dokładna częstotliwość i zakres przestrajania jest uzależniony od indywidualnych potrzeb; dla pokrycia całego pasma 2-metrowego generator ten powinien pracować w zakresie 3,167

do 3,5 MHz). Generator kwarcowy na tranzystorze T2 pracuje na częstotliwości 27,5 MHz. Obydwa sygnały są doprowadzone za pośrednictwem małych pojemności do mieszacza z tranzystorem T3. W obwodzie kolektora tego tranzystora znajduje się obwód nastrojony na częstotliwość 24 MHz. Cały układ jest zasilany stabilizowanym napięciem 9 V. Zalecane jest zamknięcie opisanego urządzenia w ekranującym pudełku, skąd wychodziłaby jedynie oś kondensatora strojeniowego, a zasilanie wchodziłoby przez kondensator przepustowy 1 ... 2,2 nF.

Schemat blokowy najprostszego syntezerza częstotliwości (według WFOA, opis w „Ham Radio” 8/73) przedstawiono na rys. 2.113. Został on pomyślany jako wielokanałowy generator sterujący do nadajnika FM na pasmo 144 MHz. W skład syntezerza wchodzi 4 generatory kwarcowe (A, B, C i D), dzielnik czę-



Rys. 2.113 Schemat blokowy prostego syntezerza częstotliwości dla pasma 144 MHz według krótkofalowca WFOA

stotliwości przez 4, filtr na 2 MHz, mieszacz i filtr wyjściowy na 6 MHz. Generatory kwarcowe są sterowane odpowiednio dobranymi rezonatorami kwarcowymi o częstotliwości nieco ponad 8 MHz. Częstotliwości te są wybierane przełącznikiem P_1 i podawane na mieszacz. Równocześnie jedna z tych częstotliwości, wybrana przełącznikiem P_2 , jest podawana na wejście dzielnika częstotliwości, skąd za pośrednictwem filtru 2 MHz sygnał zostaje doprowadzony także do mieszacza. Różnica częstotliwości dopro-

wadzonych do mieszacza przypada w pobliżu 6 MHz, toteż po mieszaczu znajduje się filtr 6 MHz. W celu uzyskania częstotliwości pasma 2-metrowego sygnał z syntezeru musi być powielony 24 razy. W zależności od położenia przełączników P_1 i P_2 można na wyjściu układu otrzymać 16 częstotliwości. Zwiększając liczbę generatorów można uzyskać odpowiednie zwiększenie liczby częstotliwości wyjściowych, np. przy 5 generatorach można uzyskać 25 częstotliwości, przy 6 generatorach 36 częstotliwości itd. Podane w opisie przez WFOA częstotliwości rezonatorów kwarcowych i co za tym idzie — częstotliwości wyjściowe układu odnoszą się do kanałów FM w części pasma 2-metrowego nie udostępnionej amatorom w regionie 1 IARU (146 ... 148 MHz), toteż zostały przeliczone w taki sposób, aby można było z syntezeru otrzymać 16 częstotliwości z odstępem bardzo bliskim 100 kHz. Częstotliwości te zebrano w tabelicy 2.7.

Zmieniając odpowiednio częstotliwości nominalne rezonatorów można zmniejszyć odstęp pomiędzy kanałami i na przykład użyć opisanego układu do pokrycia wszystkich kanałów FM odcinka pasma 2-metrowego, oddanego zgodnie z band-planem 1 Regionu

Tabela 2.7

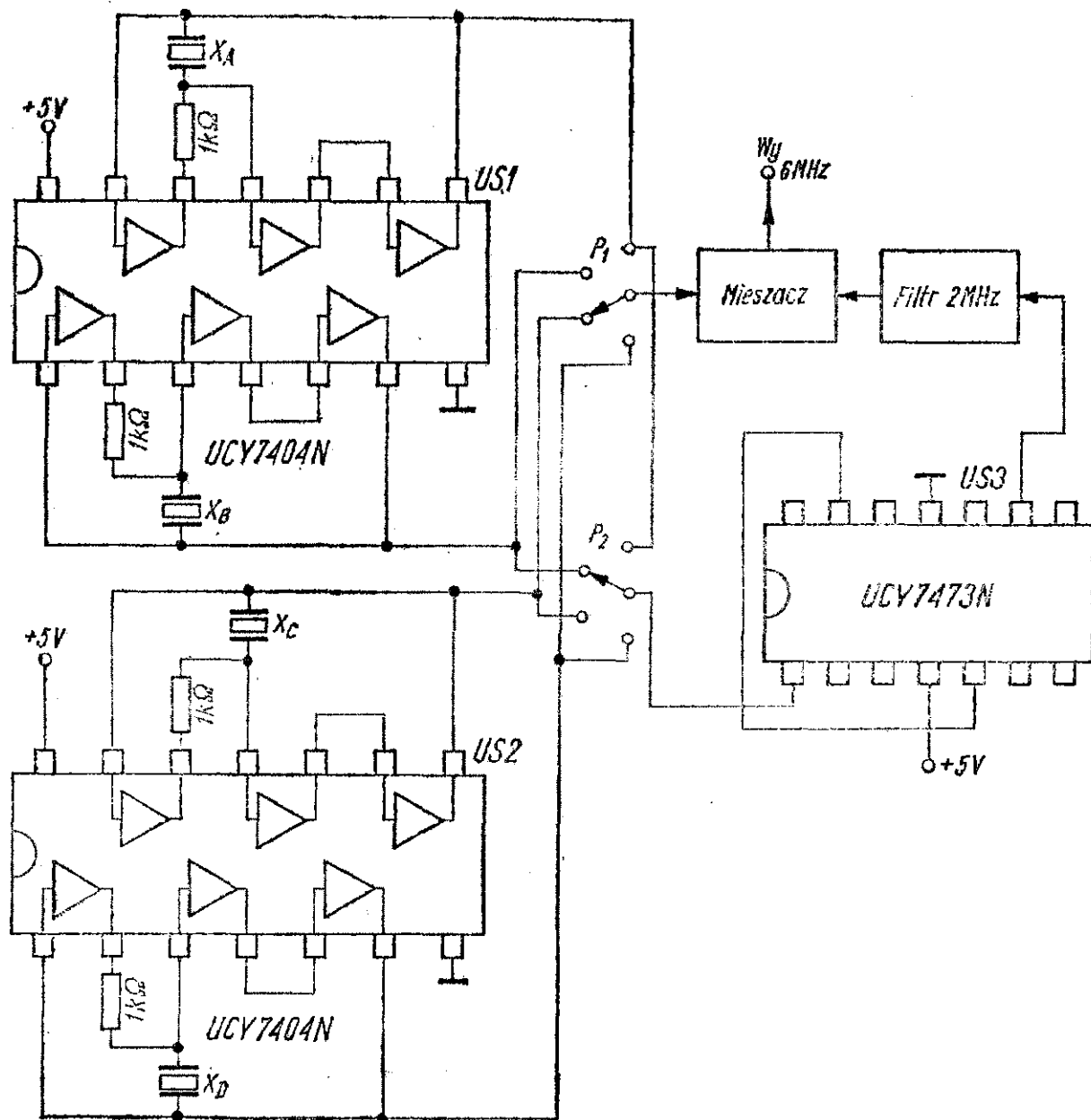
Częstotliwości kwarców i częstotliwości wyjściowe najprostszego syntezeru częstotliwości (wg WFOA)

Poz. przełącznika P_1	f_x [MHz]	f_x 4 [MHz]	Pozycje przełącznika P_2			
			1	2	3	4
			Częstotliwość uzyskiwana [MHz]			
1	8,0167	2,004175	144,3006	144,2004	144,1002	144,000
2	8,0334	2,00835	144,7014	144,6012	144,501	144,4008
3	8,0501	2,012525	145,1022	145,002	144,9018	144,8016
4	8,0668	2,0167	145,503	145,4028	145,3026	145,2024

IARU do pracy radiotelefonicznej z modulacją częstotliwości w zakresie 145,250÷145,575 MHz. Można także na podobnej zasadzie budować proste syntezerzy częstotliwości na inne pasma.

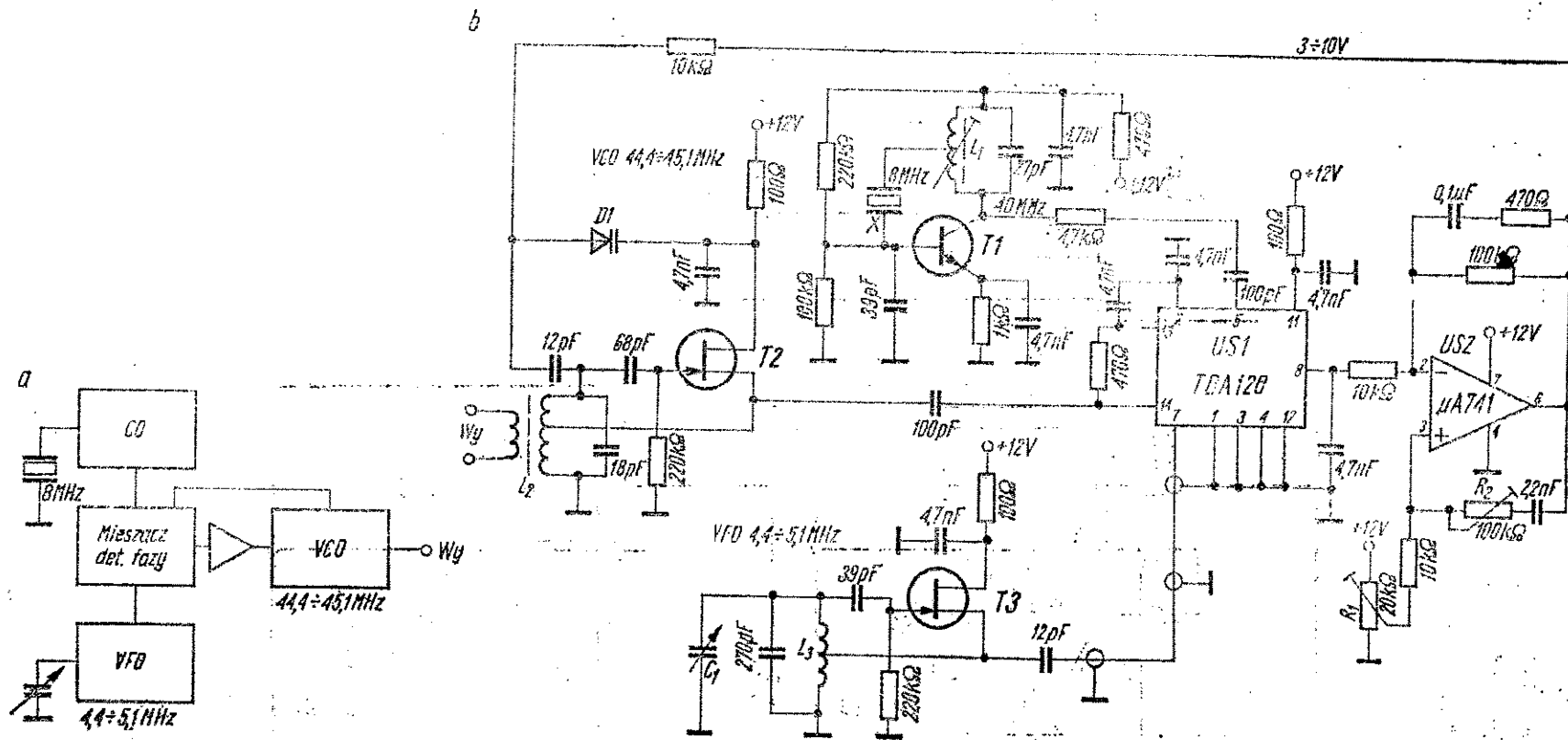
Schemat generatorów i dzielnika częstotliwości omawianego syntezeru przedstawiono na rys. 2.114. Użyto tu układów TTL:

2 sześciokrotnych inwerterów UCY 7404N w generatorach kwarcowych i dwukrotnego przerzutnika J-K UCY 7473N w dzielniku częstotliwości. Mieszacz powinien być zrównoważony — diodowy lub tranzystorowy, a filtr na 2 MHz, podobnie jak obwód na wyjściu mieszacza, powinien to być filtr pasmowy LC.



Rys. 2.114. Schemat generatorów i dzielnika częstotliwości syntezyera według WΦOA

Dużą popularność w ostatnim czasie zdobyły syntezyery częstotliwości z fazową pętlą synchronizacji (PLL). Zasada ich działania została omówiona pokrótce przy rys. 1.12. Tu zaś wybrano kilka



Rys. 2.115. Schemat VFO z fazową pętlą synchronizacji według PAΦKSB

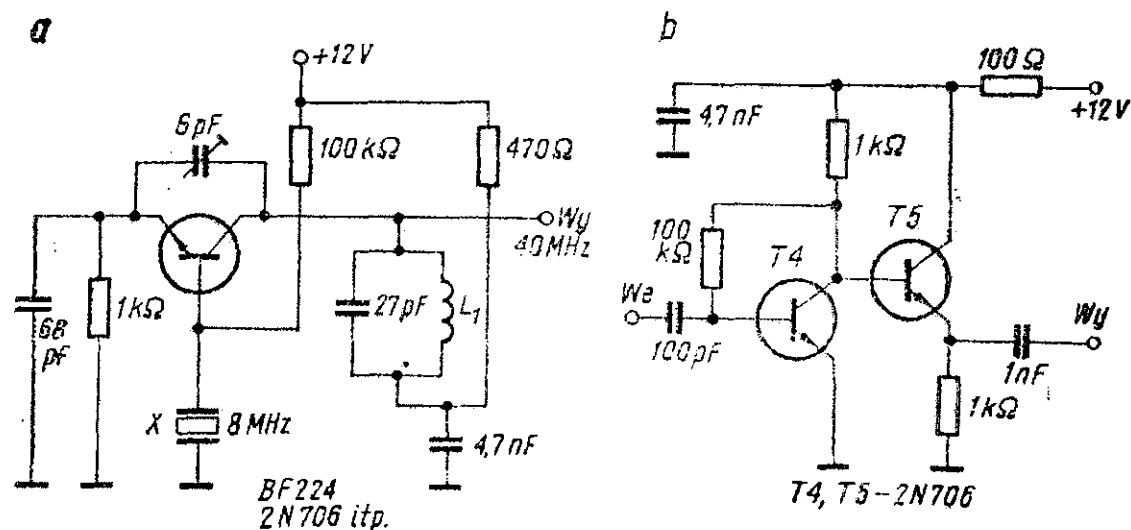
układów praktycznych, nadających się do zastosowania w sprzęcie KF lub UKF, bądź też mogących stanowić przykład samodzielnego konstruowania podobnych syntezerów na inne pasma częstotliwości.

Schemat pierwszego z nich jest przedstawiony na rys. 2.115. Jest to syntezer opisany przez PAOKSB w czasopiśmie „Electron” nr 3/74 i przeznaczony do przestrajania w sposób ciągły japońskiego kanałowego radiotelefonu FM, przestrojonego na pasmo 144 MHz. Układ jest prosty, pracuje dobrze i jest łatwy do uruchomienia. Częstotliwość wyjściowa syntezeru jest zawarta w pasmie 44,4 ... 45,1 MHz, toteż dla uzyskania sygnału o częstotliwości mniejszej o częstotliwość pośrednią 10,7 MHz od częstotliwości pasma 2-metrowego (dla części odbiorczej radiotelefonu), częstotliwość wyjściowa syntezeru musi być potrojona.

Jak wynika ze schematu blokowego (rys. 2.115a), układ zawiera: harmoniczny generator kwarcowy 40 MHz, sterowany rezonatorem 8 MHz, generator przestrajany (VFO), pracujący w zakresie 4,4 ... 5,1 MHz, mieszacz-detektor fazy ze wzmacniaczem prądu stałego oraz generator przestrajany napięciem stałym (VCO), pracujący na częstotliwości wyjściowej zawartej w pasmie 44,4 ... 45,1 MHz.

Do mieszacza jest doprowadzony sygnał 40 MHz z harmonicznego generatora kwarcowego i sygnał z generatora przestrajanego napięciem. Częstotliwość różnicowa, leżąca w pasmie 4,4 ... 5,1 MHz, jest porównywana w detektorze fazowym z częstotliwością wytwarzaną w VFO, pracującym także w zakresie 4,4 ... 5,1 MHz. Jakakolwiek różnica fazy porównywanych sygnałów powoduje pojawienie się napięcia błędu, dodającego się lub odejmującego od stałego napięcia przestrajającego VCO (zmieniającego się przy przestrajaniu VFO w granicach 3 ... 10 V) i natychmiastową korektę częstotliwości VCO. W rezultacie stabilność częstotliwości wyjściowej jest taka sama jak stabilność generatora przestrajanego, pracującego na 10-krotnie mniejszej częstotliwości. Tę samą stabilność można by uzyskać po zmieszaniu sygnału z VFO z sygnałem wzorcowego generatora kwarcowego, tak jak to zrobiono w układzie z rys. 2.112, jednak wytworzone w procesie przemiany liczne częstotliwości niepożądane wymagałyby bardzo starannego odfiltrowania.

Generator kwarcowy 40 MHz pracuje w piątym owertonie na tranzystorze T1. Alternatywny układ tego generatora przedstawia schemat z rys. 2.116a. VCO pracuje w układzie Hartleya zbudowanym na tranzystorze polowym T2, podobnie jak VFO — na tranzystorze T3. Można tu użyć dostępnych w kraju tranzysto-



Rys. 2.116. Alternatywny układ generatora kwarcowego (a), schemat wzmacniacza wyjściowego (b) do VFO według projektu krótkofalowca PAOKSB

rów 2SK 41. Układ scalony US 1 typu TBA 120 (układ scalony TBA 120S nie może tu być użyty) pracuje jako mieszacz, przy czym wykorzystano tu wyprowadzenie 5, normalnie wykorzystywane do kontroli napięcia m.cz., a także jako detektor fazowy. Stałe napięcie przestrajające, pojawiające się na wyjściu detektora fazowego, jest wzmacniane dziesięciokrotnie we wzmacniaczu operacyjnym μA 741 (US 2), a następnie zostaje doprowadzone do diody pojemnościowej D1. Zanim nastąpi synchronizacja, dodatnie sprzężenie zwrotne we wzmacniaczu operacyjnym powoduje oscylacje m.cz., powodujące przestrojenie VCO w poszukiwaniu punktu synchronizacji. Kiedy już synchronizacja nastąpi, ujemne sprzężenie zwrotne stopuje te oscylacje.

Sygnal wyjściowy można pobierać z cewki sprzęgającej, nawiniętej na cewkę VCO (L_2) za pośrednictwem szerokopasmowego separatora, którego schemat przedstawiono na rys. 2.116b.

W opisanym syntezerze mogą być zastosowane inne częstotliwości generatorów dla uzyskania tego samego zakresu często-

tliwości lub dla innych zakresów, dlatego też nie podano danych cewek i kondensatora strojeniowego VFO. Najlepiej dobrać je eksperymentalnie. Zmiany częstotliwości VFO powinny być mniejsze niż 1:2, gdyż w innym przypadku może nastąpić synchronizacja układu na częstotliwości o połowę mniejszej. Generatory powinny być dobrze zaekranowane, by zapobiec przedostawaniu się częstotliwości niepożądanych. Cewki powinny być przed uruchomieniem generatorów zestrojone „na zimno” za pomocą GDO, co ułatwi uruchomienie urządzenia. Przy użyciu syntezy do odbiornika i przy innych częstotliwościach generatorów należy dbać, aby żadna częstotliwość harmoniczna generatora owertonowego nie wypadła w pasmie odbieranym lub na częstotliwości lustrzanej. W opisanym syntezerze możliwe jest stosowanie znacznie mniejszych częstotliwości VFO, nawet rzędu 1 MHz — dla uzyskania jeszcze większej stabilności, jednak dla pracy z modulacją częstotliwości w pasmie 144 MHz nie jest to potrzebne.

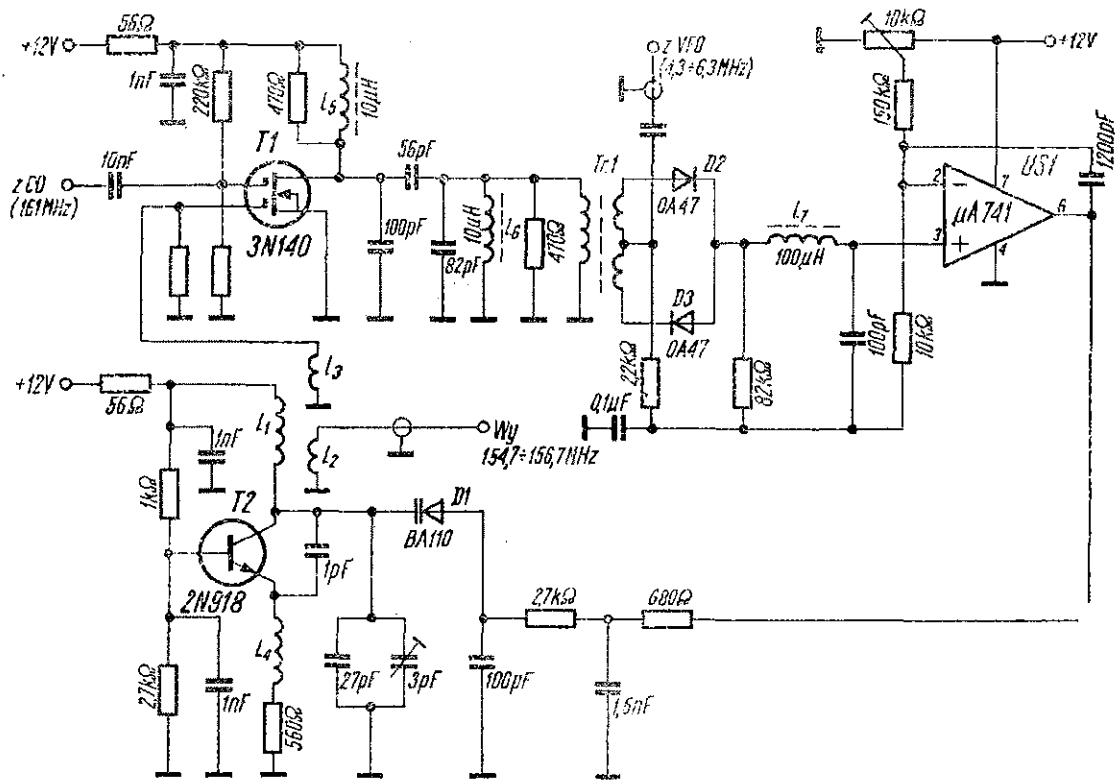
Układ scalony TBA 120 pracuje doskonale do około 80 MHz, choć w pobliżu tej częstotliwości zawarte w nim wzmacniacze dają już małe wzmocnienie. Dlatego też nie jest możliwe użycie go w syntezerze pracującym wprost na częstotliwości 144 MHz.

Podczas uruchamiania potencjometr nastawny R_1 powinien być tak nastawiony, aby napięcie na jego suwaku było takie samo jak na nóżce 8 TBA 120 (przy braku synchronizacji). Wówczas na wyjściu wzmacniacza operacyjnego powinno się pojawić napięcie około 6 V. Następnie należy ustawić suwak potencjometru nastawnego na tę wartość rezystancji R_2 , przy której pojawiają się oscylacje. Po jednorazowym ustawieniu obydwu potencjometry nastawne nie wymagają już żadnej korekty. Kiedy układ jest w stanie synchronizacji, przestrajanie VFO powoduje zmiany napięcia przestrajającego w granicach 3...10 V. Jeśli zmiany napięcia są większe, to można je skompensować zmianą pojemności 12 pF, znajdującej się pomiędzy diodą pojemnościową, a obwodem VCO.

Napięcie zasilające syntezer powinno być dobrze wyfiltrowane i stabilizowane, ponieważ w innym przypadku może mieć miejsce szkodliwa modulacja częstotliwością sieci. W zastosowaniu syntezy do sterowania nadajnika FM możliwa jest modulacja czę-

stotliwości generatora kwarcowego lub VFO. W nadajniku takim należy włączać stopień PA dopiero po zsynchronizowaniu syntezerza. Inaczej mogą wystąpić trudności w uzyskaniu synchronizacji.

Podobny układ syntezerza opisał G8IBR w numerze 12/76 miesięcznika „Radio Communication”. Autor używa go w odbiorniku na pasmo 144...146 MHz z częstotliwością pośrednią 10,7 MHz, toteż częstotliwość wyjściowa syntezerza zawarta jest w granicach 154,7...156,7 MHz. Schemat najistotniejszego fragmentu układu przedstawiono na rys. 2.117. Fragment ten obej-



Rys. 2.117. VCO z dyskryminatorem diodowym według G8IBR

muje mieszacz zbudowany na dwubramkowym tranzystorze polowym T1, VCO na tranzystorze T2, diodowy detektor fazowy i wzmacniacz napięcia błędów ze wzmacniaczem operacyjnym. Nie uwidocznione na schemacie zespoły urządzenia — to kwarcowy generator odniesienia z powielaczem, dostarczający sygnału o częstotliwości 161 MHz i wysokostabilny VFO z separatorem, przestrajany w granicach 4,3...6,3 MHz. Także i tu, pomiędzy

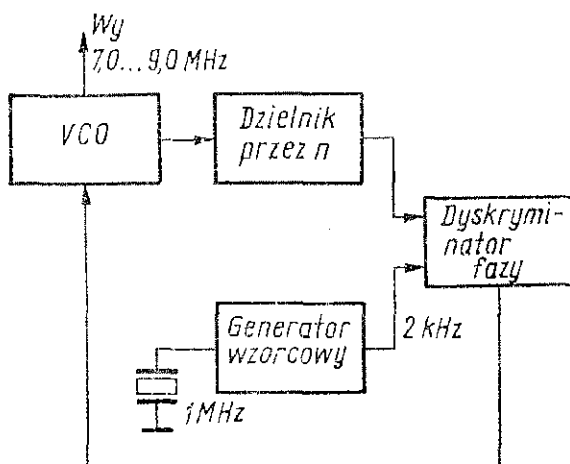
wyjściem syntezerza (cewka L_2) a obciążeniem (mieszaczem odbiornika), powinien być użyty separator. Nie ma tu ograniczenia częstotliwości pracy, jakie wprowadzało użycie układu scalonego TBA 120 w poprzednio opisanym syntezerze, toteż VCO pracuje wprost na żądanej częstotliwości, bez konieczności powielania.

Do obydwu bramek tranzystora $T1$ (3N 140, 40673 itp.) doprowadzone są sygnały z kwarcowego generatora wzorcowego i z VCO. Różnica tych częstotliwości, zawarta w pasmie 4,3 ... 6,3 MHz, zostaje wyselekcjonowana przez filtr pasmowy z cewkami L_5 i L_6 . Dla uzyskania odpowiednio szerokiego pasma przepuszczania filtru cewki te są zabocznikowane rezystancjami 470 Ω . Detektor fazowy zawiera transformator w.cz. $Tr1$ i dwie diody: $D2$ i $D3$. Transformator $Tr1$ można nawinąć na pierścień ferrytowy o zewnętrznej średnicy 7 do 10 mm o przenikalności 400 ... 1000. Uzwojenie nawija się równocześnie 4 przewodami. Liczy ono 20 zwojów. Dwa uzwojenia połączone szeregowo stanowią uzwojenie pierwotne transformatora. Dane innych cewek zależą od zakresu pracy całego urządzenia i od częstotliwości pracy poszczególnych generatorów. Uwagi odnoszące się do konstrukcji i uruchomienia poprzednio omówionego syntezerza, odnoszą się także i do tego układu.

W dwóch ostatnich syntezerach częstotliwości stabilność zależy prawie wyłącznie od stabilności VFO, ponieważ stabilność kwarcowego generatora wzorcowego jest większa. Można zatem powiększyć stabilność stosując zamiast VFO i kwarcowego generatora odniesienia generator kwarcowy z dzielnikiem częstotliwości i programowany dzielnik częstotliwości sygnału z VCO. Najmniejsza częstotliwość wynikająca z podziału częstotliwości generatora kwarcowego decyduje o odstępach pomiędzy częstotliwościami, na których uzyskuje się synchronizację, czyli o „roku” syntezerza. Schemat blokowy takiego układu przedstawiono na rys. 2.118. Odnosi się on do opisanego dalej syntezerza SP3HSV.

Generator wzorcowy składa się z generatora kwarcowego 1 MHz i z dekadowych dzielników częstotliwości, obniżających częstotliwość do 2 kHz. Sygnał z generatora wzorcowego jest doprowadzony do dyskryminatora fazy, do którego także doprowadzony jest sygnał z VCO poprzez programowany dzielnik częstotliwości.

VCO pracuje w zakresie 7,0... 9,0 MHz i jest przestrajany napięciem stałym uzyskanym z dyskryminatora, który porównuje częstotliwości i fazy wzorcowej częstotliwości 2 kHz z odpowiednio podzieloną częstotliwością z VCO. W rezultacie uzyskuje się 1000 kanałów częstotliwości w zakresie 7... 9 MHz. Autor opra-

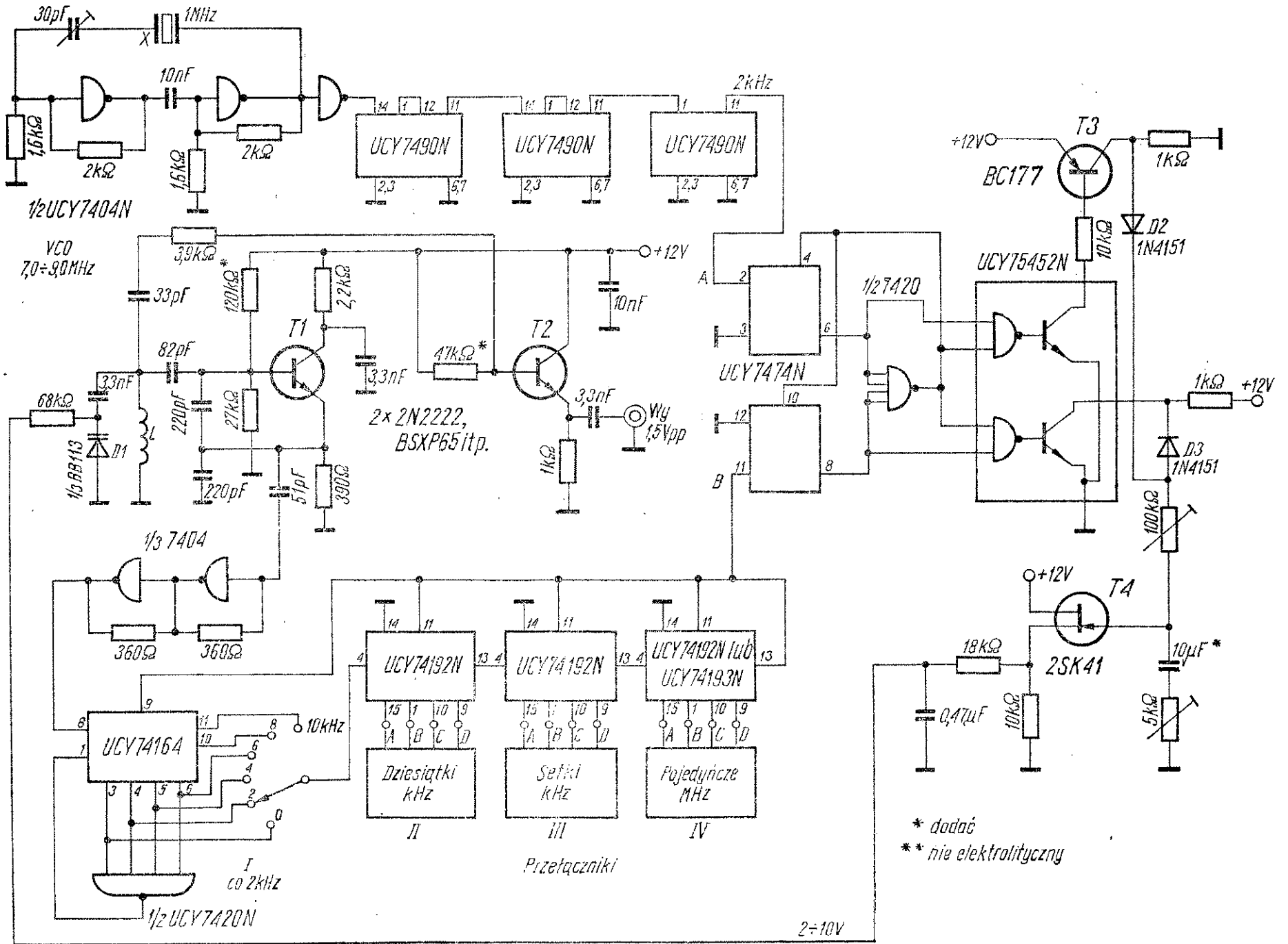


Rys. 2.118
Schemat blokowy
syntezera z kwarcowym
generatorem wzorcowym
opracowanego przez
SP3HSV

cowania stosuje ten syntezer po przemianie częstotliwości do sterowania nadajnika w pasmie 144... 146 MHz. Syntezer może być wykonany na inną częstotliwość wyjściową, nie przekraczającą jednak 9 MHz, ze względu na częstotliwość graniczną układów scalonych programowanego dzielnika częstotliwości. Po dalszym obniżeniu częstotliwości generatora wzorcowego możliwe jest zmniejszenie „kroku” syntezer, czyli uzyskanie mniejszego odstepu pomiędzy kanałami, np. co 1 kHz lub 500 Hz. Jednak wówczas musi być odpowiednio rozbudowany programowany dzielnik częstotliwości.

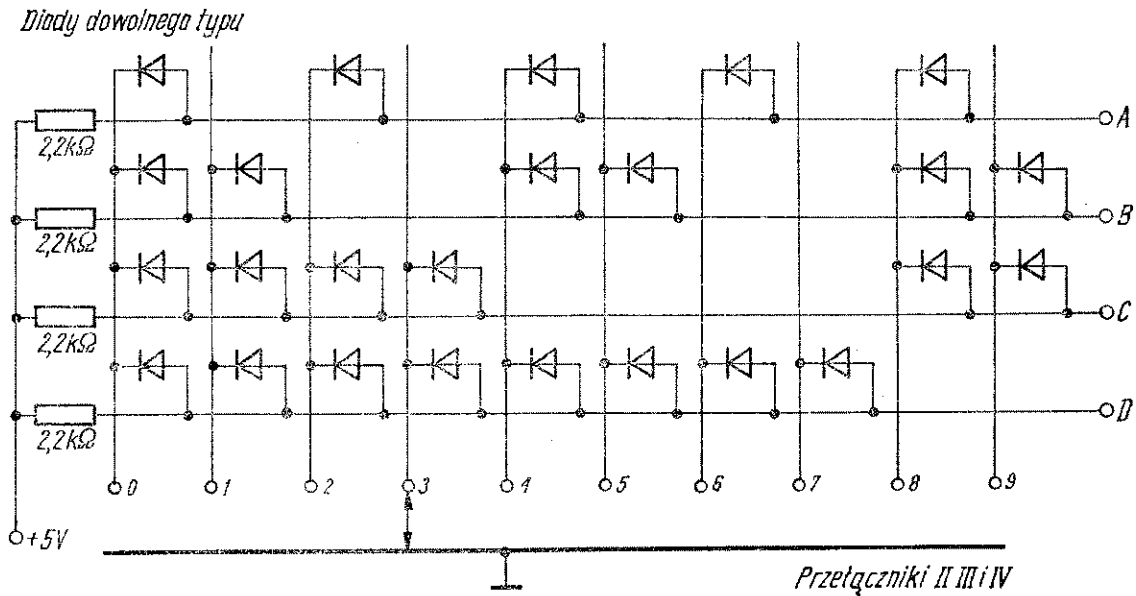
Schemat ideowy omawianego syntezeru częstotliwości przedstawiono na rys. 2.119. Generator kwarcowy 1 MHz pracuje na 2 inwerterach z układu scalonego UCY 7404N. Po generatorze następują trzy dekadowe dzielniki częstotliwości UCY 7490N, przy czym ostatni dzielnik dzieli przez 5. Impulsy o częstotliwości 2 kHz są podawane na wejście A dyskryminatora fazy, zawierającego układy scalone UCY 7474N, 1/2 UCY 7420N i UCY 75452N, a także dwa tranzystory: T3 — BC 177 i T4 — 2SK 41. Stąd napięcie przestrajające, zmieniające się w granicach 2... 10 V jest doprowadzone do diody pojemnościowej D1 (jednej z trzech zawartych w jednej obudowie oznaczonej BB 113) generatora stro-





Rys. 2.119. Schemat ideowy syntezyera wg projektu SP3HSV

jonego napięciem (VCO). Pomędzy stopniem generatora zbudowanego na tranzystorze *T1* a wyjściem syntezerza znajduje się separator w układzie wtórnika emiterowego. Wartość międzyszczytowa napięcia wyjściowego wynosi około 1,5 V. Z emitera *T1* sygnał jest podawany do układu kształtującego impulsy, zbudowanego na dwóch inwerterach, a następnie przechodzi na wejście programowanego dzielnika częstotliwości. Dzielnik ten zawiera 4 przełączniki, którymi ustawia się żadaną częstotliwość. Przełącznik *I* ma 6 pozycji i umożliwia zmianę częstotliwości co 2 kHz. Trzy dalsze przełączniki natomiast, umożliwiające wybór dziesiątek i setek kiloherców, a także pojedynczych MHz, są 10-pozycyjne i muszą być wyposażone w matryce diodowe, których schemat przedstawiono na rys. 2.120. Każda matryca zawie-



Rys. 2.120. Matryca diodowa przełącznika syntezerza wg projektu SP3HSV

ra 25 diod dowolnego typu. Zamiast matryc diodowych można użyć przełączników 4-płytkowych, odpowiednio połączonych. Wyjście programowanego dzielnika częstotliwości jest połączone z wejściem *B* dyskryminatora fazy. Połączenia w obrębie dzielnika i przełączników powinny być możliwie krótkie, w innym przypadku bowiem mogą wystąpić przekłamania spowodowane zbyt długimi czasami propagacji. Rozmieszczenie pozostałych elementów układu syntezerza na płycie montażowej nie jest krytycz-

ne, należy jednak stosować się do ogólnych zasad montażu generatorów, a także do uwag podanych przy omawianiu syntezera PAØKSB.

Uwaga: na schemacie syntezera nie uwzględniono obwodów zasilania układów scalonych.

2.2. Modulatory, układy formowania sygnału fonicznego

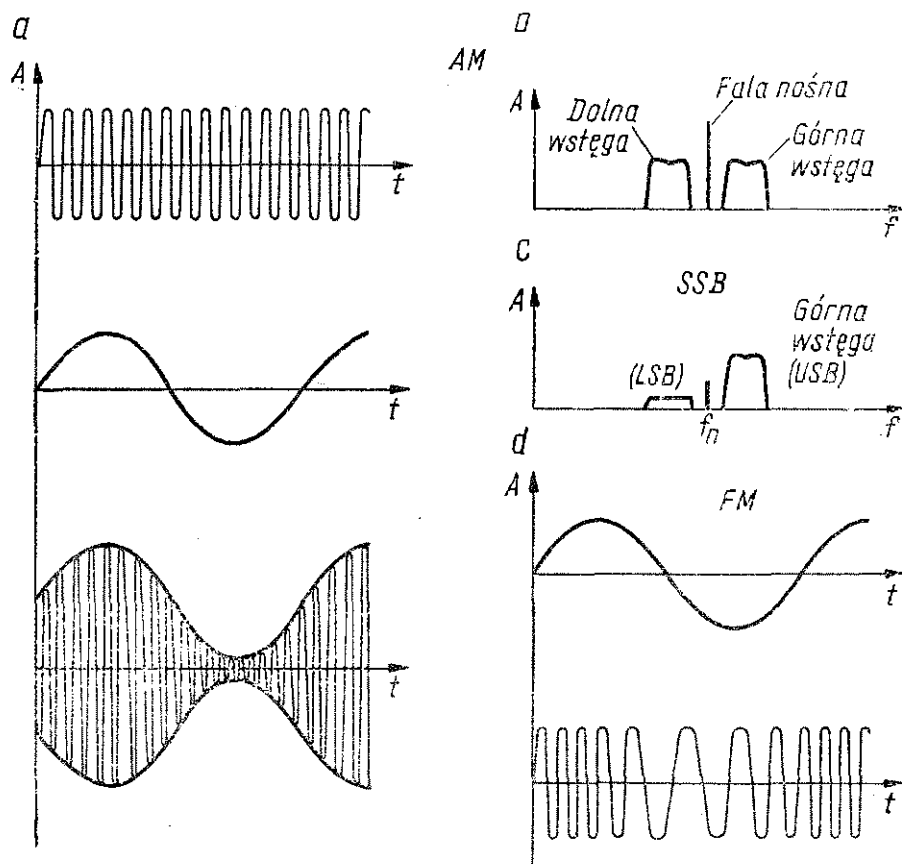
Ciągła fala nośna nie umożliwia przesyłania informacji. Można jedynie określić jej częstotliwość, wartość i kierunek, w którym znajduje się antena emitująca tę falę. Aby stała się nośnikiem informacji, koniecznych do przeprowadzenia łączności, musi być poddana procesowi manipulacji lub modulacji.

Manipulacja polega na odpowiednim przerywaniu (kluczowaniu) fali nośnej w takt znaków alfabetu Morse'a, bądź dwustanowej zmianie częstotliwości w wyniku kluczowania. W pierwszym przypadku mamy do czynienia z telegrafią (CW) — rodzajem emisji oznaczanym symbolem A1. Drugi przypadek ma miejsce przy pracy dalekopisowej przez radio (RTTY — emisja nie dopuszczona do użytku krótkofalowców w Polsce).

Modulacja polega na wywoływaniu chwilowych zmian amplitudy, częstotliwości lub fazy fali nośnej, odpowiednio do chwilowej wartości amplitudy akustycznej częstotliwości modulującej — w przypadku nadawania fonicznego lub odpowiednio do chwilowej jasności analizowanego punktu — w przypadku telewizji.

Dominującym rodzajem emisji fonicznej w pierwszym półwieczu radiokomunikacji była modulacja amplitudy (AM) z falą nośną i dwiema wstęgami bocznymi, oznaczana symbolem A3 (emisja A2, polegająca na przerywaniu fali nośnej, zmodulowanej ciągłym tonem akustycznym, bądź przerywaniu tonu modulującego ciągłą falę nośną — w zasadzie nie jest stosowana w pracy krótkofalarskiej, mimo że jest dopuszczona — w pasmach UKF). Przebiegi fali nośnej, sygnału modulującego i zmodulowanego w amplitudzie przedstawiono na rys. 2.121a, a na rys. 2.121b przedstawiono widmo sygnału A3. Jak widać na pierwszym z tych rysunków, amplituda fali nośnej zmienia się od wartości bliskiej zera do prawie dwukrotnej wartości fali nośnej bez modulacji — przy głębokości modulacji wynoszącej około 100%.

Jeśli falę nośną zmodulujemy w procesie modulacji amplitudy widmem częstotliwości akustycznych, na przykład zawartym w granicach przyjętych dla radiokomunikacji 300...3000 Hz, to widmo sygnału zmodulowanego, przedstawione na rys. 2.121b, będzie zawierać falę nośną na częstotliwości f_n i dwie wstęgi



Rys. 2.121. Modulacja amplitudy i częstotliwości

boczne, rozmieszczone symetrycznie po obu stronach fali nośnej. Przy 100% modulacji moc promieniowana rozłoży się następująco: 50% mocy zostanie wypromieniowane w postaci fali nośnej, a pozostałe 50% rozdzieli się równomiernie na obie wstęgi boczne. Szerokość całego widma będzie równa dwukrotnej największej częstotliwości modulującej. Treść informacji jest przenoszona przez wstęgi boczne, przy czym wystarczy do tego celu tylko jedna wstęga boczna. Fala nośna, zawierająca połowę mocy promieniowanej, ułatwia jedynie demodulację sygnału.

Znacznie bardziej ekonomiczna jest modulacja jednowstęgowa SSB, oznaczana symbolami A3a, A3h i A3j (w zależności od stop-

nia tłumienia fali nośnej i zbędnej wstęgi bocznej), będąca także modulacją amplitudy, lecz o usuniętych lub znacznie zredukowanych zbędnych elementach widma: fali nośnej i jednej wstędze bocznej. Widmo sygnału jednowstęgowego przedstawiono na rys. 2.121c. Już samo zredukowanie fali nośnej pozwala na zredukowanie mocy nadajnika do połowy, przy takiej samej jak w przypadku A3, mocy wstęg bocznych. Jest to wówczas sygnał DSB, rzadko używany w praktyce do prowadzenia łączności, a stanowiący etap przejściowy w procesie formowania sygnału SSB.

Dopiero sygnał SSB, powszechnie stosowany w radiokomunikacji profesjonalnej i amatorskiej, wykazuje liczne zalety w stosunku do sygnału dwuwstęgowego z dwiema wstęgami bocznymi. Cała moc promieniowana służy do przeniesienia informacji w jednej wstędze bocznej, a równoczesne zmniejszenie bardziej niż do połowy szerokości widma promieniowanych częstotliwości umożliwia pracę znacznie większej liczby radiostacji w pasmie o określonej szerokości (w porównaniu z radiostacjami emitującymi obie wstęgi boczne) i falę nośną, zwłaszcza że brak fali nośnej wyklucza powstawanie interferencji między sygnałami radiostacji, pracujących na sąsiednich częstotliwościach. Dalsze zalety emisji SSB to: możliwość zwięzienia wstęgi odbieranych częstotliwości w odbiorniku (zwięzienie o 50% pasma odbieranego — to o 3 dB mniejsza moc szumów na wyjściu odbiornika), lepsza czytelność słabych sygnałów niż w przypadku sygnału dwuwstęgowego z falą nośną i znacznie większa sprawność energetyczna nadajników, ponieważ w nadajniku SSB moc jest promieniowana tylko w czasie trwania modulacji i o wartości zależnej od chwilowej wartości sygnału modulującego.

Najpopularniejsze są dwie metody formowania sygnału SSB: metoda filtrowa, polegająca na wycięciu zbędnej wstęgi bocznej za pomocą filtra kwarcowego, elektromechanicznego lub piezoceramicznego oraz metoda fazowa, polegająca na przesunięciu fazy sygnałów w.cz. i modulacyjnych, doprowadzonych do dwóch modulatorów, w wyniku czego uzyskuje się sumowanie składowych jednej wstęgi bocznej, przy równoczesnym zniesieniu się składowych drugiej wstęgi.

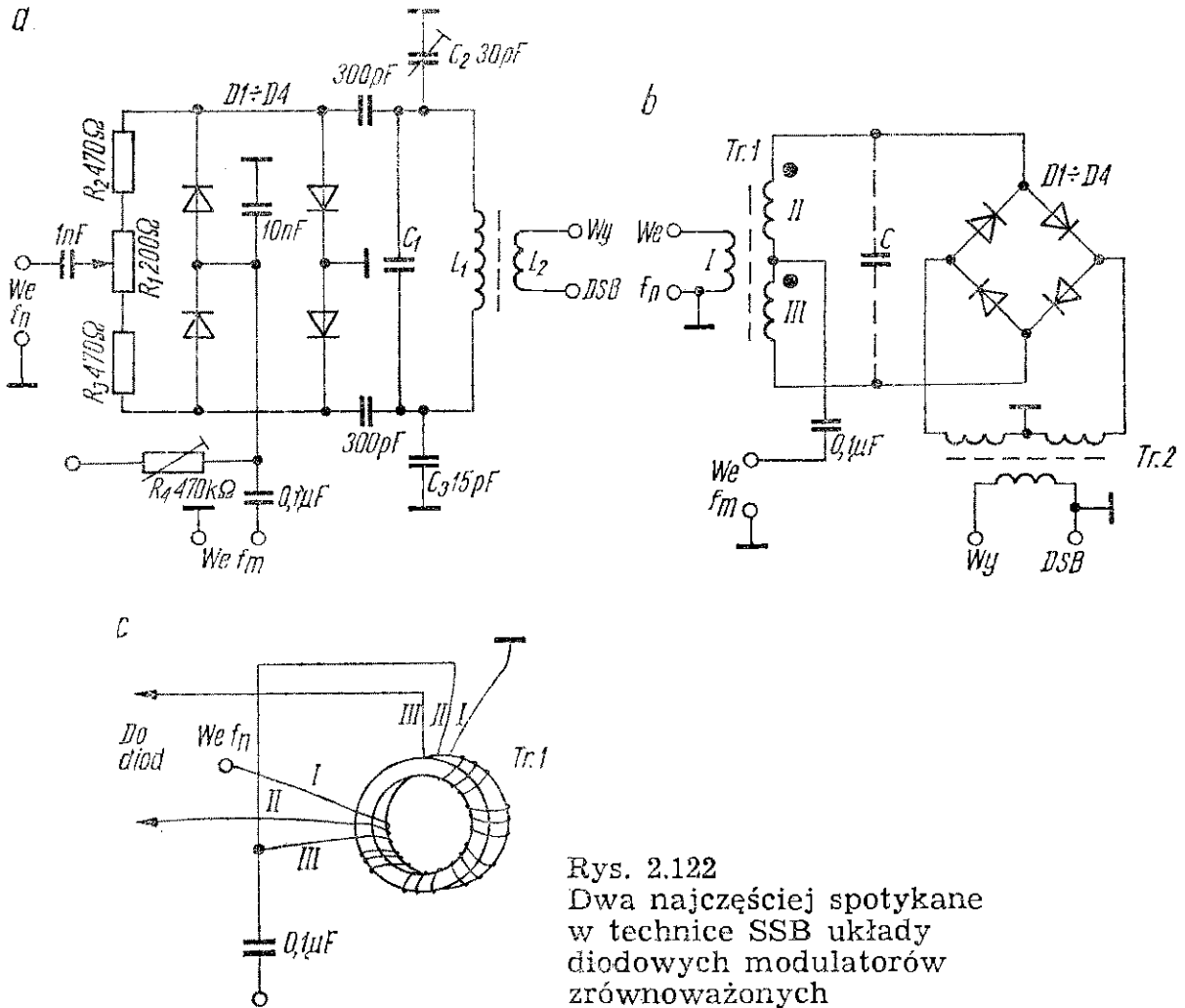
Modulacja częstotliwości (FM) polega na wywoływaniu chwilowych zmian wartości częstotliwości lub fazy fali nośnej, odpowiednio do chwilowej wartości amplitudy przebiegu modulującego, przy czym amplituda przebiegu w.cz. jest stała. Rysunek 2.121d stanowi ilustrację tego procesu. Przebieg górny odnosi się do sygnału modulującego m.cz., przebieg dolny natomiast ilustruje zmiany częstotliwości fali nośnej, wywołane zmodulowaniem jej przez sygnał m.cz. Zmiana częstotliwości przy modulacji częstotliwości jest nazywana dewiacją częstotliwości. Ten rodzaj modulacji charakteryzuje także tzw. wskaźnik modulacji częstotliwości m_f , który jest równy stosunkowi dewiacji częstotliwości do częstotliwości modulującej. Dla $m_f = 1$ zajmowana przez FM szerokość pasma jest tego samego rzędu, co przy modulacji amplitudy. I tak, przy największej częstotliwości modulującej stosowanej w radiokomunikacji, równej 3000 Hz i $m_f = 1$, dewiacja wynosi ± 3 kHz, a szerokość zajmowanego pasma wynosi 6 kHz. Jeszcze do niedawna taka modulacja (NBFM — wąskopasmowa modulacja częstotliwości) była spotykana w radiokomunikacji amatorskiej na falach krótkich, ponieważ można ją odbierać na zboczu krzywej selektywności odbiornika przystosowanego do odbioru AM. Większe dewiacje wymagają już specjalnego sprzętu odbiorczego, o odpowiednio szerokim pasmie przepuszczanym przez wzmacniacz pośredniej częstotliwości i wyposażonego w detektor częstotliwości. Praca z modulacją częstotliwości jest dozwolona dla amatorów jedynie na pasmach UKF, gdzie coraz częściej używane są odpowiednio przestrojone radiotelefony profesjonalne, wycofane z eksploatacji. Maksymalna dewiacja stosowana w takim sprzęcie nie przekracza zazwyczaj ± 15 kHz.

W dalszych częściach tego rozdziału zostaną przedstawione praktyczne układy modulatorów SSB i FM, natomiast przykłady układów modulacji AM będą podane przy omawianiu stopni mocy nadajników.

2.2.1. Modulatory SSB

W układach formowania sygnału SSB, zarówno metodą filtrową, jak i fazową, najczęściej stosuje się diodowe modulatory zrównoważone, gdzie oprócz procesu modulacji ma miejsce znaczne

wytlumienie (zmniejszenie poziomu wyjściowego) fali nośnej o około 45÷60 dB. Schematy dwóch najczęściej spotykanych diodowych modulatorów zrównoważonych przedstawiono na rys. 2.122. W obydwu modulatorach zastosowano „kwartety” diodowe — 4 diody germanowe lub krzemowe dobrane tak, aby ich



Rys. 2.122
Dwa najczęściej spotykane
w technice SSB układy
diodowych modulatorów
zrównoważonych

rezystancje w kierunku przewodzenia w kilku punktach charakterystyki były możliwie jednakowe. Spotyka się specjalnie do tego celu dobierane kwartety diodowe, czasem nawet zamknięte we wspólnej obudowie, jednak najczęściej trzeba je dobierać same-mu. W takim przypadku z możliwie największej liczby posiadanych diod jednego typu należy dobrać przy pomocy omomierza 4 sztuki możliwie najmniej różniące się rezystancją w kierunku przewodzenia. Omomierz powinien być zasilany ogniwem 1,5 V, a różnice rezystancji nie powinny być większe niż 0,5 Ω . Podczas

dobierania należy dbać, aby nie nagrzewać mierzonych diod ciepłem ręki lub żarówki. Starannie dobrany kwartet będzie sprawował się dobrze, choć oczywiście lepiej dobrać diody na charakterografie lub na specjalnie zestawionym układzie, umożliwiającym porównanie diod w kilku punktach charakterystyki.

Modulator z rys. 2.122a zawiera obwód rezonansowy L_1C_1 , dostrojony do częstotliwości formowania sygnału, z cewką sprzęgającą L_2 , skąd pobierany jest sygnał DSB (sygnał dwuwstęgowy ze zredukowaną falą nośną). Sygnał fali nośnej (f_n) jest podawany pomiędzy masę a suwak potencjometru równoważącego R_1 , skąd przez rezystory R_2 i R_3 dociera do diod $D1 \div D4$, połączonych w pierścień (stąd też modulatory tego rodzaju są nazywane modulatorami pierścieniowymi). Potencjometr R_1 powinien mieć możliwie małą rezystancję, aby można go było dokładnie ustawić w punkcie maksymalnego zrównoważenia. Nie powinien to być potencjometr drutowy, a jeśli jesteśmy zmuszeni zastosować taki, to należy wybrać potencjometr o możliwie dużej liczbie zwojów. Rezystory R_2 i R_3 powiększają wypadkową rezystancję układu potencjometrycznego do około 1 k Ω . Do drugiej przekątnej pierścienia diodowego doprowadzony jest sygnał modulujący (f_m) o amplitudzie maksymalnej około 1 V (amplituda fali nośnej powinna być większa — o wartości międzyszczytowej 3...6 V). W przypadku konieczności rozrównoważenia modulatora, na przykład przy jednym ze sposobów formowania sygnału telegraficznego, za pośrednictwem rezystora R_4 , diody są polaryzowane napięciem stałym. W zależności od biegunowości napięcia prąd stały popłynie przez dwie górne, bądź przez dwie dolne diody i zostanie zachwiana równowaga układu, na skutek czego tłumienie fali nośnej będzie bardzo zmniejszone. Pierścień diodowy jest sprzęgnięty z obwodem rezonansowym przez dwa kondensatory o pojemności kilkuset pikofaradów. Z obu stron obwodu rezonansowego znajdują się pojemności C_2 (trymer) i C_3 . Zadaniem ich jest symetryzowanie obwodu względem masy. Równoważenie modulatora przeprowadza się w następujący sposób: bez sygnału modulującego zestraja się wstępnie obwód rezonansowy, następnie ustawia się potencjometr R_1 na minimum sygnału na wyjściu modulatora, po czym ustawia się trymer C_2 , także na minimum fali nośnej. Dwie ostatnie czynności powtarza się parokrotnie. Po

podaniu sygnału modulującego do modulatora koryguje się ze-
strojenie obwodu rezonansowego. Jeśli do wykonania modulatora
zostały użyte dobrze dobrane, wystarzone diody, a sam modula-
tor nie jest nagrzewany podczas pracy, na przykład od lamp na-
dajnika, to zrównoważenia modulatora nie trzeba korygować
przez wiele miesięcy, a osiągnane tłumienie fali nośnej dochodzi
do 60 dB.

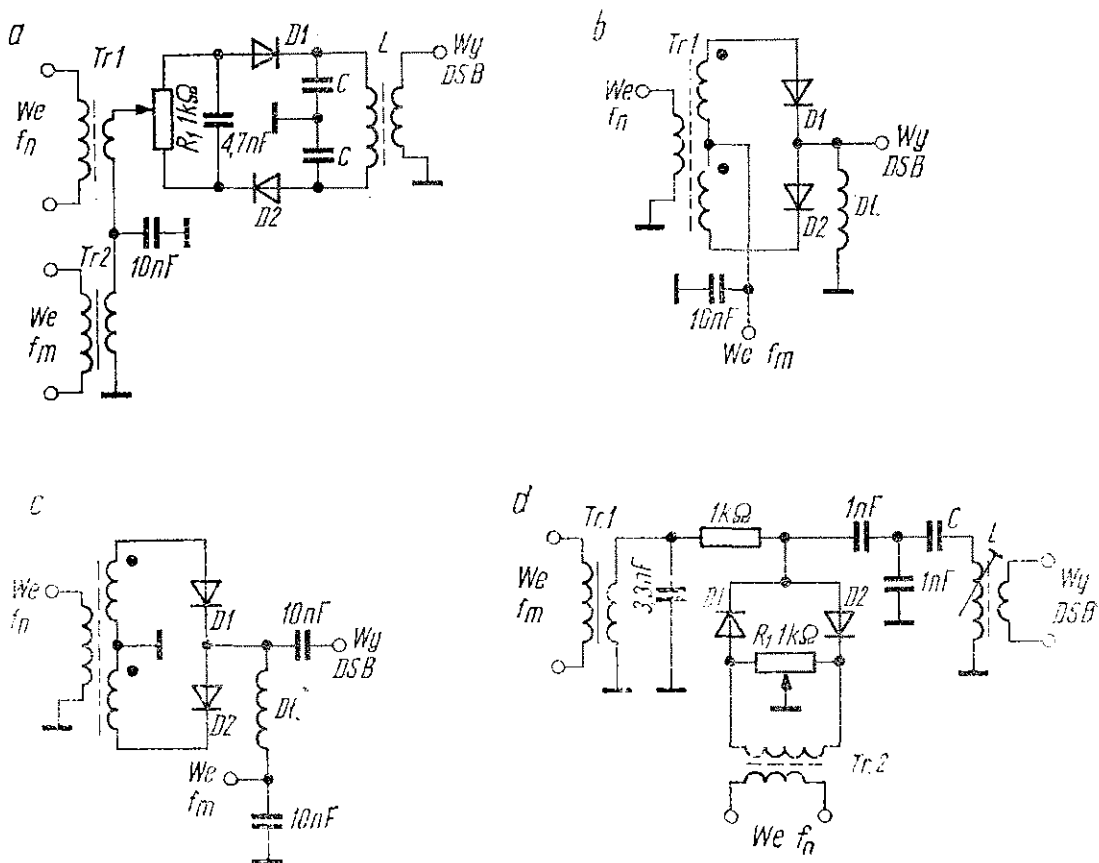
Coraz większą popularność zdobywa układ podwójnie zrówno-
ważonego szerokopasmowego modulatora diodowego, przedsta-
wiony na rys. 2.122b. W zależności od sposobu włączenia do ukła-
du może on pełnić funkcję modulatora, mieszacza lub demodula-
tora. Zawiera dwa różnicowe transformatory w.cz. i pierścień dio-
dowy. Nie ma tu elementów regulacyjnych, toteż maksymalne
tłumienie fali nośnej (50 do 55 dB) uzyskuje się przy starannym
dobraniu diod, dokładnym wykonaniu transformatorów różni-
cowych i symetrycznym montażu. Modulator ten nie daje się
rozrównoważyć napięciem stałym. Według tego schematu pro-
dukowane są modulatory zrównoważone z diodami Schottky'ego,
mogące pracować w bardzo szerokim zakresie częstotliwości, na
przykład od 0,5 do 500 MHz. Układy te są bliżej omówione przy
omawianiu mieszaczy. Wykonanie amatorskie modulatora z
rys. 2.122b jest proste. Transformatory różnicowe $Tr1$ i $Tr2$ na-
wiają się na ferrytowe rdzenie toroidalne o średnicy zewnętrznej
8÷12 mm. Z braku ich można użyć połówek ferrytowych kub-
ków stosowanych w obwodach pośredniej częstotliwości (3-23A3
i podobnych). Taką połówką kubeczka traktuje się jak rdzeń
pierścieniowy, przy czym, ze względu na materiał stosowany
dla częstotliwości 465 kHz, można takie rdzenie stosować w
transformatorach różnicowych przy częstotliwościach nie więk-
szych niż 10 MHz — co jednak jest wystarczające dla ogromnej
większości modulatorów.

Sposób nawinięcia transformatora różnicowego przedstawiono
na rys. 2.122c. Uzwojenie nawija się równocześnie trzema prze-
wodami o średnicy 0,2 do 0,3 mm w izolacji emaliowej i baweł-
nianej. Zewnętrzna izolacja bawełniana zabezpiecza przewód
przed uszkodzeniem izolacji emaliowej podczas nawijania. W za-
leżności od użytego rdzenia i częstotliwości pracy należy nawi-
nać 8 do 15 zwojów potrójnym przewodem. Liczba zwojów nie

jest krytyczna. Dla ułatwienia prawidłowego połączenia transformatora izolację bawełnianą na końcach przewodów należy zabarwić na 3 różne kolory. Po nawinięciu i zabezpieczeniu uzwojenia klejem polistyrenowym lub Hermolem należy transformatory połączyć zgodnie ze schematem. Kropkami oznaczono początki uzwojeń.

Linia przerywaną zaznaczono na schemacie kondensator C . Ma on zazwyczaj pojemność $100 \dots 300 \text{ pF}$. Dołączenie tego kondensatora zmniejsza nieco poziom resztek fali nośnej na wyjściu modulatora, choć nie zawsze jest on potrzebny. Jego wartość należy dobrać doświadczalnie — jako największą, przy której nie występuje jeszcze wyraźny spadek poziomu zmodulowanego sygnału na wyjściu modulatora.

Na rysunku 2.123 zebrano kilka przykładów wykonania dwudiodowych modulatorów stosowanych w technice SSB. Ze względu na użycie tylko 2 diod stopień tłumienia fali nośnej jest w nich mniejszy nieco (rzędu 40 dB) niż w modulatorach o czterech

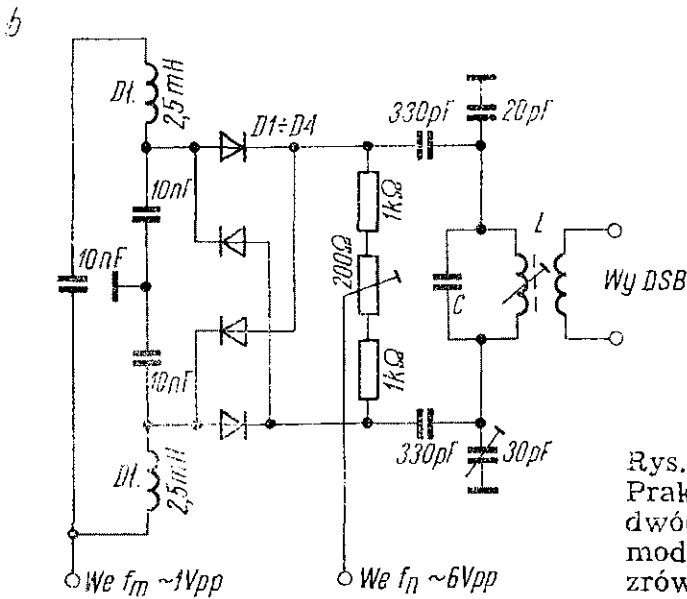
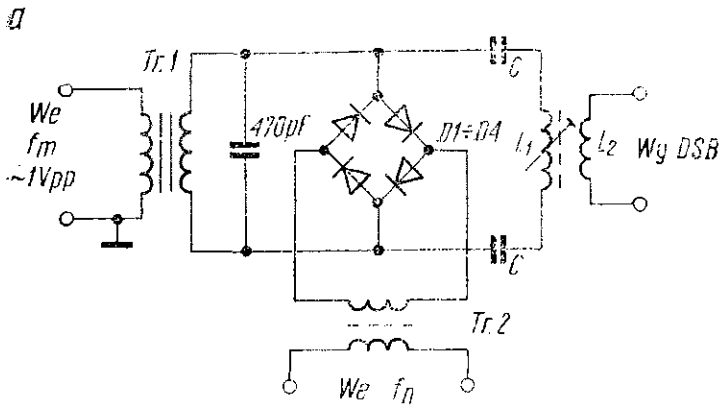


Rys. 2.123. Praktyczne układy dwudiodowych modulatorów DSB

diodach, jednak prostszy układ i łatwość dokładnego dobrania dwóch diod sprawiają, że modulatory takie są stosowane w prostszych urządzeniach.

W modulatorze z rys. 2.123a sygnały są doprowadzone do suwaka potencjometru równoważącego R_1 szeregowo, przez szeregowo połączenie wtórnych uzwojeń transformatora w.cz. ($Tr1$) i transformatora m.cz. ($Tr2$). Obwód rezonansowy jest symetryzowany względem masy dwoma kondensatorami C o identycznej pojemności, o połowę mniejszej niż potrzebna pojemność tego obwodu. Układ z rys. 2.123b stanowi uproszczony modulator przedstawiony na rys. 2.122b. Użyto tu jednego transformatora różnicowego, takiego samego jak przedstawiony na rys. 2.122c. Następny modulator (rys. 2.123c) różni się od poprzedniego jedynie miejscem doprowadzenia sygnału modulującego. Modulator z rys. 2.123d pracuje w układzie bocznikowym. Ze względu na małą rezystancję wejściową dla m.cz. transformator $Tr1$ ma przekładnię obniżającą. Rezystancja dla w.cz. jest duża. Zastosowanie transformatora symetryzującego w.cz. jest konieczne ze względu na zrównoważenie modulatora. Zamiast potencjometru R_1 można wykonać odczep w połowie wtórnego uzwojenia $Tr2$ i uziemić go. Najlepiej wówczas nawinąć transformator $Tr2$ tak, jak do dwóch poprzednich modulatorów. Od dokładności wykonania odczepu i symetrii montażu zależy bowiem zrównoważenie układu bez potencjometru równoważącego. Na wyjściu omawianego modulatora znajduje się szeregowy obwód rezonansowy LC .

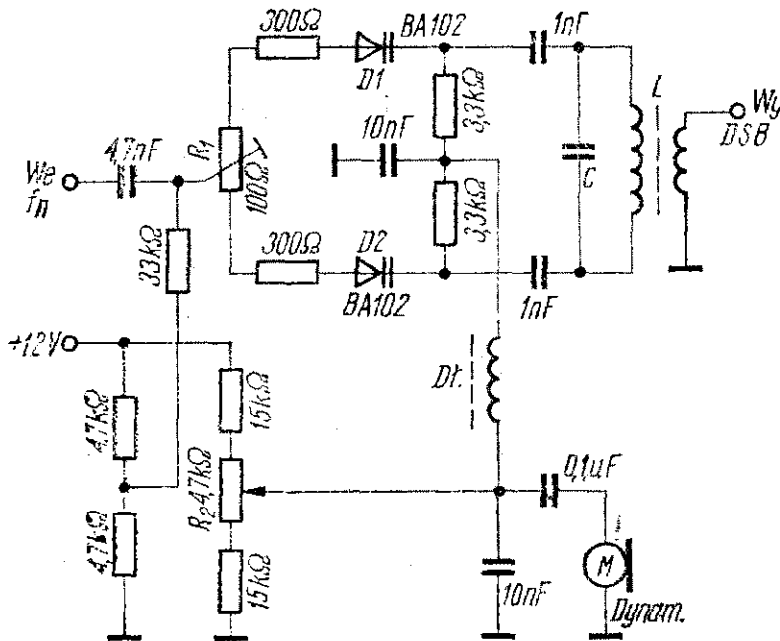
Dwa jeszcze inne schematy diodowych modulatorów zrównoważonych, tym razem czterodiodowych — przedstawiono na rys. 2.124. Modulator z rys. 2.124a ma obwód wyjściowy rezonansu szeregowego. Sam modulator pracuje w układzie szeregowym, w którym nie trzeba stosować obwodów rezonansowych lub transformatorów z odczepami, jednak większą rolę odgrywa dokładność dobrania diod i symetria montażu. W drugim modulatorze (rys. 2.124b), pracującym bardzo dobrze na mniejszych częstotliwościach rzędu 1 MHz, sygnał m.cz. jest podawany nie pomiędzy dwa punkty przekątnej mostka diodowego, lecz pomiędzy oba punkty przekątnej a masę.



Rys. 2.124
Praktyczne układy
dwóch czterodiodowych
modulatorów
zrównoważonych

Ostatnio można zauważyć rosnącą popularność modulatorów zrównoważonych z diodami pojemnościowymi. Ich zwolennicy twierdzą, że zapewniają one większe tłumienie fali nośnej i dają większą sprawność modulacji przy stosunkowo małych zniekształceniach, w porównaniu z poprzednio omówionymi diodowymi modulatorami zrównoważonymi. Swoje doświadczenia z modulatorami na diodach pojemnościowych opisał SP9BLX w miesięczniku „Radioamator i krótkofalowiec” nr 12/74. Opisano tam schemat modulatora przedstawiony na rys. 2.125. Sygnał z generatora fali nośnej doprowadzony jest do suwaka potencjometru R_1 . Do skrajnych końcówek tego potencjometru dołączone są — za pośrednictwem rezystorów $300\ \Omega$ — dwie diody pojemnościowe BA 102 (lub ich krajowe odpowiedniki BBP 602). W obwodzie prądu pły-

nącego przez diody znajdują się dwa rezystory $3,3\text{ k}\Omega$, a przez pojemności 1 nF dołączony jest obwód rezonansowy. Potencjometr R_2 służy do ustalania polaryzacji diod, a równocześnie do jego suwaka jest doprowadzany sygnał modulujący. Pojawienie się sygnału modulującego, którego napięcie dodaje się lub odejmuje

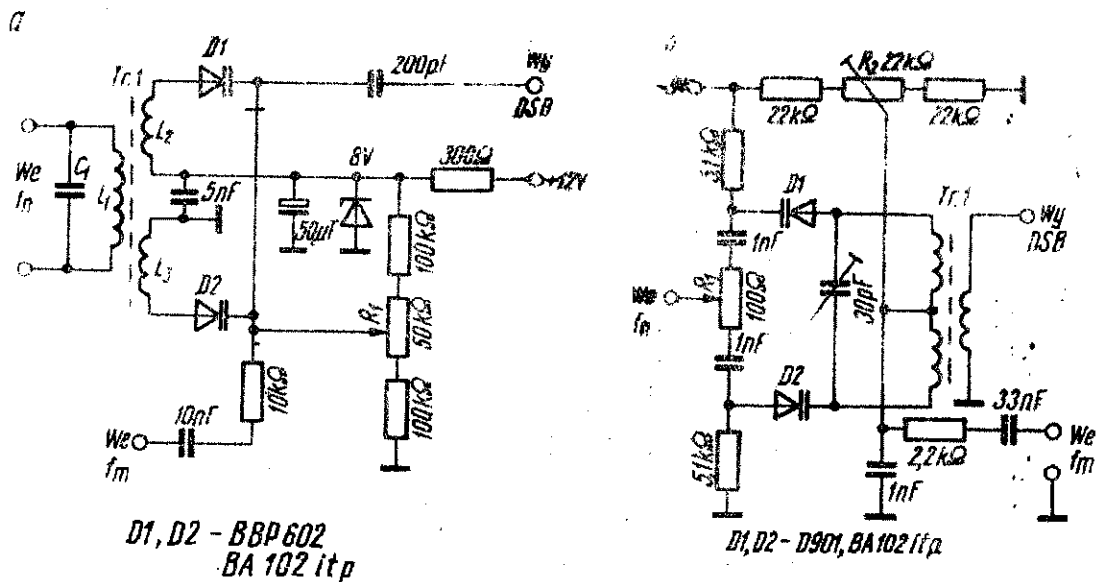


Rys. 2.125
Schemat modulatora
z diodami
pojemnościowymi według
projektu SP9BLX

od napięcia polaryzacji, powoduje zmiany pojemności diod, wytrącenie z równowagi układu mostkowego i pojawienie się sygnału DSB. W opisanym układzie uzyskano wytłumienie fali nośnej wynoszące około 75 dB przy częstotliwości $9,5\text{ MHz}$ i napięciu wejściowym $f_n = 2,7\text{ V}$. Modulacja była realizowana przez mikrofon połączony bezpośrednio z modulatorem, choć wskazane jest użycie wzmacniacza modulacyjnego, choćby ze względu na konieczność kształtowania charakterystyki częstotliwościowej sygnału modulującego. Większe napięcie modulujące umożliwi poza tym lepsze wykorzystanie modulatora: uzyska się większy poziom sygnału DSB na wyjściu.

Dwa schematy modulatorów zbudowanych na diodach pojemnościowych pokazano na rys. 2.126. Układ według projektu DJ6ZZ (rys. 2.126a) zawiera tylko jeden potencjometr nastawny. Zasada działania tego układu jest podobna do opisanej poprzednio. Oddzielna stabilizacja napięcia polaryzującego diodą Zenera 8 V zapobiega pasożytniczej modulacji częstotliwości. Cewki

L_1 , L_2 i L_3 nawinięte są na rdzeń toroidalny, przy czym cewka L_1 tworzy z kondensatorem C_1 obwód rezonansowy, dostrojony do częstotliwości fali nośnej. Jedną z zalet modulatorów zbudowanych na diodach pojemnościowych jest ich znacznie większa niż w innych modulatorach diodowych impedancja wyjściowa, co pozwala



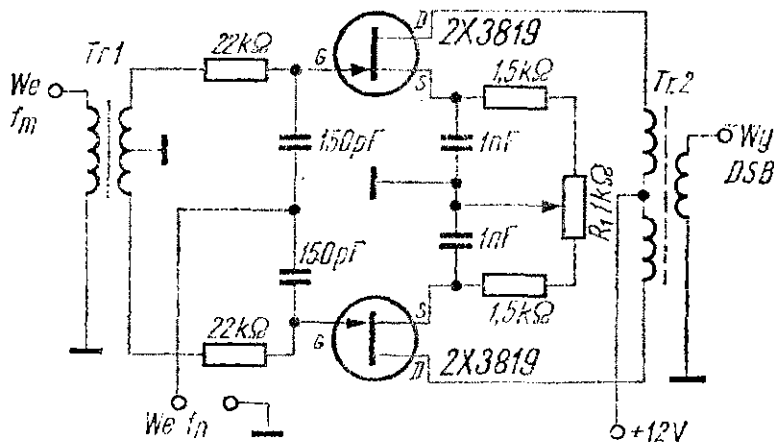
Rys. 2.126 Modulatory zrównoważone z diodami pojemnościowymi według projektów DJ6ZZ i UP2NV

na rezygnację z użycia wtórnika emiterowego pomiędzy generatorem fali nośnej a modulatorem, a równocześnie umożliwia podawanie na modulator znacznie większych napięć. W rezultacie napięcie wyjściowe z modulatora jest także znacznie większe. Na przykład napięcie wyjściowe z modulatora UP2NV, którego schemat przedstawiono na rys. 2.126b, osiąga maksymalną wartość 350 mV na 600 Ω przy sygnale fali nośnej wynoszącym około 1 V i napięciu modulującym do 2,5 V. Obydwa wejścia modulatora są wysokoomowe. Potencjometr nastawny R_1 służy do symetryzacji modulatora względem źródła fali nośnej, natomiast potencjometr R_2 służy do równoważenia napięć polaryzacji obu diod. Pojawienie się napięcia modulującego powoduje zwiększanie się napięcia polaryzacji jednej diody, a zmniejszanie drugiej — w zależności od chwilowej wartości i biegunowości napięcia m.cz. W rezultacie zachwiania równowagi układu przez uzwojenie pierwotne transformatora w.cz. $Tr1$ zaczyna płynąć

prąd i na zaciskach uzwojenia wtórnego pojawia się sygnał DSB. Uzwojenie pierwotne transformatora jest w rezonansie z pojemnością trymera na częstotliwości 5,5 MHz. Dla tej częstotliwości uzwojenie pierwotne $Tr1$ ma 38 zwojów przewodu o średnicy 0,16 mm z odczepem w środku, a uzwojenie wtórne ma 9 zwojów nawiniętych takim samym przewodem. Użyto pierścieniowego rdzenia ferrytowego $7 \times 4 \times 1,2$ mm.

Do opisanych modulatorów nadają się diody pojemnościowe różnych typów, o nominalnej pojemności (określanej zazwyczaj przy napięciu polaryzacji 4 V) 20 do 40 pF. Z dostępnych w kraju najlepiej nadają się diody BA 102 produkowane przez różne firmy zagraniczne, i BBP 602 produkcji krajowej. Diody nie muszą być sparowane, wystarczy, że będą tego samego typu.

Tranzystorowe modulatory zrównoważone dają równocześnie wzmocnienie sygnału, co pozwala na ograniczenie liczby stopni nadajnika. Przykład modulatora zrównoważonego pracującego na dwóch tranzystorach polowych 2N 3819 przedstawiono na rys. 2.127 (według G3XGK). Podobny modulator można wykonać

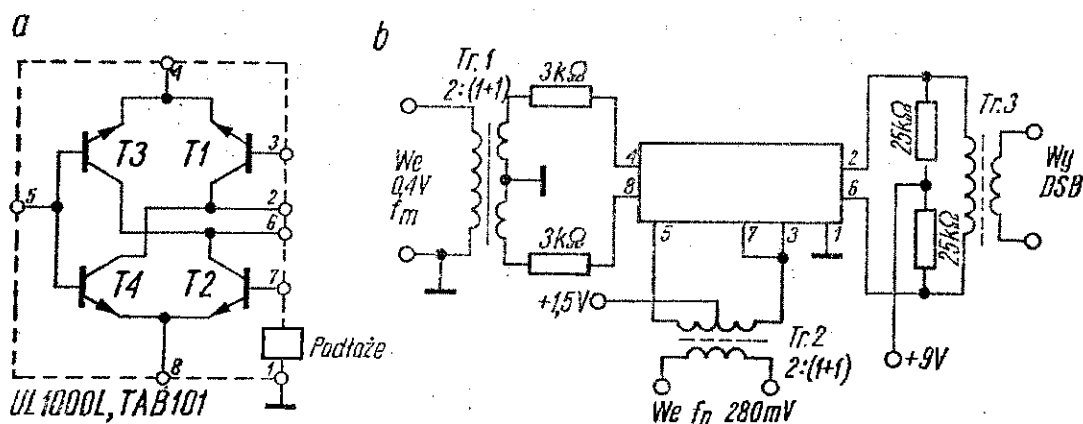


Rys. 2.127
Schemat modulatora zrównoważonego pracującego na tranzystorach polowych

na tranzystorach bipolarnych, sparowanych. Ze względu na wymaganą symetrię układu i tę samą temperaturę pracy obu tranzystorów zalecane jest stosowanie tranzystorów podwójnych (dwa niezależne tranzystory w jednej obudowie). Na wejściu modulatora znajduje się transformator małej częstotliwości ($Tr1$) z odczepem w połowie uzwojenia wtórnego. Fala nośna jest podawana na bramki obu tranzystorów przez kondensatory 150 pF. W źródłach znajduje się układ równoważący, zawierający dwa rezystory 1,5 kΩ i potencjometr nastawny R_1 . Na wyjściu modu-

latora znajduje się transformator w.cz. z symetrycznym uzwojeniem pierwotnym. Opisany modulator charakteryzuje się znacznym napięciem wyjściowym i poprawnie pracuje do ponad 10 MHz. Inne tranzystorowe modulatory zrównoważone można wykonywać według niektórych schematów, podanych w przeglądzie układów mieszaczy.

Do modulatorów pierścieniowych produkowane są specjalne układy scalone, zawierające połączone wewnątrz cztery struktury tranzystorowe. W Polsce takie układy są produkowane i oznaczane jako UL 1000L (są one odpowiednikami układów TAB 101). Schemat modulatora pierścieniowego z takim układem scalonym przedstawiono na rys. 2.128b (na rys. 2.128a przedstawiono schemat zastępczy tego układu scalonego). Sygnał fali nośnej jest po-

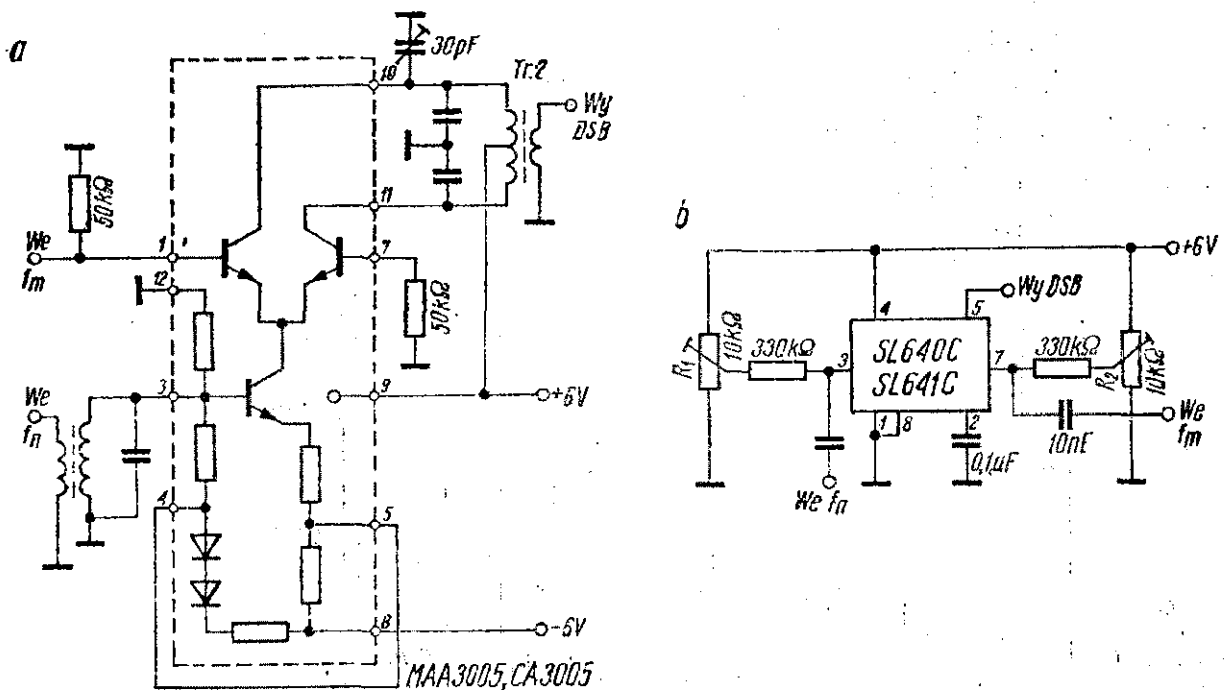


Rys. 2.128. Modulator pierścieniowy działający na układzie scalonym UL 1000L

dawany przez transformator w.cz. pomiędzy bazy tranzystorów połączone parami. Sygnał modulujący jest doprowadzony symetrycznie do połączonych emiterów tranzystorów, a wyjściowy transformator w.cz. dołączony jest do połączonych kolektorów. Tranzystory są zasilane napięciem 9 V. Dzięki podwójnemu zrównoważeniu uzyskuje się dobre tłumienie fali nośnej i większości niepożądanych produktów modulacji. Stosowane przy mniejszych częstotliwościach (w telefonii nośnej) transformatory w.cz. mogą być zastąpione obwodami rezonansowymi.

Scalone wzmacniacze różnicowe umożliwiają także wykonanie modulatorów zrównoważonych. Przykład takiego modulatora przedstawiono na rys. 2.129a. Zastosowano tu czechosłowacki

wzmacniacz różnicowy MAA 3005 (odpowiednik wzmacniacza CA 3005). Do bazy tranzystora źródła prądowego doprowadzony jest sygnał fali nośnej przez transformator w.cz. *Tr1*. Sygnał modulujący jest doprowadzony do bazy jednego tranzystora pary



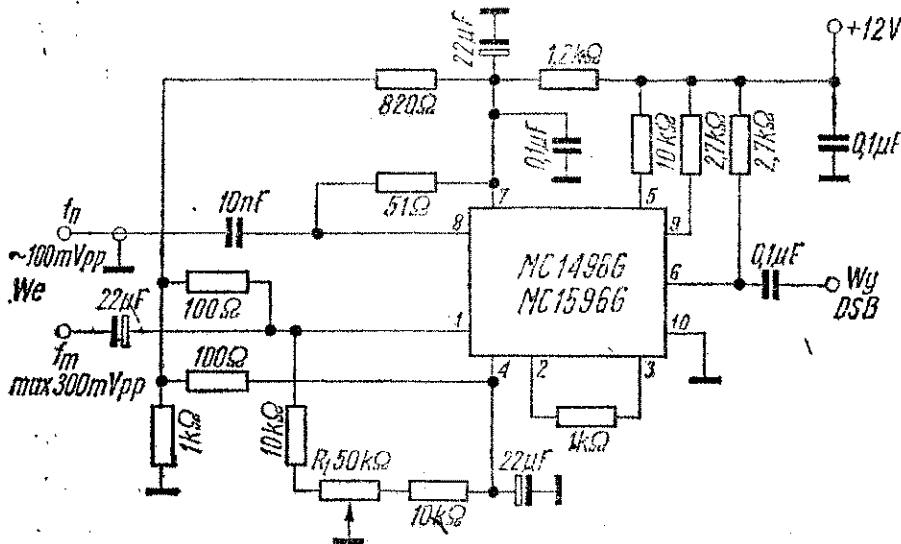
Rys. 2.129. Modulatory zrównoważone z układami scalonymi MAA 3005 i SL 640/641C

różnicowej. Kolektory pary różnicowej dołączone są do symetrycznego obwodu wyjściowego. Trymer 30 pF służy do korekcji symetrii obwodu. Modulator wymaga symetrycznego napięcia zasilającego +6 V i -6 V względem masy. Podłoże układu scalonego (końcówka 9) powinno być dołączone do plusa napięcia zasilającego.

Firma Plessey produkuje serię układów scalonych SL 600, która pozwala na zestawianie różnych układów radiokomunikacyjnych przy użyciu niewielkiej liczby dodatkowych podzespołów (rezystorów i kondensatorów). Z tej serii dwa układy: SL 640C i SL 641C przeznaczone są do modulatorów zrównoważonych i to pracujących w szerokim zakresie częstotliwości fali nośnej, bo do 75 MHz, bez obwodów rezonansowych. Schemat modulatora podwójnie zrównoważonego z tymi układami przedstawiono na rys. 2.129b. Przy częstotliwości 30 MHz i napięciu fali nośnej wynoszącym około 60 mV, tłumienie fali nośnej wynosi około 40 dB,

a tłumienie innych produktów niepożądanych jest nie mniejsze niż 45 dB. Zrównoważenie modulatora przeprowadza się potencjometrami nastawnymi R_1 i R_2 . Odłączenie napięcia polaryzacji od wejścia fali nośnej (lub zwarcie do masy suwaka potencjometru R_1) powoduje spadek tłumienia fali nośnej, może więc być stosowane przy pracy AM i CW. Opisany modulator — podobnie zresztą jak większość opisanych tu modulatorów — może być wykorzystany jako mieszacz odbiornika lub w torze przemiany częstotliwości nadajnika.

Schemat modulatora zrównoważonego pracującego na układzie scalonym MC 1496G, o bardziej rozbudowanym układzie, lecz o większym tłumieniu fali nośnej i także bez obwodów rezonan-

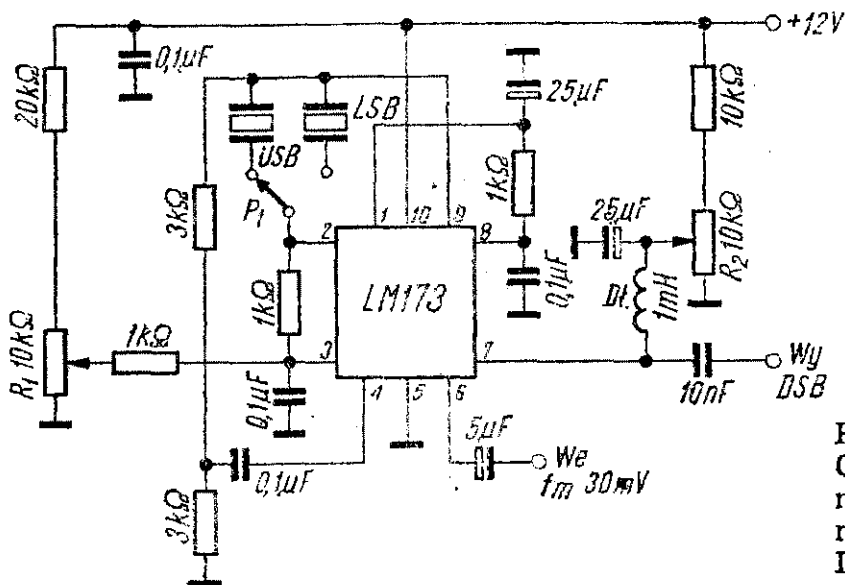


Rys. 2.130. Modulator zrównoważony z układem scalonym MC 1496G

sowych, przedstawiono na rys. 2.130. Przy częstotliwości 10 MHz można uzyskać tłumienie fali nośnej na wyjściu modulatora wynoszące około 50 dB, a przy częstotliwości 0,5 MHz — nawet 65 dB. Tłumienie fali nośnej zależy od ustawienia potencjometru R_1 .

Układ scalony LM 173 firmy National Semiconductor pozwala na wykorzystanie w stopniu generatora kwarcowego fali nośnej i modulatora zrównoważonego, tak jak to przedstawiono na rys. 2.131. Generator kwarcowy jest sterowany dwoma kwarcami, przełączanymi przełącznikiem P_1 (USB i LSB). W transceiverze sygnał BFO dla produkt detektora można pobierać z wyprowadzenia 4 układu scalonego. Do wyprowadzenia 6 należy dopro-

wadzić sygnał modulujący m.cz. o napięciu do 30 mV. Stopień zrównoważenia modulatora zależy od ustawienia potencjometru R_1 , natomiast od ustawienia potencjometru R_2 zależy wielkość sygnału wyjściowego DSB. Do wyjścia układu dołączony jest bezpośrednio kwarcowy filtr SSB (nie uwidoczniiony na schemacie).

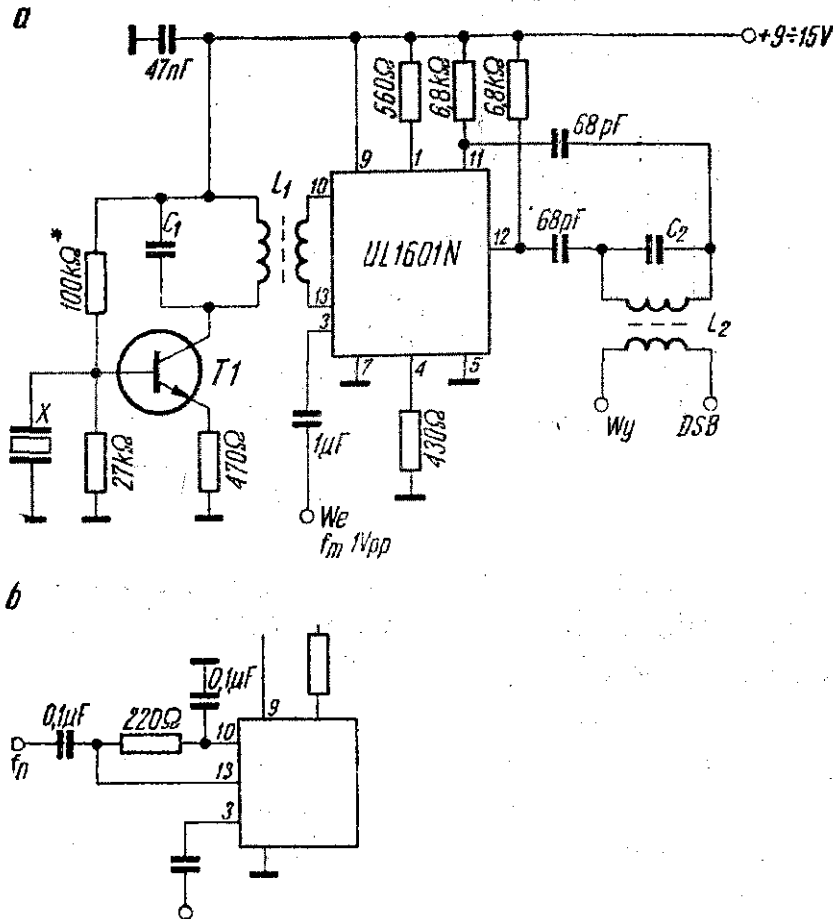


Rys. 2.131
Generator kwarcowy —
modulator działający
na układzie scalonym
LM 173

Następny schemat modulatora zrównoważonego (rys. 2.132) przedstawia wykorzystanie scalonego dekodera stereofonicznego UL 1601N (opis SP9AGQ w Biuletynie PZK nr 6—7/77). Dekoder ten zawiera w swojej strukturze modulator zrównoważony, może więc być wykorzystany w układzie formowania sygnału SSB lub demodulatorze odbiornika. Sygnał fali nośnej może być doprowadzony do modulatora symetrycznie, tak jak to przedstawiono na rys. 2.132a lub też niesymetrycznie (rys. 2.132b). Sygnał modulujący o amplitudzie około 1 V jest doprowadzony do końcówki 3 układu scalonego. Wyjściowy obwód rezonansowy włączony jest pomiędzy końcówki 11 i 12 przez oddzielające kondensatory o pojemności 68 pF. Układ UL 1601N może być w ten sposób wykorzystywany do częstotliwości około 5 MHz. Przy większej częstotliwości wyraźnie zmniejsza się tłumienie fali nośnej. Jako demodulator układ pracuje dobrze jeszcze przy częstotliwości 10,7 MHz.

Fazowa metoda formowania sygnału SSB była najbardziej popularna przed kilku laty, w okresie kiedy zdobycie filtra kwarcowego było trudne i kosztowne. Obecnie znacznie zmalała licz-

ba radiostacji z fazowym formowaniem sygnału, choćby dlatego, że filtr kwarcowy (a także elektromechaniczny i piezoceramiczny) oprócz usunięcia zbytecznej wstęgi bocznej przy nadawaniu, równocześnie przy odbiorze wyznacza optymalną selektywność odbiornika. Mimo to zwolennicy fazowej metody formo-

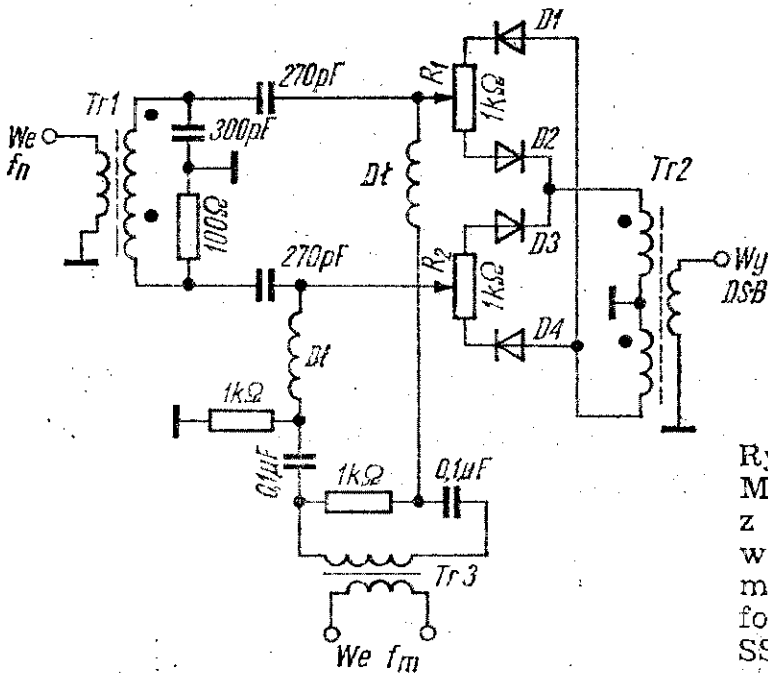


Rys. 2.132. Wykorzystanie dekodera stereofonicznego UL 1601N w modulatorze zrównoważonym nadajnika SSB

wania sygnału SSB twierdzą, że przy starannym wykonaniu przesuwników fazowych i modulatorów można w stosunkowo prosty i tani sposób wykonać wzбудnicę nie ustępującą jakościowo wzбудnicom filtrowym.

Schemat prostego modulatora diodowego z przesuwnikami fazowymi m.cz. i w.cz. do fazowej wzбудnicy SSB przedstawiono na rys. 2.133. Sygnał fali nośnej jest podawany przez transformator różnicowy w.cz. *Tr1* na przesuwnik fazowy w.cz., składa-

jący się z rezystora (100Ω) i kondensatora (300 pF). Przesunięte w fazie napięcie w.cz. jest podawane na suwaki potencjometrów nastawnych R_1 i R_2 , do których równocześnie doprowadzony jest sygnał modulujący, także przesunięty w fazie. Przesuwnik m.cz. składa się z dwóch rezystorów ($1 \text{ k}\Omega$) i dwóch kondensatorów



Rys. 2.133
Modulator diodowy
z przesuwnikami fazowymi
w.cz. i m.cz. w fazowej
metodzie
formowania sygnału
SSB.

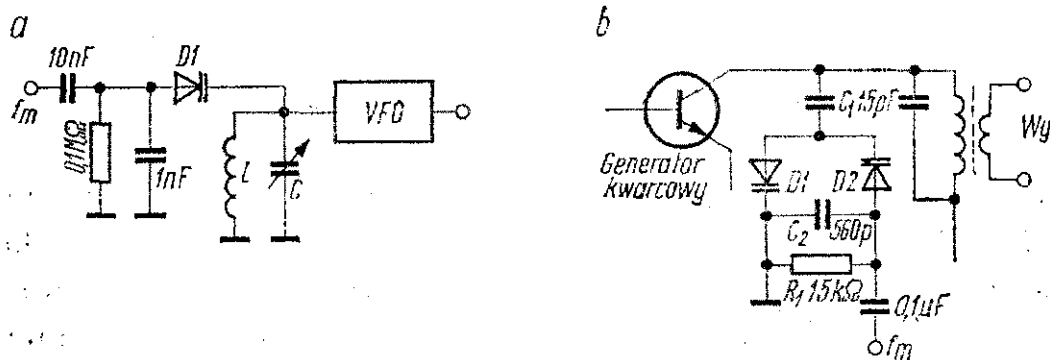
($0,1 \mu\text{F}$). Bardzo uproszczony przesuwnik fazowy m.cz. wymaga ograniczenia pasma akustycznego częstotliwości modulujących do niezbędnego minimum, co uzyskuje się we wzmacniaczu mikrofonowym i przez stosowanie mikrofonu uwydatniającego średnie częstotliwości mowy. Tak prosty przesuwnik fazowy daje przesunięcie fazowe 90° tylko dla stosunkowo wąskiego pasma akustycznego, natomiast dla częstotliwości bardziej odległych przesunięcie fazowe ma inny kąt i nie następuje całkowite ich zniesienie w niepożądaną wstędną boczną.

W modulatorze omawianego układu pracują 4 diody dobrane parami: $D1$ i $D2$, oraz $D3$ i $D4$. Transformator wyjściowy $Tr2$ jest także różnicowy, wykonany podobnie jak $Tr1$ — według rys. 2.122c. Kropki oznaczają końce uzwojeń. Zmiana wstęgi może być dokonywana przez zamianę między sobą końcówek wyjściowych z przesuwnika m.cz.

2.2.2. Modulatory FM

W praktyce stosuje się dwie metody modulacji częstotliwości: metodę bezpośrednią, która polega na dołączeniu do obwodu generatora dodatkowego elementu reaktancyjnego, którego wartość zmienia się w takt zmian napięcia modulującego, dzięki czemu zmienia się chwilowa wartość częstotliwości tego generatora oraz metodę pośrednią, poprzez modulację fazy fali nośnej. W tym przypadku można stosować generatory kwarcowe do wytwarzania fali nośnej i uzyskiwać dużą stałość częstotliwości nadajników. Najczęściej stosowanym sposobem uzyskiwania modulacji częstotliwości przez modulację fazy jest zmiana reaktancji obwodu rezonansowego znajdującego się blisko generatora, w takt zmian napięcia modulującego. Rysunek 2.134 ilustruje obydwie metody uzyskiwania FM.

Przy bezpośredniej metodzie uzyskiwania modulacji częstotliwości (rys. 2.134a) równoległe do obwodu rezonansowego VFO (lub równoległe do rezonatora kwarcowego w generatorze kwar-



Rys. 2.134. Modulacja częstotliwości: a — metodą bezpośrednią, b — metodą pośrednią

cowym) dołączony jest układ modulacyjny, zawierający diodę pojemnościową $D1$. Sygnał modulujący f_m wywołuje zmiany polaryzacji diody i związane z tym zmiany pojemności diody, które powodują odpowiednie zmiany częstotliwości generatora. Niedogodnością bezpośredniej modulacji częstotliwości VFO jest — poza mniejszą stałością częstotliwości — zależność uzyskiwanej dewiacji od położenia kondensatora strojeniowego, bowiem inny stosunek zmian pojemności wypadkowej do całkowitej pojemności obwodu drgań uzyska się przy otwartym kondensatorze strojenio-

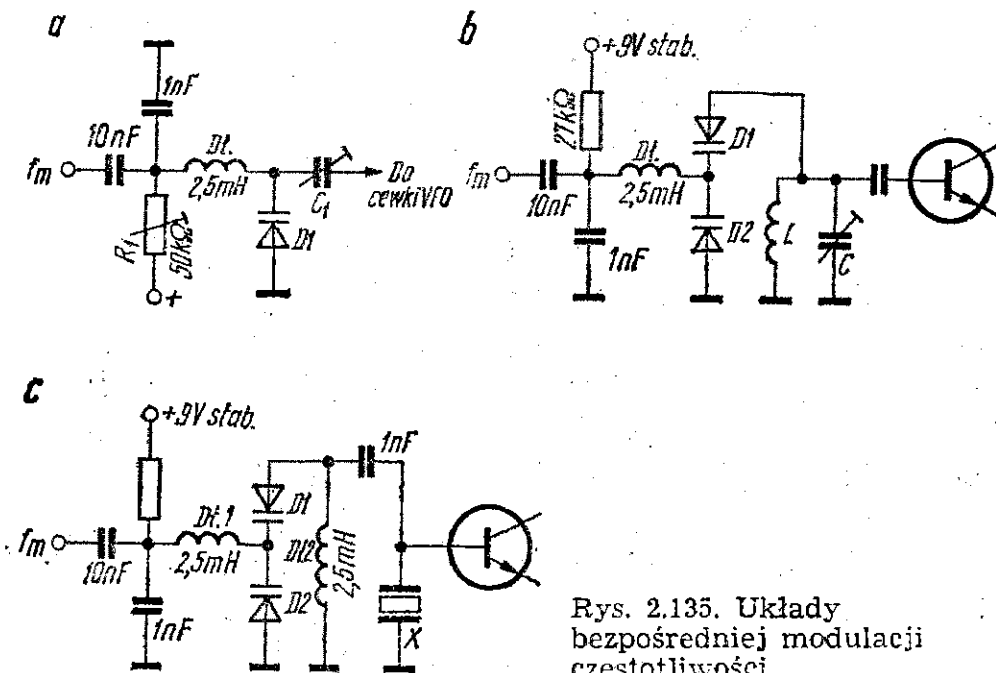
wym, a inny przy zamkniętym. Bezpośrednia modulacja częstotliwości generatora kwarcowego polega na zmianie w takt napięcia modulującego wypadkowej pojemności oprawki kwarcu, toteż generator kwarcowy musi pracować w układzie wykorzystującym rezonans równoległy kwarcu, gdyż tylko wtedy zmiany pojemności oprawki C_0 będą powodowały wystarczające zmiany częstotliwości drgań. Zmiany te i tak będą wielokrotnie mniejsze niż zmiany częstotliwości generatora LC przy tych samych zmianach pojemności diody, jednak dzięki temu, że częstotliwość otrzymywana z generatora kwarcowego jest wielokrotnie powielana w celu uzyskania odpowiedniej częstotliwości pracy nadajnika UKF, niewielka dewiacja częstotliwości samego generatora ulega zwielokrotnieniu. Na przykład, przy częstotliwości generatora kwarcowego 8 MHz i maksymalnej dewiacji około 300 Hz, po 18-krotnym powieleniu częstotliwości uzyskuje się w pasmie 144 MHz dewiację maksymalną wynoszącą około 5 kHz.

Mimo iż na wszystkich schematach układów modulacji częstotliwości narysowano symbole diod pojemnościowych, to należy pamiętać, że każda dioda półprzewodnikowa spolaryzowana zaporowo wykazuje zależność pojemności złącza od wartości napięcia polaryzującego. Zależność ta jest największa w diodach pojemnościowych i stabilistorach (diodach Zenera). Ponieważ zmiany pojemności diody są najmniej liniowe w pobliżu zera napięcia polaryzacji (tam gdzie pojemność diody jest największa), zazwyczaj stosuje się wstępną polaryzację diod stabilizowanym i dobrze wyfiltrowanym napięciem stałym. Zmieniając to napięcie można wpływać na wartość maksymalnej dewiacji, przy czym będzie się zmieniać także częstotliwość pracy nadajnika.

Zasadę pośredniej modulacji częstotliwości można wyjaśnić na przykładzie rys. 2.134b. Układ modulatora dołączony do kolektora tranzystora generatora kwarcowego lub następnego stopnia zawiera dwie diody ($D1$ i $D2$), kondensatory (C_1 i C_2) oraz rezystor R_1 . Przy nieobecności napięcia modulującego układ ten pracuje jako podwajacz napięcia. Kondensator C_2 ładuje się do podwójnej wartości amplitudy w.c.z. i rozładowuje się przez rezystor R_1 . Po pojawieniu się napięcia modulującego kondensator C_2 jest dodatkowo ładowany i rozładowywany przez napięcie modulujące, co wpływa na długość impulsów prądu ładującego,

wywołanego wyprostowanym napięciem w.cz. W rezultacie kondensator C_2 zachowuje się tak, jak gdyby miał pojemność zmienną w czasie oraz zależną od wielkości i kierunku napięcia modulującego. Zmiany reaktancji tego kondensatora przesuwają fazę napięcia wielkiej częstotliwości w obwodzie rezonansowym stopnia, proporcjonalnie do zmian napięcia modulującego. Omówiony układ jest bardzo często stosowany w amatorskich i profesjonalnych nadajnikach FM dzięki swojej prostocie i możliwości uzyskiwania dużych dewiacji. Podczas uruchamiania tego układu dobrze jest zastąpić kondensator C_1 trymerem o maksymalnej pojemności 30 pF i po zestrojeniu nadajnika, a także po ustawieniu maksymalnej dewiacji, zastąpić go odpowiednim kondensatorem stałym.

Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza mikrofonowego nadajnika FM przy pośredniej modulacji częstotliwości (poprzez modulację fazy) powinna być odpowiednio ukształtowana. Częstotliwości poniżej 300 Hz i powyżej 3000 Hz powinny być silnie stłumione, a pomiędzy tymi częstotliwościami amplituda na wyjściu wzmacniacza powinna wzrastać przy wzroście częstotliwości (preemfaza). Przy modulacji fazy wskaźnik dewiacji nie jest stały — jak to ma miejsce przy „zwykłej” modulacji często-

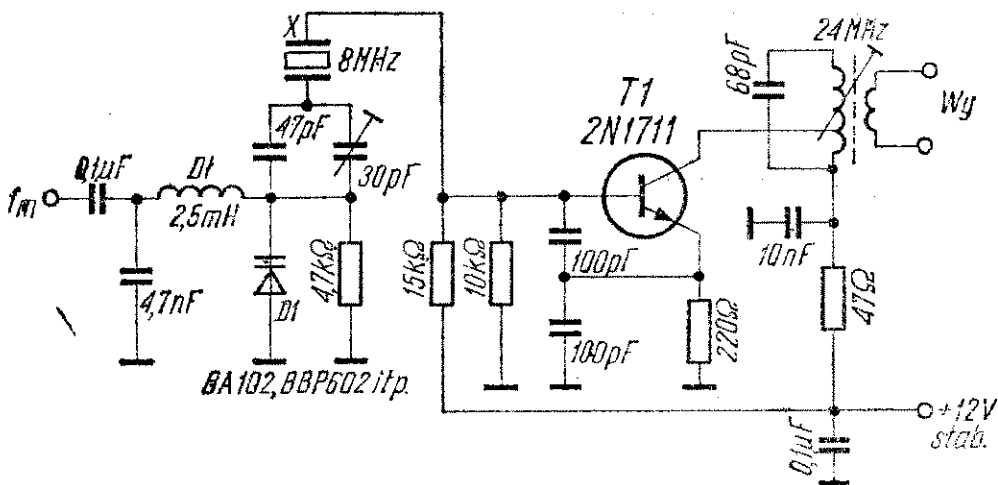


Rys. 2.135. Układy bezpośredniej modulacji częstotliwości

tlowości — lecz dewiacja jest proporcjonalna do modulującej częstotliwości akustycznej i jej amplitudy.

Układy bezpośredniej modulacji częstotliwości zostały zebrane na rys. 2.135. W układzie z rys. 2.135a dioda pojemnościowa jest polaryzowana zaporowo napięciem stałym za pośrednictwem rezystora R_1 . Napięcie to jest modulowane napięciem akustycznym f_m . Warunki pracy układu muszą być tak dobrane, aby suma amplitud doprowadzonych do diody nie wysterowywała jej w obszar przewodzenia. Dławik D_1 może być zastąpiony rezystorem 10...100 k Ω . Zamiast trymera można zastosować odpowiednio dobrany kondensator stały.

Układ z rys. 2.135b umożliwia doprowadzenie większych niż w poprzednim przypadku amplitud napięć, dzięki zastosowaniu dwóch przeciwsobnie połączonych diod pojemnościowych. Następny schemat przedstawia sposób dołączenia modulatora z przeciwsobnie połączonymi diodami, do generatora kwarcowego, pracującego przy wykorzystaniu równoległego rezonansu rezonatora



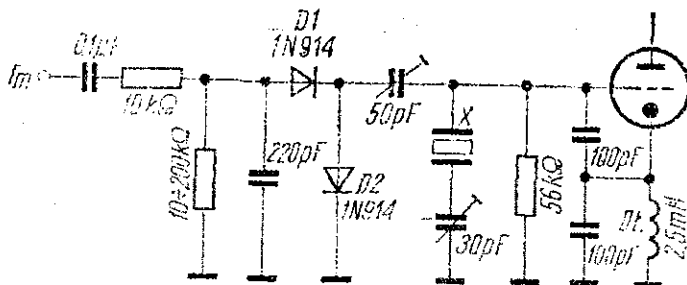
Rys. 2.136. Schemat generatora kwarcowego 8 MHz z modulacją częstotliwości

kwarcowego. Ze względu na konieczność zamknięcia obwodu prądu płynącego przez diody zastosowano drugi dławik 2,5 mH.

Na rysunku 2.136 przedstawiono schemat generatora kwarcowego 8 MHz z modulacją częstotliwości metodą bezpośrednią. W modulatorze użyto popularnej diody pojemnościowej BA 102 (krajowy odpowiednik to BBP 602), przy czym nie zastosowano wstępnej polaryzacji diody. Pojemność diody została włączona szeregowo z pojemnościami 47 pF i 30 pF (trymer) połączonymi

równolegle i z kwarcem. W obwodzie kolektora tranzystora znajduje się obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość 24 MHz. Dobór tranzystora nie jest krytyczny. Będzie tu pracować praktycznie każdy tranzystor w.cz. Przy użyciu innego niż na schemacie typu tranzystora należy dobrać punkt pracy, poprzez zmianę wartości jednego rezystora w dzielniku bazowym. Cewka obwodu została nawinięta na korpus o średnicy 8 mm z rdzeniem ferrytowym i ma 7 zwojów (odczep na trzecim zwoju).

Przykład lampowego generatora kwarcowego z modulacją częstotliwości metodą bezpośrednią przedstawiono na rys. 2.137. Zamiast diod pojemnościowych użyto tu zwykłych diod krzemo-

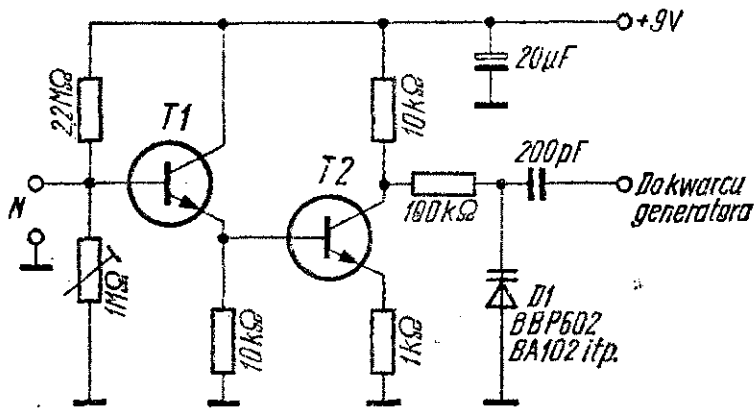


Rys. 2.137
Lampowy generator kwarcowy z modulacją częstotliwości

wych. Modulator jest dołączony równolegle do rezonatora kwarcowego. Wszystkie elementy układu mogą być zmieniane w dużych granicach, w zależności od krotności powielania w nadajniku, żądanej maksymalnej dewiacji i wartości napięcia modulującego.

Schemat prostego i czułego wzmacniacza mikrofonowego i prostego modulatora częstotliwości do bezpośredniej modulacji generatora kwarcowego przedstawiono na rys. 2.138. Na wejście układu powinien być dołączony mikrofon krystaliczny. Tranzystor *T1* pracuje w układzie WK, toteż jego rezystancja wejściowa jest duża. Następny stopień jest połączony z pierwszym gałwanicznie, podobnie jak dioda pojemnościowa z tranzystorem *T2*. Dobór tranzystorów i pozostałych podzespołów nie jest krytyczny. Uruchomienie układu sprowadza się do ustawienia potencjometru nastawnego w dzielniku bazowym *T1* na największe wzmocnienie bez wyczuwalnych zniekształceń. Układ ten może być zmontowany w ciągu godziny z podzespołów, które znajdują się w szufladzie prawie każdego krótkofalowca. Do zasilania można użyć dwóch płaskich baterii 3R12, przez co zniknie

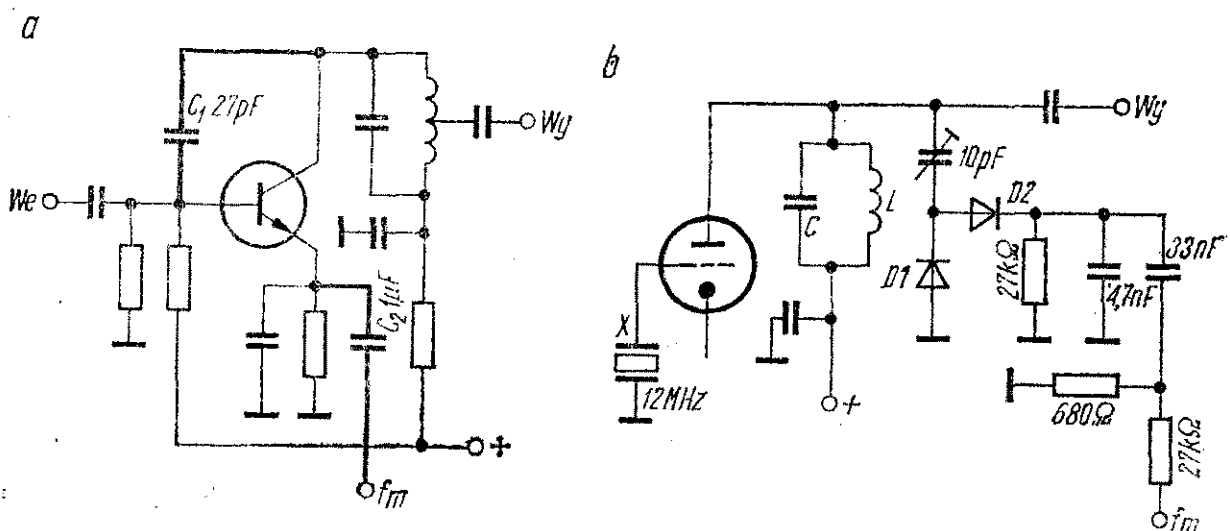
problem dobrej filtracji i stabilizacji napięcia zasilającego przy zasilaniu sieciowym. W ten sposób można łatwo i szybko „dobrać” fonię do posiadanego telegraficznego nadajnika UKF. Przy małych dewiacjach maksymalnych (do 3 kHz) sygnał FM może być odbierany czytelnie za pomocą zwykłego odbiornika AM (na



Rys. 2.138
Wzmacniacz mikrofonowy i prosty modulator FM do bezpośredniej modulacji częstotliwości generatora kwarcowego

zboczu krzywej selektywności odbiornika). Dobudowanie modulatora FM do nadajnika telegraficznego ułatwia dodatkowo fakt, że stopień końcowy w nadajniku FM może pracować w klasie C.

Inny bardzo prosty sposób adaptacji nadajnika CW do pracy FM, tym razem poprzez modulację fazy, a więc metodą pośrednią, przedstawiono na rys. 2.139a. Sposób ten polega na dodaniu dwóch kondensatorów do jednego z wczesnych stopni nadajnika, najlepiej do stopnia następującego po generatorze kwarcowym. Dodane elementy zaznaczono na schemacie grubszą linią: kondensator C_1 — o pojemności 15 do 50 pF pomiędzy kolektorem a ba-



Rys. 2.139. Dwa przykłady modulacji częstotliwości metodą pośrednią

zą stopnia i kondensator C_2 — o pojemności 1...10 μF , pomiędzy emitern stopnia, a wyjściem wzmacniacza mikrofonowego.

W modulatorach fazowych występuje pasożytnicza modulacja amplitudy. W celu stłumienia jej należy ustalić warunki pracy następných stopni w pobliżu nasycenia.

Drugi praktyczny przykład realizacji modulacji częstotliwości metodą pośrednią przedstawiono na rys. 2.139b. Zastosowano tu układ z rys. 2.134b do nadajnika lampowego starej radiostacji UKF ¹⁾. Cewka obwodu L (nastrojonego na 36 MHz) ma 33 zwoje na korpusie Φ 5 mm. Pożądane jest, aby stosunek pojemności tego obwodu do pojemności sprzęgającej z modulatorem był 1:10, dlatego też zastosowano trymer pomiędzy modulatorem a obwodem. W modulatorze użyto diod germanowych z grupy NN40. Dzielnik na wejściu sygnału modulacyjnego ma zadanie obniżenia napięcia m.c. dostarczanego przez wzmacniacz mikrofonowy radiostacji typu „Racek” produkcji TESLA. W innym przypadku może być zbędny.

W wielu krajach uruchamiane są przemienniki przeznaczone specjalnie do pracy FM, umożliwiające dalekie połączenia, co podnosi atrakcyjność pracy tym rodzajem emisji. W chwili pisania tej książki, czynny jest na Łysej Górze (w Czechosłowacji) przemiennik FM o znaku OKØD. Jego częstotliwość wejściowa: 145,050 MHz, a wyjściowa: 145,650 MHz.

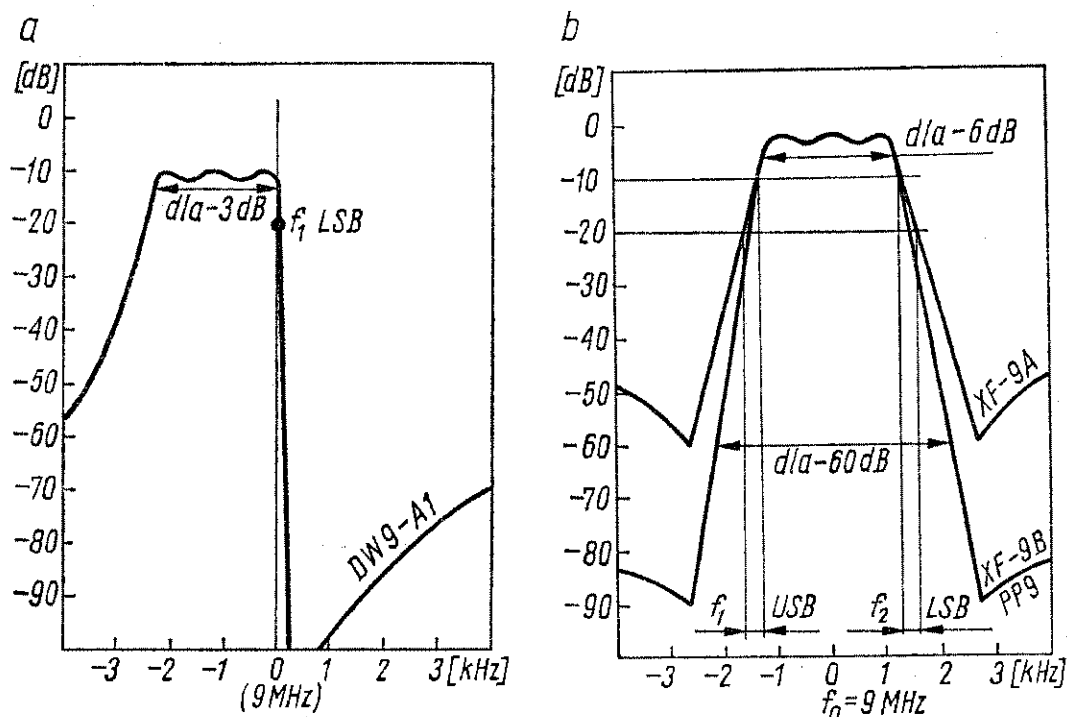
2.2.3. Filtry kwarcowe: konstrukcja, sposób włączenia do układu

W procesie formowania sygnału SSB po modulatorze zrównoważonym wytłumiającym falę nośną konieczne jest wytłumienie zbędnej wstęgi bocznej. Najczęściej do tego celu stosuje się filtry kwarcowe, od których wymaga się równomiernego i niewielkiego tłumienia w pasmie przepuszczanym, stromych zboczy charakterystyki i możliwie dużego tłumienia poza pasmem przepuszczanym. Amatorskie i produkowane fabrycznie filtry kwarcowe SSB, stosowane przez krótkofalowców, zapewniają tłumienie zbędnej wstęgi bocznej w granicach 40 do 90 dB (przy czym tłumienie pozostałości fali nośnej wynosi 10...20 dB), szerokość pasma przepuszczania na poziomie -6 dB powinna mieścić się w granicach

¹⁾ Opis OK2BCT w mies. „Radioamatersky Zpravodaj” nr 3/76.

2 do 3 kHz i tłumienie w pasmie przepuszczania od 2 do kilkunastu decybeli.

Przykładowe charakterystyki kilku filtrów SSB przedstawiono na rys. 2.140. Pierwsza charakterystyka (rys. 2.140a) odnosi się do filtra dolnowstęgowego 9 MHz, produkowanego od dawna



Rys. 2.140. Przykładowe charakterystyki filtrów SSB

przez ZPR OMIG pod oznaczeniem DW9-A1-3R. Jest to filtr drabinkowy 6 kwarcowy, przeznaczony do nadajnika o pasmie przepuszczania 2,2 kHz (na poziomie -3 dB), o tłumieniu w pasmie przepuszczanym około 10 dB i maksymalnym tłumieniu 46 dB. Schemat elektryczny tego filtra przedstawiono na rys. 2.142. Częstotliwość fali nośnej („pilota”) powinna wynosić dokładnie 9,0 MHz. Górne zbocze charakterystyki filtra jest strome, a tłumienie w pobliżu częstotliwości 500 Hz jest większe niż 100 dB. Ze wzrostem częstotliwości jednak szybko maleje. Drugie zbocze jest łagodnie opadające, toteż nie powinno się tego filtra wykorzystywać jako górnostęgowego. Nie nadaje się też ten filtr do transceivera, ponieważ przy odbiorze potrzebny jest bardziej selektywny filtr niż przy nadawaniu. Wynika to z prostego wyliczenia. Przy 40 decybelowym tłumieniu niepożądanego napięcia na wejściu układu jest 100 razy mniejsze niż napięcia właściwej, a promieniowana moc jest 10 tysięcy razy

mniejsza, co jest już zupełnie wystarczające. Natomiast przy odbiorze i takim samym filtrze niepożądany sygnał, na przykład od silnej stacji, odbierany normalnie z siłą $S = 9 + 40$ dB będzie stłumiony działaniem filtru tylko do $S = 9$, czyli nadal będzie silnie utrudniał odbiór odleglejszej stacji. Każde 6 dB tłumienia więcej (poza pasmem przepuszczania filtru), to o 1 S słabszy odbiór sygnałów niepożądanych. A więc opłaca się zastosować dobry filtr do transceivera.

Mimo wymienionych zastrzeżeń filtry DW9-A1 są także stosowane jako górnowiązowe oraz w transceiverach, ponieważ ich użytkownicy wychodzą z założenia, że lepiej stosować taki filtr w nietypowym układzie niż filtr amatorski — wykonany często bez możliwości sprawdzenia jego charakterystyki.

Dwie nałożone na siebie charakterystyki z rys. 2.140b odnoszą się do symetrycznych filtrów środkowoprzepustowych XF-9A — o maksymalnym tłumieniu wynoszącym około 45 dB, XF-9B — o maksymalnym tłumieniu dochodzącym do 100 dB oraz filtru PP9-A2, będącego odpowiednikiem filtru XF-9B (niewielkie różnice danych katalogowych nie mają praktycznego znaczenia). Symetryczna charakterystyka przepuszczania tych filtrów pozwala na wycinanie dolnej lub górnej wstęgi bocznej w procesie formowania sygnału SSB. Przy formowaniu sygnału górnej wstęgi (USB) częstotliwość fali nośnej powinna być usytuowana na dolnym zboczu (od strony mniejszych częstotliwości) charakterystyki, w obszarze o tłumieniu od 10 do 20 dB. Odpowiada to w przybliżeniu częstotliwości nominalnej rezonatora „pilota” 8,998500 MHz. Dla uzyskania sygnału dolnej wstęgi częstotliwość „pilota” powinna być umieszczona symetrycznie, na przeciwległym zboczu charakterystyki (około 9,001500 MHz). Szerokość pasma przepuszczania tych filtrów jest określana przy tłumieniu -6 dB. W przypadku filtrów o większym tłumieniu poza pasmem (XF-9B, PP9-A2) podaje się jeszcze współczynnik kształtu filtru, zwany także współczynnikiem prostokątności, który jest stosunkiem szerokości pasma filtru przy tłumieniu -60 dB do szerokości pasma przy -6 dB.

Filtry XF-9A i XF-9B należą do grupy filtrów kwarcowych 9MHz produkowanych przez firmę KVG i popularnych prawie na całym świecie. Niektóre parametry tej grupy filtrów zebrano

Tablica 2.8

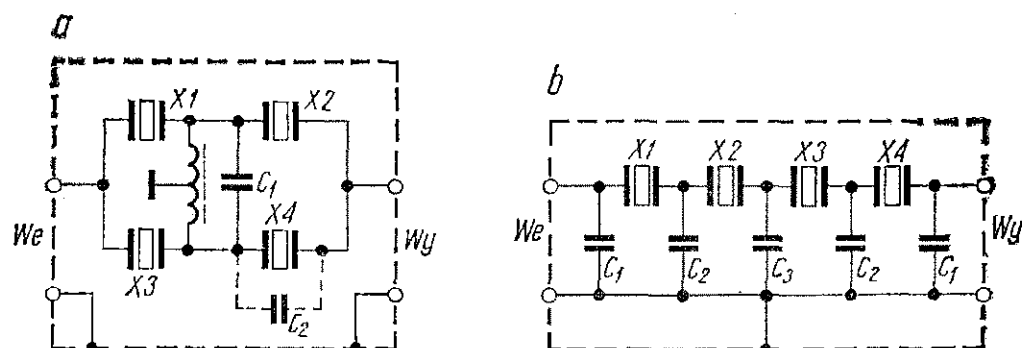
Niektóre parametry filtrów kwarcowych 9 MHz KVG i OMIG

Filtr		KVG XF-9A	KVG XF-9B	KVG XF-9C	KVG XF-9D	KVG XF-9E	KVG XF-9M	OMIG DW9-A1	OMIG PP9-A2
Zastosowanie		TX SSB	SSB	AM	AM	FM	CW	TX SSB ¹	SBB
Liczba kwarców		5	8	8	8	8	4	6	8
Pasma dla -6 dB	[kHz]	2,5	2,4	3,75	5,0	12,0	0,5	2,2 (dla -3 dB)	2,0 ÷ 2,6
Nierównomierność tłumienia	[dB]	<1	<2	<2	<2	<2	<1	2	<2
Tłumienie w pasmie	[dB]	<3	<3,5	<3,5	<3,5	<3	<5	10	<3,5
Obciążenie Z	[Ω]	500	500	500	500	1200	500	270	500
C	[pF]	30	30	30	30	30	30	27	30
Współczynnik 6 : 60 dB		[6 ÷ 50] 1,7	1,8	1,8	1,8	1,8	2,5		1,8
Maksymalne tłumienie	[dB]	>45	>100	>100	>100	>90	>90	>46	>90

1) Filtr dolnowstęgowy

w tablicy 2.8 i uzupełniono danymi dotyczącymi polskich filtrów 9 MHz.

Obecnie najpopularniejsze są dwa układy filtrów, wywodzące się z układów przedstawionych na rys. 2.141. Rysunek 2.141a przedstawia schemat czterokwarcowego filtra McCoya. Filtr zawiera 2 pary kwarców o jednakowych częstotliwościach nominalnych, odległych od siebie o około 1,8 kHz, przy czym odstęp ten jest równy odstępowi rezonansu szeregowego rezonatorów od rezonansu równoległego. Cewka L_1 i kondensator C_1 tworzą obwód symetryczny, nastrojony na częstotliwość środkową filtru. Symetria tego obwodu jest bardzo ważna z punktu widzenia charakterystyki filtru, toteż cewkę nawija się bifilarnie na rdzeń toroidalny. Kondensator C_2 służy do wyrównania pojemności opravek rezonatorów. Dołączony jest oczywiście do rezonatora (rezonatorów) o mniejszej pojemności C_0 , niż pozostałe.

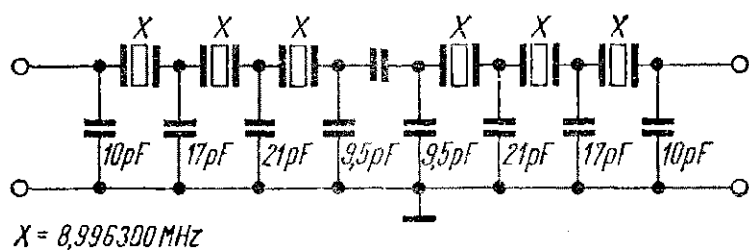


Rys. 2.141. Dwa najczęściej spotykane układy filtrów kwarcowych: a — układ McCoya, b — filtr drabinkowy

Na rysunku 2.141b przedstawiono schemat filtra drabinkowego (jednej z wielu możliwych wersji), który w ostatnim czasie staje się bardzo popularny. Główną jego zaletą jest to, że składa się z rezonatorów kwarcowych o jednej i tej samej częstotliwości nominalnej. Przez dobór kondensatorów można uzyskać różny kształt i szerokość pasma przepuszczania, także charakterystykę symetryczną o szerokości odpowiedniej do formowania sygnału SSB. Dalej znajduje się wiele praktycznych przykładów takich filtrów. Schemat fabrycznego filtra drabinkowego DW9-A1 przedstawiono na rys. 2.142.

Przed rozpowszechnieniem się filtrów drabinkowych amatorzy wykonywali najczęściej filtry McCoya jednoczłonowe — jak na

rys. 2.141a lub składające się z dwóch takich członów. Przystrojenie jednej pary rezonatorów, konieczne dla uzyskania żądanej charakterystyki filtru, przeprowadza się jednym ze sposobów omówionych w podrozdziale 2.1.6. Przy przestrajaniu rezonatorów do filtrów obowiązuje jednak większa precyzja niż przy przestrajaniu rezonatorów generacyjnych, ponieważ kilkadziesiąt Hz różnicy, zwykle do pominięcia w generatorze, może spowodować



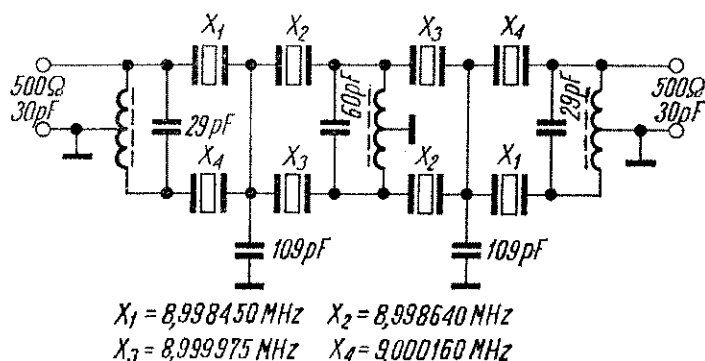
Rys. 2.142
Schemat fabrycznego
filtru DW9-A1

wać zmianę charakterystyki filtru. Dlatego też trudne jest przestrajanie popularnych rezonatorów w oprawkach HC-6U, ponieważ one po włożeniu do obudowy po przestrojeniu zmieniają nieco swoją częstotliwość. Także rozhermetyzowanie obudów tych rezonatorów powoduje zmianę ich parametrów. Aby uniknąć tych niedogodności zestawia się filtry w układzie McCoya z rezonatorów mających nominalny odstęp częstotliwości rezonansowych w granicach 1,5 do 1,8 kHz, przy czym — jak już wspomniano — najlepsze wyniki osiągnie się wtedy, kiedy odstęp ten będzie w przybliżeniu równy odstępowi pomiędzy rezonansami rezonatora. Praktycznie najlepsze rezultaty osiąga się z rezonatorami w oprawkach HC-6U, o nominalnej częstotliwości 3 do 5 MHz. Rezonatory na mniejszą częstotliwość mają mniejszy odstęp pomiędzy swoimi rezonansami i przez to nadają się bardziej dla mniejszych szerokości pasma, natomiast rezonatory na większą częstotliwość, rzędu 9 MHz (mowa o rezonatorach generacyjnych, a nie filtrowych) mają zazwyczaj większy odstęp między rezonansami i dlatego trudno jest uzyskać strome zbocza charakterystyki filtru przy odstępach między częstotliwościami nominalnymi rzędu 1,8 kHz.

Starannie wykonany amatorski filtr McCoya (czterokwarcowy) zapewnia tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej w granicach 40 do 50 dB. Dla celów odbiorczych warto połączyć w szereg dwa

identyczne filtry czterokwarcowe, bądź też posłużyć się przykładem wykonania filtra PP9-A2, przedstawionym na rys. 2.143.

Jednym z istotnych warunków poprawnej pracy filtra jest jego dobre zaekranowanie, a także oddzielenie odpowiednim ekranem stopni urządzenia, pomiędzy które filtr jest włączony. Na nic bowiem nie zda się uzyskane w filtrze tłumienie niepożądanego wstę-



Rys. 2.143
Schemat fabrycznego
filtru PP9-A2

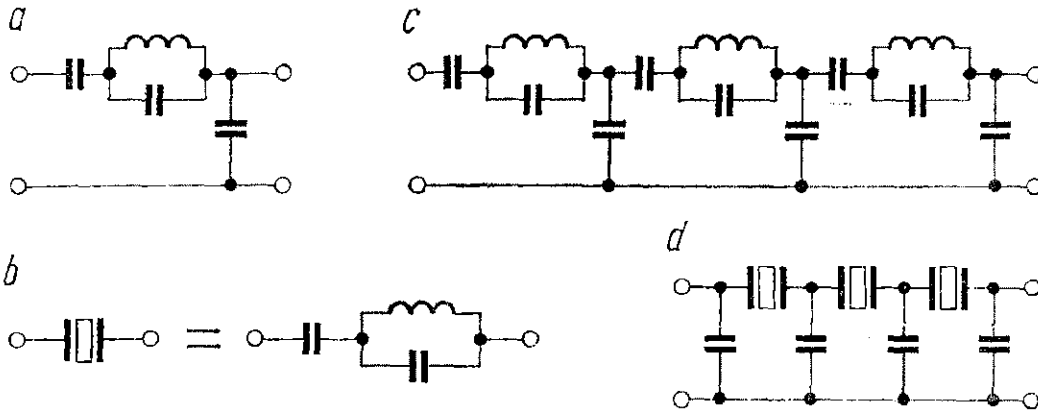
gi rzędu 90 dB, jeśli sygnał przedostanie się przez promieniowanie lub przez pojemności z wejścia na wyjście filtra, słumiony na przykład tylko o 40 dB. W fabrycznych filtrach kwarcowych każdy rezonator i każda cewka znajduje się w indywidualnej obudowie, niezależnie od ekranującej obudowy całego filtra.

Propagatorami filtrów drabinkowych w Europie są F6BQP i G3JIR. A oto zalety filtrów drabinkowych:

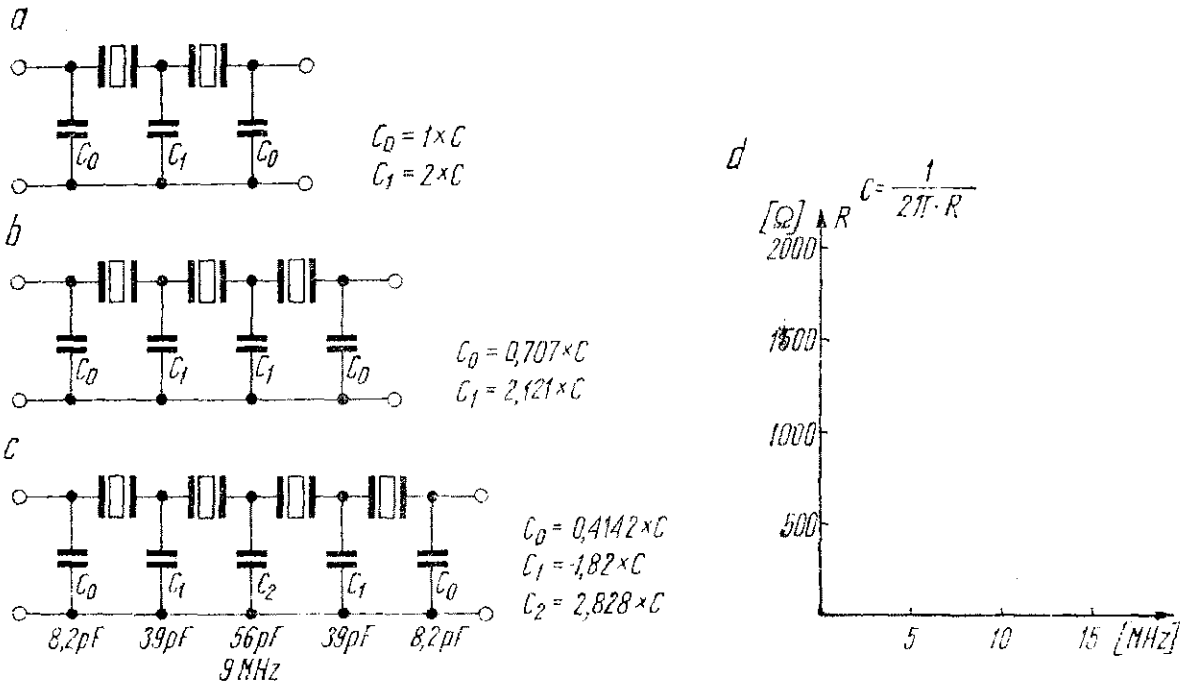
1. Wszystkie rezonatory mają tę samą częstotliwość nominalną. Nie jest wymagane dobieranie, trawienie czy szlifowanie.
2. Pasożytnicze rezonanse nie mają większego wpływu na charakterystykę filtra, a dla filtrów o większej liczbie rezonatorów niż 4 ich wpływ jest niewyczuwalny.
3. Można stosować dowolną — parzystą lub nieparzystą liczbę kwarców.
4. Jedynymi elementami poza rezonatorami są kondensatory mikowe o tolerancji 2% i ewentualnie rezystory nastawne (potencjometry montażowe).
5. Ze względu na bardzo małą zastępczą rezystancję szeregową nowoczesnych rezonatorów, tłumienie w pasmie przepustowym jest bardzo małe.

F6BQP wyjaśnia („Radio REF” nr 5/76 i 11/77) zasadę działania filtra drabinkowego w sposób następujący: z szeregu obwo-

dów LC , przedstawionych na rys. 2.144a można zestawić filtr środkowoprzepustowy. Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego można narysować jak na rys. 2.144b, a więc schemat trójczłonowego filtra LC z rys. 2.144c przyjmie postać jak na rys. 2.144d.



Rys. 2.144. Schemat zastępczy filtra drabinkowego



Rys. 2.145. Sposób obliczania filtrów drabinkowych według F6BQP

Sposób obliczania prostych filtrów drabinkowych według F6BQP przedstawiony jest na rys. 2.145. W filtrze dwukwarcowym (rys. 2.145a) pojemności zewnętrznych kondensatorów C_0 są równe pojemności C wyliczonej z wzoru:

$$C = \frac{1}{2\pi f R}$$

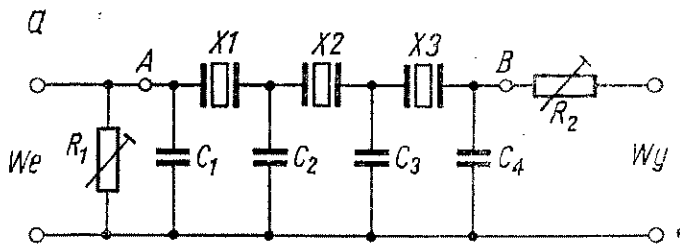
gdzie: C jest pojemnością [F], f — częstotliwością rezonatorów kwarcowych [Hz], a R — impedancją obciążenia filtra [Ω].

Wykres R w funkcji częstotliwości dla szerokości pasma przepuszczanego równej 2,5 kHz przedstawia rys. 2.145d. Wartości pojemności dla filtrów trójkwarcowych i czterokwarcowych oblicza się według wzorów padanych przy odpowiednich schematach mnożąc wartość C przez odpowiednie współczynniki. Na rys. 2.145c naniesiono wartości pojemności, obliczone w powyższy sposób dla częstotliwości 9,0 MHz, przy $R = 850 \Omega$.

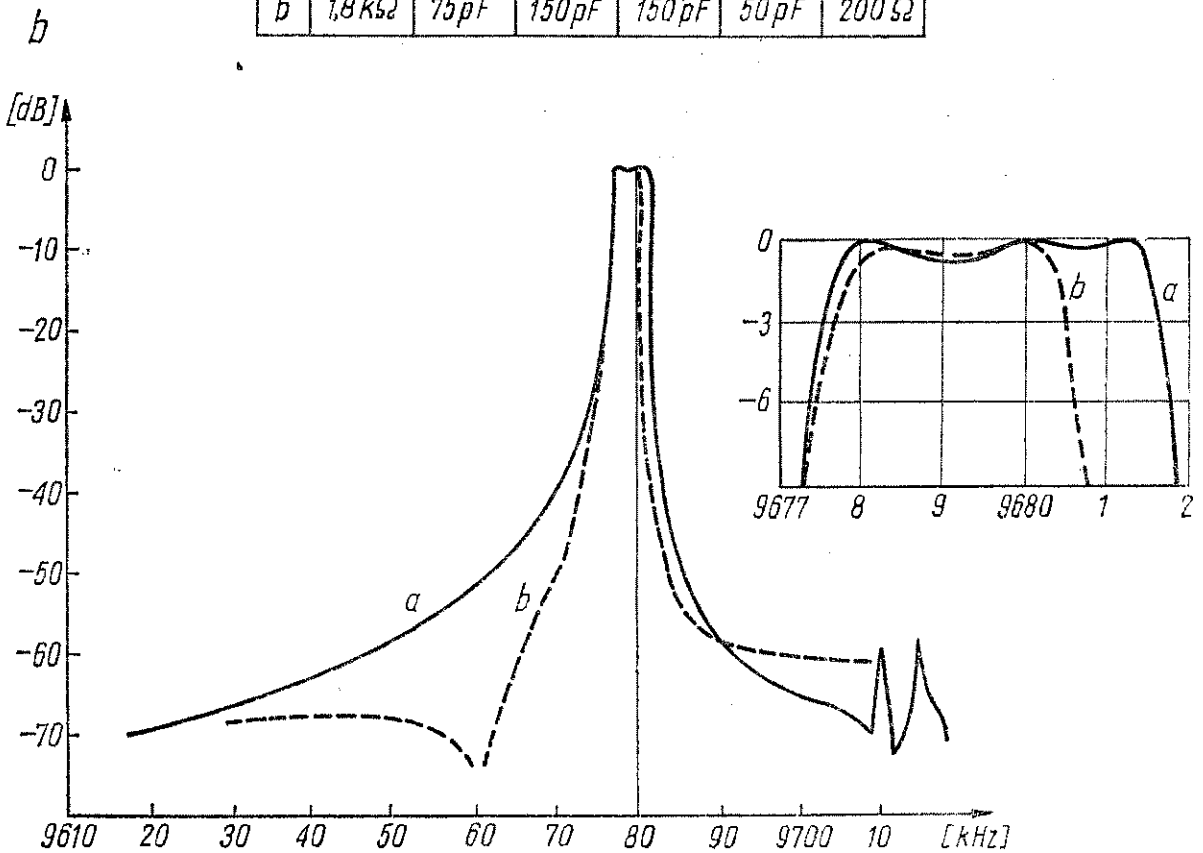
Porównanie trójkwarcowego i czterokwarcowego filtra, wykonanego według podanego obliczenia, z filtrem XF-9A, przeprowadzone przez F6BQP wykazało pełną ich przydatność do amatorskich urządzeń nadawczych. Tłumienie w pasmie przepustowym było mniejsze (1,4 i 1,1 dB w stosunku do 2,5 dB w przypadku filtra XF-9A), pasmo przenoszenia na poziomie -6 dB było węższe (2050 Hz dla obu filtrów drabinkowych w stosunku do 2540 Hz), pasmo przenoszenia na poziomie -40 dB wynosiło 5200 Hz dla filtra 4-kwarcowego i 7500 Hz dla filtra 3-kwarcowego (4250 Hz dla filtra XF-9A), natomiast tłumienie poza pasmem F6BQP podaje bardzo duże, bo > 95 i > 75 dB, co wydaje się być wartością przesadzoną.

Schemat 3-kwarcowego filtra drabinkowego G3JIR przedstawiono na rys. 2.146a. Użyto tu rezonatorów o częstotliwości nominalnej 9681,2 kHz. Wartości elementów filtra dla dwóch różnych charakterystyk podano w tabelce pod schematem, a na rys. 2.146b przedstawiono dwie charakterystyki na dwóch wykresach. Wykres większy przedstawia przebieg charakterystyki w zakresie 9610 kHz do 9710 kHz, a drugi wykres — kształt samego wierzchołka w zakresie 9677 do 9682 kHz. Linia ciągłą zaznaczono przebieg charakterystyki z elementami wymienionymi pod literą *a* tabelki, natomiast linią przerywaną — elementami wymienionymi pod literą *b*. Z wykresów tych widać w jaki sposób powiększenie pojemności kondensatorów w filtrze i zmniejszenie rezystancji wpływa na zwięźszenie pasma przepustowego filtra.

Znacznie lepsze parametry ma filtr 6-kwarcowy, opisany przez G3JIR w „Radio Communication” nr 12/76 (rys. 2.147a). Pasma dla -3 dB wynosi tu 2757 Hz, dla -6 dB zaś 2923 Hz oraz dla



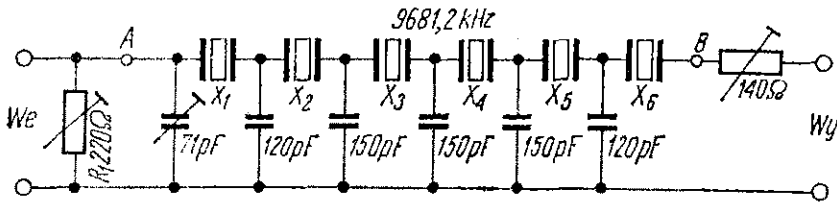
	R_1	C_1	C_2	C_3	C_4	R_2
a	$3\text{ k}\Omega$	50 pF	100 pF	100 pF	50 pF	$330\ \Omega$
b	$1,8\text{ k}\Omega$	75 pF	150 pF	150 pF	50 pF	$200\ \Omega$



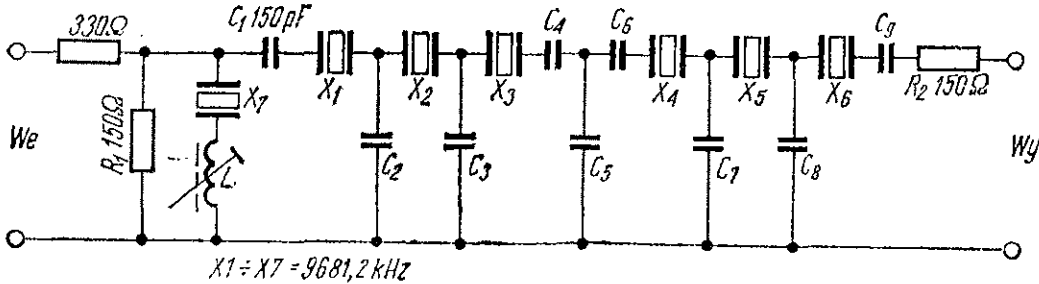
Rys. 2.146. Filtr drabinkowy 3-kwarcowy według krótkokfalowca G3JIR

6698 Hz -60 dB. Współczynnik kształtu wynosi 2,29:1. Filtr ten może być użyty także w transceiverze. Przy zwiększeniu liczby kwarców do 7 współczynnik kształtu maleje do 1,89:1, lecz pasmo przenoszenia na poziomie -6 dB zmienia się nieznacznie. Tłumienie poza pasmem jest lepsze niż -80 dB (przy tym poziomie skończyły się możliwości pomiarowe konstruktora). Tłumienie w pasmie przenoszenia wynosi około 3 dB. Rezystory R_1 i R_2 służą do minimalizacji nierównomierności w pasmie przepustowym. Bez zmiany wartości kondensatorów można wykonywać ten filtr także na inne zbliżone częstotliwości, na przykład na 9 MHz.

a



b



Rys. 2.147. Filtr 6 i 7-kwarcowy według G3JIR

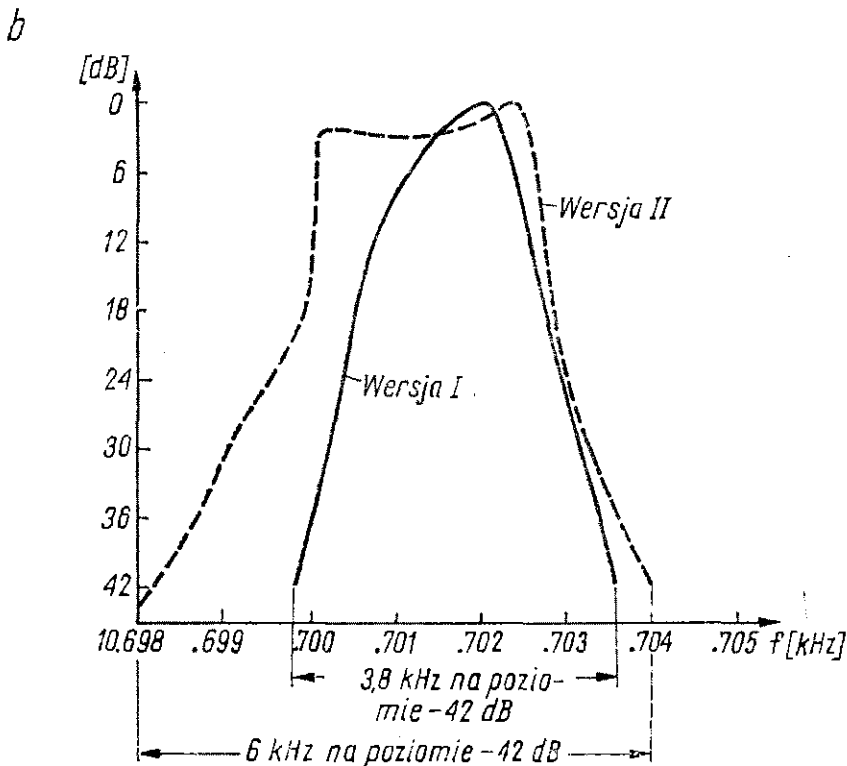
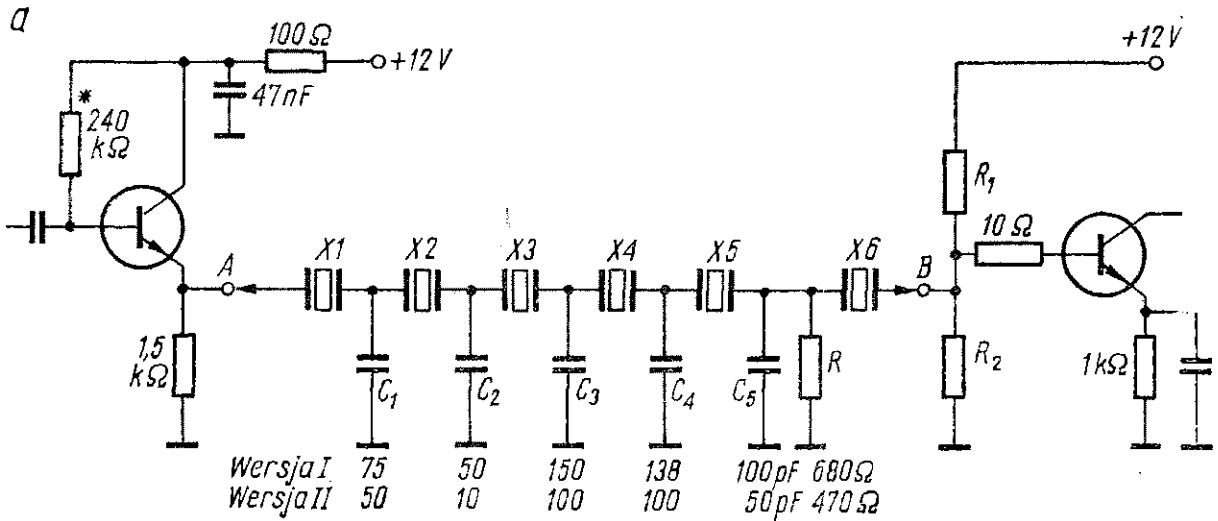
Schemat filtru 7-kwarcowego G3JIR przedstawiono na rys. 2.147b. Pasma przenoszenia dla -6 dB wynosi $2,7$ kHz, a na poziomie -60 dB — $5,6$ kHz (bez kwarcu równoległego, który wpływa tylko na kształt zbocza od strony mniejszych częstotliwości, pasmo na poziomie -60 dB wynosi $7,1$ kHz). Dla częstotliwości $9681,2$ kHz pojemność kondensatora C_1 wynosi 150 pF. Od pojemności kondensatorów C_1 , C_3 , C_5 , C_7 i C_9 (jednakowych) zależy pasmo przepuszczania filtru. Kondensatory C_2 i C_8 powinny mieć pojemność równą $0,75 C_1$, a pojemności kondensatorów C_4 i C_6 oblicza się ze wzoru:

$$C_4(C_6) = \frac{1}{\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_5}}$$

$$\text{a rezystancje } R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi f C_2}$$

Cewka L , połączona szeregowo z kwarcem X_7 powinna mieć indukcyjność zmienianą rdzeniem w granicach $1 \dots 1,5$ μH (dla częstotliwości około 9 MHz). Do generatora fali nośnej, przy wykorzystaniu filtru drabinkowego, stosuje się zwykle identyczny rezonator kwarcowy jak te, które użyto w filtrze. Dla uzyskania dolnej i górnej wstęgi bocznej konieczna jest możliwość zmiany częstotliwości takiego generatora o ponad 3 kHz, co można uzyskać stosując jeden z opisanych wcześniej generatorów VXO.

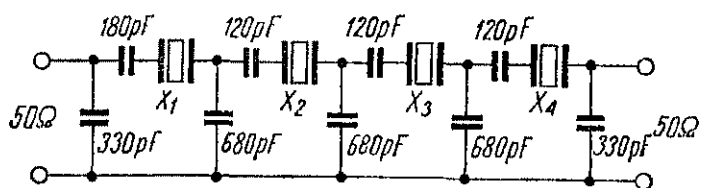
Ze względu na przechodzenie w radiotelefonii UKF FM z odstępem międzykanałowego 50 kHz na 25 kHz, do rąk krótkofalowców trafia wiele filtrów kwarcowych FM na częstotliwość 10,7 MHz. Jeden taki filtr zawiera 8 rezonatorów o częstotliwościach (parami) 10,680; 10,682; 10,700 i 10,702 MHz. Pary rezonatorów o częstotliwościach odległych o 2 kHz można wykorzystać do wykonania filtra McCoya. Można także z rezonatorów o jednakowej częstotliwości (z kilku filtrów) wykonać filtr drabinkowy, na przykład według propozycji SP9-FG, przedstawionej na



Rys. 2.148. Filtr drabinkowy 10,7 MHz opracowany przez SP9FG

rys. 2.148. Dla sporządzenia filtru 6-kwarcowego trzeba rozebrać 3 filtry typu FPP 10,7-A2, przy czym można z nich wykonać 4 filtry drabinkowe o 4 różnych częstotliwościach środkowych. Z następnego (czwartego) filtru można uzyskać po dwa rezonatory kwarcowe do generatora fali nośnej do każdego filtru drabinkowego. Zatem z czterech filtrów FM można przygotować 4 zestawy filtrów drabinkowych SSB z „pilotami”. W rozbieranych filtrach znajdują się także indukcyjności (w filtrach drabinkowych zbyteczne), jednak bez oznaczeń i o grubszych wyprorowadzeniach.

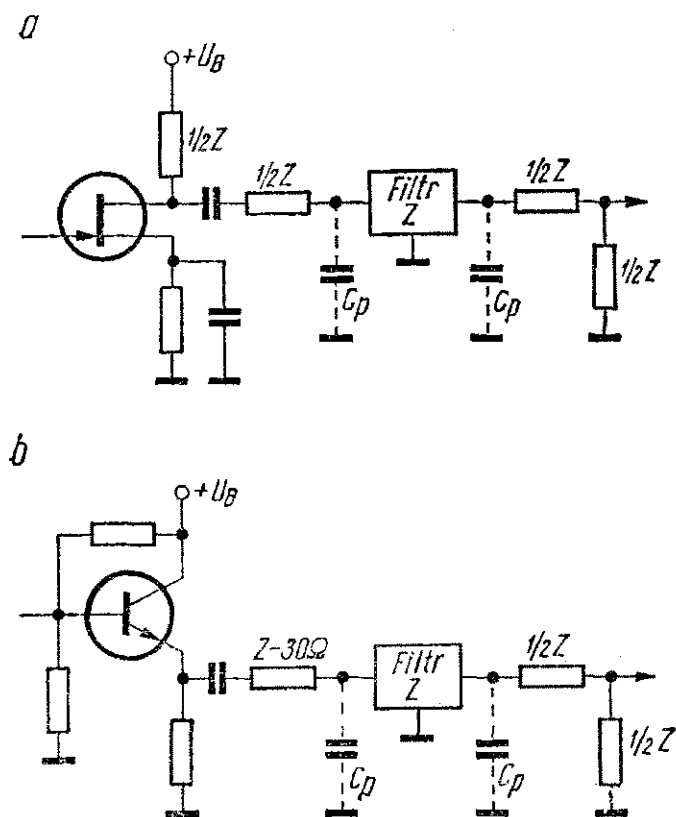
Częstotliwość pośrednia 10,7 MHz jest szczególnie przydatna do transceivera UKF, choć może być zastosowana także w urządzeniu KF, gdzie na przykład można uzyskać dwa pasma (7 i 14 MHz) bez przełączania częstotliwości VFO. W transceiverze na pasmo 144 MHz z pojedynczą przemianą częstotliwości, częstotliwość 133,3 ... 135,3 MHz można uzyskać z VXO, na przykład według rys. 2.64. SP9FG wykonał i pomierzył kilka filtrów 6-kwarcowych. Parametry elementów 2 wersji filtru 10,7 MHz i ich charakterystyki przedstawiono na rys. 2.148. Filtry były mierzone przy włączeniu pomiędzy dwa stopnie tranzystorowe w sposób przedstawiony na rys. 2.148a (pomiędzy emiter wtórnika emiterowego i bazę wzmacniacza w układzie WE). Pod odpowiednimi elementami filtru podano ich wartości dla obu wersji. Na rysunku 2.148b przedstawiono wierzchołki charakterystyk dla obu wersji. Z braku możliwości pomiarowych nie narysowano przebiegu charakterystyk przy tłumieniu większym niż 42 dB. Przez odpowiedni dobór kondensatorów i rezystora R uzyskano dwie wersje filtru: o węższym i szerszym pasmie przepuszczania. Tłumienie filtrów w pasmie przepuszczania było mniejsze niż 6 dB. Dla porównania wykonano z tych rezonatorów filtr w układzie McCoya, stosując dwie pary rezonatorów o nominalnym odstępnie 2 kHz, jednak nie udało się uzyskać węższego pasma niż 3,5 kHz na poziomie -6 dB.



Rys. 2.149
Drabinkowy filtr CW
według projektu
DM2ATD

Jeszcze jeden praktyczny układ filtra drabinkowego przedstawiono na rys. 2.149. Jest to filtr CW opracowany przez DM2ATD, wykonany z 4 rezonatorów kwarcowych o częstotliwości nominalnej 8,8 MHz. Szerokość pasma przepuszczanego na poziomie -3 dB wynosi około 400 Hz, a na poziomie -60 dB — około 2,2 kHz. Maksymalne tłumienie osiąga wartość 80 dB.

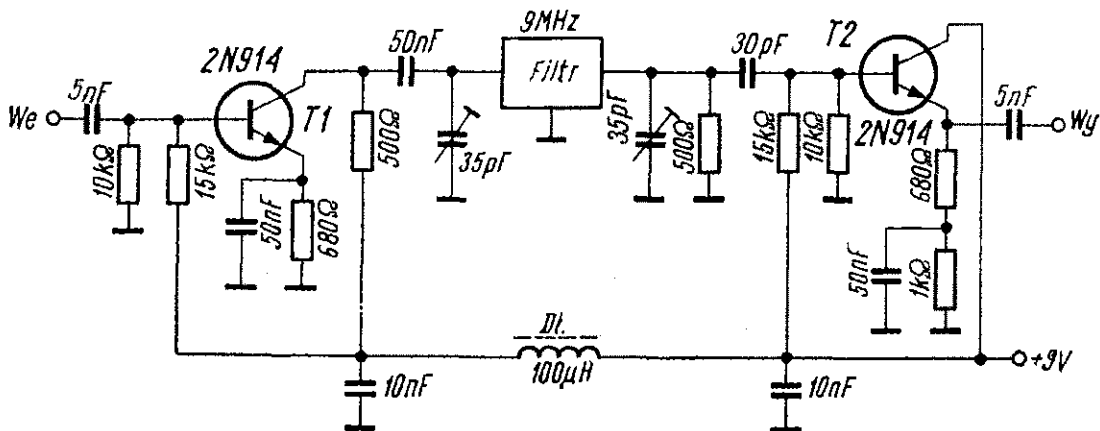
Filtr pozwoli na uzyskanie przewidzianej charakterystyki jedynie pod warunkiem prawidłowego dopasowania, czyli zamknięcia go od strony wejścia i wyjścia impedancją równą podanej w warunkach technicznych lub zaprojektowanej impedancji obciążenia.



Rys. 2.150
Sposób włączenia filtra kwarcowego do układu

Na rysunku 2.150 przedstawiono dwa przykłady dopasowania filtra w układzie. W pierwszym przypadku (rys. 2.150a) rezystor w drenie tranzystora poprzedzającego ma wartość $1/2 Z$, toteż rezystor szeregowy z wejściem filtra musi mieć także wartość $1/2 Z$. Podobnie podzielona jest impedancja obciążenia wyjścia filtra. Na rysunku 2.150b przedstawiono przypadek sterowania filtrem z emitera poprzedzającego stopnia, o impedancji kilkadziesiąt omów. W takim przypadku rezystor szeregowy z wejściem powinien mieć wartość uzupełniającą do wartości Z . Linia przery-

waną narysowano pojemności, którymi powinno być zamknięte wejście i wyjście niektórych filtrów. Dla filtrów z grupy XF-9 i dla polskiego filtra PP9-A2 pojemności te powinny mieć po 30 pF. Ponieważ wejście i wyjście filtra jest także obciążone różnymi pojemnościami pasożytniczymi (na przykład pojemnością montażu), toteż zamiast tych kondensatorów można wmontować



Rys. 2.151

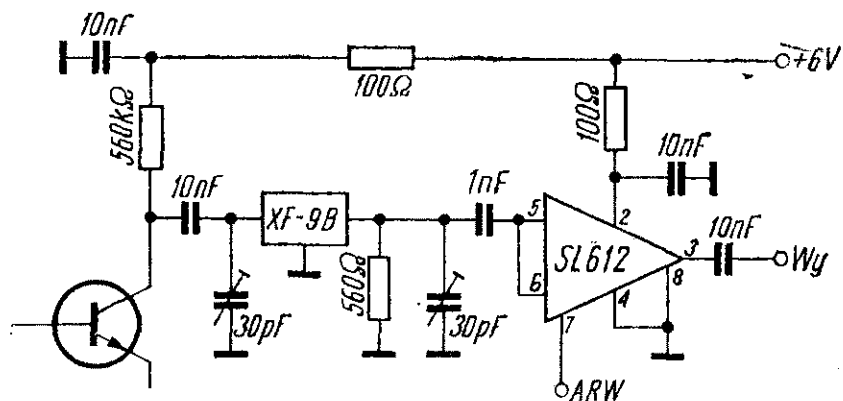
Przykład włączenia filtra kwarcowego 9 MHz (XF-9A, XF-9B) pomiędzy stopnie tranzystorowe

pro wizorycznie trymery 30 pF, a po precyzyjnym dostrojeniu fil-tru zastąpić je kondensatorami stałymi o odpowiedniej pojemnoś-ci. O ile amplituda sygnału doprowadzonego do filtra nie jest zbyt duża, można filtr zamknąć rezystancjami równymi impe-dancji obciążenia filtra, tak jak to przedstawiono na rys. 2.151, na przykładzie włączenia filtra 9 MHz (XF-9A, XF-9B, PP9-A2) po-między stopnie tranzystorowe. Przełączanie filtra z toru odbior-czego do nadawczego w transceiverze powinno odbywać się przed tranzystorem T1 i po tranzystorze T2, aby obciążenie filtra nie ulegało zmianie. Warto zwrócić uwagę na filtrację napięcia zasilającego oba stopnie. Włączono między nie dławik w.cz. 100 μH, który zapobiega przedostawaniu się sygnału z pominięciem filtra. Temu samemu celowi służy dobre ekranowanie filtra i stopni współpracujących oraz krótkie połączenia pomiędzy tymi stop-niami.

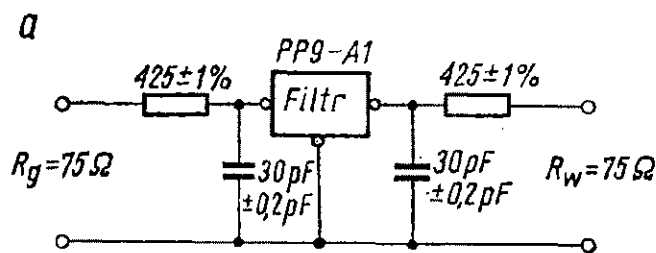
Następny rysunek przedstawia przykład włączenia filtra 9 MHz pomiędzy stopień tranzystorowy (wzmacniacz lub mieszacz) a wzmacniacz pośredniej częstotliwości, pracujący na układzie sca-

lonym SL 612 (rys. 2.152). Dopasowanie uzyskano stosując rezystor kolektorowy $560\ \Omega$ w tranzystorze poprzedzającym i zamykając filtr takim samym rezystorem, ze względu na znacznie większą impedancję wejściową scalonego wzmacniacza p.cz. Wmontowano tu na stałe trymery $30\ \text{pF}$ umożliwiające optymalne dobranie pojemności zamykających.

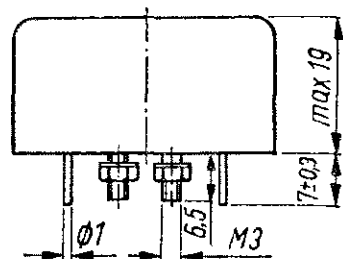
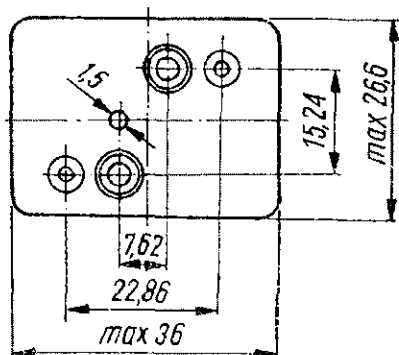
Producent polskiego filtra PP9-A2 zaleca stosowanie układu dopasowującego przedstawionego na rys. 2.153a, o ile filtr będzie



Rys. 2.152
Włączenie filtra XF-9B pomiędzy stopień tranzystorowy a wzmacniacz p.cz. działający na układzie scalonym SL 612

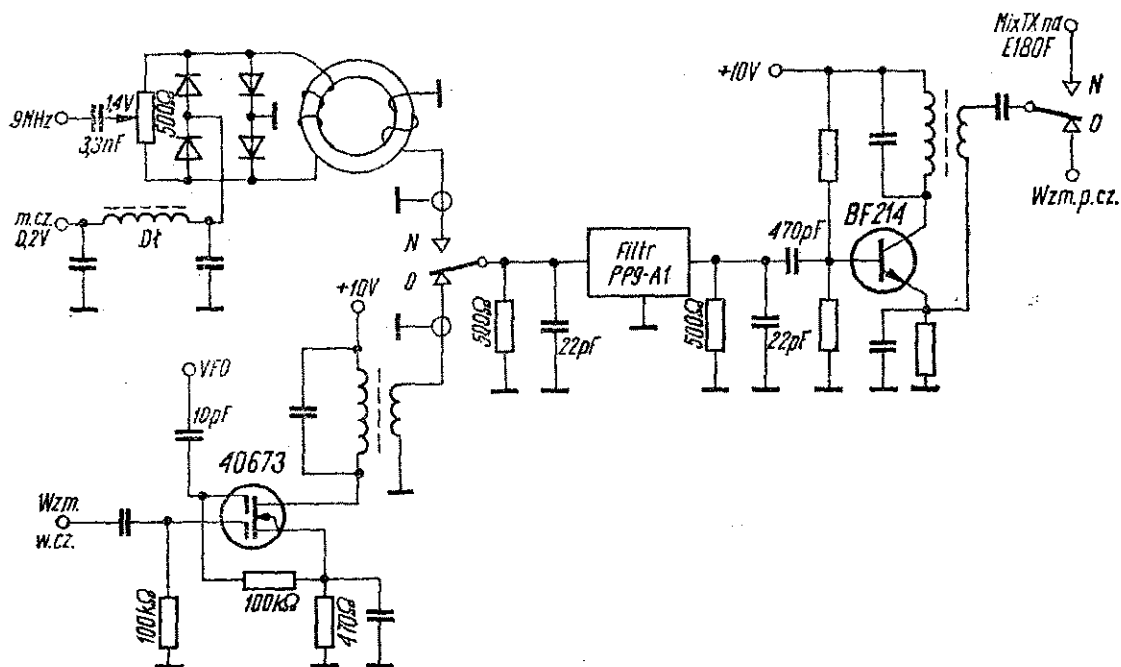


b



Rys. 2.153
Wymiary obudowy filtra kwarcowego PP9-A2 i zalecany przez wytwórnictwo układ dopasowujący

włączony do punktów układu o impedancji 75Ω . W innym przypadku można wzorować się na układach wcześniej podanych, w których pracują filtry XF-9A i XF-9B. Na rysunku 2.153b podano wymiary obudowy filtra PP9-A2 i rozmieszczenie otworów do umocowania tego filtra. Przykład wykorzystania omawianego filtra w transceiverze SSB (jeden z wielu możliwych) przedstawiono na rys. 2.154. Przy odbiorze filtr łącznie z układem dopasowującym jest dołączony do cewki sprzęgającej z obwodem p.cz.

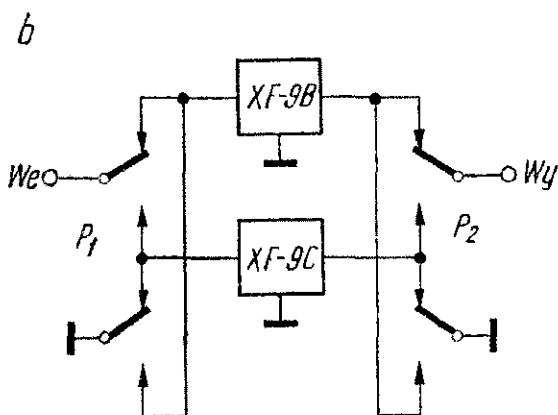
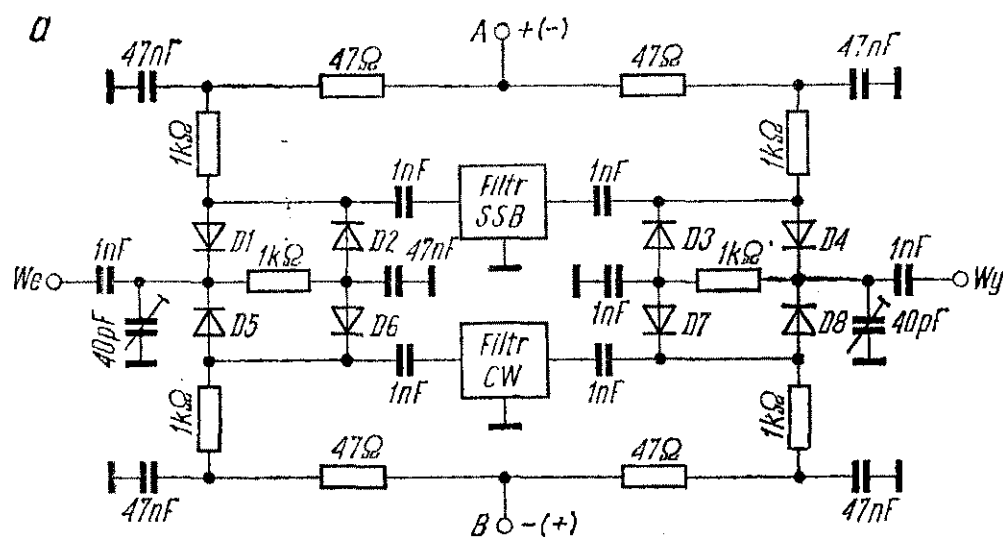


Rys. 2.154. Jeden z wielu możliwych sposobów włączenia filtra kwarcowego PP9-A2 do układu transceivera

umieszczonym w drenie mieszacza, pracującego na dwubramkowym tranzystorze polowym. Natomiast przy nadawaniu wejście filtra jest przełączane na wyjście diodowego modulatora zrównoważonego. Wyjście filtra dołączone jest na stałe do wejścia tranzystorowego wzmacniacza rezonansowego 9 MHz, a przełączanie następuje dopiero po tym stopniu; przy odbiorze sygnał jest podawany na wejście tranzystorowego wzmacniacza p.cz., natomiast przy nadawaniu — na siatkę lampowego mieszacza toru nadawczego.

Wiele transceiverów SSB ma możliwość pracy telegraficznej. Jednakże filtr SSB jest zbyt mało selektywny do pracy CW. Stosuje się więc różne sposoby powiększania selektywności, między

innymi w torze m.cz. części odbiorczej, co omówiono dalej. Najlepszym sposobem powiększenia selektywności dla pracy CW jest zastąpienie filtru SSB filtrem CW. Można to osiągnąć między innymi stosując układ przełącznika przedstawiony na rys. 2.155a (opis E. Schellera w czasopiśmie „Funkamateur” nr 11/75). Użyto tu diod przełączających SA 301. Diody te w kierunku przewodzenia mają rezystancję $2,2 \Omega$. W stanie zaporowym na diodach panuje napięcie $4,3 \text{ V}$ i diody stanowią pojemność $2,8 \text{ pF}$. W przypadku podania na punkt A napięcia w kierunku przewodzenia, a na punkt B w kierunku zaporowym, przewodzą diody D1, D6, D4 i D7, włączając w tor sygnału filtr SSB. Filtr CW jest uziemiony przez pojemności. Zamiana napięć w punktach A i B powoduje włączenie do obwodu filtru CW a uziemienie filtru SSB. Przy napięciu zasilania 12 V pobór prądu przez ten przełącznik wynosi 7 mA . Zdaniem autora konstrukcji, przełącznik nie wpływa zupełnie na charakterystykę filtrów. Filtry można przełączać

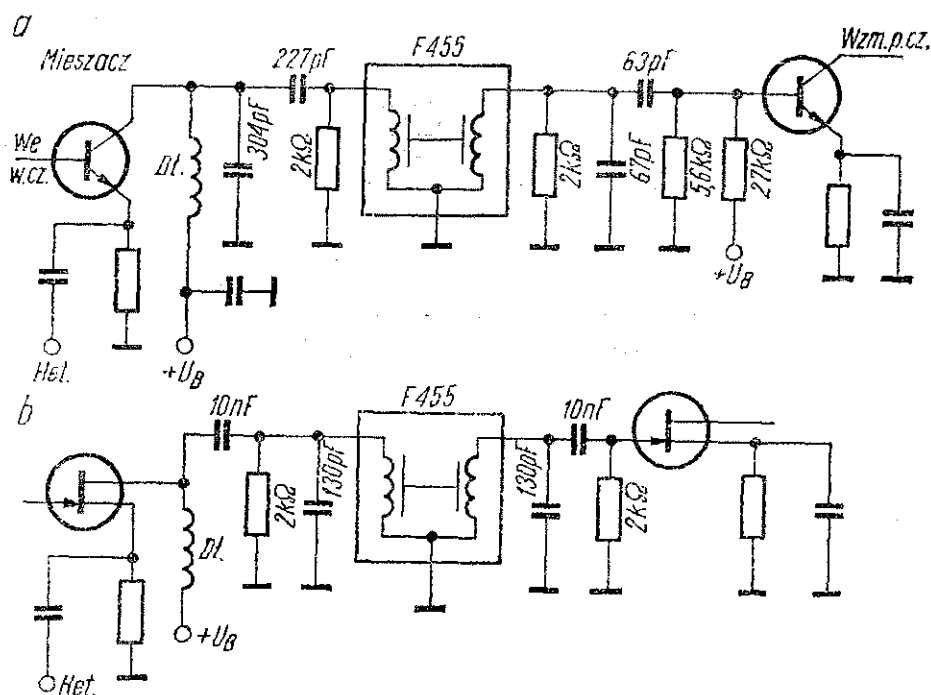


Rys. 2.155. Przełączanie filtrów kwarcowych SSB i CW

także przełącznikami, tak jak to przedstawiono na rys. 2.155b. Użyto tu dwóch przełączników (np. typu MT-6). W przypadku włączenia w obwód filtru SSB (XF-9B), filtr CW (XF-9C) jest uziemiony i na odwrót. Użycie do przełączania tylko jednego przełącznika (np. MT-12) nie jest zalecane, ponieważ pojemności styków takiego przełącznika będą w znacznym stopniu bocznikować filtry.

2.2.4. Filtry elektromechaniczne i piezoelektryczne

Do usuwania zbędnej wstęgi bocznej w procesie formowania sygnału SSB używa się także filtrów elektromechanicznych, w których wykorzystuje się zjawisko drgań mechanicznych sprzęgaczy występujących przy rezonansie. Filtry elektromechaniczne są produkowane na częstotliwości w granicach 60 kHz do 1 MHz, przy czym najpopularniejsze są filtry na częstotliwość 200 kHz produkcji NRD, na częstotliwość 455 kHz produkcji japońskiej i na częstotliwość 500 kHz produkcji radzieckiej. Produkowane są na różne szerokości pasma przepuszczanego, począwszy od poje-



Rys. 2.156. Dopasowanie filtrów elektromechanicznych: a — cewki filtru tworzą obwód rezonansu szeregowego z zewnętrznymi pojemnościami, b — obwód rezonansu równoległego

dynczych setek herców dla CW, a skończywszy na kilku (6 i więcej) kilohercach dla odbioru AM. Ze względu na małe częstotliwości pracy filtrów elektromechanicznych, urządzenia amatorskie (odbiorniki, nadajniki i transceivery) z tymi filtrami zawierają zazwyczaj podwójną przemianę częstotliwości. Każdy filtr elektromechaniczny musi być zamknięty odpowiednią impedancją (podaną w warunkach technicznych), która ma wpływ na przebieg charakterystyki filtru w pasmie przepustowym. Cewki filtru mogą tworzyć z zewnętrznymi kondensatorami obwód rezonansu szeregowego, co przedstawiono na rys. 2.156a w odniesieniu do filtru Collinsa 455 kHz, bądź obwód rezonansu równoległego (rys. 2.156b). W filtrze, którego cewki nie są w rezonansie, rosną straty oraz pogarsza się charakterystyka (maleje tłumienie poza pasmem przepustowym). Większość tranzystorowych wzmacniaczy pośredniej częstotliwości pracujących na tranzystorach bipolarnych ma impedancję wyjściową wynoszącą około 1 k Ω lub mniejszą. Zdarzają się także układy, gdzie impedancja wyjściowa stopnia poprzedzającego filtr jest równie mała, toteż w takich przypadkach lepiej włączyć kondensator szeregowo z cewką filtru, doprowadzając ją do rezonansu szeregowego. Pojemność taką zazwyczaj trzeba dobrać doświadczalnie, ponieważ dane filtru zawierają informację odnośnie pojemności równoległej.

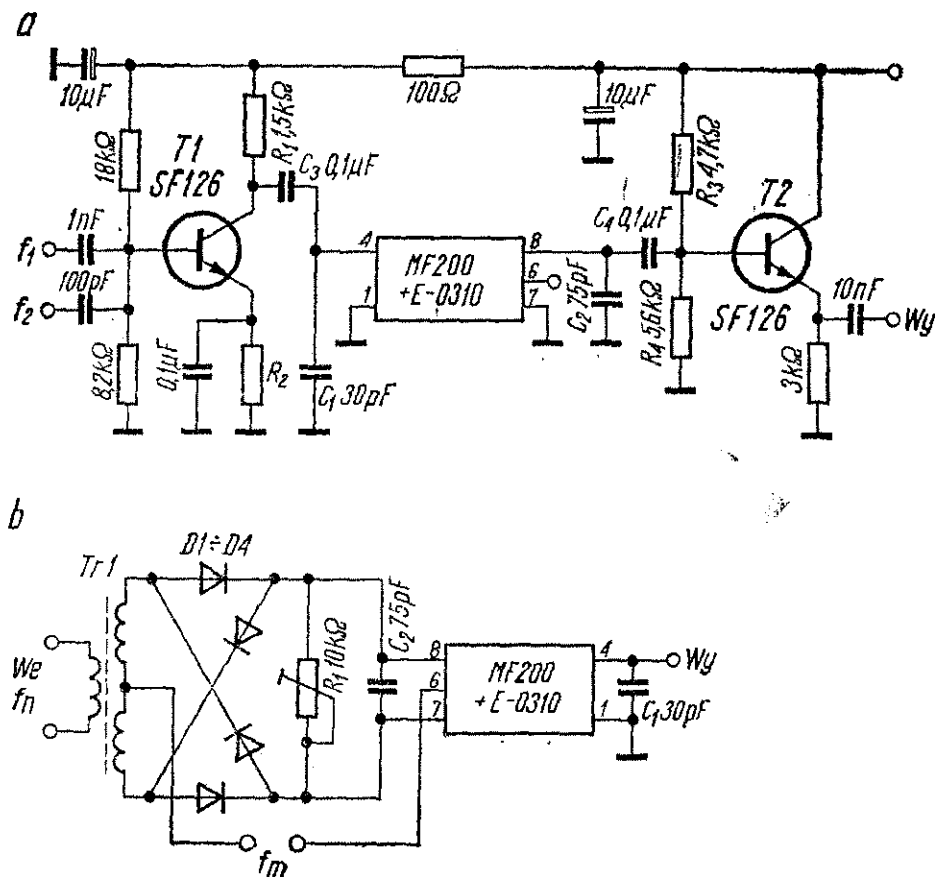
Przy stosowaniu kondensatora równoległego od pojemności podanej w katalogu należy odjąć pojemności pasożytnicze układu (wejściowe i wyjściowe pojemności stopni współpracujących z filtrem, pojemności montażu itp.).

Firma Collins produkuje filtry elektromechaniczne na częstotliwości środkowe od 64 do 500 kHz. Najbardziej popularne wśród amatorów filtry na częstotliwość 455 kHz o oznaczeniu F455, produkowane są na szerokości pasma przepustowego 375 Hz, 1,2 kHz, 1,9 kHz, 2,5 kHz, 2,9 kHz, 3,8 kHz i 5,8 kHz. Maksymalne tłumienie w pasmie przepustowym dochodzi do 10 dB, a impedancja obciążenia wynosi 2000 Ω . Pojemności zewnętrzne dla różnych typów filtrów są różne (zawsze podawane są w danych katalogowych) i zawierają się w granicach 350 do 1100 pF.

W Niemieckiej Republice Demokratycznej produkowana jest grupa filtrów elektromechanicznych na częstotliwość 200 kHz i 450 kHz. Najpopularniejszy filtr 200 kHz, produkowany maso-

wo dla telefonii nośnej, jest oznaczony MF200+E-0310. Jest to filtr magnetomechaniczny (MF) na częstotliwość 200 kHz; plus lub minus przed literą E oznacza, że pasmo przepustowe leży na prawo lub na lewo od podanej częstotliwości, a ostatnia grupa cyfr określa szerokość pasma przepustowego w dziesiątkach kiloherców.

Maksymalne napięcie wejściowe w.cz. dla wszystkich typów filtrów nie powinno przekraczać 2,1 V, a prąd stały płynący przez cewki nie powinien przekraczać 2 mA. Dwa przykłady włączenia



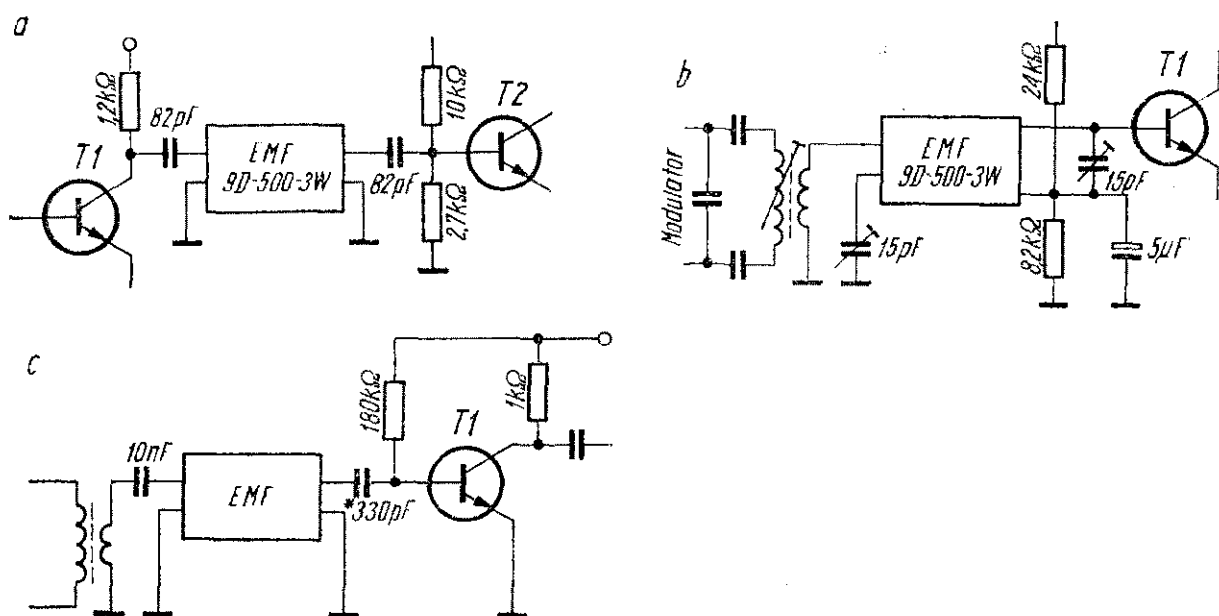
Rys. 2.157. Przykład włączenia do układu filtru elektromechanicznego 200 kHz produkcji NRD

do układu filtru MF200+E-0310 przedstawiono na rys. 2.157. W pierwszym przykładzie filtr włączony jest pomiędzy mieszacz a wzmacniacz pośredniej częstotliwości (rys. 2.157a). Rezystancja zamykająca filtr powinna z jednej strony mieć 1,2 kΩ, a z drugiej 2,5 kΩ, toteż warunki pracy stopni współpracujących zostały tak dobrane, aby filtr „widział” te rezystancje. Podane w katalo-

gu pojemności zamykające powinny mieć 30 pF i 75 pF (C_1 i C_2).

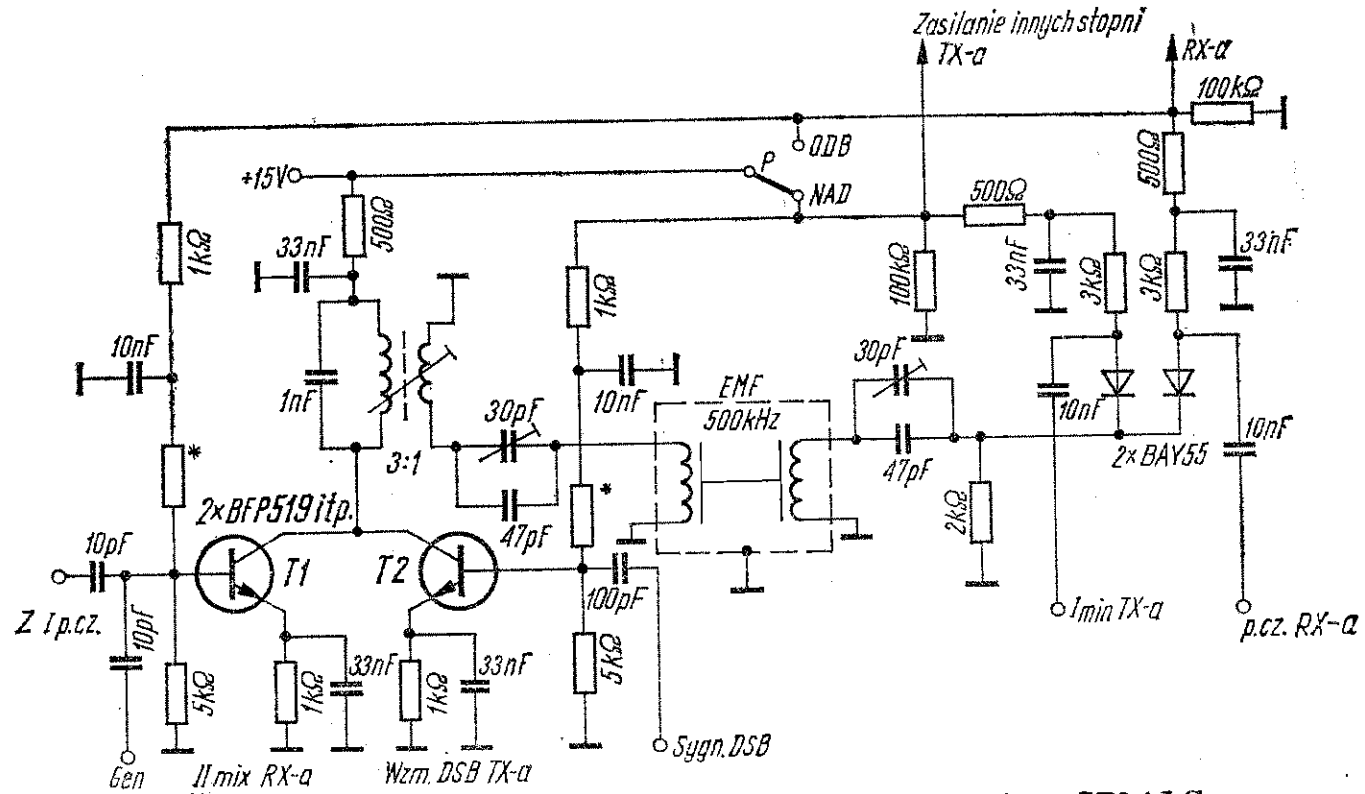
W drugim przypadku (rys. 2.157b) filtr dołączony jest na wyjście modulatora zrównoważonego. W tym przypadku filtr został włączony odwrotnie: wejściem o większej rezystancji w stronę źródła sygnału. Dlatego też i pojemności C_1 i C_2 zostały zamienione miejscami.

W Związku Radzieckim powszechne jest budowanie transceiverów SSB w oparciu o łatwo dostępne i tanie filtry EMF-9D-500-3W(D) o częstotliwości przepustowej 500 kHz i szerokości pasma przepustowego 3000 Hz. Nierównomierność tłumienia w pasmie 450 ... 3000 Hz wynosi od 3 dB, a maksymalne tłumienie w pasmie przepustowym 6 dB. Tłumienie poza pasmem wynosi 60 dB. Trzy przykłady włączenia do układu tych filtrów przedstawiono na rys. 2.158. Przykład pierwszy (rys. 2.158a) pochodzi z opisu wzбудnicy o podwyższonej efektywności (z kompreso-



Rys. 2.158. Przykłady włączenia do układu filtru elektromechanicznego EMF- 9D-500-3W (D)

rem w.cz.), opisanej przez UA4RO w „Radio” nr 9/1969. Użyto tam dwóch identycznych filtrów: jednego przed, a drugiego po kompresorze, włączonych w obu przypadkach za pośrednictwem szeregowych kondensatorów 82 pF. Drugi przykład (rys. 2.158b) pochodzi z opisu wzбудnicy SSB zbudowanej na tranzystorach, autorstwa UA3ANN. Zwracają tu uwagę małe pojemności zamykające filtr. W przykładzie trzecim (rys. 2.158c), pochodzącym



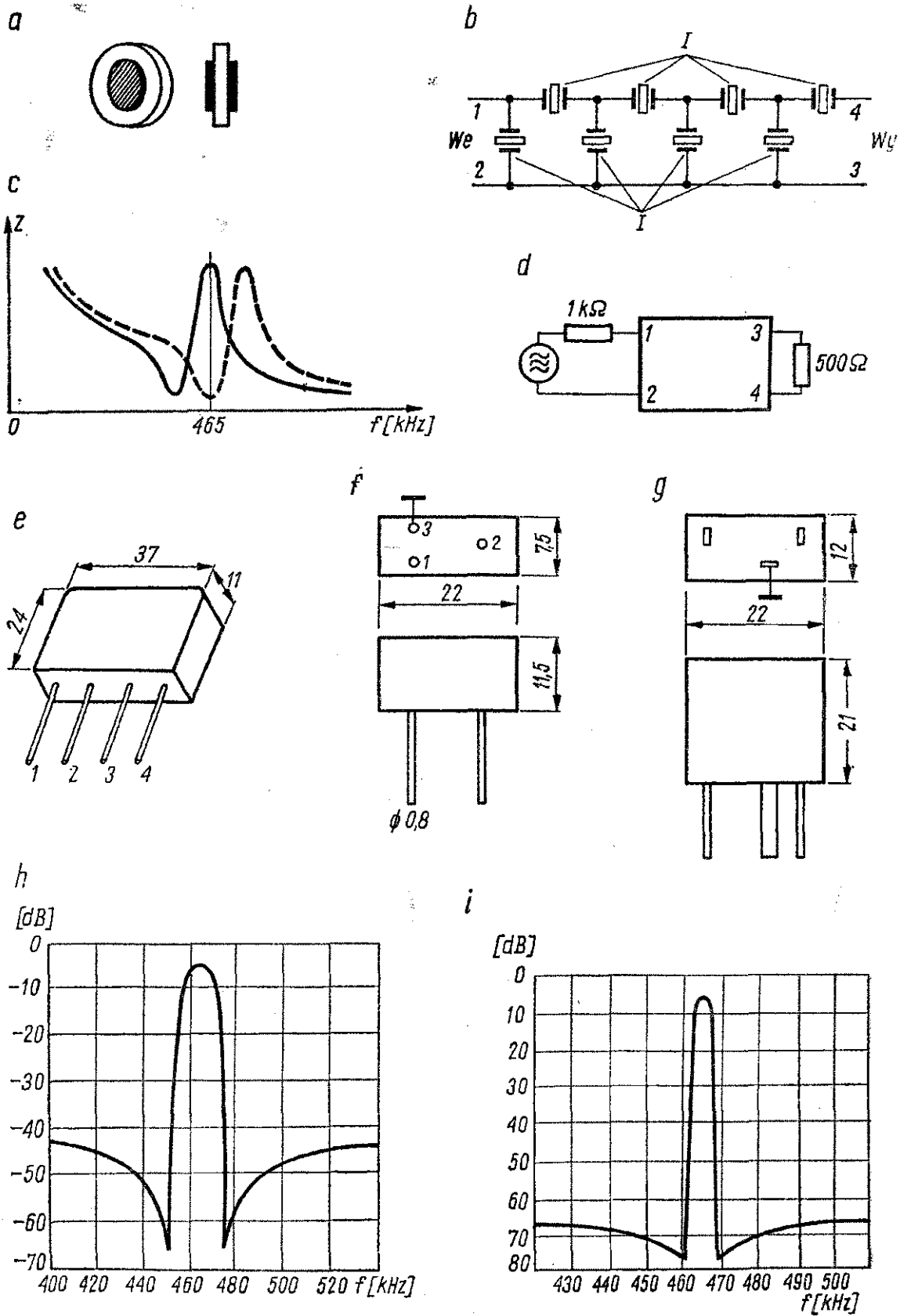
Rys. 2.159. Elektroniczne przełączanie filtra EMF-9D-500-3W według SP8 ALC

z opisu transceivera SSB na pasmo 80 m („Radio” nr 3/76) filtr elektromechaniczny, taki sam jak w poprzednich przypadkach, dołączony jest do cewki sprzęgającej z modulatorem kołowym przez pojemność 10 nF, a wyjście filtra połączone jest przez 330 pF (wartość dobierana podczas uruchamiania) ze wzmacniaczem SSB.

Interesujący układ elektronicznego przełączania filtra EMF-9D-500-3W w transceiverze opracował SP8ALC (opis w „Biuletynie PZK” nr 8/77). Schemat tego układu przedstawiono na rys. 2.159. Tranzystor *T1* pełni rolę drugiego mieszacza w części odbiorczej transceivera, natomiast *T2* jest wzmacniaczem DSB w części nadawczej. W kolektorach obu tych tranzystorów znajduje się wspólny obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość 500 kHz. Do cewki sprzęgającej tego obwodu (o liczbie zwojów trzykrotnie mniejszej niż cewka obwodu rezonansowego) dołączony jest przez pojemność filtr elektromechaniczny. Drugie uzwojenie filtra jest dołączone do przekaźnika diodowego, skąd sygnał kierowany jest do pierwszego mieszacza części nadawczej lub do wzmacniacza drugiej częstotliwości pośredniej części odbiorczej transceivera. Przełącznik diodowy sterowany jest napięciem stałym +15 V z przekaźnika P (nadawanie-odbiór), który także przełącza napięcie zasilania dla innych stopni transceivera.

Filtry piezoceramiczne są od niedawna stosowane w amatorskich urządzeniach SSB. Ze względu na trudności uzyskania odpowiednio wąskiego pasma przepuszczania i niezbyt strome zbocza, były do niedawna stosowane głównie w przenośnych odbornikach radiofonicznych, gdzie pozwalają na osiąganie dobrej selektywności przy bardzo małych wymiarach. Dopiero w ostatnich latach niektóre firmy, w tym także CERAD w Polsce, rozpoczęły produkcję filtrów piezoceramicznych dla celów radiokomunikacyjnych.

Na rysunku 2.160 zebrano podstawowe informacje graficzne (schematy, charakterystyki, rysunki obudów) odnoszące się do radzieckich i polskich filtrów piezoceramicznych. Każdy filtr składa się z rezonatorów wykonanych z ceramicznych krążków, na które z obu stron napyłono okładziny, upodabniając je do tarczowych kondensatorów ceramicznych (rys. 2.160a). Filtr składa się z rezonatorów połączonych drabinkowo, tak jak to przedstawiono



Rys. 2.160. Budowa wewnętrzna, charakterystyki i obudowy filtrów piezoceramicznych

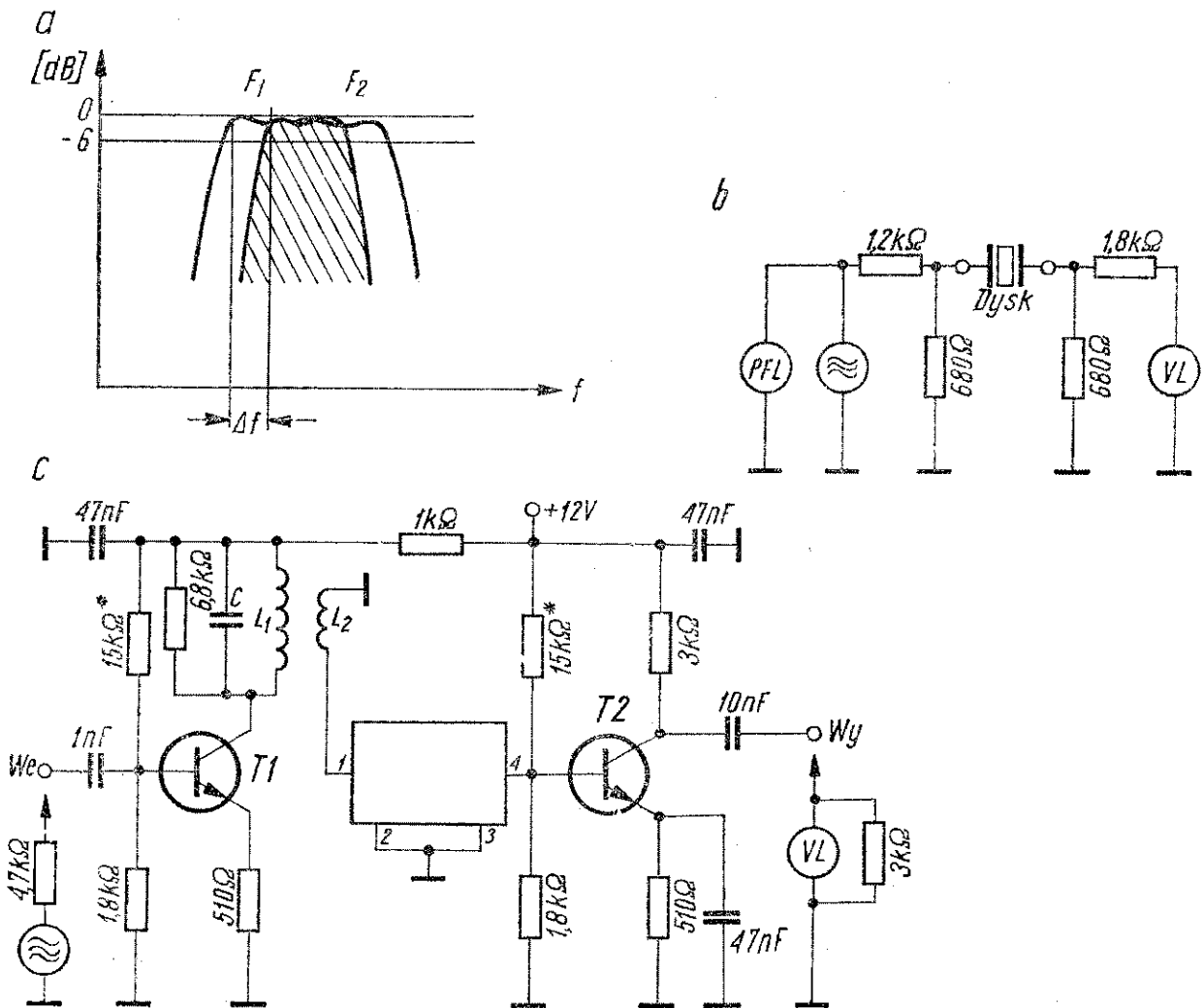
na rys. 2.160b. Rezonatory włączone szeregowo zachowują się tak jak obwody rezonansu szeregowego (I), natomiast rezonatory włączone poprzecznie — tak jak obwody rezonansu równoległego (II). Charakterystyki tych rezonatorów względem częstotliwości 468 kHz przedstawiono na rys. 2.160c. Dla tej częstotliwości produkowane są radzieckie filtry piezoceramiczne PF1P-1 i PF1P-2, do których odnosi się schemat z rys. 2.160b i rysunek obudowy z rys. 2.160e. Dzięki takiej konstrukcji omawiane filtry zapewniają tłumienie dla sąsiedniego kanału AM (dla odstrojenia o 9 kHz) wynoszące około 40 dB, co w przypadku filtrów LC dałoby się osiągnąć dopiero przy 5—6 obwodach rezonansowych o dużej dobroci. Zalecany fabrycznie układ dopasowania omawianych filtrów przedstawiono na rys. 2.160d.

W Polsce filtry piezoceramiczne produkują Zakłady Ceramiki Radiowej CERAD. Częstotliwość środkowa tych filtrów wynosi 465 ± 2 kHz. Filtry przeznaczone do pracy w układach p.cz. odbiorników radiofonicznych są produkowane w obudowach przedstawionych na rys. 2.160f i oznaczane FCD-465-7-36. Oznaczenie to zawiera: wartość częstotliwości środkowej, szerokość pasma przenoszenia na poziomie -6 dB równą 7 ± 1 kHz oraz tłumienność skuteczną w pasmie zaporowym wynoszącą minimum 36 dB. Tłumienie w pasmie przenoszenia wynosi maximum 5 dB, a nierównomierność tego tłumienia wynosi maximum 2 dB. Rezystancja dopasowania wejścia i wyjścia wynosi $4,5 \text{ k}\Omega \pm 15\%$. Przebieg charakterystyki tłumienia w funkcji częstotliwości dla tego filtru przedstawiono na rys. 2.160h.

Filtry piezoceramiczne produkowane do odbiorników radiokomunikacyjnych są produkowane w obudowach przedstawionych na rys. 2.160g i noszą oznaczenia FCD-465-4/do 40/-60. Tłumienność tych filtrów w pasmie zaporowym wynosi minimum 60 dB, a szerokość pasma przenoszenia wynosi — w zależności od typu (typów tych jest 9) od 4 kHz do 40 kHz. dla poziomu -6 dB. Parametry techniczne tych filtrów zebrano w tablicy 2.9, a charakterystykę filtru FCD-465-4-60 przedstawiono na rys. 2.160i. Filtr ten można bez żadnych przeróbek zastosować do formowania sygnału SSB, jednakże pasmo modulacyjne powinno być ograniczone do 3 kHz. Użycie innych filtrów piezoceramicznych do urządzeń SSB jest możliwe po specjalnych za-

Nazwa parametru	Jednostka miary	Typ filtra									
		FCD-465 4-60	FCD-465 6-60	FCD-465 8-60	FCD-465 10-60	FCD-465 12-60	FCD-465 16-60	FCD-465 20-60	FCD-465 30-60	FCD-465 40-60	
Częstotliwość środkowa	[kHz]	465 ± 2									
Szerokość pasma przenoszenia:											
przy 6 dB min.	[kHz]	4	6	8	10	12	16	20	30	40	
przy 60 dB max	[kHz]	8	11	15	16	18	26	32	45	55	
Tłumienność skuteczna w pasmie przenoszenia max	[dB]	7	7	5	5	5	5	5	5	5	
Rezystancja dopasowania wejściowa i wyjściowa	[kΩ]	4 ± 0,5				3,5 ± 0,5		2 ± 0,5	1,8 ± 0,3	1,5 ± 0,3	
Tłumienność skuteczna w pasmie zaporowym min.	[dB]	60									
Nierównomierność tłumienności w pasmie przenoszenia max	[dB]	3									
Stabilność częstotliwości:											
— czasowa											
— temperaturowa w zakresie temperatur (-40 ÷ +85 °C)	%	0,3					0,6				
Kategoria klimatyczna		555/40/085/21/									
Wytrzymałość mechaniczna		Fa 1-6 : E-4									

biegach, zmierzających do zwiężenia pasma przenoszenia i powiększenia tłumienia poza pasmem. Najprostszym zabiegiem jest połączenie szeregowe dwóch filtrów, jeśli to możliwe o częstotliwościach środkowych przesuniętych względem siebie. Uzyska się w ten sposób dwukrotne powiększenie tłumienia poza pasmem przy dwukrotnym tłumieniu w pasmie przenoszenia. Szerokość pasma przenoszenia ulegnie zmniejszeniu o wartość różnicy częstotliwości środkowych obu filtrów. Przedstawiono to graficznie na rys. 2.161a. Nałożone na siebie charakterystyki obu filtrów (F_1



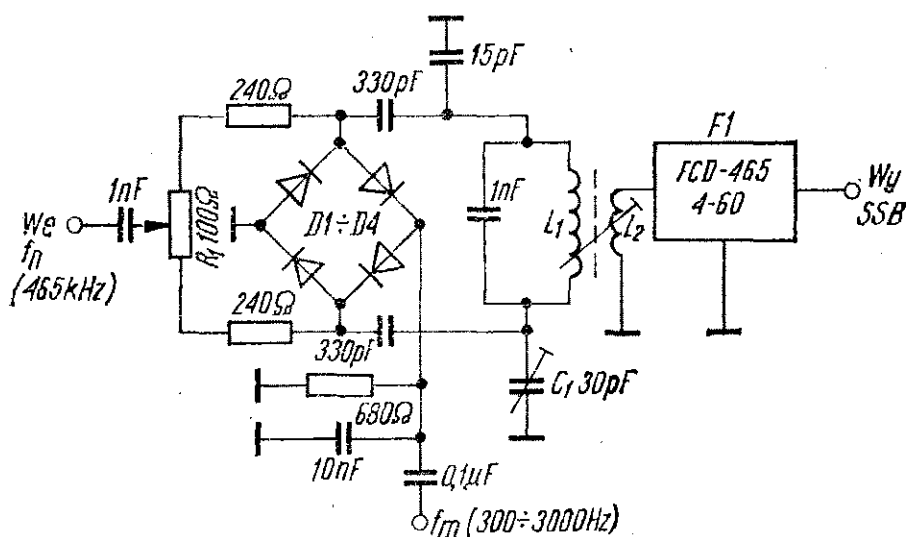
Rys. 2.161. Przeszczepianie filtrów piezoceramicznych, układy pomiarowe, charakterystyka wypadkowa

i F_2), przesunięte względem siebie o Δf , dają wypadkową charakterystykę przenoszenia zakreskowaną na rysunku. Dysponując większą liczbą filtrów można wybrać różniące się maksymalnie. Przyjęta przez wytwórnictwo tolerancja ± 1 kHz daje teoretyczną

możliwość dobrania filtrów różniących się między sobą przebiegiem charakterystyki przenoszenia o 2 kHz. Praktycznie jednak spotyka się mniejsze różnice częstotliwości, a i wybór z większej liczby filtrów praktycznie nie wchodzi w rachubę, toteż przesunięcie częstotliwości środkowej jednego filtru trzeba wykonać samemu. Opisana dalej metoda przestrajania odnosi się do radzieckich filtrów PF1P-2 i została opisana przez UW6BB w „Radio” nr 9/72. Autor metody z dwóch filtrów o pasmie przenoszenia powyżej 6,5 kHz uzyskał wypadkową szerokość pasma 2,5 do 3 kHz (w zależności od egzemplarza przestrojonego filtru). Jeden z dwóch filtrów współpracujących w zestawie musi zostać przestrojony w stronę większych częstotliwości. Przed przystąpieniem do przestrajania należy przygotować sobie zestaw pomiarowy składający się z generatora sygnałowego w.cz., obejmującego częstotliwość pracy przestrajanego filtru i z możliwością odstrajania o pojedyncze kHz, woltomierz lampowy (miliwoltomierz) i falomierz, najlepiej cyfrowy. Zestaw, uzupełniony o 4 rezystory, należy połączyć tak, jak to przedstawiono na rys. 2.161b. Pierwszą czynnością jest pomiar charakterystyk obu filtrów i określenie częstotliwości zboczy dla tłumienia 6 dB. Pomiar ten najlepiej przeprowadzić przy filtrze włączonym do układu, w którym filtr będzie pracował, na przykład o schemacie przedstawionym na rys. 2.161c. Wybrany do przestrojenia filtr należy delikatnie otworzyć i wyjąć ceramiczne dyski (rezonatory) w taki sposób, aby nie pomylić ich kolejności. Teraz każdy dysk należy zmierzyć w układzie z rys. 2.161b (mierzy się tu jego częstotliwość rezonansu szeregowego, zależną od wymiarów geometrycznych), a następnie przestroić przez pocieranie krawędzi papierem ściernym o częstotliwość, o jaką ma być przesunięty cały filtr. Samo przestrajanie jest najbardziej delikatną operacją, od której zależy efekt końcowy pracy. Każdy dysk musi być przestrojony o jednakową wartość częstotliwości, a nie na jednakową częstotliwość. Po zakończeniu przestrajania należy dokładnie przemyć wszystkie rezonatory w rozpuszczalniku i umieścić na swoich miejscach w obudowie. Ostatnią czynnością jest sprawdzenie wypadkowej charakterystyki szeregowo połączonych filtrów w układzie z rys. 2.161c. Przy starannym przestrajaniu nie powinno być żadnych niespodzianek. Tłumienie w pasmie przenoszenia takiego

zestawu 2 filtrów wynosi około 11 dB, współczynnik kształtu 1 : 1,9 (1 : 2), a tłumienie poza pasmem około 45 dB.

Schemat włączenia w układ filtru piezoceramicznego nie różni się zasadniczo od schematu wykorzystania filtru kwarcowego. Impedancje zamykające filtr piezoceramiczny powinny być jednak większe. Przykład wykorzystania filtru FCD-465-4-60 w torze formowania nadajnika SSB przedstawiono na rys. 2.162. Filtr

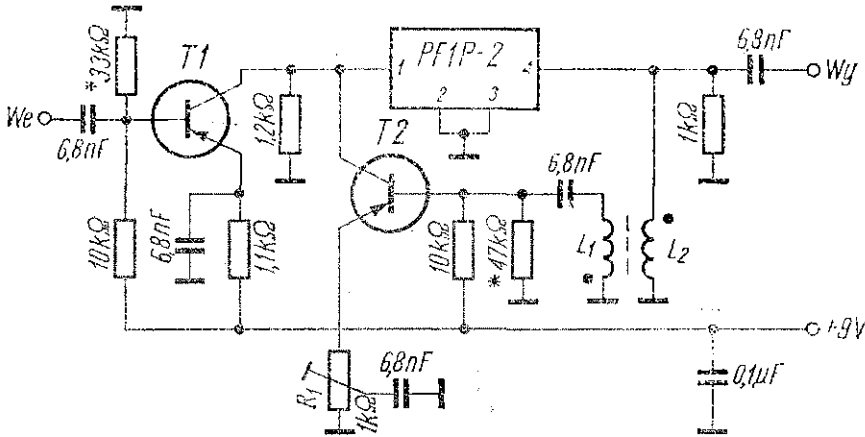


Rys. 2.162. Schemat wykorzystania filtru piezoceramicznego FCD-465-4-60 w torze formowania sygnału nadajnika SSB

jest poprzedzony przez diodowy modulator zrównoważony, do którego doprowadzono sygnał fali nośnej o częstotliwości około 465 kHz i sygnał modulujący zawarty w granicach 300 ... 3000 Hz. Szczególnie ważne jest ograniczenie większych częstotliwości pasma modulującego do 3 kHz ze względu na nieco większą szerokość pasma przenoszenia filtru. Cewka L_1 z kondensatorem 1 nF tworzy obwód na częstotliwość pracy układu, a cewka sprzęgająca L_2 powinna mieć około trzykrotnie mniejszą liczbę zwojów niż L_1 .

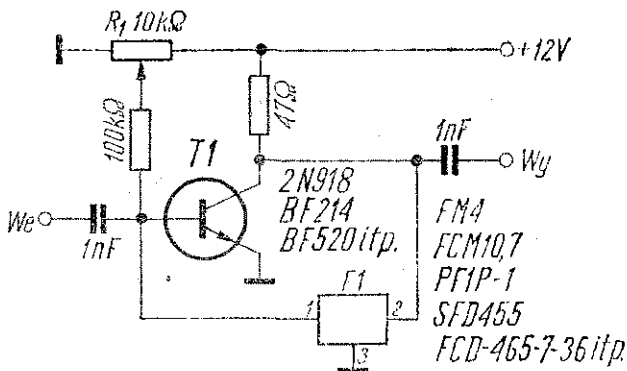
Inny sposób przystosowania typowego filtru piezoceramicznego PF1P-2 do pracy we wzбудnicy SSB opisał SP5GBK w „Radioamatorze i krótkofalowcu” nr 9/72. Użył on do współpracy z filtrem mnożnika dobroci, stosowanego w swoim czasie w niektórych odbiornikach do odtłumiania obwodów wejściowych. Na rysunku 2.163 przedstawiono fragment wzбудnicy z nie przereobionym filtrem PF1P-2. Tranzystor T1 jest wzmacniaczem DSB

(po modulatorze zrównoważonym). Pomędzy kolektor tego tranzystora a wyjście włączony jest filtr. Równocześnie filtr znajduje się w obwodzie dodatniego sprzężenia zwrotnego niedowzбудzzonego generatora w.c.z., pracującego na tranzystorze T2. Jest to właśnie wspomniany mnożnik dobroci. Wzmocnienie tego stopnia,



Rys. 2.163. Schemat tranzystorowego mnożnika dobroci poprawiającego stromość zboczy i selektywność filtra piezoceramicznego PF1P-2

a więc także poziom od tłumienia filtra zależy od położenia suwaka potencjometru nastawnego R_1 . W górnym położeniu suwaka wzmocnienie jest największe i mogą wystąpić oscylacje. Podczas uruchamiania należy suwak R_1 ustawić możliwie blisko punktu wzbudzenia mnożnika dobroci, jednak w takim miejscu, gdzie układ będzie pracował jeszcze stabilnie. Uzyskana w ten sposób stromość zboczy charakterystyki przenoszenia filtra zapewnia prawidłowe uformowanie sygnału od strony mniejszych częstotliwości, natomiast zbyt jeszcze szerokie pasmo przepuszcza-



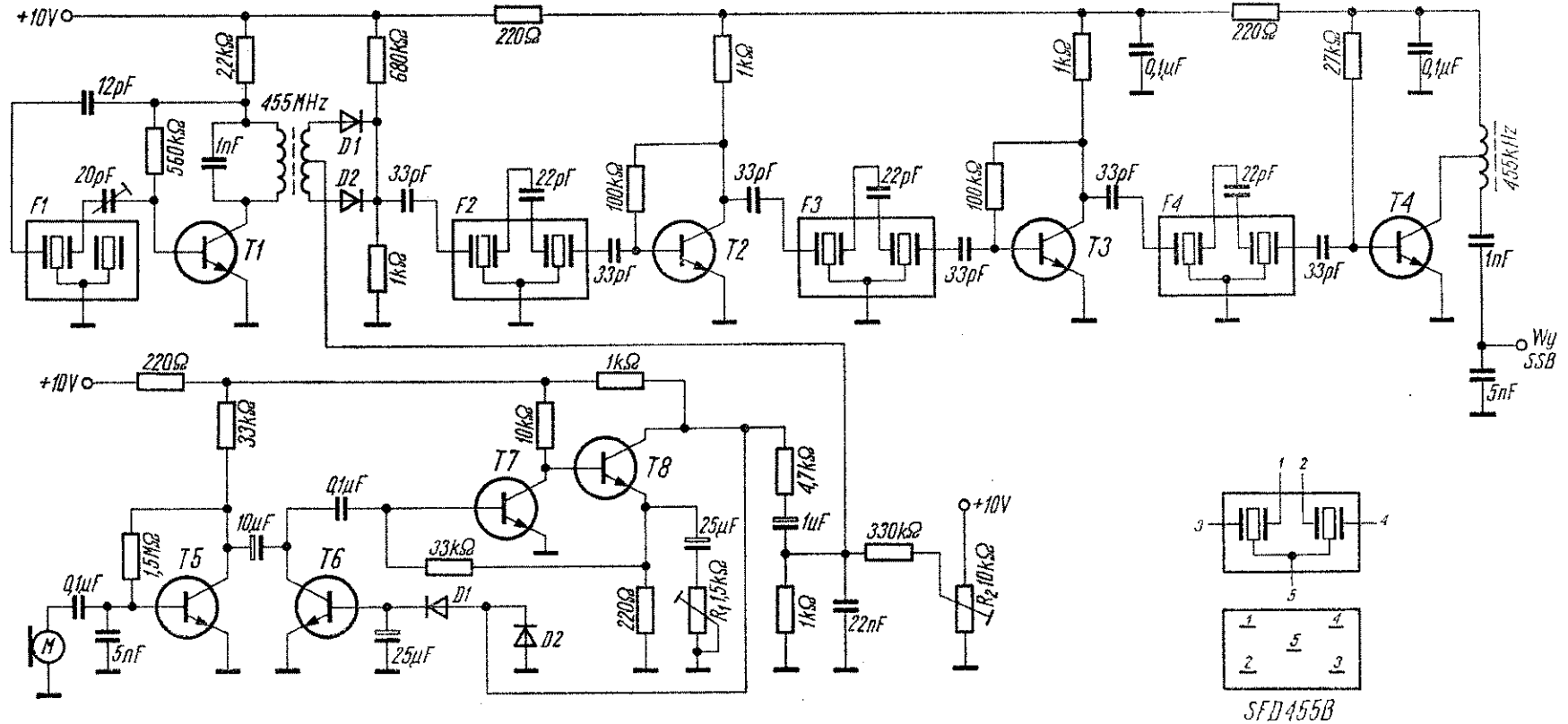
Rys. 2.164
Wąskopasmowy stopień
z filtrem
piezoceramicznym

ne wymaga silnego stłumienia częstotliwości powyżej 3000 Hz w sygnale modulacyjnym.

Filtr piezoceramiczny można włączyć w gałąź ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza, uzyskując w ten sposób wzmacniacz selektywny o pasmie przepuszczania znacznie mniejszym niż to zapewnia sam filtr. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 2.164. Połączenie wyjścia wzmacniacza z wejściem przez filtr powoduje wystąpienie ujemnego sprzężenia zwrotnego dla wszystkich częstotliwości, z wyjątkiem częstotliwości rezonansu równoległego rezonatorów. Sprzężenie to bardzo ogranicza wzmocnienie stopnia. Natomiast dla wąskiego pasma w pobliżu częstotliwości rezonansu równoległego rezonatorów, sprzężenie zwrotne jest najmniejsze i wzmocnienie stopnia największe, zależne od ustawienia potencjometru R_1 , skąd pobierane jest napięcie polaryzacji bazy tranzystora. W rezultacie na częstotliwości 10,7 MHz, przy użyciu filtra FM4 o pasmie przepustowym 235 kHz (na poziomie -3 dB) uzyskuje się w opisanym układzie pasmo około 10 kHz. Przy mniejszych częstotliwościach, na przykład 455 lub 465 kHz, uzyskuje się pasmo około 500 do 1000 Hz, co można doskonale wykorzystać przy odbiorze telegrafii.

Na zakończenie przedstawiono schemat wzbudnicy z filtrami SFD455B (rys. 2.165 — opis. DK7JD w „CQ DL” nr 9/76). Filtry te składają się z dwóch rezonatorów sprzęgniętych zewnętrzną pojemnością. Dzięki małym kondensatorom sprzęgającym w całym torze uzyskano szerokość pasma wynoszącą około 2 kHz, jednak ze znacznym tłumieniem w pasmie przenoszenia, co spowodowało, że po każdym filtrze następuje stopień wzmocnienia. Doświadczenie wykazało, że trzy filtry w torze dają dobre tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej. Identycznego filtra użyto w generatorze fali nośnej, gdzie pracuje tylko jeden rezonator. Częstotliwość generacji może być zmieniana w niewielkich granicach trymerem 20 pF przy rezonatorze.

Wzmacniacz mikrofonowy jest wyposażony w układ automatycznej regulacji wzmocnienia, podobny do stosowanych w magnetofonach kasetowych. Maksymalne napięcie wyjściowe małej częstotliwości wynosi 1 V. Napięcie to można regulować potencjometrem nastawnym R_1 . Potencjometrem R_2 ustawia się maksymalne tłumienie fali nośnej w modulatorze. W całym układzie



Rys. 2.165. Układ formowania sygnału SSB z filtrami piezoceramicznymi SFD455B

można zastosować tranzystary BC 107 o współczynniku wzmocnienia prądowego wynoszącym około 100, jedynie w pierwszym stopniu wzmocnienia m.cz. (T5) lepiej użyć tranzystora niskoszumnego, np. BC 413. Przy współczynniku wzmocnienia prądowego innym niż 100 należy odpowiednio zmienić wartości rezystorów polaryzujących bazy tranzystorów.

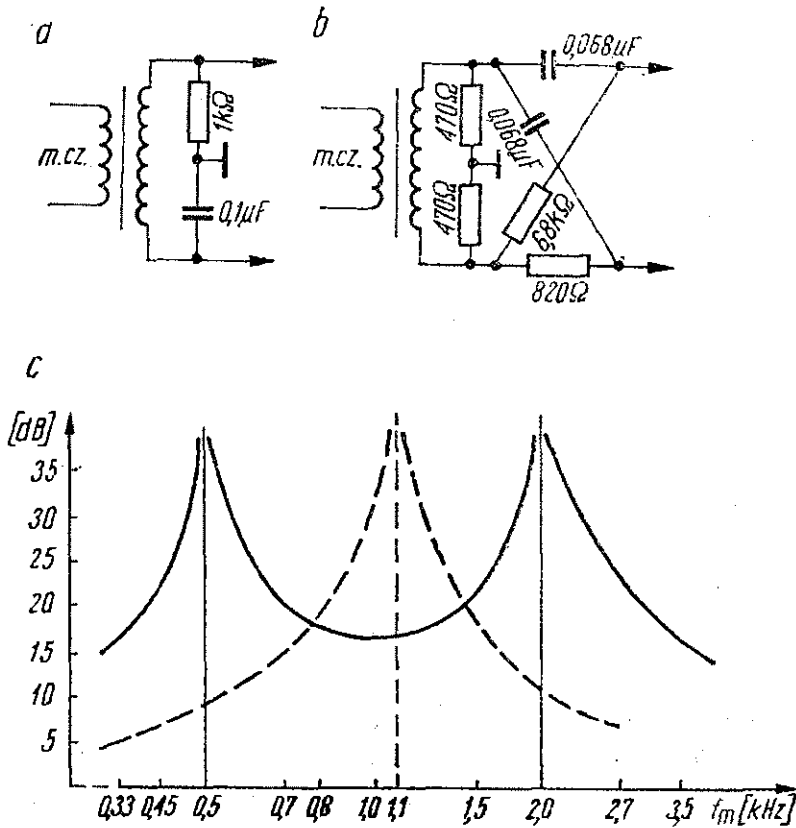
Opisany układ był eksploatowany w nadajniku SSB na pasmo 3,5 MHz z pojedynczą przemianą częstotliwości, gdzie uzyskano dobre rezultaty. Sygnał nie różnił się zasadniczo od sygnału nadajnika z filtrem kwarcowym. Opisaną wzбудnicę można połączyć w jedną całość z odbiornikiem o pośredniej częstotliwości, takiej samej jak częstotliwość formowania sygnału, wykorzystać generator fali nośnej jako BFO odbiornika, a heterodynę odbiornika wykorzystać w torze nadawczym, uzyskując w rezultacie transceiver do pracy terenowej (np. podczas urlopu).

2.2.5. Układy formowania sygnału metodą fazową

Wykonanie wzбудnicy fazowej jest łatwiejsze dla początkującego krótkofalowca i tańsze niż wykonanie wzbudnicy filtrowej. Uzyskiwane rezultaty są co prawda w najprostszych układach fazowych gorsze, lecz nie są tak złe, aby trzeba było ich się wstydić. W dobie coraz bardziej powszechnego stosowania transceiverów do pracy w eterze niedogodnością wzbudnic fazowych jest niemożność wykorzystania układu formowania sygnału także przy odbiorze, co może mieć miejsce w przypadku wzbudnic filtrowych.

Fazowa wzbudnica SSB składa się z generatora kwarcowego, przesuwnika fazowego w.cz., dwóch modulatorów zrównoważonych, przesuwnika fazowego m.cz. i wzmacniacza modulacyjnego. Dalsze stopnie — to podobnie jak w układach formowania sygnału metodą filtrową: wzmacniacz sygnału SSB, mieszacz nadajnika, VFO itd. Zasada formowania sygnału metodą fazową została już omówiona, podobnie jak i modulatory zrównoważone i generatory kwarcowe. Stopnie wzmocnienia małej i wielkiej częstotliwości będą omówione dalej, tu zaś podano przykład wykonania przesuwników fazowych i dwóch kompletnych wzbudnic fazowych (prostej i znacznie bardziej skomplikowanej).

Zadaniem przesuwnika fazowego małej częstotliwości jest podanie do modulatorów zrównoważonych sygnałów m.cz., przesuniętych w fazie tak, aby następowało znoszenie się składowych jednej wstęgi bocznej sygnału modulującego. Przesunięcie fazy o 90° dla jednej częstotliwości, warunkujące zniesienie się tej



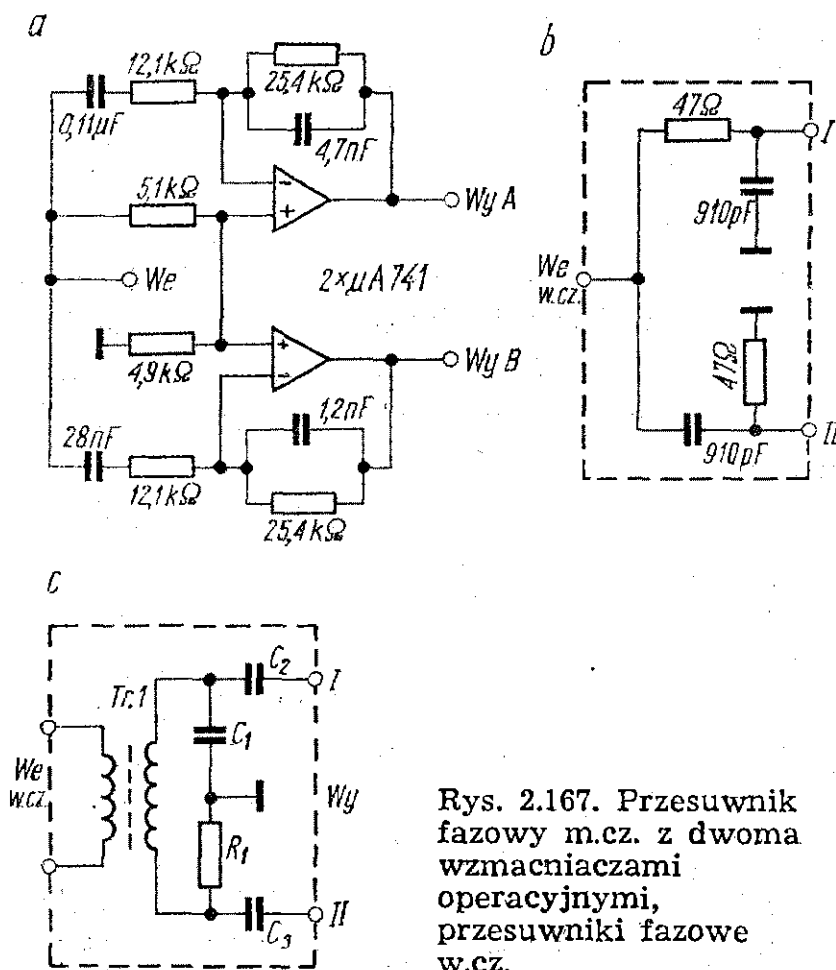
Rys. 2.166. Przesuwniki fazowe m.cz. i ich charakterystyki

częstotliwości i znaczne osłabienie częstotliwości pobliskich, może być łatwo zrealizowane za pomocą prostego przesuwnika fazowego, przedstawionego na rys. 2.166a. Charakterystyka tłumienia częstotliwości zbędnej wstęgi bocznej, jaką zapewnia użycie tego przesuwnika fazowego, jest przedstawiona na rys. 2.166c (linią przerywaną). Przesunięcie fazowe 90° występuje tu dla częstotliwości 1100 Hz, a dla krańców pasma modulacyjnego, przyjętego dla SSB (300 ... 3000 Hz), przesunięcie fazowe ma inny kąt, zapewniając tłumienie tylko rzędu 5 dB. Rozbudowanie przesuwnika fazowego m.cz. o 3 rezystory i 1 kondensator (rys. 2.166b) znacznie poprawia przebieg charakterystyki (linia ciągła na wykresie). Przesunięcie fazowe 90° występuje przy dwóch częstotli-

wościach: 500 Hz i 2 kHz, dzięki czemu minimalne tłumienie drugiej wstęgi bocznej jest większe niż 15 dB, a obszar o większym tłumieniu wewnątrz pasma jest dwukrotnie większy niż w poprzednim przypadku. Układ nie wymaga dobierania elementów za pomocą mostka; wystarczy 5% tolerancja rezystorów i 10% tolerancja kondensatorów. Znacznie lepsze rezultaty daje zastosowanie szerokopasmowego przesuwника fazowego *polyphase*, użytego przez G3TDZ w opisanej dalej wzbudnicy (rys. 2.169a).

Bardzo dobry przesuwnik fazowy m.cz., dający przesunięcie fazowe 90° w zakresie 250 do 2500 Hz, można wykonać na dwóch wzmacniaczach operacyjnych $\mu A 741$, według rys. 2.167 (opis w „Electronic Design” nr 9/70). Tolerancja przesunięcia fazowego wynosi $\pm 1,08^\circ$. Zamiast układów $\mu A 741$ można użyć układów $\mu A 709$ z dodatkowymi elementami kompensacji częstotliwościowej.

Przesuwnik fazowy wielkiej częstotliwości jest znacznie prostszy, ponieważ jego zadaniem jest przesunięcie fazy sygnału w.cz.



Rys. 2.167. Przesuwnik fazowy m.cz. z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi, przesuwniki fazowe w.cz.

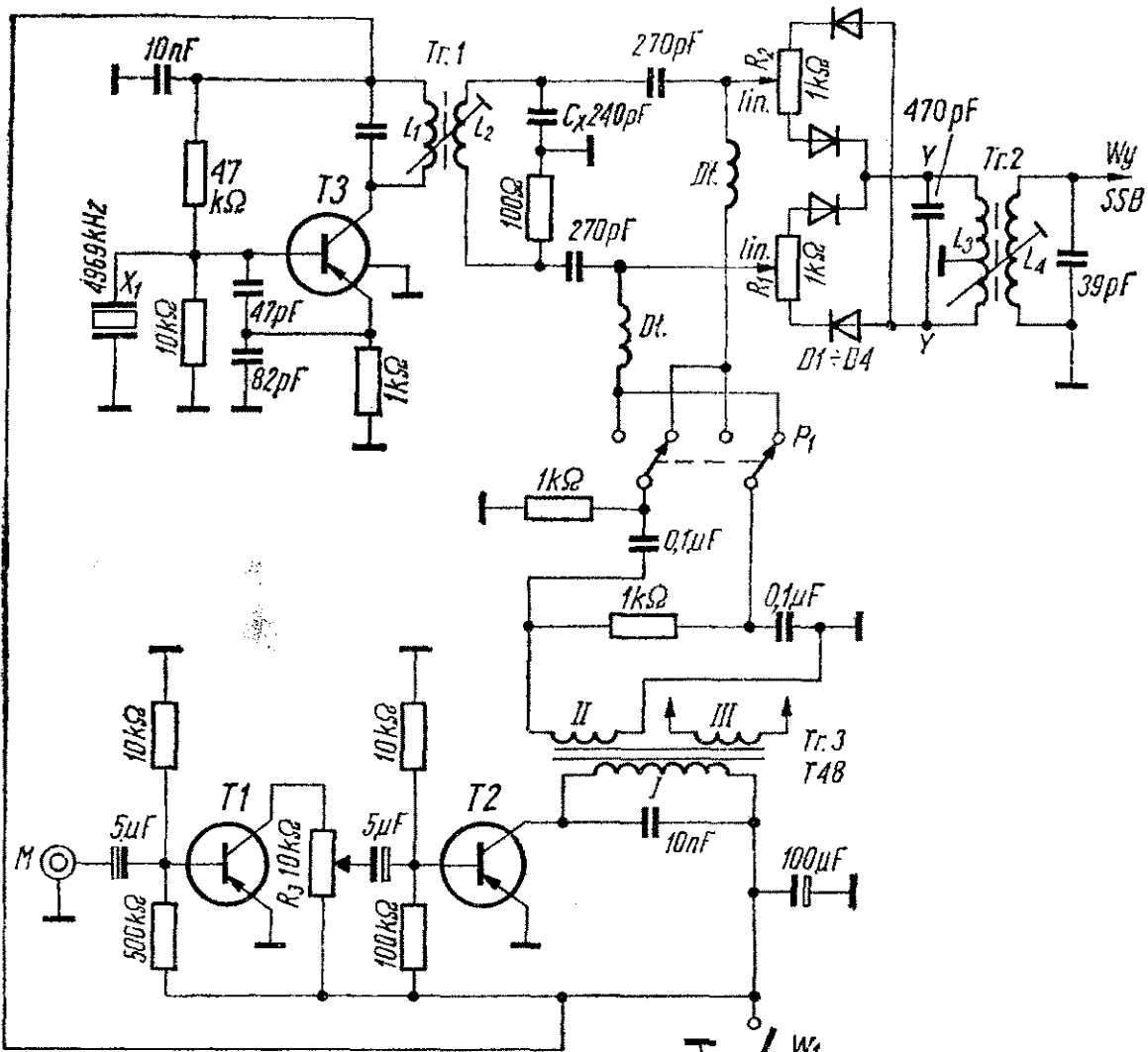
doprowadzonego do dwóch modulatorów tylko dla jednej częstotliwości, dostarczanej z generatora kwarcowego. Schemat przesuwника w.cz., przeznaczonego do sterowania z niesymetrycznego wyjścia generatora przedstawiono na rys. 2.167b. Jest on obliczony dla częstotliwości 3,6 MHz i dla napięcia w.cz. zawartego w granicach 1 do 10 V. Schemat przesuwника w.cz., sterowanego z symetrycznego uzwojenia transformatora w.cz., przedstawiono na rys. 2.167c. Przesunięcie fazowe uzyskuje się dzięki odpowiednio dobranym wartościom R_1 i C_1 ($X_C = R$). Kondensatory C_2 i C_3 (sprzęgające z modulatorami zrównoważonymi) są jednakowe, o pojemności zawartej w granicach 200... 500 pF. Bardzo ważne jest dobre ekranowanie przesuwników fazowych, zwłaszcza przesuwника w.cz., aby sygnał nie przedostał się do modulatora z pominięciem przesuwника.

Bardzo prostą, a jednocześnie dobrą fazową wzbudnicę SSB opracował SP8DBG. Mimo, że była już opisywana, między innymi w „Informatorze krótkofalowca” (1973) warto ją przypomnieć — dla nowego pokolenia krótkofalowców.

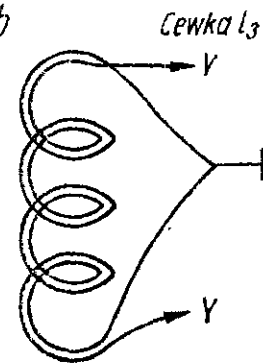
Schemat wzbudnicy, sposób nawinięcia cewki L_3 i blokowy schemat dalszych stopni nadajnika przedstawiono na rys. 2.168. Wzbudnica składa się z generatora kwarcowego pracującego na częstotliwości 4969 kHz, prostych przesuwników fazowych w.cz. i m.cz., modulatora zrównoważonego i dwustopniowego wzmacniacza mikrofonowego, sterowanego wkładką słuchawkową W66, wykorzystywaną jako mikrofon. Przewidziano przełączanie wstępnie przełącznikiem P_1 . We wzbudnicy użyto tranzystorów germanowych, lepiej jednak użyć tranzystorów krzemowych i zmienić polaryzację napięcia zasilania.

Sygnał w.cz. z generatora kwarcowego przechodzi przez przesuwnik fazowy w.cz. i spotyka się na suwakach potencjometrów równoważących R_1 i R_2 z przesuniętym w fazie sygnałem modulacyjnym. Dławiki w.cz. zapobiegają zwieraniu wielkiej częstotliwości przez przesuwnik fazowy m.cz. Potencjometry równoważące modulatora mogą być typu montażowego i powinny być łatwo dostępne, w celu korygowania zrównoważenia lub w celu wytrącenia układu z równowagi przy nadawaniu telegraficznym. W modulatorze zastosowano dwie pary diod germanowych DOG 62 stosowanych w dyskryminatorach FM. Pierwotne uzwojenie wyjścio-

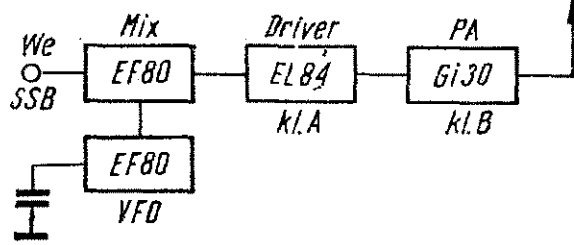
a



b



c



Rys. 2.168. Prosta fazowa wzbudnica SSB opracowana przez krótkofalowca SP8DBG

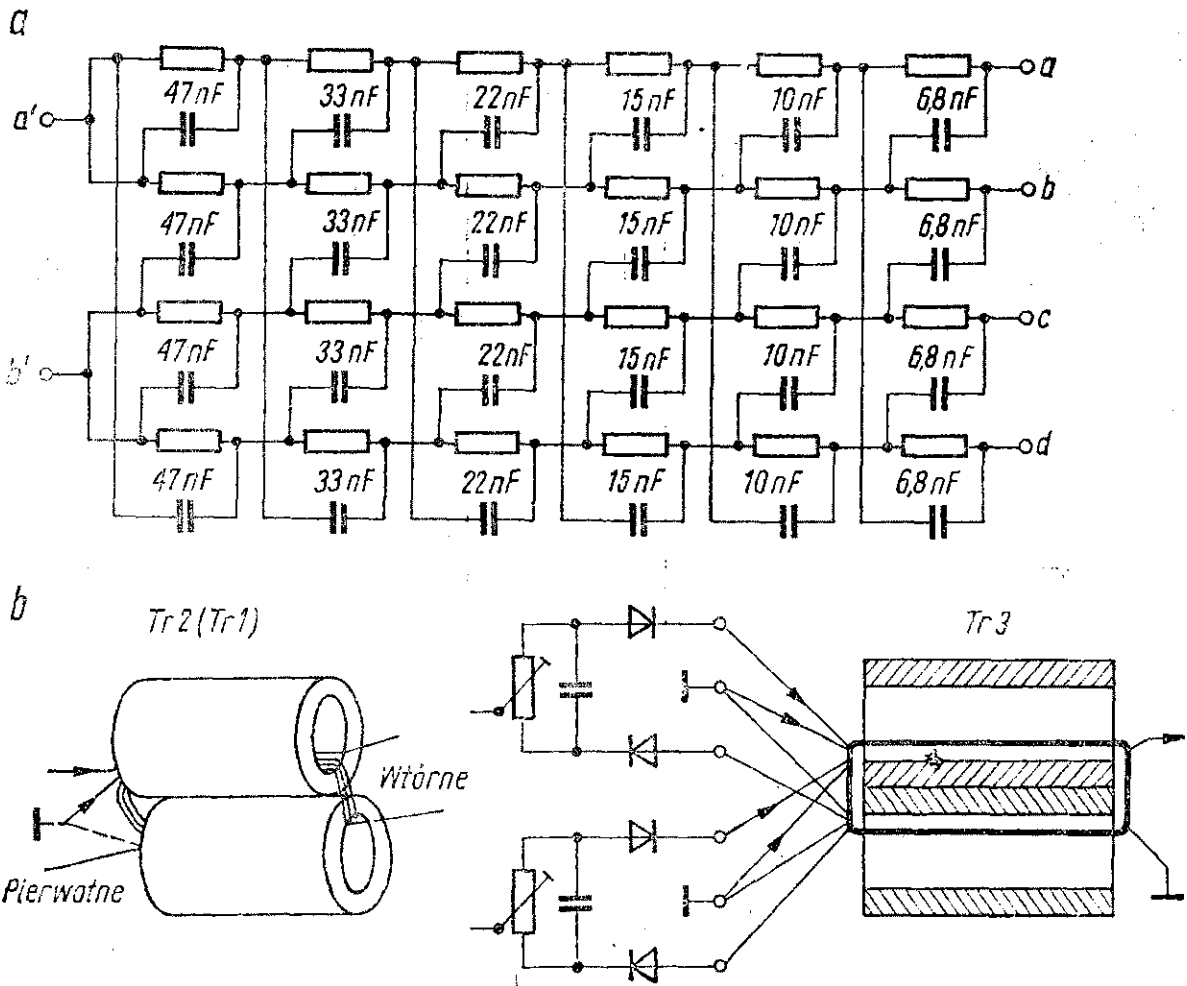
wego transformatora w.cz. Tr2 nawinięte jest bifilarnie i połączone według rys. 2.168b. Cewka ta (L_3) powinna mieć 2×7 zwojów i powinna być nawinięta na L_4 , mającą 40 zwojów. Cewki te, podobnie jak L_1 i L_2 , powinny być nawinięte na korpus o średnicy 7 mm przewodem w emalii ϕ 0,3 mm. L_1 powinna mieć 30 zwojów, a nawinięta na niej L_2 — 12 zwojów. Jako dła-

wiki w.cz. wykorzystano cewki nawinięte koszykowo, pochodzące z obwodów p.cz. starego typu. Wzmacniacz modulacyjny pracuje na dwóch tranzystorach bez stabilizacji termicznej punktu pracy i bez ujemnego sprzężenia zwrotnego, toteż podczas uruchamiania należy starannie dobrać punkty pracy tranzystorów lub zastosować inny wzmacniacz modulacyjny, pozbawiony wspomnianych niedogodności. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się transformator typu T 48 z wykorzystanym jednym uzwojeniem wtórnym. Drugie uzwojenie można na przykład wykorzystać do sterowania VOX-a.

Wzbudnica jest zasilana napięciem 9 V, prąd pobierany nie powinien przekroczyć 10 mA. Napięcie wyjściowe w.cz. wynosi około 0,6 V na obciążeniu 50 k Ω . Wzbudnica może służyć do sterowania nadajnika SSB na wszystkich pasmach, dzięki możliwości przełączania wstęgi bocznej przełącznikiem P_1 . Sygnał wyjściowy wzbudnicy należy mieszać z sygnałem VFO, pracującego na odpowiednich — zależnych od użytej częstotliwości formowania sygnału i żądanych częstotliwości pracy — zakresach częstotliwości i wzmocnić do żądanej mocy wyjściowej. Autor opracowania zastosował lampy w pozostałych stopniach nadajnika, tak jak to przedstawia schemat blokowy z rys. 2.168c.

Rozmieszczenie podzespołów wzbudnicy na płycie montażowej nie jest krytyczne, należy jedynie przestrzegać zasad montażu układów w.cz. Najlepiej zmontować wzbudnicę na płycie z laminatu, choć może być także zmontowana przestrzennie. Wzmacniacz mikrofonowy i mikrofon powinny być ekranowane. Uruchomienie wzbudnicy sprowadza się do zestrojenia na maksimum obwodów z cewkami L_1 i L_3 (przy rozrównoważonych modulatorach), a następnie do starannego zrównoważenia modulatorów — obserwując podczas tych czynności miliwoltomierz lub inny prosty wskaźnik poziomu w.cz., włączony na wyjście wzbudnicy. Po dobraniu punktów pracy tranzystorów wzmacniacza modulacyjnego wzbudnica jest gotowa do pracy.

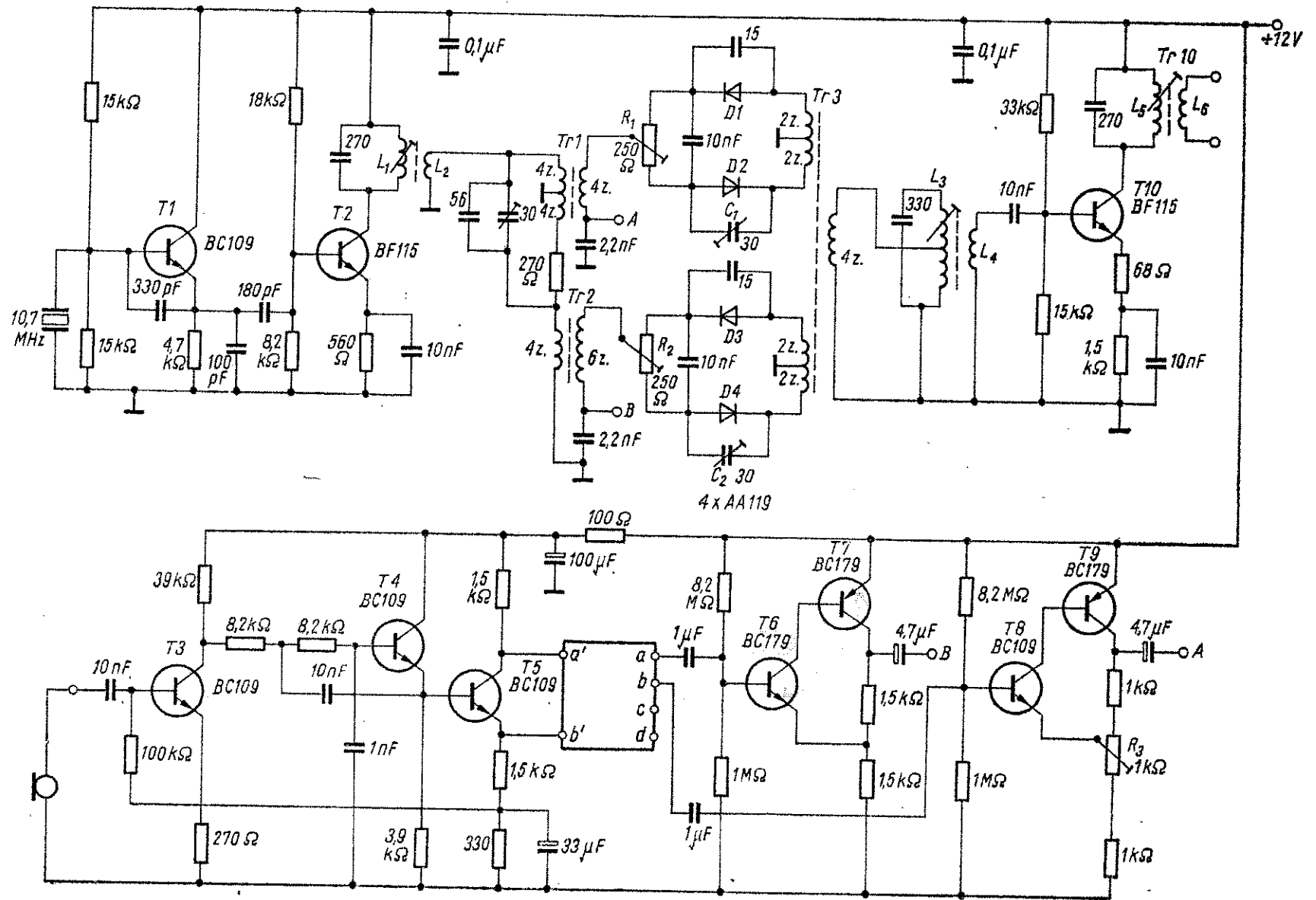
W „Radio Communication” nr 8/76 G3TDZ opisał interesujący układ wzbudnicy polifazowej (*polyphase*). Wykonane w Polsce egzemplarze według tego opisu (między innymi przez znanego konstruktora i popularyzatora układów tranzystorowych SP9AGQ) spełniły oczekiwane wymagania i wykazały powtarzalność para-



Rys. 2.169. Przesuwnik fazowy m.cz. i sposób wykonania transformatorów w.cz. do wzbudnicy „polifazowej” wg projektu G3TDZ

metrów. Zespołem, który w największym stopniu decyduje o jakości sygnału wzbudnicy, jest przesuwnik fazowy małej częstotliwości, którego schemat przedstawiono na rys. 2.169a. Zawiera on 24 rezystory, każdy o rezystancji $10\text{ k}\Omega$ oraz po 4 kondensatory o następujących pojemnościach: $6,8\text{ nF}$, 10 nF , 15 nF , 22 nF , 33 nF i 47 nF . Tolerancja wszystkich podzespołów przesuwnika powinna wynosić 5% . Do wejścia przesuwnika (a' , b') doprowadza się sygnał akustyczny o przeciwnych fazach, ze źródła o małej impedancji, a na wyjściach przesuwnika występują napięcia przesunięcia w fazie o 90° .

Schemat wzbudnicy przedstawiono na rys. 2.170. Generator kwarcowy pracuje na częstotliwości $10,7\text{ MHz}$ (tranzystor $T1$). Tranzystor $T2$ pracuje jako separator — wzmacniacz z obwodem rezonansowym w kolektorze. Do cewki sprzęgającej tego obwodu dołączone są dwa transformatory w.cz., nawinięte na rdzenie fer-



Rys. 2.170. Schemat „polifazowej” wzбудnicy opracowanej przez G3TDZ

rytowe dwuotworowe (*Tr1* i *Tr2*). Zamiast rdzeni dwuotworowych można użyć rurek ferrytowych, tak jak to przedstawiono na rys. 2.169b. Transformator *Tr1* ma uzwojenie pierwotne składające się z dwóch połówek po 4 zwoje i uzwojenie wtórne, także zawierające 4 zwoje. Transformator *Tr2* ma 4 zwoje i 6 zwojów, natomiast transformator *Tr3* ma 3 uzwojenia, dwa 2×2 zwoje i jedno uzwojenie 4 zwoje. Przesuwnik fazowy w.cz. stanowią elementy *RC* włączone w obwód pierwotnych uzwojeń transformatorów *Tr1* i *Tr2*. Napięcia w.cz., przesunięte w fazie o 90° są podawane z wtórnych uzwojeń tych transformatorów na potencjometry nastawne modulatorów zrównoważonych. Uzwojenie wtórne *Tr2* ma większą liczbę zwojów niż *Tr1*, aby skompensować tłumienie wniesione przez przesuwnik fazowy. Modulatory zrównoważone zawierają po dwie dobrane diody o dużej prędkości przełączania. Ta właściwość diod jest tu nawet ważniejsza niż zgodność charakterystyk diod. Stosując diody krzemowe (np. BAY 55) należy pamiętać, że potrzebują one około dwukrotnie większego napięcia w.cz. niż diody germanowe. Zrównoważenie modulatorów przeprowadza się za pomocą potencjometrów nastawnych i trymerów 30 pF włączonych równolegle do diod *D2* i *D4*, służących do regulacji symetrii pojemnościowej modulatorów. Po połączeniu punktów *A* i *B* modulatora z tak samo oznaczonymi punktami na wyjściu toru m.cz. uzyskuje się górną wstęgę boczną; po połączeniu odwrotnym (*A* z *B*) uzyskuje się dolną wstęgę. Zmodulowane sygnały sumują się w transformatorze *Tr3*, skąd sygnał przechodzi do rezonansowego wzmacniacza w.cz. na tranzystorze *T10*.

Tor małej częstotliwości zawiera trzystopniowy wzmacniacz mikrofonowy na tranzystorach *T3*, *T4* i *T5*. Jego charakterystyka częstotliwościowa jest dobrana tak, aby miało miejsce mniejsze wzmocnienie dla najmniejszych częstotliwości i obcinanie częstotliwości powyżej 3000 Hz. Tranzystor *T5* jest inwerterem sterującym omówiony wcześniej przesuwnik fazowy m.cz. Komplementarne wtórniki na tranzystorach *T6* i *T7* oraz *T8* i *T9* stanowią obciążenie przesuwника fazowego, jako transformatory impedancji. Potencjometr nastawny *R₃* służy do wyrównania amplitud na wyjściach *A* i *B*.

Cewka L_1 ma 16 zwojów, a cewka L_2 — 4 zwoje na korpusie Φ 7,5 mm z rdzeniem. Cewka L_3 ma 10 zwojów z odczepem po 3 zwoje od dołu, cewka L_4 — 3 zwoje, L_5 — 8 zwojów, a L_6 — 2,5 zwoja, także na korpusach Φ 7,5 mm. Wszystkie cewki i transformatory w.cz. należy nawinąć przewodem Φ 0,3 w emalii.

Strojenie wzbudnicy można przeprowadzić za pomocą generatora akustycznego i oscyloskopu, na którym można jeszcze oglądać przebieg o częstotliwości formowania sygnału wzbudnicy. Z dołączonego do wejścia mikrofonowego generatora akustycznego podaje się napięcie około 3 mV o częstotliwości 1 kHz. Na wyjściach A i B powinny pojawić się wówczas niezniekształcone napięcia około 400 mV. Potencjometrem nastawnym R_3 należy wyrównać amplitudy tych napięć. Następnie oscyloskop dołącza się do wyjścia wzbudnicy i bez obecności sygnału modulującego dostraja się wszystkie obwody na maksimum sygnału fali nośnej (przy rozrównoważonych modulatorach). Można teraz przeprowadzić równoważenie modulatorów za pomocą potencjometrów nastawnych i trymerów, dążąc do minimum napięcia na wyjściu wzbudnicy. Należy następnie przełączyć generator m.cz. na wejście A modulatora zrównoważonego i po podaniu sygnału 1 kHz 200 mV na wyjściu wzbudnicy powinniśmy zaobserwować sygnał DSB (częstotliwość podstawy czasu powinna być dostosowana do sygnału modulującego). Trymerem C_1 należy sprowadzić ten przebieg do postaci najbardziej czystej, o najwyraźniej zaznaczonym przejściu przez zero. Po przełączeniu generatora na wejście B modulatora powtarzamy tę operację trymerem C_2 .

Można teraz połączyć wejścia modulatorów z wyjściami toru m.cz. i po podaniu sygnału 1 kHz 3 mV na wejście mikrofonowe jeszcze raz skorygować ustawienie trymerów, dążąc do otrzymania czystego przebiegu jednowstęgowego na wyjściu, który pojawi się na oscyloskopie jako pojedynczy sinusoidalny przebieg o częstotliwości 10,7 MHz, z minimalnymi śladami modulacji amplitudy¹⁾. Na tym etapie strojenia może okazać się konieczna korekta ustawienia potencjometru R_3 . Po odłączeniu generatora od wejścia mikrofonowego i po zwarceniu tego wejścia do masy napięcie na wyjściu wzbudnicy powinno spadać do zera. Ewen-

¹⁾ Przebieg strojenia podano częściowo opierając się na opisie wykonania omawianej wzbudnicy, opublikowanym przez SP9AGQ i SP9-3480 w „Biuletynie PZK” nr 11/1977.

tualne resztki fali nośnej można usunąć, korygując w minimalnych granicach położenie suwaków potencjometrów R_1 i R_2 .

Napięcie zasilania dla wzbudnicy (+12 V względem masy) powinno być dobrze stabilizowane i wyfiltrowane.

2.3. Stopnie m.cz. w nadajnikach

Przy nadawaniu sygnałów fonicznych, a także sygnałów powolnej telewizji amatorskiej (SSTV) w nadajniku musi istnieć tor wzmocnienia małej częstotliwości, w którym odbywa się wzmacnianie słabych sygnałów z mikrofonu, urządzenia rejestrującego lub kamery — w przypadku SSTV — do poziomu wymaganego przez modulator. Prawie zawsze odbywa się równocześnie kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej lub dynamiki (często równocześnie jednego i drugiego), odpowiednio do wymagań stawianych przez różne emisje i różne układy modulatorów. Poza spełnieniem określonych wymagań odnośnie pasma i dynamiki, od toru małej częstotliwości wymaga się określonego wzmocnienia przy możliwie najmniejszych zniekształceniach nieliniowych i szumach. Wymagania te są mniejsze w przypadku prostych i tanich urządzeń dla początkujących, a znacznie większe w przypadku wyczynowych urządzeń stacjonarnych. Dlatego też w przeglądzie stopni m.cz. w nadajnikach, dokonany w tym rozdziale, znajdują się zarówno schematy stopni i urządzeń bardzo prostych, jak też bardziej rozbudowanych.

Schematy stopni małej częstotliwości, stosowanych w odbiornikach, zebrano w części książki poświęconej układom odbiorczym, ponieważ muszą one spełniać zupełnie różne wymagania. Zatem schematy filtrów m.cz. ograniczających pasmo odbierane, filtrów aktywnych spełniających tę samą rolę, ograniczników zakłóceń oraz słuchawkowych i głośnikowych wzmacniaczy wyjściowych można znaleźć w podrozdziale poświęconym stopniom m.cz. odbiorników. Tu natomiast zebrano schematy jedno-, dwu i trzy-stopniowych wzmacniaczy mikrofonowych bez kształtowania i z kształtowaniem charakterystyki, wzmacniaczy z automatyczną regulacją poziomu wzmocnienia (kompresory dynamiki) oraz wszelkiego rodzaju generatorów akustycznych.

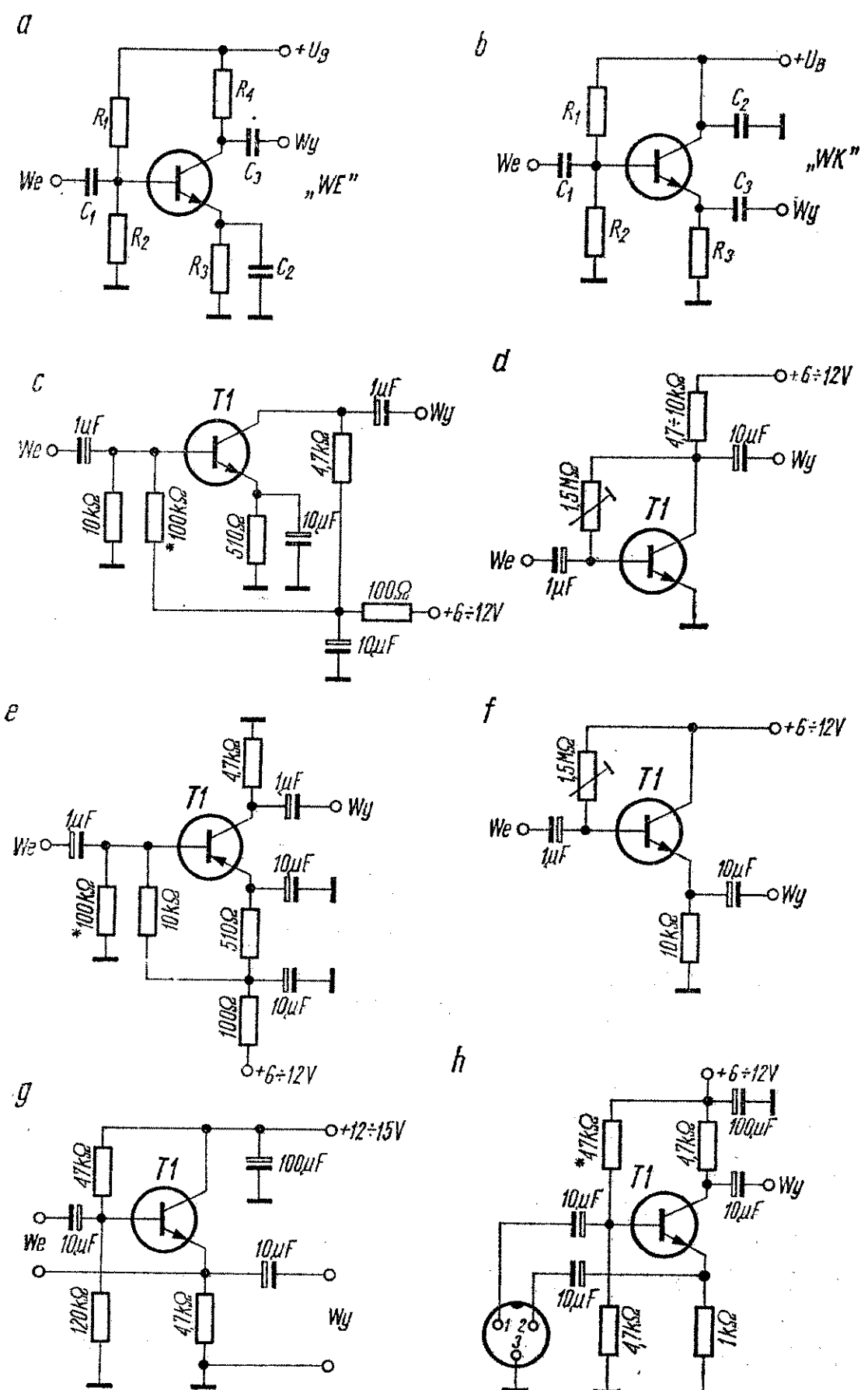
2.3.1. Tranzystorowe wzmacniacze małej częstotliwości

Zebrane tu schematy tranzystorowych stopni małej częstotliwości mogą posłużyć nie tylko do zaprojektowania torów m.cz. w nadajnikach, ale także dla torów odbiorczych (jako wstępne stopnie toru akustycznego). Schematy pojedynczych stopni wzmocnienia m.cz. na tranzystorach bipolarnych zebrano na rys. 2.171. Najczęściej stosowana jest konfiguracja WE, przedstawiona na rys. 2.171a. Sygnał jest doprowadzony do bazy tranzystora za pośrednictwem kondensatora C_1 , dzielnik bazowy R_1R_2 ustala punkt pracy tranzystora, emiter jest uziemiony dla prądu zmiennego kondensatorem C_2 , rezystor R_3 w obwodzie emitera służy do stabilizacji termicznej stopnia, a wzmocniony sygnał jest pobierany z rezystora obciążenia stopnia R_4 za pośrednictwem kondensatora C_3 . Konfiguracja WE charakteryzuje się największym wzmocnieniem mocy (kilkadziesiąt dB), najmniejszą częstotliwością graniczną, średnią impedancją wejściową i wyjściową oraz odwróceniem fazy o 180° .

Konfiguracja WK jest odpowiednikiem wtórnika w technice lampowej, toteż nazywana jest „wtórnikiem emiterowym”. Schemat stopnia w konfiguracji WK przedstawiono na rys. 2.171b. Obwód bazy jest taki sam jak w poprzednim układzie, sygnał natomiast pobiera się z emitera, a kolektor jest uziemiony dla prądu zmiennego. Konfiguracja WK charakteryzuje się największą impedancją wejściową przy najmniejszej impedancji wyjściowej, najmniejszym wzmocnieniem mocy (przy wzmocnieniu napięciowym mniejszym od jedności) i brakiem odwrócenia fazy sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego.

Trzecią konfiguracją tranzystora w układzie jest praca ze wspólną bazą WB, najrzadziej spotykana w stopniach m.cz. Jej głównymi cechami charakterystycznymi są: największa częstotliwość graniczna (co powoduje, że często jest stosowana w stopniach wzmocnienia w.cz. pasm UKF), bardzo mała impedancja wejściowa i największa impedancja wyjściowa. Wzmocnienie prądowe stopnia WB jest mniejsze od jedności.

Na rysunku 2.171c przedstawiono praktyczny schemat stopnia WE na tranzystorze bipolarnym *n-p-n*. Wartości elementów zazwyczaj są wyliczane na podstawie odpowiednich wzorów. Z war-



Rys. 2.171. Schematy jednostopniowych wzmacniaczy małej częstotliwości zbudowanych na tranzystorach bipolarnych

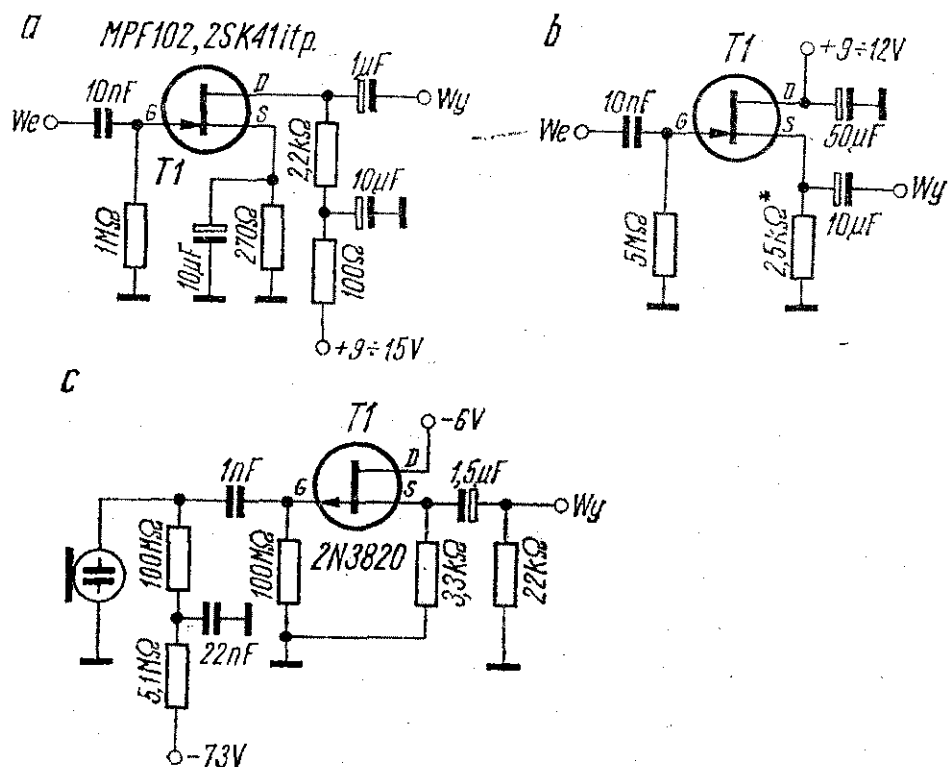
tościami podanymi na schemacie wzmocnienie stopnia (napięciowe) będzie nie mniejsze niż 10 dB i będzie można wykorzystać tu praktycznie każdy tranzystor. W zależności od wartości współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora może zajść konieczność zmiany punktu pracy tranzystora za pomocą zmiany wartości jednego z rezystorów dzielnika bazowego (oznaczonego gwiazdką). Może być to także potrzebne przy krańcowych zmianach napięcia zasilania. Schemat uproszczonego stopnia WE przedstawiono na rys. 2.171d. Brak rezystora emiterowego powoduje wrażliwość na zmiany temperatury otoczenia. Brak także dzielnika bazowego; baza jest polaryzowana przez rezystor nastawny z kolektora, co wprowadza pewne ujemne sprzężenie zwrotne korzystnie wpływające na pracę stopnia. Podczas uruchamiania stopnia należy ustawić potencjometr nastawny w punkcie, gdzie wzmocnienie będzie największe przy niewielkich zniekształceniach. Można także przeprowadzić tę czynność mierząc napięcie na kolektorze tranzystora woltomierzem o dużej rezystancji wewnętrznej. Napięcie to powinno wynosić połowę napięcia zasilania stopnia. Przykład zastosowania tranzystora *p-n-p* w stopniu WE przedstawiono na rys. 2.171e.

Na rysunku 2.171f przedstawiono schemat uproszczonego wtórnika emiterowego. Z tranzystorami krzemowymi można uzyskać bardzo duże rezystancje wejściowe przy prądach emiterowych rzędu mikroamperów. Tranzystory germanowe mniej się tu nadają ze względu na złą stabilizację punktu pracy.

Wzmacniacz z rys. 2.171g daje duże wzmocnienie przy niewielkiej liczbie elementów i dobrej stabilności temperaturowej. Sygnał wejściowy jest podawany bezpośrednio na złącze baza-emiter. Ze względu na małą rezystancję źródła zasilania rezystor 4,7 k Ω , narysowany jak gdyby był rezystorem emiterowym, w rzeczywistości jest dla prądu zmiennego kolektorowym rezystorem obciążenia. Układ pracuje w konfiguracji WE ponieważ emiter tranzystora jest wspólnym punktem wejścia i wyjścia układu. Stopień dobrze współpracuje z mikrofonem dynamicznym. Ostatni schemat z przeglądu pojedynczych stopni wzmocnienia (rys. 2.171h) przedstawia stopień wzmocnienia o małej lub średniej rezystancji wejściowej, zależnej od połączenia we wtyku mikrofonowym. Jeśli punkt 2 wtyku zostanie zwarty do masy,

a mikrofon będzie dołączony do punktu 1, to wzmacniacz będzie pracował w układzie WE. Zwarcie do masy punktu 1 i dołączenie mikrofonu do punktu 2 (i oczywiście także do masy) zmieni konfigurację wzmacniacza na WB. Zmniejszy się wzmacnienie stopnia i jego rezystancja wejściowa. W ten sposób stopień wejściowy wzmacniacza „modulacyjnego” może współpracować z różnymi mikrofonami.

Tranzystory unipolarne (polowe) są coraz częściej stosowane w stopniach wejściowych wzmacniaczy napięciowych ze względu na duże wartości rezystancji wejściowej i małe wartości współczynnika szumów. Podobnie jak lampy elektronowe i tranzystory bi-



Rys. 2.172. Schematy jednostopniowych wzmacniaczy m.cz. pracujących na tranzystorach unipolarnych (polowych)

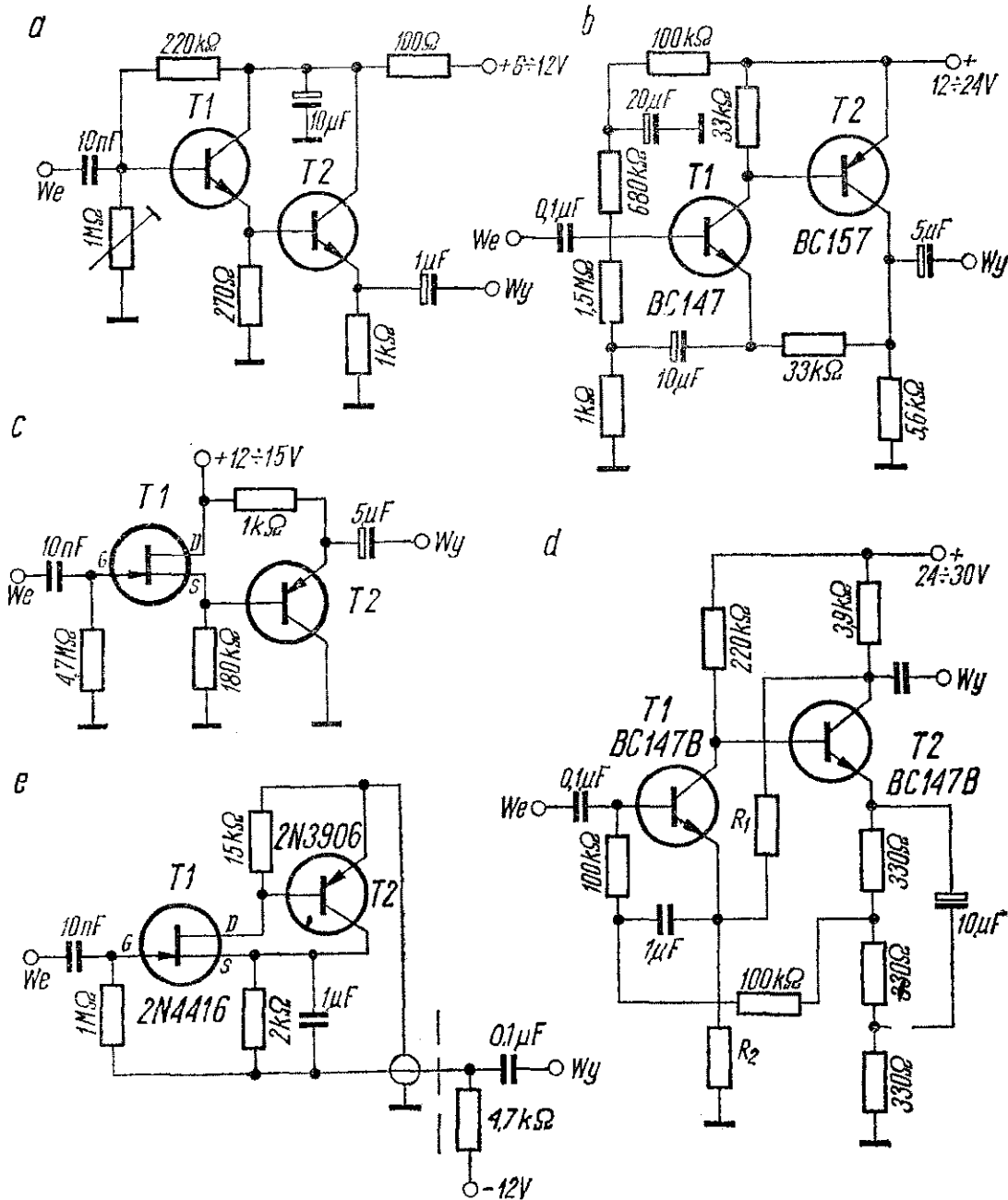
polarne, także i tranzystory unipolarne mogą pracować w trzech konfiguracjach. Najczęściej jednak pracują w układzie ze wspólnym źródłem, co odpowiada konfiguracji WE z tranzystorem bipolarnym i układowi z uziemioną katodą — w technice lampowej. Trzy schematy jednostopniowych wzmacniaczy zbudowanych na tranzystorach polowych zebrano na rys. 2.172. Na rysunku 2.172a przedstawiono schemat stopnia o wspólnym źródle, dającego wzmacnienie powyżej 10 dB. Podobieństwo do układu lampowe-

go o podstawie katodowej jest tu większe niż w przypadku stopnia o konfiguracji WE na tranzystorze bipolarnym, ponieważ bramka tranzystora polowego otrzymuje ujemne przedpięcie, podobnie jak siatka sterująca lampy. Punkt pracy stopnia zależy zatem od wartości rezystancji w źródle tranzystora i od napięcia zasilającego. Następny schemat (rys. 2.172b) przedstawia stopień pracujący ze wspólnym drenem, odpowiadający wtórnikowi. Stopień ten umożliwia uzyskanie jeszcze większej rezystancji wejściowej, np. do współpracy z mikrofonem pojemnościowym. Także i tu dobór punktu pracy przeprowadza się przez zmianę rezystancji w źródle tranzystora. Schemat przedwzmacniacza do mikrofonu pojemnościowego przedstawiono na rys. 2.171c. Dla poprawnej pracy mikrofonu pojemnościowego konieczna jest duża rezystancja wejściowa przedwzmacniacza, rzędu $150\text{ M}\Omega$, dlatego też w stopniu tym zastosowano tranzystor pracujący z prądem około $0,6\text{ mA}$ i duże rezystory na wejściu, w znikomym stopniu obciążające wkładkę mikrofonową.

Galwaniczne łączenie — sprzężenie bezpośrednie — dwóch (a nawet trzech) stopni wzmocnienia m.cz. pozwala na uzyskiwanie dużego wzmocnienia przy niewielkiej liczbie elementów takiego wzmacniacza. Lepsze jest także przenoszenie małych częstotliwości i łatwiejsze wprowadzanie ujemnego sprzężenia zwrotnego niż w przypadku dwóch stopni sprzężonych pośrednio (transformatorowo lub pojemnościowo). Pewną niedogodnością tych układów stanowi komplikacja układu zasilania ze względu na wzajemny wpływ stopni. Stosowane są w praktyce różne kombinacje tranzystorów bipolarnych $p-n-p$ i $n-p-n$ w różnych konfiguracjach, a także kombinacje tranzystorów bipolarnych i unipolarnych. Zabiegi te stosuje się dla uzyskania różnych wartości wzmocnienia mocy oraz różnych rezystancji wejściowych i wyjściowych. Kilka praktycznych układów dwustopniowych wzmacniaczy o sprzężeniu bezpośrednim przedstawiono na rys. 2.173.

Pierwsza dwójka (rys. 2.173a) składa się z dwóch tranzystorów $n-p-n$ połączonych w układzie Darlingtona (WK-WK). Takie połączenie zapewnia dużą rezystancję wejściową i wyjściową, przy wzmocnieniu mocy rzędu 30 dB . Punkt pracy obu stopni ustawia się potencjometrem nastawnym w dzielniku bazy pierwszego stopnia. Na następnym schemacie (rys. 2.173b) przedsta-

wiono dwójkę złożoną z tranzystorów o różnej polaryzacji. Obydwa tranzystory pracują w konfiguracji WE, co zapewnia największe wzmocnienie mocy. Dobra stabilność punktów pracy tranzystorów została uzyskana przez wprowadzenie silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego dla prądu stałego z kolektora tranzystora $T2$ na emiter $T1$. Zastosowano także ujemne sprzężenie zwrotne dla prądu zmiennego. Umożliwiło to uzyskanie zwiększonej rezystancji wejściowej i zmniejszenie rezystancji wyjściowej. Wzmocnienie napięciowe układu wynosi 30 dB, a wzmocnienie



Rys. 2.173. Schematy dwustopniowych wzmacniaczy m.cz. o bezpośrednim sprzężeniu

mocy 60 dB. Maksymalne napięcie wyjściowe osiąga wartość ponad 6 V przy 24 V napięcia zasilania i 4 V przy napięciu zasilania 12 V. Rezystancja wejściowa wynosi 500 k Ω , a rezystancja wyjściowa 260 Ω . Wzmacniacz ma pasmo 25 Hz do 75 kHz, toteż dla celów radiokomunikacyjnych należy zastosować człon kształtujący charakterystykę częstotliwościową pomiędzy wzmacniaczem a modulatorem lub przedwzmacniaczem.

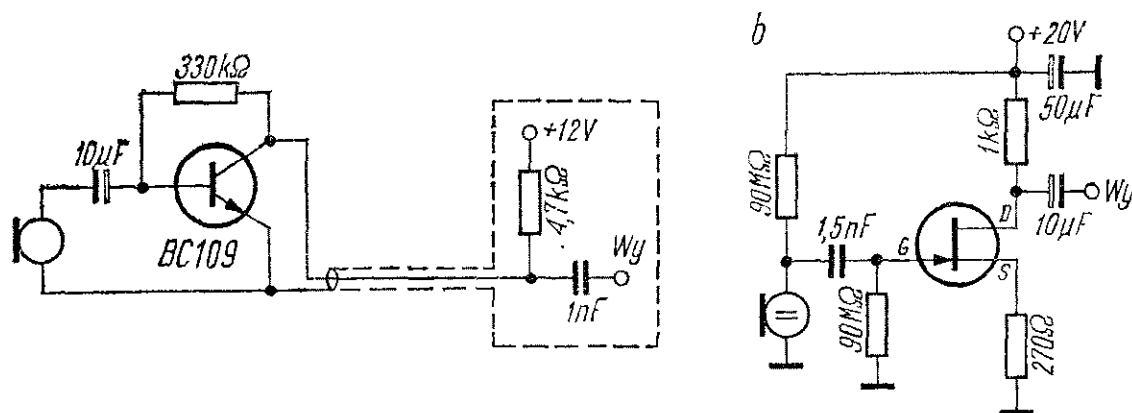
Na rysunku 2.173c przedstawiono dwójkę w układzie Darlingтона, powstałą przez bezpośrednie sprzężenie tranzystora unipolarnego z tranzystorem *p-n-p*. Jest to klasyczny „transformator impedancji”, o jeszcze większej rezystancji wejściowej niż układ z rys. 2.173a.

Na rysunku 2.173d przedstawiono schemat jeszcze jednej dwójki WE-WE pochodzący, podobnie jak schemat z rys. 2.173b, z wydawnictwa aplikacyjnego CEMI „Elementy półprzewodnikowe i układy scalone”. Jest to uniwersalny wzmacniacz napięciowy m.cz. Zastosowanie dwóch pętli sprzężenia zwrotnego (z bazy *T1* do emitera *T2* i z emitera *T1* do kolektora *T2*) stabilizuje warunki pracy wzmacniacza od zmiany temperatury otoczenia, zmian napięcia zasilania i od rozrzutu parametrów użytych tranzystorów. Od wartości czwórnika sprzężenia zwrotnego R_1R_2 zależy wzmocnienie układu. I tak, przy $R_1 = 39$ k Ω i $R_2 = 3,9$ k Ω wzmocnienie napięciowe wynosi 20 dB, natomiast przy $R_1 = 100$ k Ω i $R_2 = 910$ Ω wzmocnienie wzrasta do 40 dB. Ze wzrostem wzmocnienia maleje rezystancja wejściowa. Zastąpienie czwórnika R_1R_2 zespołem elementów *RC* umożliwi kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza. W układzie możliwe jest użycie tranzystorów *p-n-p*, np. BC 159 i BC 158, po zmianie biegunowości zasilania i odwróceniu kondensatorów elektrolitycznych. Pojemność kondensatora wyjściowego zależy od rezystancji wejściowej następnego stopnia i od wymaganej charakterystyki częstotliwościowej całego toru.

Jeszcze jedno bezpośrednie połączenie tranzystora polowego z tranzystorem bipolarnym przedstawiono na rys. 2.173e. Tranzystor polowy pracuje w układzie ze wspólnym źródłem, a tranzystor bipolarny — ze wspólnym emiterem. Wzmacniacz przewidziany jest do mikrofonu krystalicznego (rezystancja wejściowa

układu wynosi około $10\text{ M}\Omega$), do umieszczenia przy mikrofonie i zasilania przez ekranowany przewód wyjściowy.

W ten sam sposób jest zasilany wzmacniacz do mikrofonu dynamicznego, przedstawiony na rys. 2.174a. Wzmacniacz ten zawiera minimalną liczbę elementów i może być wmontowany nawet do niewielkiej obudowy mikrofonu. Rezystor obciążenia wzmacniacza znajduje się w urządzeniu współpracującym (nadajniku). Wzmacniacze przy mikrofonach stosuje się dla zwiększenia wysterowania bez zmiany układu współpracującego urzą-

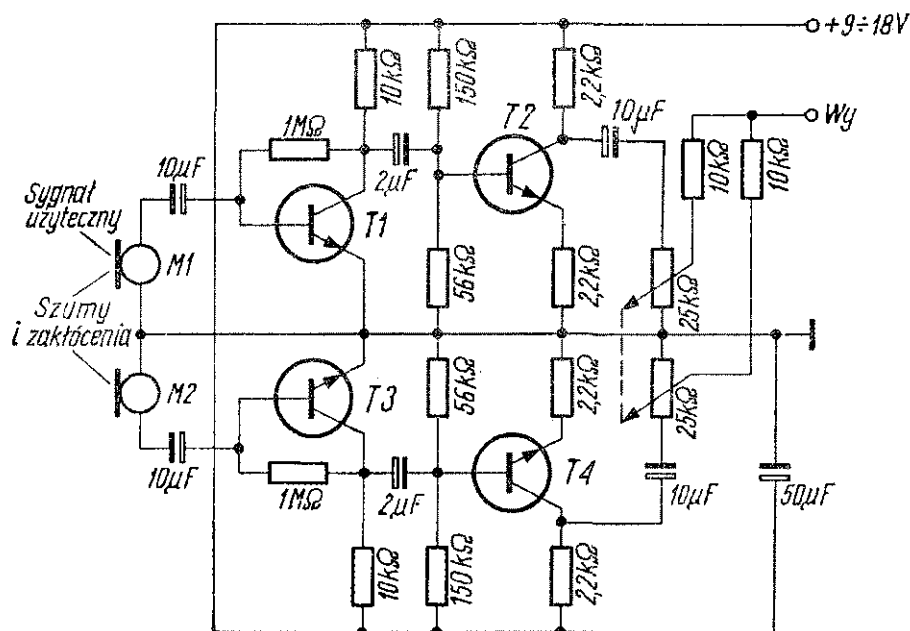


Rys. 2.174. Dwa jednostopniowe przedwzmacniacze mikrofonowe

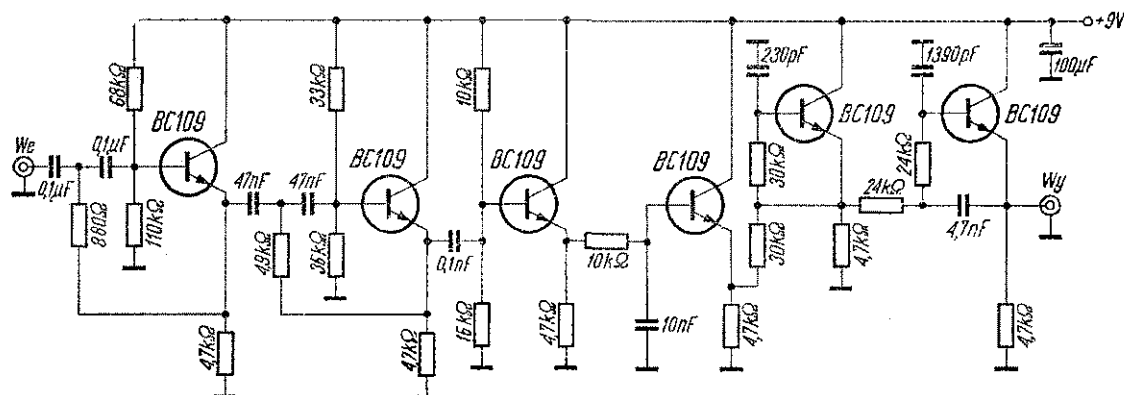
dzenia oraz w przypadku wpływu obcych pól na kabel mikrofonowy (czasem także w celu uniknięcia wpływu własnego nadajnika). Na rysunku 2.174b przedstawiono schemat wzmacniacza do mikrofonu pojemnościowego Grundig GCM 319, podobnego do stosowanych w polskich radiomagnetofonach kasetowych (licencyjnych).

Niejednokrotnie radiostacje amatorskie pracują fonicznie w pomieszczeniach o znacznym poziomie hałasu, na przykład radiostacje zainstalowane na wystawach, w pojazdach, bądź też na obozach harcerskich, gdzie praca odbywa się z wieloma osobami asystującymi, które nie zawsze zachowują się cicho. Hałas taki tworzy nieprzyjemne „tło” dla głosu operatora, a w przypadku pracy z VOX-em powoduje często niezamierzone włączenia nadajnika. Najprostszym sposobem zmniejszenia wpływu hałasu jest używanie mikrofonu kierunkowego i mówienie do mikrofonu z niewielkiej odległości, przy jednoczesnym zmniejszeniu wzmocnienia wzmacniacza mikrofonowego.

Inny sposób — dający lepsze rezultaty, lecz trudniejszy do realizacji — polega na użyciu dwóch mikrofonów z dwoma jednakowymi przedwzmacniaczami, których schematy przedstawiono na rys. 2.175 (opisany przez Jana Drexlera w miesięczniku „Radioamatersky Zpravodaj” nr 6/78). Wyjścia przedwzmacniaczy są połączone razem, a mikrofony są dołączone tak, aby sygnały na wyjściach przedwzmacniaczy miały przeciwne fazy i przy równych amplitudach znosiły się. Obydwa mikrofony powinny być ustawione w odległości około 30 cm od siebie w taki sposób, aby hałas w jednakowym stopniu oddziaływał na nie. Wskaźnikiem prawidłowego ustawienia mikrofonów jest minimum sygnału na



Rys. 2.175. Schemat różnicowego wzmacniacza mikrofonowego



Rys. 2.176 Tranzystorowy układ kształtowania charakterystyki

wyjściu połączonych razem przedwzmacniaczy. Podczas operowania radiostacją należy oczywiście korzystać z jednego mikrofonu w taki sposób, aby w możliwie najmniejszym stopniu głos operatora docierał do drugiego mikrofonu. Jako $T1$ i $T3$ użyto tranzystorów KC 509, a jako $T2$ i $T4$ — tranzystorów KF 507. Przedwzmacniacz współpracował z dwoma mikrofonami AMD 210. Opisana metoda różnicowego eliminowania hałasu jest stosowana także do zapobiegania sprzężeniom akustycznym pomiędzy mikrofonem a głośnikami przy nagłaśnianiu pomieszczeń, a także do eliminowania szumu kamery filmowej, przy filmowaniu z równoczesnym zapisem dźwięku. W nadajnikach SSB, szczególnie przy formowaniu sygnału metodą fazową istotny jest kształt charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza mikrofonowego ponieważ w dużym stopniu decyduje o poziomie tłumienia niepożądanego wstęgi bocznej. Ma to tym większe znaczenie im prostszy fazowy przesuwnik m.cz. zastosowano we wzbudnicy. Schemat rozbudowanego układu tranzystorowego, będącego jedynie układem kształtowania charakterystyki częstotliwościowej toru mikrofonowego (czyli filtrem m.cz., ze wzmocnieniem wypadkowym mniejszym od jedności), przedstawiono na rys. 2.176. Schemat ten zaczerpnięto z „Radio Communication” nr 10/1972. Pasma przepuszczane przez układ na poziomie -6 dB jest zawarte w granicach 300 do 3500 Hz. Nierównomierność charakterystyki w pasmie przepustowym jest nie większa niż 0,2 dB. Nachylenie zboczy charakterystyki wynosi około 35 dB na oktawę. Współczynnik prostokątności w zakresie 6/60 dB wynosi 3,3. Tłumienie wnoszone przez opisany układ wynosi około 2 dB. W układzie pracuje 6 tranzystorów BC 109.

Schematy filtrów RC, LC i filtrów aktywnych (amplifiltrów), które mogą być wykorzystane także do kształtowania charakterystyki częstotliwościowej toru nadawczego m.cz. znajdują się w przeglądzie stopni odbiorczych m.cz.

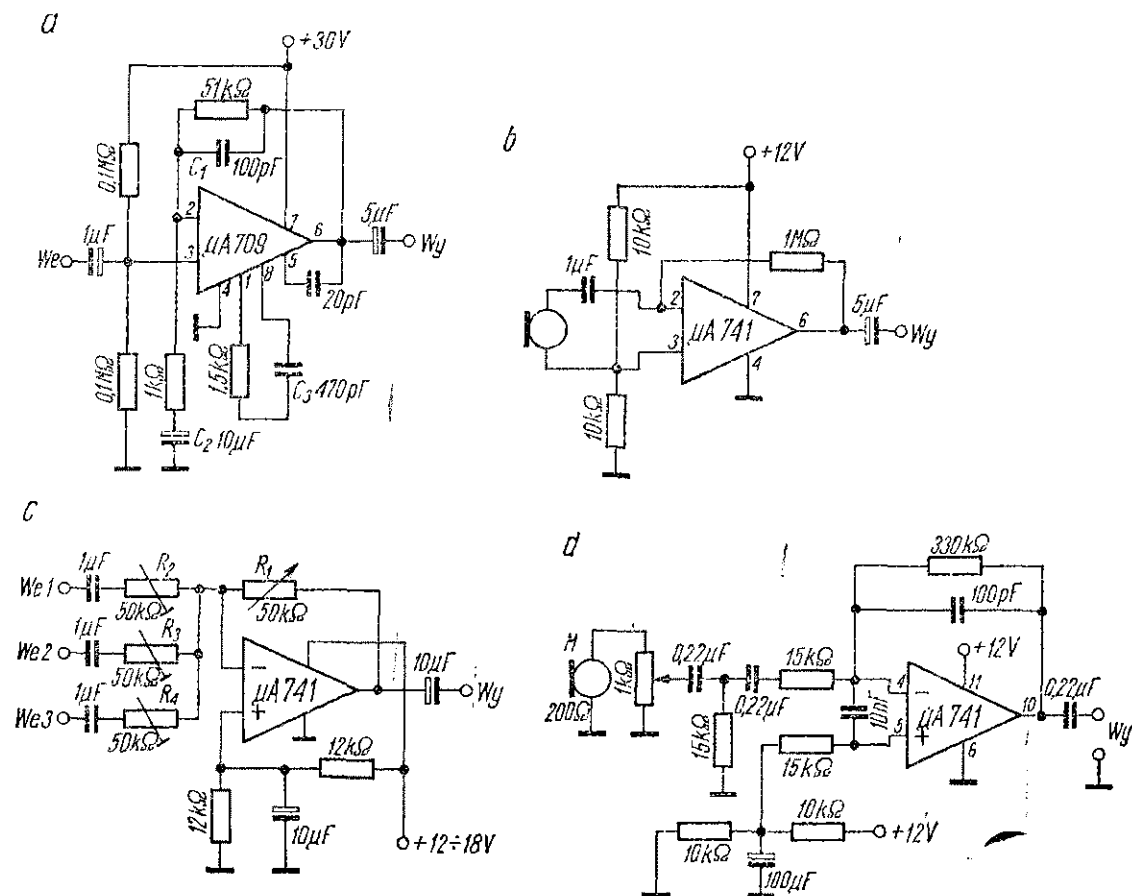
2.3.2. Wzmacniacze mikrofonowe z układami scalonymi

Do wykonania wzmacniaczy mikrofonowych wykorzystuje się trzy grupy układów scalonych: układy scalone zawierające luźne (nie połączone ze sobą) struktury tranzystorowe — np.

UL 1111N, wzmacniacze operacyjne i specjalnie do tego celu zaprojektowane układy (nieraz bardzo rozbudowane) z automatyczną regulacją wzmocnienia itp. (np. układ firmy Plessey SL 622). Ze względu na znaczną cenę i trudność nabycia specjalnych wzmacniaczy mikrofonowych, powszechnie stosuje się do tego celu wzmacniacze operacyjne, a wśród nich najczęściej układy $\mu A 709$ i $\mu A 741$, produkowane przez wiele firm na całym świecie.

- Zaletami wzmacniaczy operacyjnych w tym zastosowaniu są:
- duże wzmocnienie napięciowe, sięgające 100 000 V/V,
 - możliwość łatwego kształtowania charakterystyki częstotliwościowej za pomocą elementów RC włączonych do zewnętrznego układu sprzężenia zwrotnego,
 - bardzo mała liczba (szczególnie w przypadku $\mu A 741$) elementów potrzebnych do budowy wzmacniacza.

Niedogodność stanowi dość wysokie napięcie potrzebne do za-



Rys. 2.177. Wzmacniacze mikrofonowe zbudowane na wzmacniaczach operacyjnych $\mu A 709$ i $\mu A 741$

silania wzmacniaczy operacyjnych: ± 12 do ± 15 V (bądź też odpowiednio 24 do 30 V w przypadku pojedynczego napięcia). Układy μA 741 mogą być w ostateczności zasilane napięciem 12 V, jednak jest to absolutne minimum.

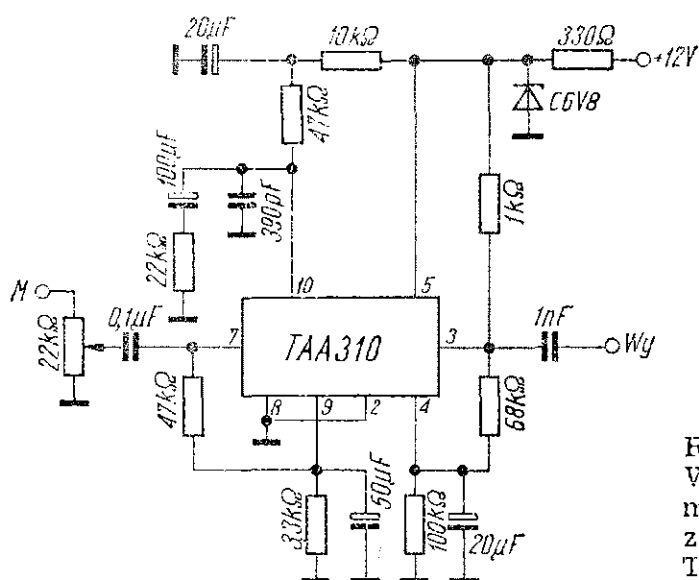
Na rysunku 2.177 zebrano kilka przykładów wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych jako wzmacniaczy mikrofonowych. Na rysunku 2.177a przedstawiono schemat przedwzmacniacza mikrofonowego zbudowanego na μA 709 (z „Radio Electronics” nr 12/1972). Ze względu na zasilanie pojedynczym napięciem (+30 V względem masy), sterowane wejście nie odwracające fazy jest dołączone do dzielnika złożonego z dwóch rezystorów po 100 k Ω . Do wejścia układu może być dołączony mikrofon dynamiczny. Do drugiego wejścia wzmacniacza operacyjnego dołączona jest gałąź ujemnego sprzężenia zwrotnego z wyjścia wzmacniacza. Wzmocnienie przedwzmacniacza wynosi 50 V/V, a pasmo 20 Hz do 20 kHz. W celu zmniejszenia szerokości pasma, które dla celów radiokomunikacyjnych jest o wiele za szerokie należy zwiększyć pojemność kondensatora C_1 (przez co ograniczone zostaną wysokie tony) oraz zmniejszyć pojemność kondensatora C_2 (przez co charakterystyka ulegnie ograniczeniu od strony mniejszych częstotliwości). Zmniejszenie pojemności C_3 pozwoli na uzyskanie większego wzmocnienia.

Wzmacniacz mikrofonowy z rys. 2.177b, w którym użyto wzmacniacza operacyjnego μA 741 (opis w „QRV Amateur — Radio” nr 9/77), jest przeznaczony do współpracy z mikrofonem dynamicznym 200 do 1000 Ω i daje wzmocnienie wynoszące około 1000 V/V. Nie ma tu ograniczenia pasma, a liczba elementów składowych została ograniczona do minimum. Numery końcówek układu scalonego podane na schemacie odnoszą się do obudowy z 8 końcówkami.

Równie prosty układ przedstawiono na rys. 2.177c. Jest to mikser o trzech wejściach, przeznaczony do wybierania jednego z trzech źródeł sygnału, np. z mikrofonu, z magnetofonu i z kamery SSTV. Wzmocnienie układu jest regulowane potencjometrem R_1 w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego, natomiast poziom sygnału z poszczególnych wejść zależy od ustawienia potencjometrów R_2 , R_3 i R_4 . Ze względu na pojedyncze napięcie zasilania, drugie wejście wzmacniacza operacyjnego dołączone jest do dzielnika napięcia.

Schemat jeszcze jednego przedwzmacniacza mikrofonowego zbudowanego na μA 741 przedstawiono na rys. 2.177 d. Opisał go holenderski nasłuchowiec NL-4788 w czasopiśmie „Elektron” nr 5/1975. Przedwzmacniacz współpracuje z mikrofonem niskoomowym (np. dynamicznym bez transformatora). Elementy RC w obwodzie wejściowym i w układzie sprzężenia zwrotnego kształtują charakterystykę częstotliwościową ograniczając ją do pasma 300 ... 3000 Hz. Numery końcówek układu scalonego na schemacie odnoszą się do obudowy TO 116 (o 14 wyprowadzeniach).

Układ scalony TAA 310 należy do układów produkowanych specjalnie do wzmacniaczy mikrofonowych. Daje on wzmocnienie 60 do 80 dB i maksymalne niezniekształcone napięcie wyjściowe 3 V. Schemat wzmacniacza mikrofonowego z tym układem scalonym przedstawiono na rys. 2.178. Wzmacniacz współpracuje

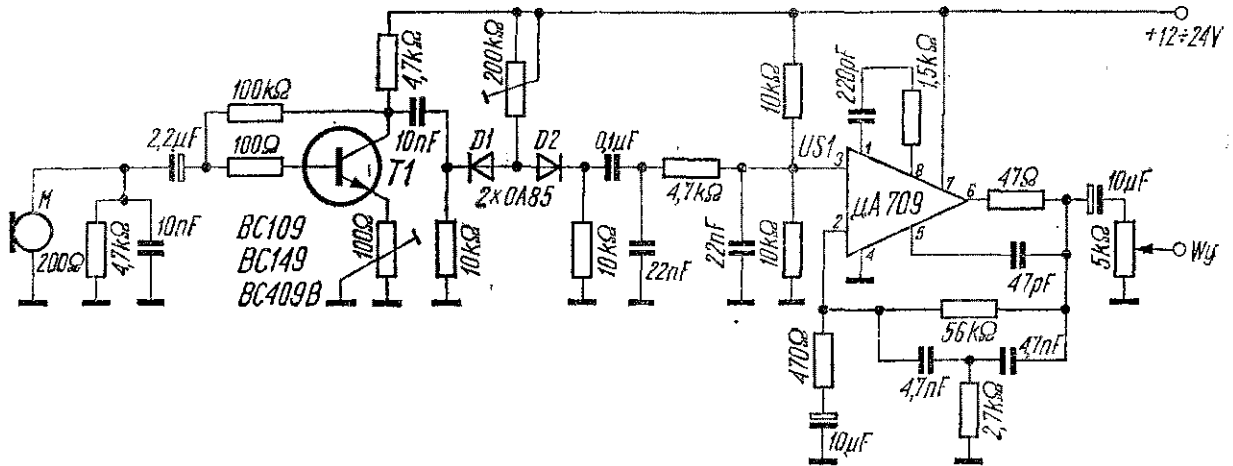


Rys. 2.178
Wzmacniacz
mikrofonowy pracujący
z układem scalonym
TAA 310

z mikrofonem niskoomowym (200 Ω), dającym napięcie wyjściowe około 1 mV. Napięcie zasilania 6,8 V stabilizowane jest diodą Zenera z 12 V. Uzyskano przez to bardzo dobrą filtrację napięcia zasilania, co jest konieczne przy tak dużym wzmocnieniu.

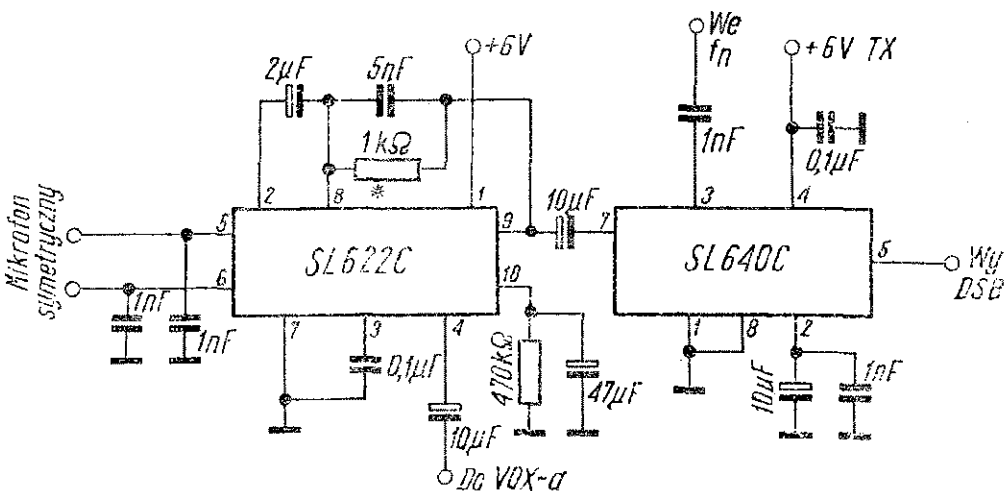
Schemat kompletnego wzmacniacza modulacyjnego z kształtowaniem charakterystyki częstotliwościowej (preemfaza) i diodowym ogranicznikiem dewiacji do nadajnika FM przedstawiono na

rys. 2.179. Przystosowany jest do sterowania z mikrofonu dynamicznego 200 Ω . Przedwzmacniacz pracuje na tranzystorze BC 109 z prądowym i napięciowym sprzężeniem zwrotnym. Po nim następuje diodowy ogranicznik dewiacji zbudowany na dwóch diodach germanowych OA 95. Poziom ograniczania można regulować potencjometrem nastawnym 200 k Ω . Charakterystyka częstotliwościowa (przepuszczane pasmo 300 ... 3000 Hz) uformowana jest przez elementy RC pomiędzy ogranicznikiem diodowym a wzmacniaczem operacyjnym μ A 709 i w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego. Wzmacniacz ten opisał OH3PF w „Radio Amatori” nr 2 z 1973 roku.



Rys. 2.179. Wzmacniacz mikrofonowy z kształtowaniem charakterystyki, preemfazą i ogranicznikiem dewiacji do nadajnika FM

potencjometrem nastawnym 200 k Ω . Charakterystyka częstotliwościowa (przepuszczane pasmo 300 ... 3000 Hz) uformowana jest przez elementy RC pomiędzy ogranicznikiem diodowym a wzmacniaczem operacyjnym μ A 709 i w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego. Wzmacniacz ten opisał OH3PF w „Radio Amatori” nr 2 z 1973 roku.



Rys. 2.180. Wzmacniacz mikrofonowy z układem scalonym „Plessey” SL 622

Firma Plessey produkuje w ramach serii SL 600 kompletny wzmacniacz mikrofonowy SL 622C zawierający wewnątrz układ automatycznej regulacji wzmocnienia. Wzmocnienie wzmacniacza wynosi 52 dB. Przez dobór elementów RC pomiędzy wyjściem wzmacniacza (końcówka 9) a końcówką 8 można dowolnie kształtować charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza. Na rysunku 2.180 przedstawiono schemat wzmacniacza mikrofonowego zbudowanego na układzie SL 622C w połączeniu z modulatorem zrównoważonym na układzie SL 640C. Schemat ten jest fragmentem fabrycznego układu aplikacyjnego o nazwie angielskiej *Versatile multimode transceiver*. Wzmacniacz mikrofonowy jest zasilany stale, ponieważ współpracuje z VOX.

2.3.3. Kompresory dynamiki

Kompresory dynamiki są urządzeniami działającymi w podobny sposób, jak układy automatycznej regulacji wzmocnienia w magnetofonach. Przy niewielkim wystawieniu sygnałem akustycznym (przy cichym mówieniu do mikrofonu) wzmacniacz z kompresorem dynamiki daje maksymalne wzmocnienie. W miarę wzrostu sygnału sterującego na wejściu kompresora przyrost sygnału wyjściowego jest coraz mniejszy. Inaczej mówiąc, wzmocnienie całego układu dla sygnałów silniejszych jest mniejsze niż dla słabszych. W wyniku tego stosunek napięć od dźwięków najsilniejszych do najsłabszych na wyjściu kompresora (czyli dynamika sygnału modulującego) zmniejsza się. Kształtowanie dynamiki modulującego sygnału małej częstotliwości w nadajniku SSB ma duże znaczenie z punktu widzenia wykorzystania mocy nadajnika. Moc bowiem jest promieniowana tylko w obecności modulacji i jest uzależniona od wielkości sygnału modulującego. O ile przy nie zmniejszonej dynamice ustawi się wzmocnienie toru m.cz. tak, aby najsilniejsze dźwięki nie powodowały jeszcze powstawania zauważalnych zniekształceń, to dźwięki najsłabsze (np. spółgłoski bezdźwięczne, w które obfituje nasz język) spowodują wypromieniowanie zaledwie części procenta mocy szczytowej, a średnia moc wypromieniowana nie przekroczy 10% mocy jaką zdolny jest oddać nadajnik. Tymczasem z kompresorem dynamiki dźwięki najsłabsze dają większą moc na wyjściu na-

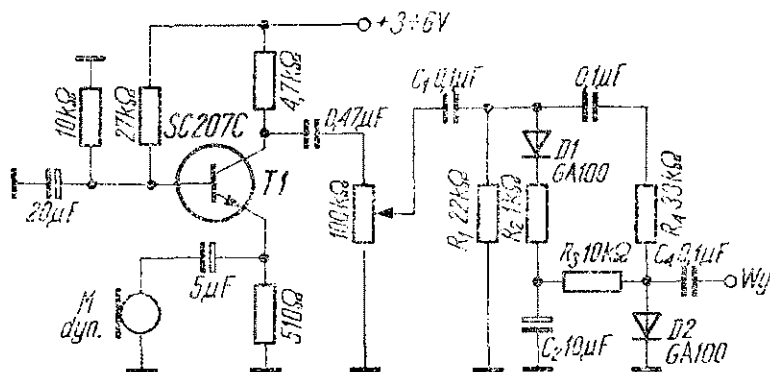
dajnika i średnia moc jest większa o kilkanaście procent lub więcej, zależnie od wielkości kompresji.

Jednak kompresja dynamiki nie może być zbyt duża, gdyż nie pozostanie to bez wpływu na jakość i nawet na zrozumiałość transmisji. Niewielka kompresja, powodująca wyraźny wzrost średniej mocy nadajnika i powodująca u korespondentów wzrost siły sygnału nawet o 1 S, nie powoduje jeszcze wyraźnego pogorszenia się jakości sygnału — jedynie w przerwach pomiędzy wyrazami można zauważyć wzrost poziomu tła, czyli szumów i postronnych dźwięków docierających do mikrofonu np. przez otwarte okno. Dalsze zwiększanie kompresji powoduje zaostrenie się tego zjawiska z równoczesnym wystąpieniem pogłosu. Jeszcze większa kompresja dynamiki daje w rezultacie efekt „dławienia się” operatora, z napływaniem bardzo silnego tła w przerwach między słowami operatora. Brzmienie dźwięku jest coraz bardziej płaskie, głos coraz bardziej zniekształcony, coraz trudniej można poznać operatora po głosie.

Drugą, oprócz kompresji dynamiki, metodą powiększania mocy średniej promieniowanej przez nadajnik, jest stosowanie ograniczników modulacji — układów zazwyczaj diodowych, które obcinają najsilniejsze dźwięki (szczyty amplitudy sygnału małej częstotliwości) prowadząc do tego samego rezultatu, czyli do spłaszczenia dynamiki sygnału. Nie zdobyły one jednak popularności w układach SSB (są jednak stosowane w nadajnikach FM, np. w układzie z rys. 2.179), ponieważ sygnał akustyczny z obciętymi szczytami zawiera dużo częstotliwości harmoniczných, które trzeba starannie odfiltrować, aby nie poszerzać pasma częstotliwości modulującego nadajnik.

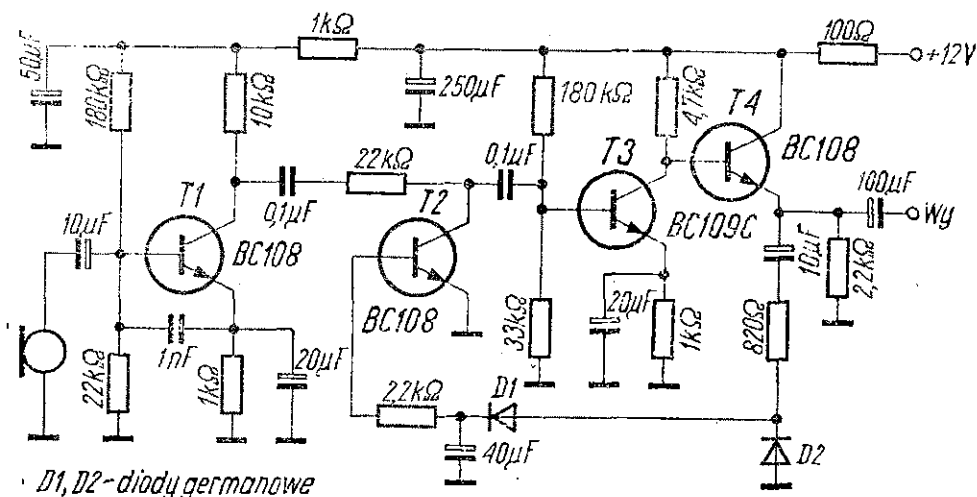
Schemat najprostszego diodowego, pasywnego kompresora dynamiki przedstawiono na rys. 2.181 (opis DM2CJN w „Funk Amateur” nr 4/1977). Na wejściu układu znajduje się jednostopniowy przedwzmacniacz tranzystorowy, ponieważ do prawidłowego działania kompresor diodowy wymaga kilkuset miliwoltów napięcia sterującego. Dioda D_2 tworzy razem z rezystancją R_4 zmienny dzielnik napięcia sterowany napięciem stałym, podawanym przez rezystor R_3 z prostownika złożonego z diody D_1 i kondensatora filtrującego C_2 . Wartość napięcia stałego zależy zatem od amplitudy sygnału akustycznego z przedwzmacniacza (od siły głosu

operatora i położenia potencjometru na wejściu pasywnego kompresora). Stałą czasową układu filtrującego określają wartości R_1 i C_2 . Przy cichym mówieniu do mikrofonu rezystancja diody $D2$ jest duża i dzielnik R_4D2 w niewielkim stopniu obniża amplitudę sygnału m.cz. na wyjściu kompresora, w stosunku do ampli-



Rys. 2.181. Schemat pasywnego kompresora dynamiki

tudy na wejściu. Wzrost amplitudy wejściowej, wywołany głośniejszym mówieniem, powoduje pojawienie się napięcia stałego wprowadzającego diodę $D2$ w stan przewodzenia. Skutkiem tego rezystancja tej diody maleje i dzielnik wyjściowy w coraz większym stopniu dzieli napięcie sterujące. Skutek zostaje osiągnięty: następuje kompresja dynamiki. Czynne kompresory dynamiki działają na tej samej zasadzie, tylko zamiast diodowego tłumika na wejściu znajduje się tłumik tranzystorowy, zbudowany na

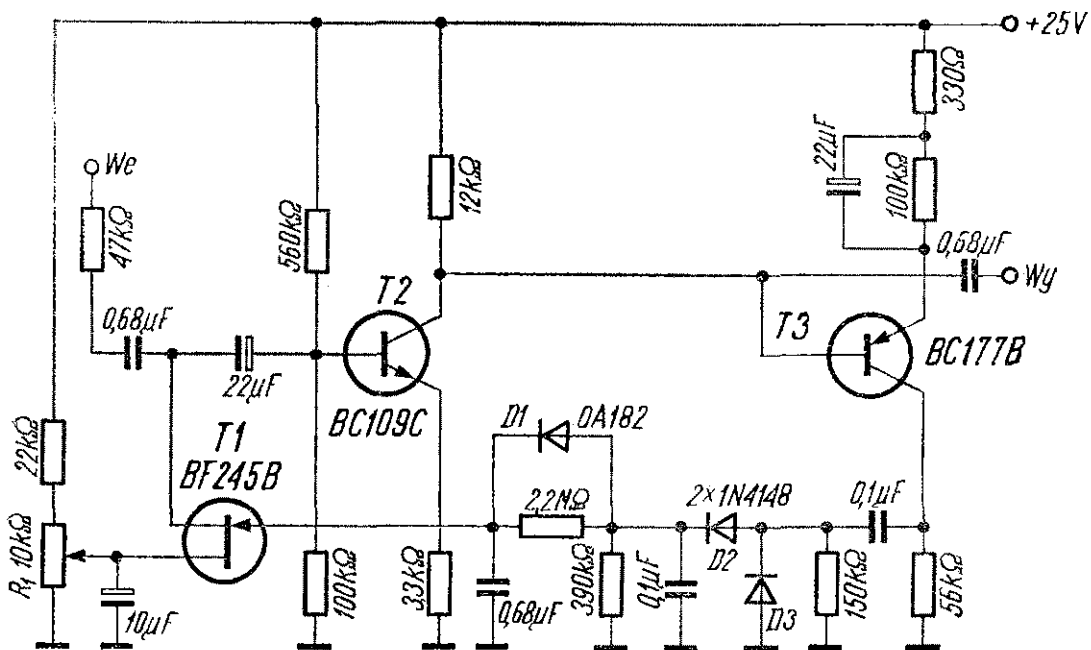


D1, D2 - diody germanowe

Rys. 2.182. Tranzystorowy kompresor dynamiki wg projektu PA0WKS

tranzystorze bipolarnym lub unipolarnym, sterowany wyprostowanym napięciem wzmacnionego sygnału akustycznego. Schemat tranzystorowego kompresora dynamiki wg projektu PAØWKS przedstawiono na rys. 2.182. Jest to właściwie wzmacniacz modulujący o maksymalnym napięciu wyjściowym ponad 1 V, przystosowany do sterowania z mikrofonu dynamicznego napięciem około 10 mV, zawierający przedwzmacniacz mikrofonowy zbudowany na tranzystorze *T1*, tłumik tranzystorowy (*T2*) i dwustopniowy wzmacniacz o bezpośrednim sprzężeniu, pracujący na tranzystorach *T3* i *T4*. Sygnał z mikrofonu wzmacniony przez tranzystory *T1*, *T3* i *T4* podawany jest na wyjście układu, ale także i na prostownik diodowy *D1*, *D2*, pracujący w układzie podwójacza napięcia. Wyprostowane i wyfiltrowane napięcie steruje bazę tranzystora *T2* zmieniając jego rezystancję. Im silniejszy jest wzmacniony sygnał akustyczny, tym większe napięcie steruje bazę *T2* i tym mniejsza jest jego rezystancja (tworząca dzielnik napięcia z elementami sprzęgającymi z tranzystorem *T1*). W rezultacie napięcie akustyczne sterujące bazę tranzystora *T3* zmniejsza się, dążąc do skompensowania przyrostu sygnału. Kompresor ten opisano w czasopiśmie „Electron” nr 9/1976.

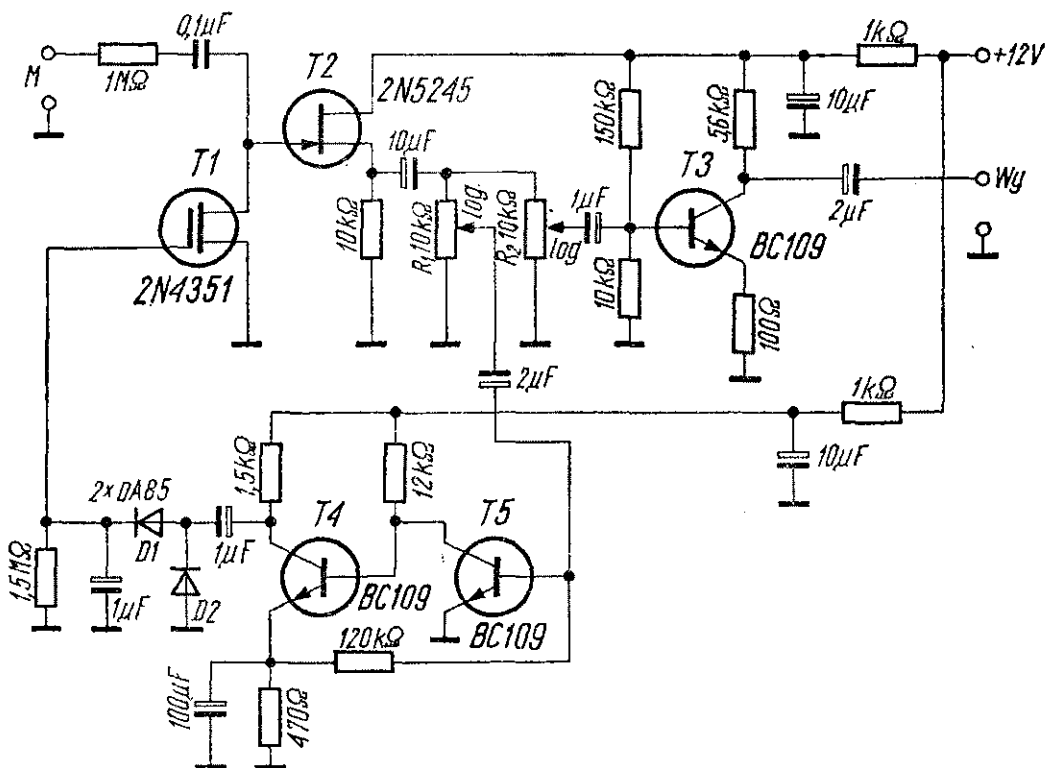
Na rysunku 2.183 przedstawiono schemat samego kompresora



Rys. 2.183. Kompresor dynamiki z tranzystorem polowym jako tłumikiem sygnału na wejściu układu

dynamiki (bez przedwzmacniacza) przeznaczony do włączania pomiędzy mikrofon a wzmacniacz modulacyjny tylko wtedy, kiedy zachodzi potrzeba powiększenia skuteczności nadawanego sygnału. Tłumikiem na wejściu układu jest tranzystor polowy z regulacją progu działania kompresora potencjometrem R_1 , ustalającym punkt pracy tranzystora polowego. Jedynym stopniem wzmocnienia na drodze sygnału akustycznego od wejścia do wyjścia kompresora jest stopień pracujący na tranzystorze T_2 , z kolektora którego sygnał przechodzi do wyjścia, a także na bazę tranzystora T_3 — pracującego tylko w pętli regulacji wzmocnienia. Z kolektora tego tranzystora sterowany jest prostownik diodowy w układzie podwajacza napięcia, a napięcie wyprostowane steruje bazę tranzystora T_1 . Omawiany kompresor dynamiki opisano w „Funkschau” nr 10/1975.

Schemat nieco bardziej rozbudowanego kompresora przedstawiono na rys. 2.184. Jest to opracowanie dwóch norweskich krótkofalowców LA3VK i LA1KI. Kompresor zawiera wzmacniacz mikrofonowy zbudowany na tranzystorze polowym 2N 5245 i na tranzystorze bipolarnym BC 109. Wartość wzmocnienia zależy od

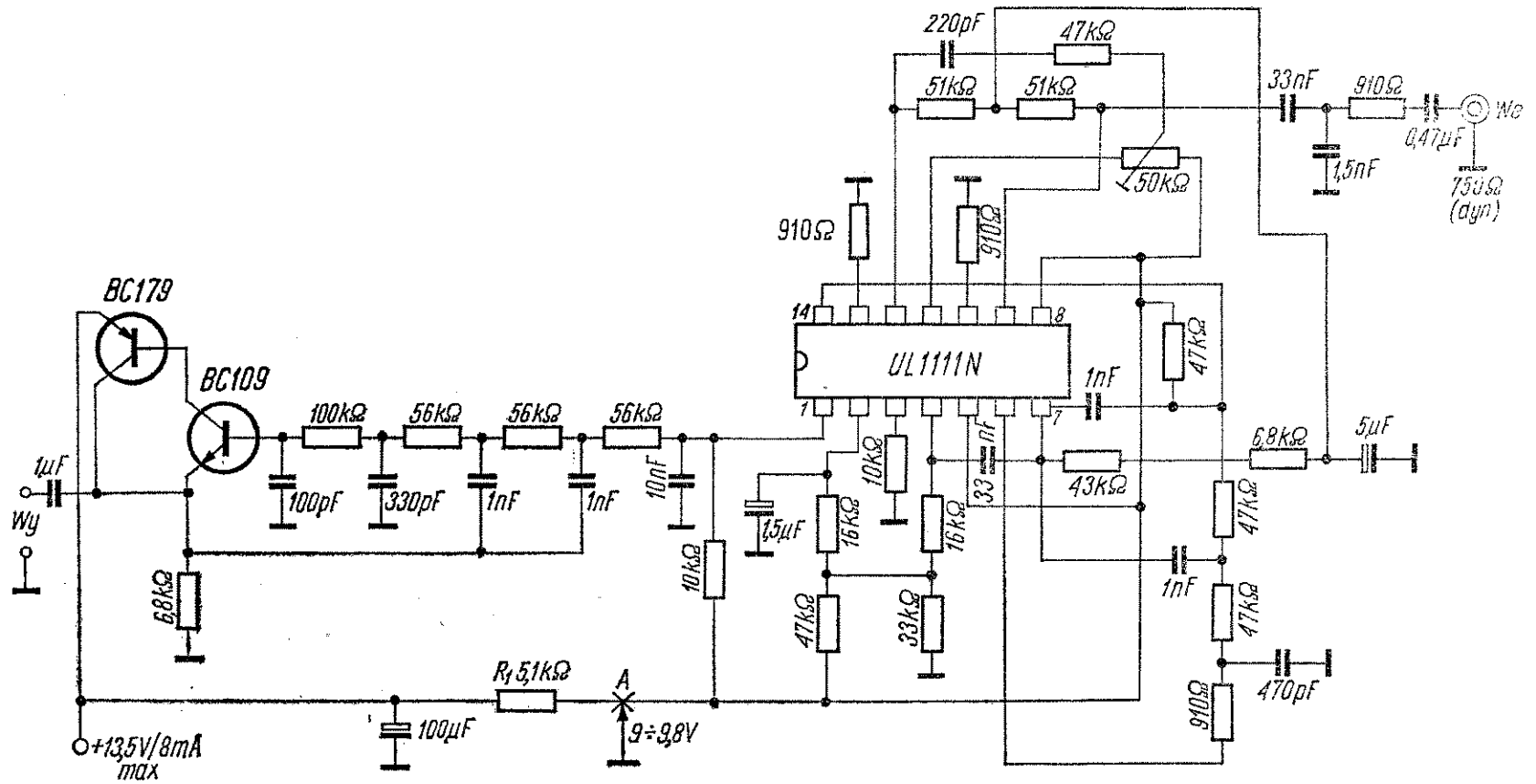


Rys. 2.184. Kompresor dynamiki wg LA3VK-LA1KI

położenia suwaka potencjometru R_2 . Po pierwszym stopniu, z suwaka potencjometru R_1 , którym reguluje się głębokość kompresji, sygnał przechodzi na wejście dwustopniowego wzmacniacza o bezpośrednim sprzężeniu zbudowanego na tranzystorach $T4$ i $T5$. Dalej — podobnie jak w poprzednio omówionych kompresorach — następuje diodowy powielacz napięcia i sterowany tym napięciem tranzystorowy tłumik sygnału, tym razem na tranzystorze MOS FET 2N 4351. Kompresor jest przewidziany do współpracy z mikrofonem krystalicznym. Dobór elementów nie jest krytyczny. Ewentualnie może zajść konieczność dobrania punktów pracy tranzystorów przez zmianę wartości rezystorów w dzielnikach bazowych. Zniekształcenia wnoszone przez kompresor są nie większe niż 1% przy zmianach napięcia wyjściowego w granicach od 0,1 do 300 mV. Zaleca się bardzo staranne filtrowanie napięcia zasilającego lub zasilanie kompresora z baterii.

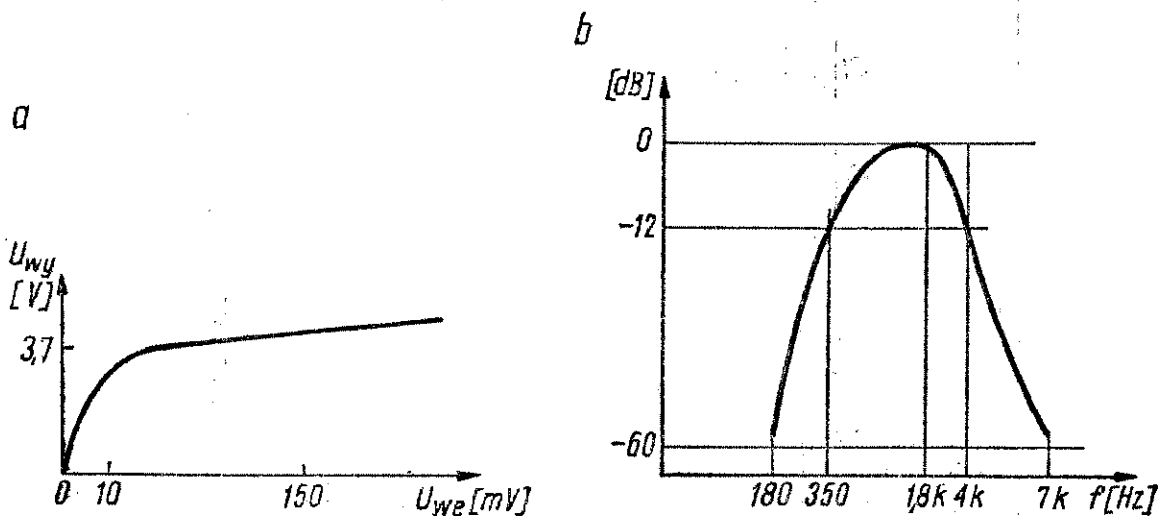
Na rysunku 2.185 przedstawiono schemat wzmacniacza mikrofonowego z kompresją i kształtowaniem charakterystyki częstotliwościowej, opartego na opisie DJ48G w „VHF Communications” (opis SP5CCC w „Biuletynie PZK” nr 6—7/1977). Wykorzystano tu układ scalony UL 1111N i komplementarną parę tranzystorów BC 109/BC 179. Wzmocnienie toru wynosi od 56,5 dB do 61 dB, w zależności od egzemplarza układu scalonego. Charakterystykę amplitudową wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.186a. Przy napięciu wejściowym niewiele przewyższającym 10 mV napięcie wyjściowe osiąga wartość około 3,7 V gdzie następuje zakrzywienie charakterystyki. Dalszy wzrost napięcia na wejściu układu powoduje liniowy, ale bardzo niewielki przyrost napięcia na wyjściu. Charakterystykę częstotliwościową przedstawiono na rys. 2.186b. Częstotliwości akustyczne poniżej 180 Hz i powyżej 7 kHz są stłumione bardziej niż -60 dB w stosunku do częstotliwości 1,8 kHz. Szerokość pasma dla -12 dB wynosi 3650 Hz (od 350 Hz do 4 kHz). Napięcie zasilania w punkcie A powinno zawierać się w granicach 9 ... 9,8 V (zależy od wartości rezystancji R_1). Wzmacniacz jest przewidziany do współpracy z mikrofonem dynamicznym 800 ... 1000 Ω .

Ostatni z przeglądu kompresorów dynamiki, najbardziej rozbudowany, zawiera trzy wzmacniacze operacyjne μA 741. Opisał go I4ZSQ w „Radio Rivista” nr 7/1975. Schemat kompresora przed-



Rys. 2.185. Schemat kompresora dynamiki opartego na układzie zaprojektowanym przez DJ4BG

stawiono na rys. 2.187. Dwa wejścia ($WE1$ i $WE2$) umożliwiają równoczesne dołączenie mikrofonu i magnetofonu, przy czym potencjometrami R_1 i R_2 reguluje się poziom sygnału z każdego z tych źródeł sygnału. Po przedwzmacniaczu, pracującym na pierwszym wzmacniaczu operacyjnym, znajduje się filtr górno-



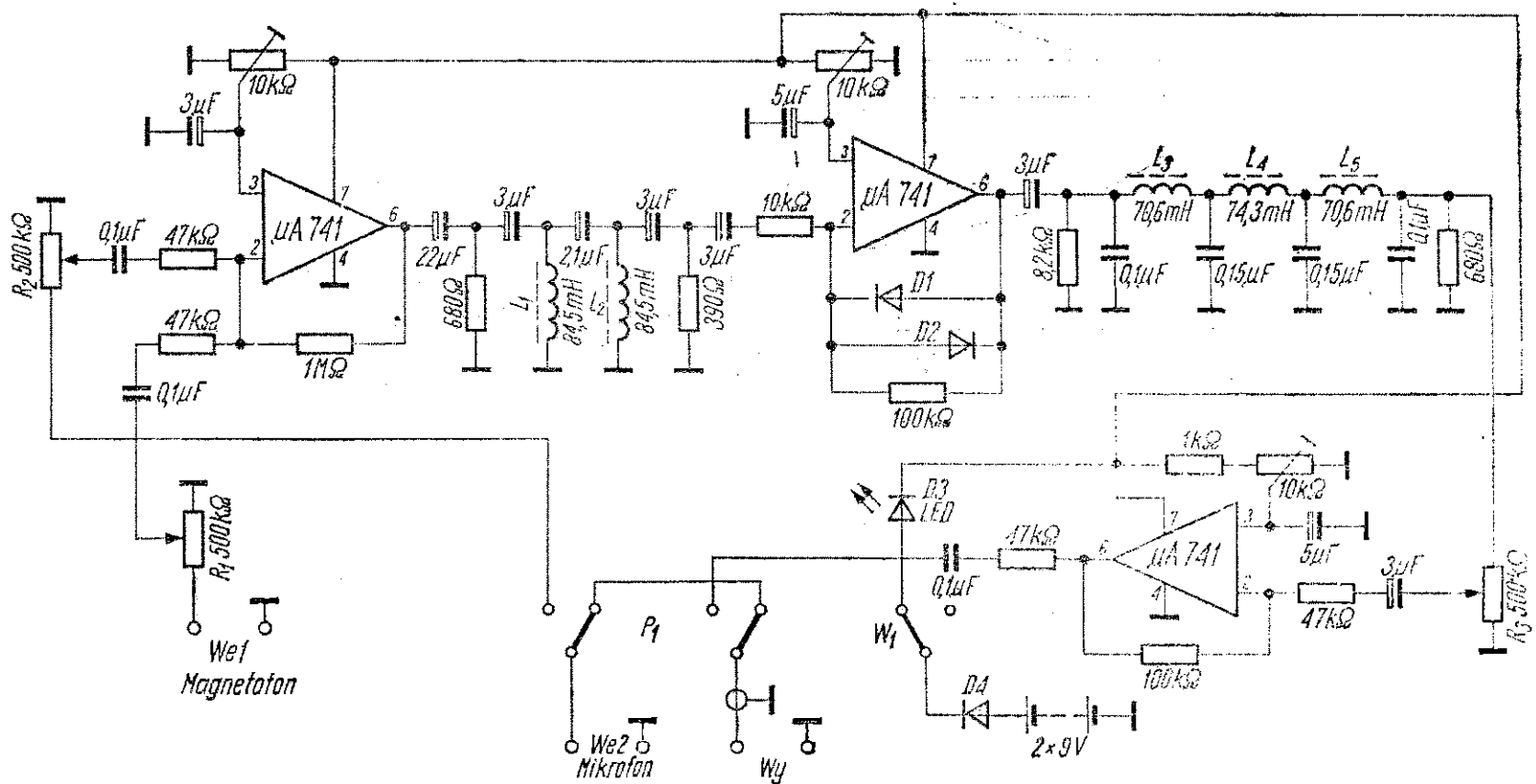
Rys. 2.186. Charakterystyki kompresora z rys. 2.185

przepustowy LC, nastrojony na częstotliwość 60 Hz. Drugi wzmacniacz operacyjny pracuje jako właściwy kompresor dynamiki, a na jego wyjściu znajduje się dolnoprzepustowy filtr LC nastrojony na częstotliwość 2950 Hz. Trzeci wzmacniacz operacyjny pracuje na wyjściu układu, po potencjometrze R_3 , którym ustawia się stopień kompresji. Całe urządzenie jest zasilane z dwóch baterii 9 V (wbudowanych do obudowy urządzenia), za pośrednictwem diody $D4$, zapobiegającej skutkom zamiany biegunów baterii, wyłącznika $W1$ i diody świecącej $D3$, sygnalizującej włączenie zasilania. Przełącznik $P1$ umożliwia ominięcie kompresora i sterowanie nadajnika bezpośrednio z mikrofonu, bez konieczności przekładania wtyku mikrofonowego.

2.3.4. Generatory małej częstotliwości

Generatory m.cz. i na częstotliwości podakustyczne znajdują wiele zastosowań w urządzeniach krótkofalarskich. Używane są jako:

- generatory jedno i dwutonowe do strojenia nadajników SSB,
- generatory pomocnicze przy jednym ze sposobów nadawania telegraficznego nadajnikiem SSB,



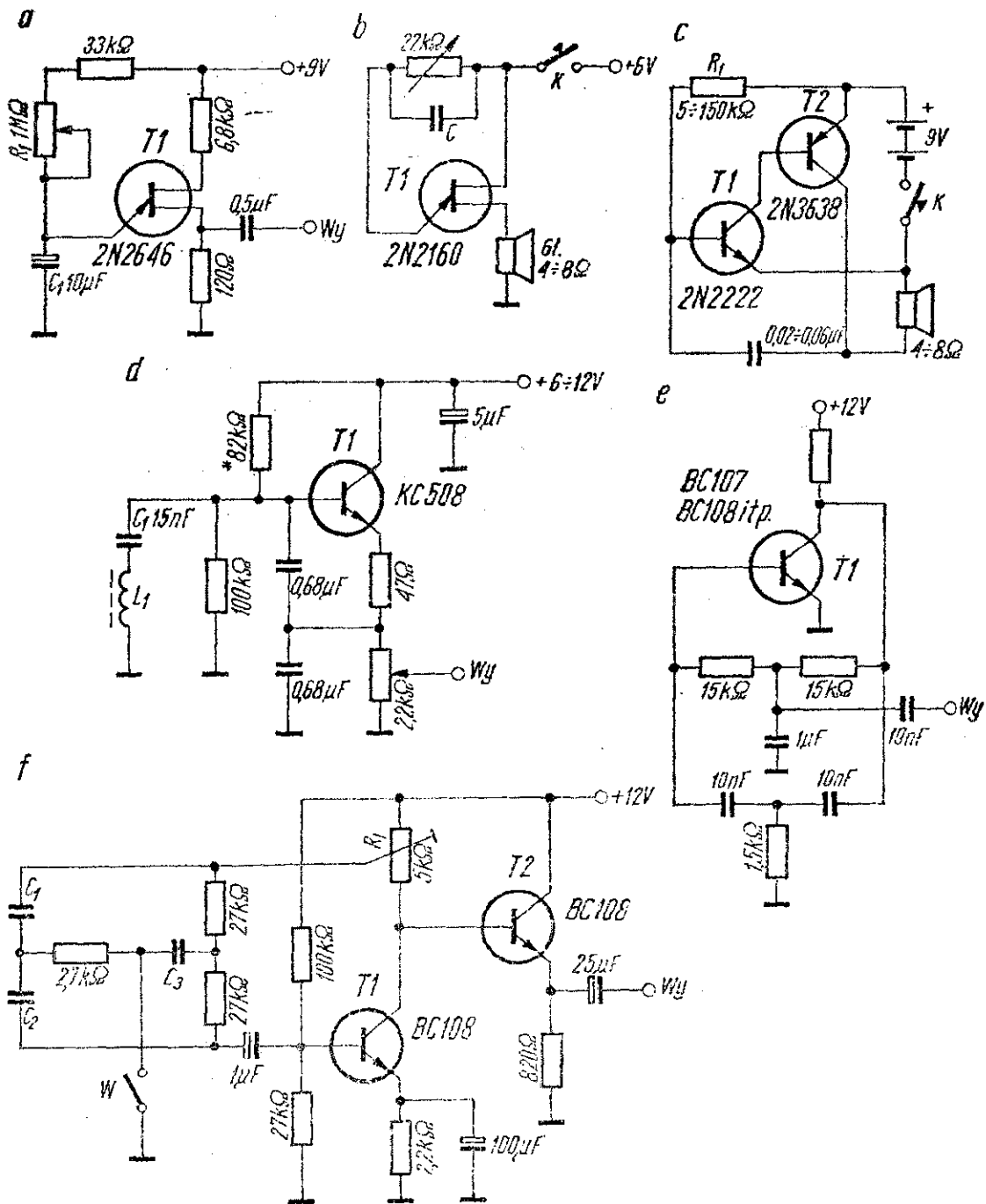
Rys. 2.187. Kompresor dynamiki zbudowany na trzech wzmacniaczach operacyjnych $\mu A 741$

- generatory taktu i monitory w elektronicznych kluczach telegraficznych,
- generatory zewowe (wywoławcze), uruchamiające przemienniki częstotliwości w pasmach UKF,
- generatory sygnalizujące koniec nadawania, ułatwiające korespondencję w radiotelefonicznej łączności UKF,
- generatory do nauki i treningu telegrafii.

Na rysunku 2.188 zebrano kilka schematów mniej znanych generatorów akustycznych. Dwa pierwsze układy (rys. 2.188a i b) wykonane są na tranzystorach jednozłączowych. Częstotliwość generacji zależy od wartości R_1 i C_1 (rys. 2.188a), toteż R_1 umożliwia przestrajanie generatora. Na wyjściu generatora pojawiają się impulsy o krótkim czasie trwania i o częstotliwości powtórzenia zależnym właśnie od położenia potencjometru R_1 . Na kondensatorze C_1 występuje napięcie piłokształtne. Schemat generatora do nauki telegrafii na tranzystorze jednozłączonym przedstawiono na rys. 2.188b. Kondensator C powinien mieć pojemność zawartą w granicach 0,1 ... 0,4 μF . Obciążeniem generatora jest mały głośnik 4÷8 Ω .

Odpowiednikiem elektrycznym tranzystora jednozłączowego jest połączenie tranzystorów komplementarnych, przedstawione na rys. 2. 188c. Jest to także generator do nauki telegrafii, obciążony małym głośnikiem i kluczowany przez przerywanie obwodu zasilania. Dobór tranzystorów nie jest krytyczny, toteż zamiast podanych na rysunku, użytych przez WA3JEF, można zastosować inne krajowej produkcji.

Znany z dobrej stabilności częstotliwości układ generatora Clappa może być zastosowany także w generatorze akustycznym, tak jak to przedstawiono na rys. 2.188d (opis OK1PG w czasopiśmie „Radioamatersky Zpravodaj” nr 4/1973). Cewka obwodu drgań L_1 jest nawinięta na korpus polistyrenowy i zamknięta w garnuszkowym rdzeniu ferrytowym. Indukcyjność cewki i pojemność kondensatora C_1 decyduje o częstotliwości drgań, toteż należy wyznaczyć je z nomogramu lub obliczyć (odpowiednio do potrzeb). Dla częstotliwości 1750 Hz indukcyjność cewki powinna wynosić 580 mH. Cewka i kondensatory dzielnika zajmują trochę więcej miejsca niż elementy generatora RC na tę samą częstotliwość, jednak stabilność częstotliwości jest znacznie lepsza. W genera-



Rys. 2.188. Różne układy tranzystorowych generatorów akustycznych

torze tym będzie dobrze pracować każdy tranzystor m.cz., nawet o niewielkim współczynniku wzmocnienia prądowego. Następny schemat (rys. 2.188e) przedstawia generator o sprzężeniu „podwójne T”. Elementy sprzężenia zwrotnego o wartościach podanych na schemacie zostały dobrane także dla częstotliwości

1750 Hz. Schemat dwustopniowego generatora RC, również o sprzężeniu „podwójne T” przedstawiono na rys. 2.188f (według „RCA Hobby Circuits Manual”). Wymiana lub przełączanie kondensatorów C_1 , C_2 i C_3 umożliwia zmianę częstotliwości generatora od 10 Hz do 175 kHz. Wartości pojemności kondensatorów C_1 i C_2 dla szeregu częstotliwości leżących w tym zakresie zebrano w tabelicy 2.10. Pojemność kondensatora C_3 powinna być dwa razy większa. Wielkość sprzężenia zwrotnego — różna dla różnych częstotliwości pracy generatora — może być ustawiona potencjometrem nastawnym R_1 . Należy ustawić suwak tego poten-

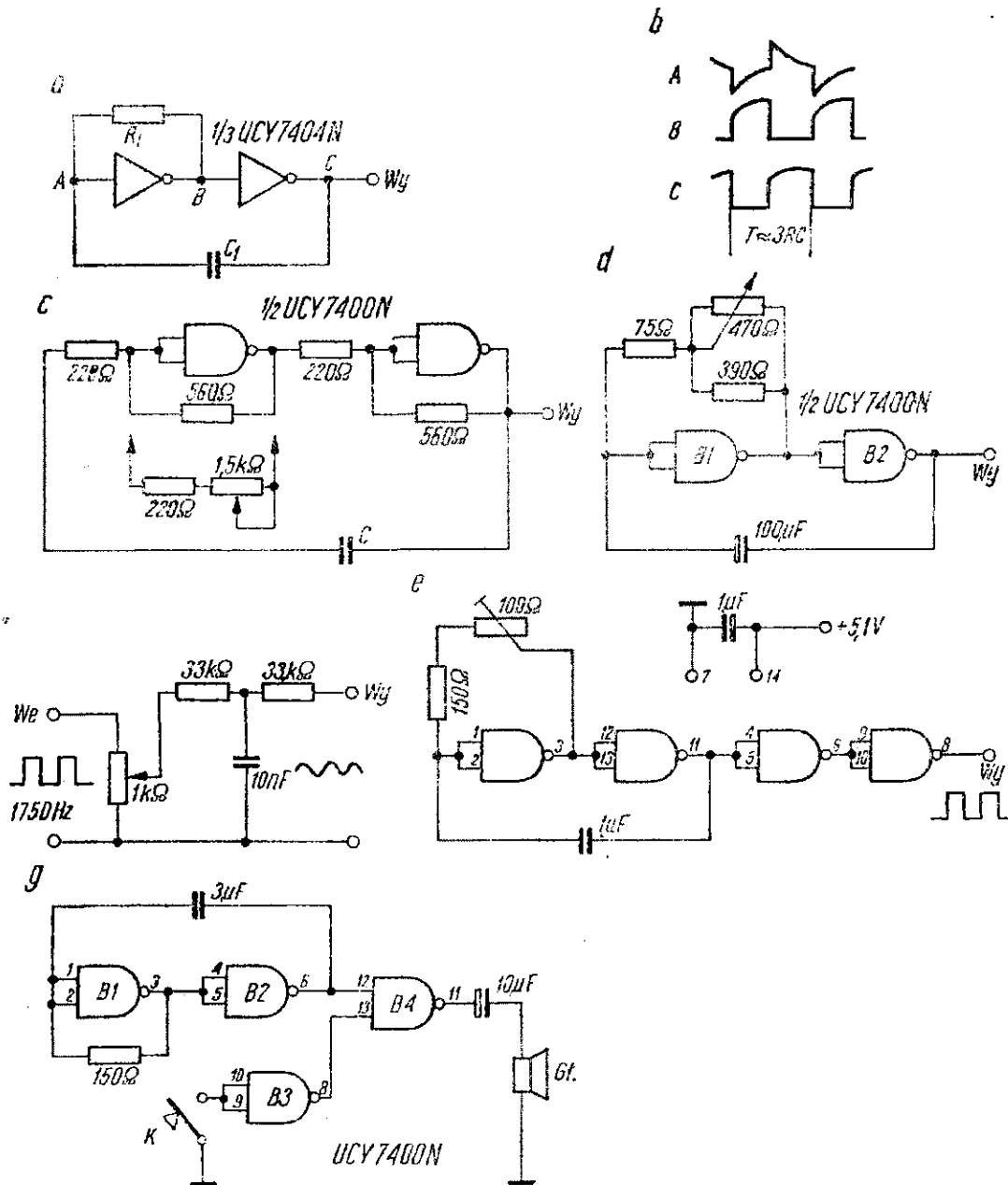
Tablica 2.10

Pojemności kondensatorów generatora z rys. 2.188f w zależności od częstotliwości

f	C_1, C_2	f	C_1, C_2
175 kHz	50 pF	750 Hz	15 nF
95 kHz	100 pF	200 Hz	50 nF
20 kHz	500 pF	100 Hz	0,1 μ F
10 kHz	1 nF	20 Hz	0,5 μ F
2 kHz	5 nF	10 Hz	1 μ F
1 kHz	10 nF		

cjometru w punkcie, przy którym na wyjściu generatora wystąpi najmniej zniekształcone napięcie wyjściowe, a jednocześnie generator będzie pewnie startował.

Tanie i łatwo dostępne inwerty i bramki TTL UCY 7400N i UCY 7404N umożliwiają łatwe wykonywanie generatorów akustycznych mogących znaleźć zastosowanie wszędzie tam, gdzie nie jest konieczny sinusoidalny kształt przebiegu. Kilka schematów takich generatorów zebrano na rys. 2.189. Dwa inwerty z układu scalonego UCY 7404N i elementy R_1 i C_1 , połączone w sposób przedstawiony na rys. 2.189a, tworzą prosty multiwibrator o okresie drgań równym w przybliżeniu $3RC$ i w niewielkim stopniu zależnym od napięcia zasilania (zmiana napięcia z 4,5 V na 5,5 V powoduje dwuprocentową zmianę częstotliwości). Na rysunku 2.189b przedstawiono przebiegi w trzech punktach multiwibratora, oznaczonych literami A, B i C.



Rys. 2.189. Generatory akustyczne z bramkami i inwertorami TTL

Na rysunku 2.189c przedstawiono schemat multiwibratora astabilnego pracującego na dwóch linearyzowanych bramkach NAND z układu scalonego UCY 7400N. Zmiana częstotliwości drgań jest dokonywana przez zmianę pojemności kondensatora C , choć możliwa jest także przy zastąpieniu jednego z rezystorów układu przez rezystor zmienny, tak jak to zaznaczono na schemacie. Dla wartości rezystancji podanych na schemacie i pojemności $C = 10 \text{ nF}$ uzyskuje się częstotliwość 100 kHz , przy $C = 910 \text{ pF}$ —

częstotliwość 1 MHz, a przy $C = 1 \mu\text{F}$ — częstotliwość 1 kHz. Multiwibratory zbudowane na linearyzowanych bramkach NAND charakteryzują się łatwością wzbudzenia drgań. Schemat z rys. 2.189d przedstawia generator impulsów o płynnie regulowanej częstotliwości, zbudowany na dwóch bramkach NAND, nadający się doskonale np. do klucza telegraficznego z pamięcią, zamiast często stosowanego w tym miejscu układu NE 555.

Dołączenie na wyjście takiego generatora dalszych bramek, tak jak to przedstawiono na rys. 2.189e, powoduje wyostrzenie zboczy generowanych impulsów, przez co przebieg upodabnia się coraz bardziej do prostokątnego i zwiększa się zawartość harmonicznych. Jeśli natomiast zależy nam na uzyskaniu przebiegu bardziej zbliżonego do sinusoidy, to na wyjście generatora impulsów należy włączyć filtr RC o schemacie przedstawionym na rys. 2.189f.

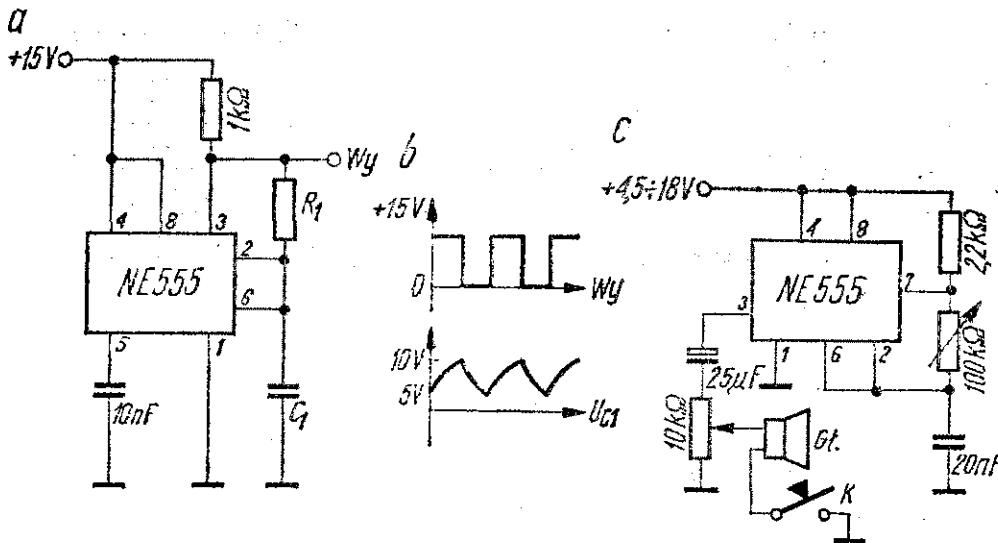
Ostatni schemat z tej serii (rys. 2.189g) przedstawia prosty i niezawodnie działający generator do nauki i treningu telegrafii, wykonany na jednym układzie scalonym UCY 7400N. Bramki B1 i B2 tworzą multiwibrator, który steruje bramką wyjściową B4, obciążoną wysokoomowym małym głośnikiem lub kilkoma parami słuchawek. Bramka ta jest kluczowana za pośrednictwem bramki B3.

Układ scalony NE 555 jest generatorem przebiegów prostokątnych o okresie zależnym od wartości elementów R_1 i C_1 . Schemat zastosowania tego układu przedstawiono na rys. 2.190a. Napięcie na wyjściu zmienia się od zera do wartości napięcia zasilania, tak jak to przedstawia pierwszy wykres na rys. 2.190b. Ładowanie się i rozładowywanie kondensatora C_1 powoduje, że napięcie na tym kondensatorze ma kształt zbliżony do trójkątnego, tak jak to przedstawia dolny wykres na tym rysunku. Dla częstotliwości 100 Hz pojemność kondensatora C_1 powinna wynosić 50 nF, a wartość rezystancji R_1 około 150 k Ω . Dla 1 kHz wartości te powinny wynosić odpowiednio: 10 nF i 75 k Ω , dla 5 kHz — 10 nF i 15 k Ω , a dla 50 kHz — 1 nF i 15 k Ω .¹⁾ Praktyczny schemat generatora do nauki telegrafii na omawianym układzie scalonym przedstawiono na rys. 2.190c. Potencjometr umożliwi zmianę częstotliwości drgań w granicach 300 Hz do 1 kHz. Generator jest

¹⁾ Według G3VA z „Radio Communication” nr 7/1976.

obciążony małym głośnikiem, połączonym w szereg z kluczem telegraficznym.

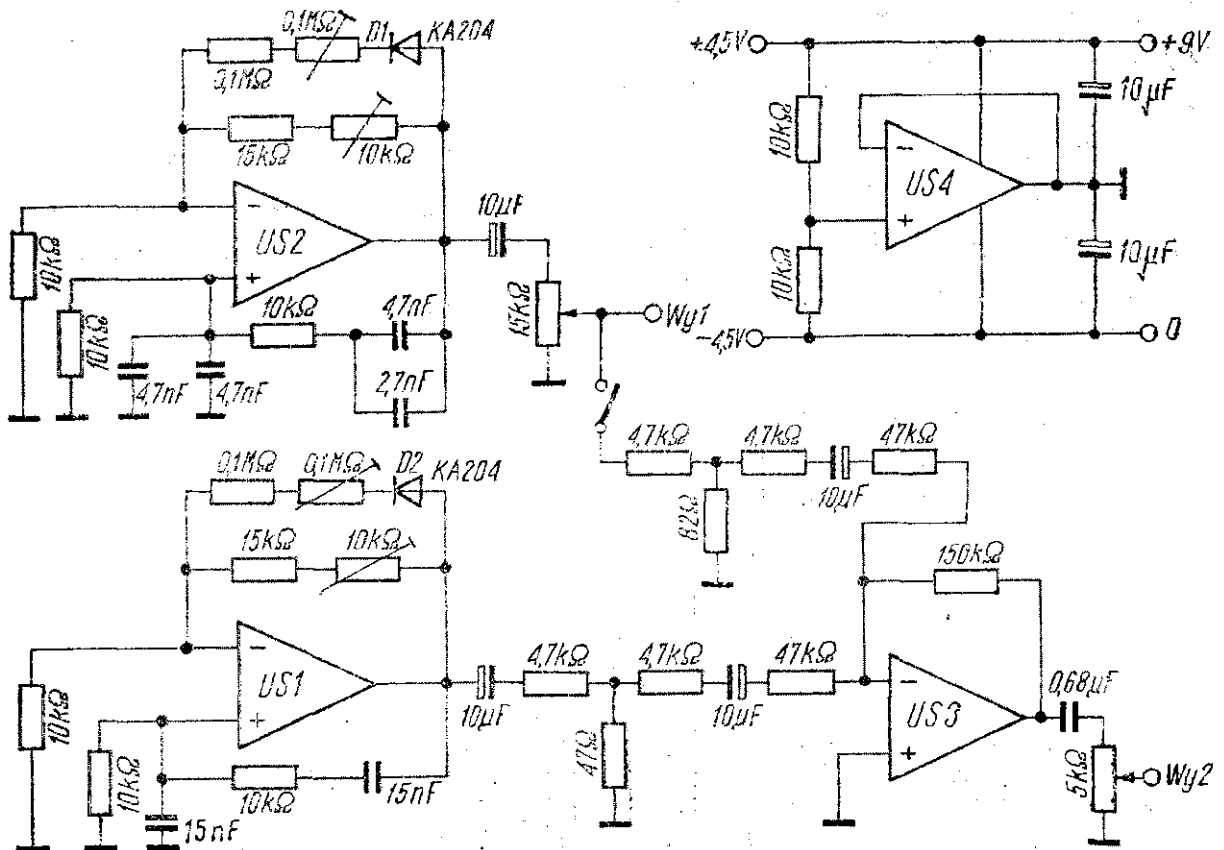
Do strojenia i kontroli liniowości nadajników SSB stosuje się generatory dwutonowe, pracujące zwykle na częstotliwości 750 Hz i 1800 (1750) Hz. Przy modulacji nadajnika SSB pojedynczym tonem akustycznym, sygnał wyjściowy pojawia się w postaci poje-



Rys. 2.190. Generatory akustyczne pracujące na układzie scalonym NE 555

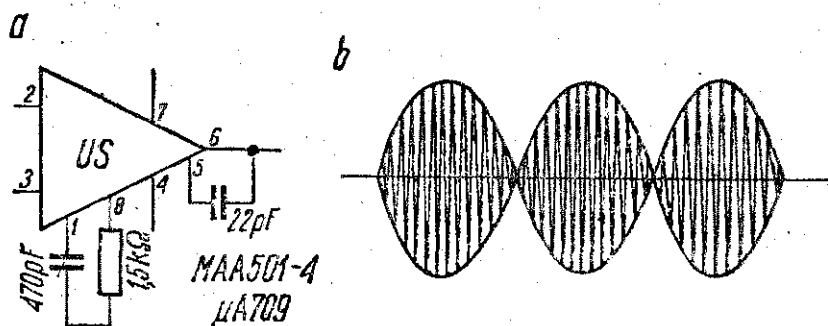
dynczej częstotliwości w zakresie pożądanej wstęgi bocznej, przy jednocześnie występujących śladach (o poziomie zależnym od jakości modulatora zrównoważonego i filtru) nośnej i sygnału modulującego w obszarze wytłumionej wstęgi bocznej. Pojedynczy sygnał modulujący umożliwia dostrojenie nadajnika SSB do anteny, lecz nie umożliwia kontroli liniowości stopnia wyjściowego. Dopiero zmodulowanie nadajnika równocześnie dwoma tonami umożliwia taką kontrolę. Na oscyloskopie dołączonym do wyjścia nadajnika pojawia się wówczas przebieg w.cz., zmieniający swoją amplitudę od zera do wartości maksymalnej. Przebieg tych zmian i jednoznaczność przejścia przebiegu przez zero pozwalają na ocenę liniowości nadajnika.

Na rysunku 2.191 przedstawiono schemat generatora dwutonowego, wykonanego na czterech wzmacniaczach operacyjnych μA 741. Układy scalone US 1 i US 2 pracują jako generatory RC na częstotliwościach 1 kHz i 2 kHz (przyjęto tu nieco inne częstotliwości niż podano na wstępie, co nie ma praktycznego zna-



Rys. 2.191. Generator dwutonowy zbudowany na wzmacniaczach operacyjnych

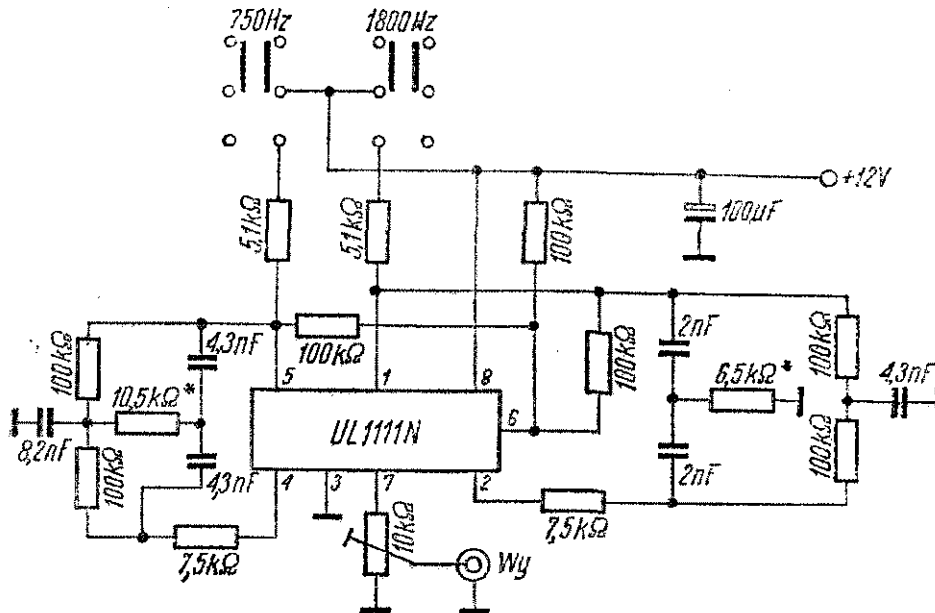
czenia). Trzeci wzmacniacz operacyjny pracuje jako mieszacz obu sygnałów, a US 4 jest źródłem symetrycznego napięcia zasilania, przy zasilaniu generatora z pojedynczej baterii 9 V. Zamiast wygodnych (bo nie wymagających kompensacji częstotliwościowej) wzmacniaczy operacyjnych μA 741 można użyć wzmacniaczy operacyjnych μA 709 lub ich odpowiedników, jednak wówczas konieczne jest dodanie elementów kompensacji częstotliwościowej, tak jak to przedstawiono na rys. 2.192a. Przebieg na wyjściu generatora, a jednocześnie przebieg jaki powinien występować na



Rys. 2.192. Wykorzystanie wzmacniaczy operacyjnych μA 709 w generatorze z rys. 2.191. Przebieg na wyjściu badanego nadajnika

wyjściu nadajnika o dobrej liniowości, przedstawiono na rys. 2.192b. Generator ten opisano na podstawie publikacji DL2GK w „CQ DL” nr 3/1977.

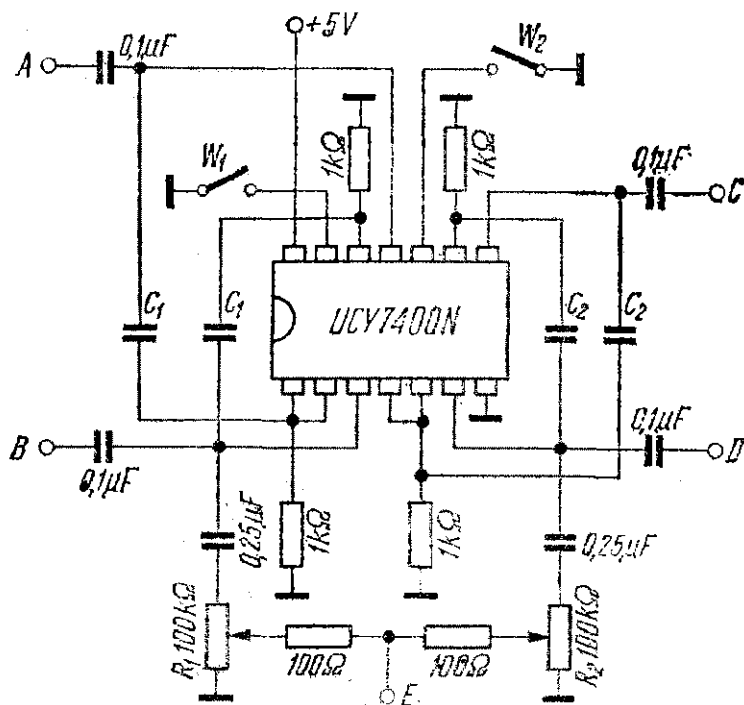
Schemat generatora dwutonowego, wykonanego na układzie scalonym UL1111N, przedstawiono na rys. 2.193 (opis SP5CCC w „Biuletynie PZK” nr 1/1978). W pętli sprzężenia zwrotnego generatorów znajdują się układy „podwójne T”, dobrane na częstotliwości 750 Hz i około 1800 Hz. Regulowane napięcie wyjścio-



Rys. 2.193. Generator dwutonowy pracujący na układzie UL1111N

we jest pobierane z wtórnika emiterowego (max 3,5 V). Uruchamianie generatorów odbywa się przez włączanie napięcia zasilania wyłącznikami klawiszowymi.

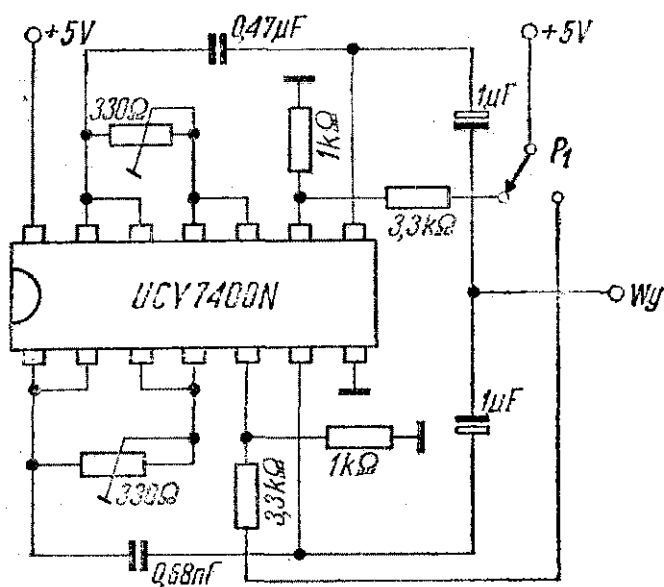
Dwa następne generatora dwutonowe zostały wykonane na bramkach NAND TTL typu UCY 7400N. Pierwszy z nich (rys. 2.194) zawiera dwa multiwibratory o częstotliwościach pracy zależnych od pojemności kondensatorów C_1 i C_2 (jednakowych parami), przy czym z czterech wyjść A, B, C i D można pobierać sygnał osobno z każdego multiwibratora i to przesunięty w fazie. Z punktu E można pobierać równocześnie obydwa sygnały o amplitudach regulowanych potencjometrami R_1 i R_2 . Wyłączniki W_1 i W_2 sprzężone z potencjometrami, służą do włączania generatorów poprzez podanie zera logicznego do odpowiednich punktów układu.



Rys. 2.194
 Generator dwutonowy
 zbudowany
 na bramkach NAND

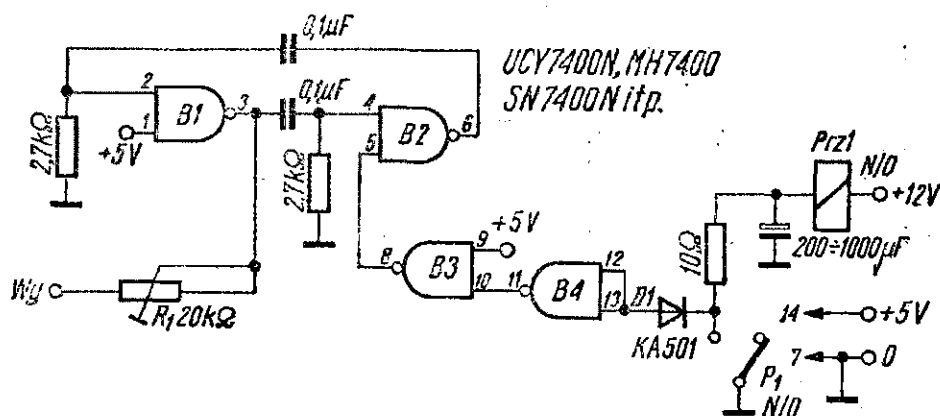
Drugi generator dwutonowy na bramkach układu UCY 7400N (rys. 2.195) ma prostszą konstrukcję. W zależności od położenia przełącznika P_1 , generator generuje na częstotliwości 2135 Hz (górny generator) lub na częstotliwości 1750 Hz. Ze względu na duże zniekształcenia, sygnał z generatorów na układach TTL wykorzystuje się do uruchamiania przemienników UKF, czy dostarczania nadajników do anteny, natomiast do kontroli liniowości wykorzystuje się generatory dające sinusoidalny sygnał wyjściowy.

Jeszcze jedno zastosowanie generatora akustycznego na bramkach TTL przedstawiono na rys. 2.196. Jest to generator AOT



Rys. 2.195
 Najprostszy generator
 dwutonowy zbudowany
 na bramkach NAND

(Automatic Over Tone) automatycznie wytwarzający krótki ton po puszczeniu przycisku „nadawanie—odbiór”, sygnalizujący w ten sposób przejście na odbiór, a stosowany w radiotelefonicznej łączności UKF. Ten rodzaj sygnalizacji spopularyzowały transmisje łączności z programu Apollo. Częstotliwość tego tonu wynosi 1 kHz lub 1750 Hz. Ta ostatnia częstotliwość bywa równocześnie



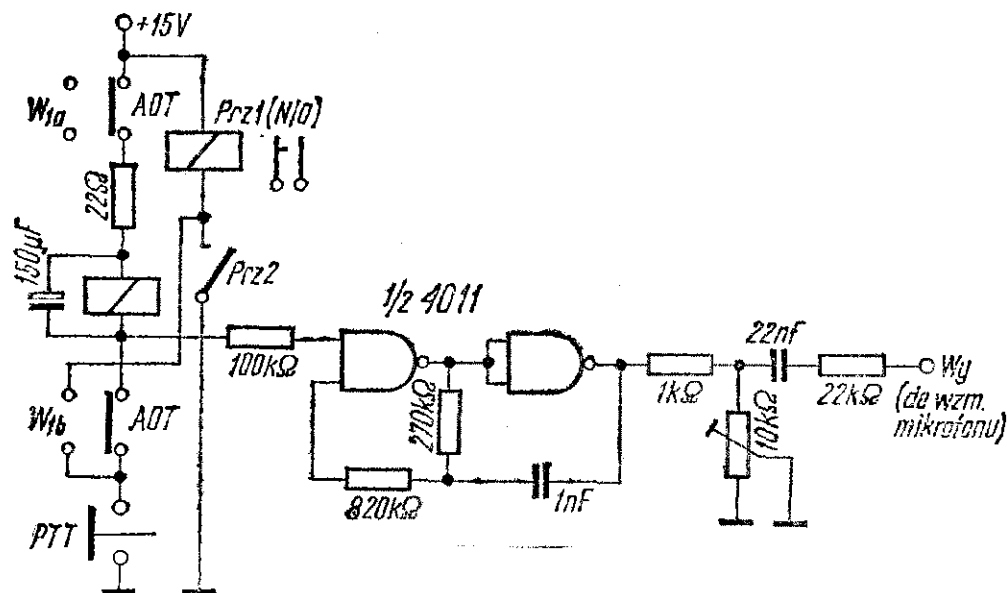
Rys. 2.196. Generator z układem TTL sygnalizujący koniec nadawania

wykorzystywana do uruchamiania przemienników (retranslatorów) stacjonarnych. Czas trwania sygnału nie przekracza zazwyczaj 0,3 sekundy.

W omawianym układzie (opis F6AXL w „Radio REF” nr 10/1976) generator m.cz. tworzą dwie bramki B1 i B2, a pozostałe dwie bramki pracują w układzie sterującym. Podczas nadawania przycisk „nadawanie—odbiór” (N/O) P₁ zwiera do masy katodę diody DI i „zimny” przewód przekaźnika Prz1, powodując działanie tego przekaźnika. Po zakończeniu nadawania i puszczeniu przycisku P₁ kondensator elektrolityczny ładuje się, powodując opóźnienie odpadnięcia kotwicy przekaźnika, a równocześnie zmiana stanu logicznego z niskiego na wysoki na wejściach bramki B4 powoduje uruchomienie generatora akustycznego i pojawienie się tonu na wyjściu, dołączonym do gniazda mikrofonowego. Od pojemności kondensatora elektrolitycznego zależy opóźnienie przekaźnika N/O, a więc i czas trwania tonu po zakończeniu nadawania.

Podobny układ, ale na bramkach CMOS, przedstawiono na rys. 2.197 (opracowanie SP9AGQ). Układ ten jest przystosowany do nadajnika o napięciu zasilania 15 V z uziemionym minusem,

sterowanego przyciskiem PTT, zwierającym do masy „zimny” przewód zasilania przekaźnika nadawanie-odbior. Sygnał o częstotliwości 1750 Hz, trwający około 0,25 sekundy jest doprowadzony do wejścia mikrofonowego nadajnika przez odpowiednio dobrany tłumik. Sygnalizację tonem można wyłączyć wyłącznikiem W_1 . Generator akustyczny, zbudowany na dwóch bramkach układu scalonego CMOS typu 4011 pracuje, kiedy przez rezystor 100 k Ω podawany jest plus napięcia zasilania na wejście pierwszej bramki. Przy włączonym układzie sygnalizacji styki prze-



Rys. 2.197. Generator sygnalizujący koniec nadawania zbudowany na bramkach CMOS

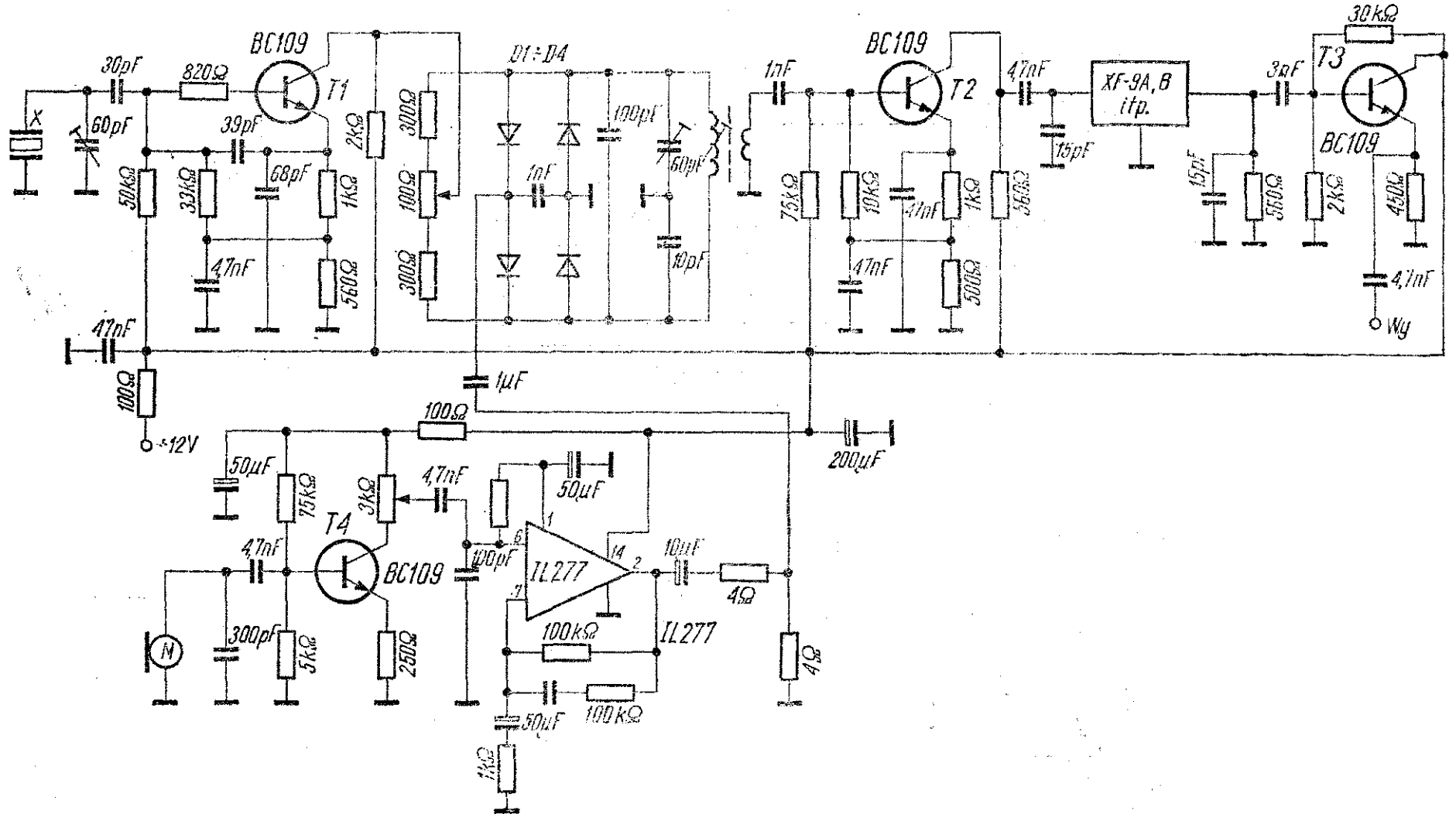
kaźnika pomocniczego $Prz2$ włączają główny przekaźnik N/O . Przekaźnik pomocniczy jest zabocznikowany kondensatorem elektrolitycznym, dzięki czemu uzyskuje się opóźnienie wyłączenia nadajnika, podczas gdy generator akustyczny zaczyna pracować natychmiast po puszczeniu przycisku PTT. Po wyłączeniu układu sygnalizacji, przekaźnik $Prz1$ jest sterowany bezpośrednio przyciskiem PTT.

2.4. Przykłady wykonania wzbudnic SSB

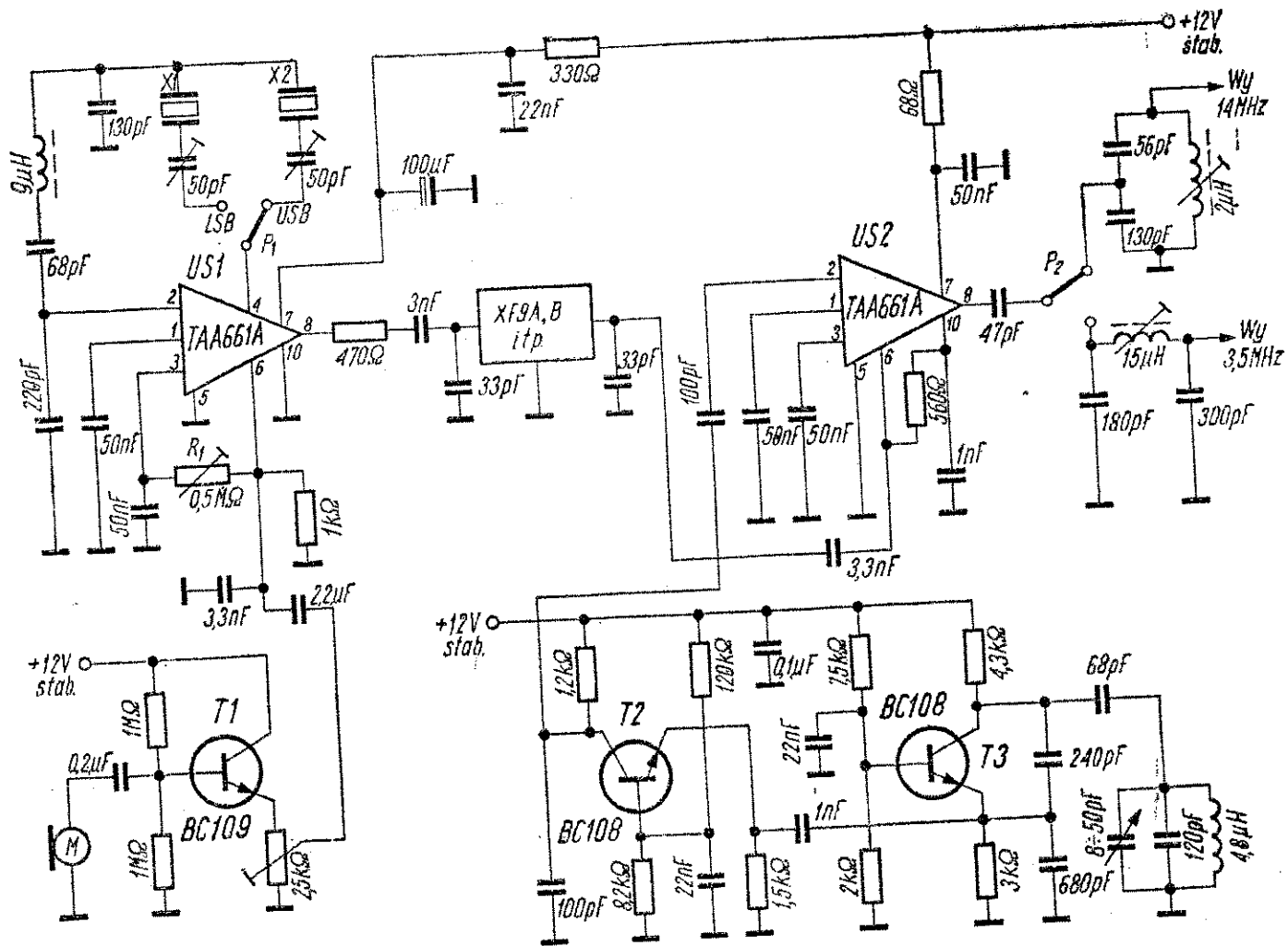
Na zakończenie omawiania stopni formowania sygnału w nadajnikach warto zapoznać się ze schematami kilku filtrowych wzbudnic SSB. Schemat pierwszej z nich przedstawiono na rys. 2.198.

Jest to wzбудnica tranzystorowa z układem scalonym na wyjściu wzmacniacza mikrofonowego, o sygnale SSB formowanym na częstotliwości 9 MHz. W opisanej wzbudnicy wykorzystano cztery tranzystory BC 109. Pierwszy pracuje w układzie generatora kwarcowego. Po generatorze następuje modulator zrównoważony z obwodem rezonansowym na wyjściu. Drugi tranzystor BC 109 pracuje jako wzmacniacz DSB. Po nim następuje filtr SSB (XF-9A, XF-9B lub ich odpowiedniki) i wyjściowy wtórnik emiterowy na trzecim tranzystorze BC 109. Czwarty tranzystor tego samego typu pracuje w przedwzmacniaczu mikrofonowym, po którym następuje układ scalony IL 277 — wzmacniacz wyjściowy mocy m.cz., obciążony w tym zastosowaniu dwoma szeregowo połączonymi rezystorami 4Ω . Wzbudnica ta jest częścią składową nadajnika radiostacji opisanej w numerze 5/1977 jugosłowiańskiego miesięcznika „Radioamater”.

HA5WM opisał w „Radio Fernsehen Elektronik” nr 6/1974 i w „Radio Communication” nr 6/1974 wiele zastosowań układu scalonego TAA 661 (MAA 661, CA 3065, CA 2111E) w technice SSB. Na tych układach zbudowana jest wzbudnica, której schemat przedstawiono na rys. 2.199. Pierwszy układ scalony (US 1) pracuje jako źródło sygnału o częstotliwości 9 MHz i jako modulator zrównoważony. Tłumienie fali nośnej zależy od położenia suwaka rezystora zmiennego R_1 . Przełącznik P_1 umożliwia wybór wstęgi bocznej. Wzmacniacz mikrofonowy pracuje na tranzystorze $T1$ w układzie WK. Po generatorze zrównoważonym następuje filtr 9 MHz. Drugi układ scalony (US 2) pracuje jako mieszacz, na wyjściu którego znajdują się dwa przełączane przełącznikami P_2 obwody rezonansowe: na pasmo 3,5 MHz i na pasmo 14 MHz. VFO pracuje na tranzystorze $T3$ w paśmie 5,0... .. 5,5 MHz ze stopniem izolującym na tranzystorze $T2$ i jest kompensowany temperaturowo. Ponieważ przy zmianie pasma musi następować zmiana wstęgi — przełączniki P_1 i P_2 mogą być na wspólnej osi. Stopień zrównoważenia modulatora jest zależny w znacznym stopniu od temperatury, toteż dla zmniejszenia wpływu temperatury na poziom fali nośnej można jako R_1 zastosować termistor. Cała wzbudnica jest zasilana napięciem stabilizowanym 12 V.

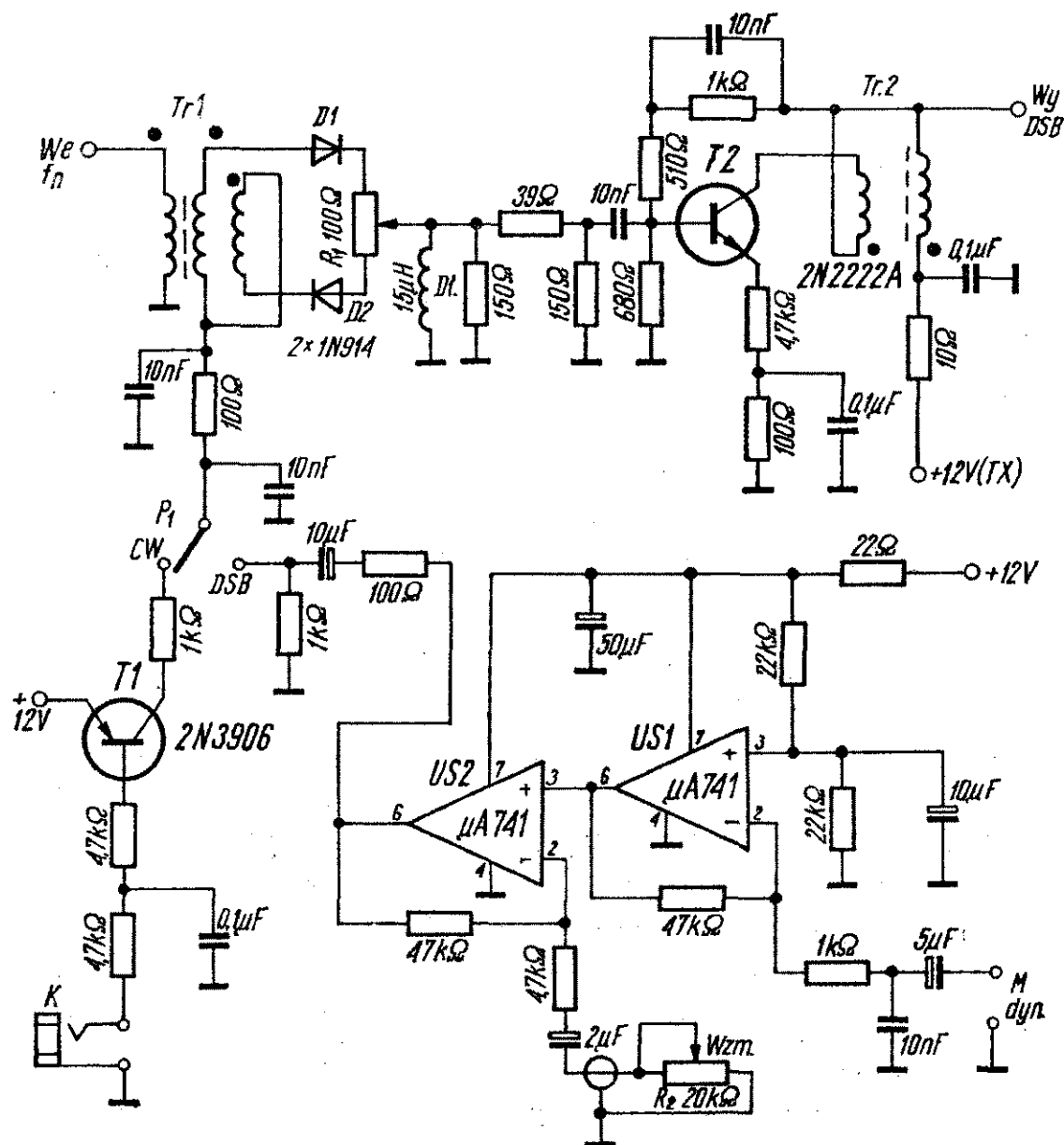


Rys. 2.198. Schemat prostej wzбудnicy tranzystorowej z filtrem 9 MHz



Rys. 2.199. Schemat wzбудnicy filtrowej pracujacej na układach scalonych TAA 661A z tranzystorowym wzmacniaczem mikrofonowym i VFO

Wzбудnica, której schemat przedstawiono na rys. 2.200 jest fragmentem transceivera CW-DSB, opracowanego przez WA7MLH. Schemat obejmuje dwudiodowy modulator zrównoważony, pracujący na diodach $D1$ i $D2$, do którego doprowadzono sygnał fali nośnej za pośrednictwem transformatora w.cz. $Tr1$, stopień kluczujący na transformatorze $T1$, wzmacniacz DSB na



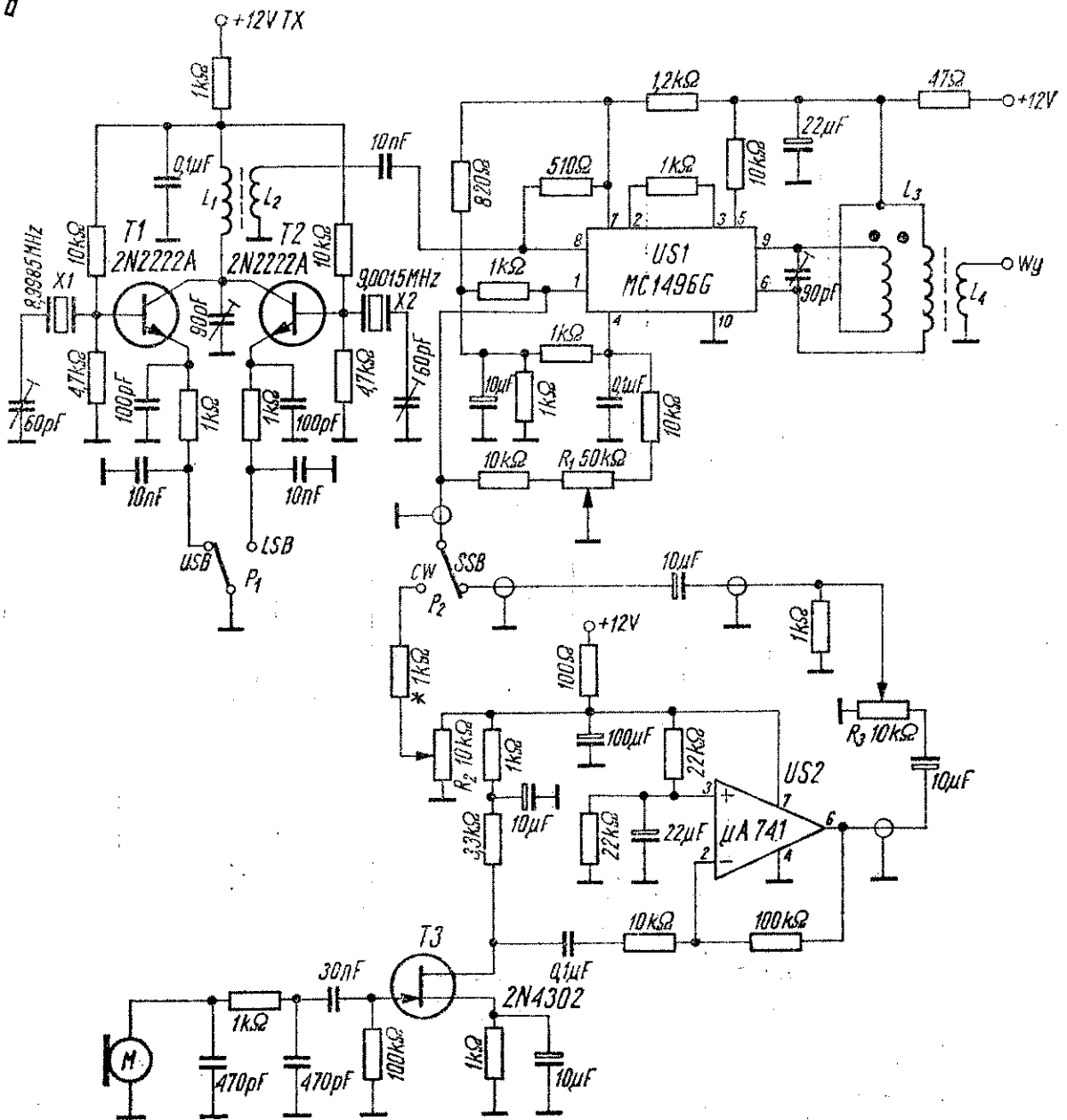
Rys. 2.200. Układ formowania sygnału z transceivera CW-SSB wg projektu WA7MLH

transformatorze $T2$ i wzmacniacz mikrofonowy na dwóch wzmacniaczach operacyjnych $\mu A 741$, przewidziany do sterowania z mikrofonu niskoomowego. W pozycji CW przełącznika $P1$ do modulatora jest dołączony tranzystor $T1$. Zwieranie klucza telegra-

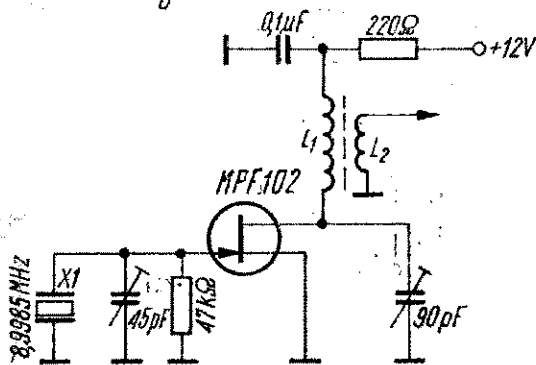
ficznego, włączonego pomiędzy bazę tranzystora i masę, powoduje przepływ prądu przez tranzystor $T1$, diodę $D1$, część potencjometru R_1 i dławik Dl do masy, a w rezultacie zrównoważenie modulatora i sterowanie tranzystora $T2$ sygnałem z generatora fali nośnej. Przełączenie P_1 w pozycję DSB umożliwia zrównoważenie modulatora potencjometrem $R1$ i modulację fali nośnej sygnałem akustycznym, dostarczonym z dwustopniowego wzmacniacza mikrofonowego. Wzmocnienie tego wzmacniacza regulowane jest rezystorem zmiennym R_2 . Transformator $Tr1$ jest nawinięty trzema przewodami na rdzeń toroidalny (15 zw.). Transformator $Tr2$ ma 12 zwojów nawiniętych bifilarnie także na rdzeń toroidalny. Szczególnie interesujący i wart popularyzacji jest zastosowany tu sposób kluczowania, a także wzmacniacz mikrofonowy pracujący na dwóch wzmacniaczach μA 741.

Dwa następne rysunki obejmują zespoły uniwersalnej wzbudnicy CW-SSB opracowanej przez KL7IAK. Na rysunku 2.201a przedstawiono schemat generatorów fali nośnej na tranzystorach $T1$ i $T2$, przełączanych w obwodzie zasilania, modulatora zrównoważonego na układzie scalonym MC 1496G i wzmacniacza mikrofonowego, składającego się z przedwzmacniacza na tranzystorze polowym i wzmacniacza operacyjnego μA 741. Na rysunku 2.201b przedstawiono alternatywny schemat generatora fali nośnej zbudowanego na tranzystorze polowym MPF 102. Zastosowane tu przełączanie wstęgi bocznej — przez przełączanie napięcia zasilającego dwa generatory kwarcowe — wymaga co prawda 2 tranzystorów, lecz pozwala jednocześnie na optymalne dobranie warunków pracy i dostrojenie każdego generatora z osobna. Przełącznik pasm może znajdować się nawet daleko od generatorów, bez obawy o ich nieprawidłowe działanie. Ze wspólnego obwodu z cewką L_1 w kolektorach obu generatorów kwarcowych sygnał jest podawany na modulator zrównoważony, którego zmierzone tłumienie dla fali nośnej przekracza 50 dB. Poziom wy tłumienia fali nośnej zależy od położenia suwaka potencjometru R_1 . Przełącznik P_2 przełącza wejście m.cz. modulatora z wyjścia wzmacniacza modulacyjnego przy SSB, na suwak potencjometru R_2 , którym przy CW dokonuje się zrównoważenia modulatora. Wzmocnienie toru modulacyjnego reguluje się potencjometrem R_3 . Na wejściu wzmacniacza mikrofonowego znaj-

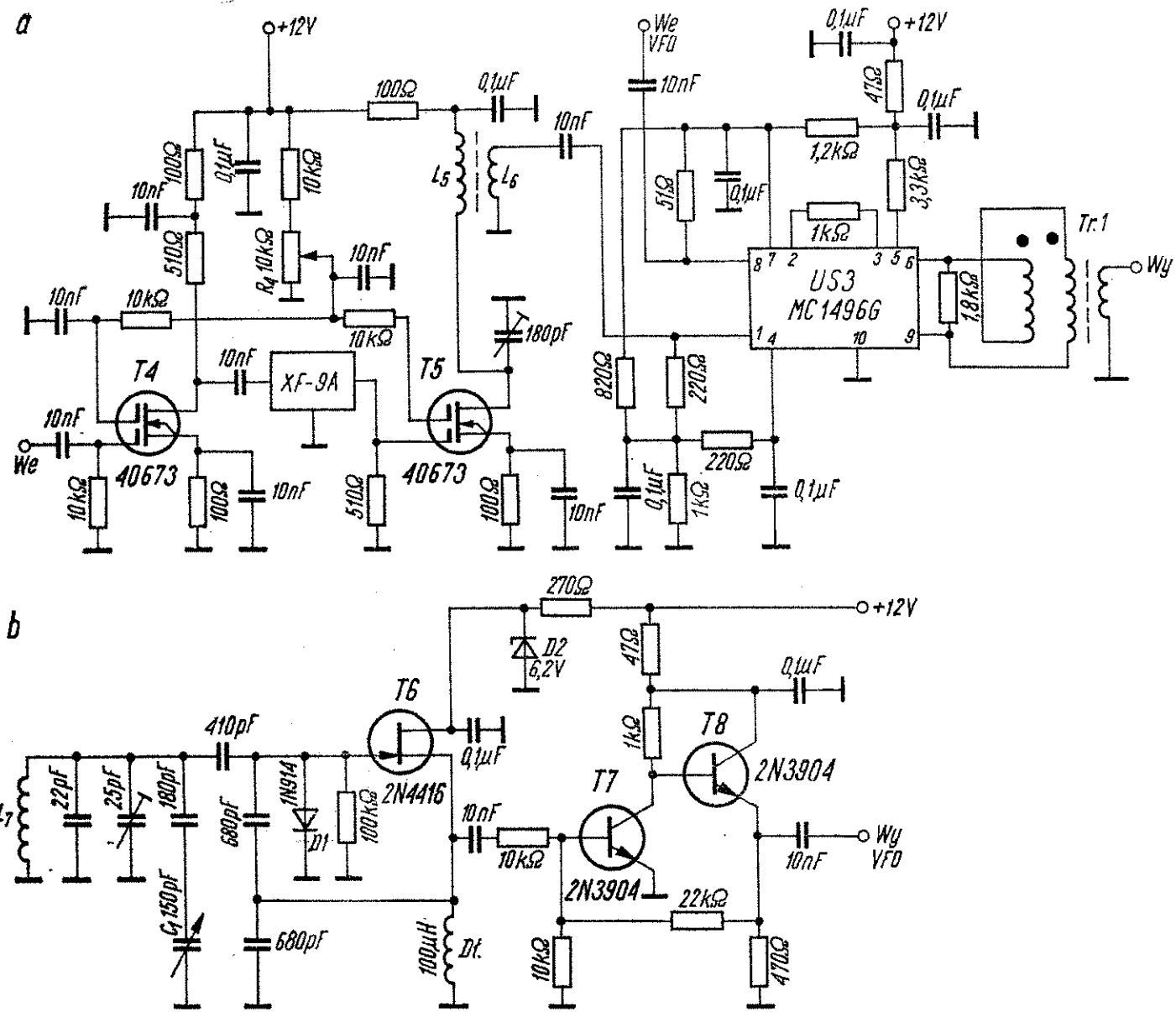
a



b



Rys. 2.201. Generatory kwarcowe, modulator zrównoważony i wzmacniacz modulatoryjny z uniwersalnej wzbudnicy CW-SSB zaprojektowany przez KL7IAK

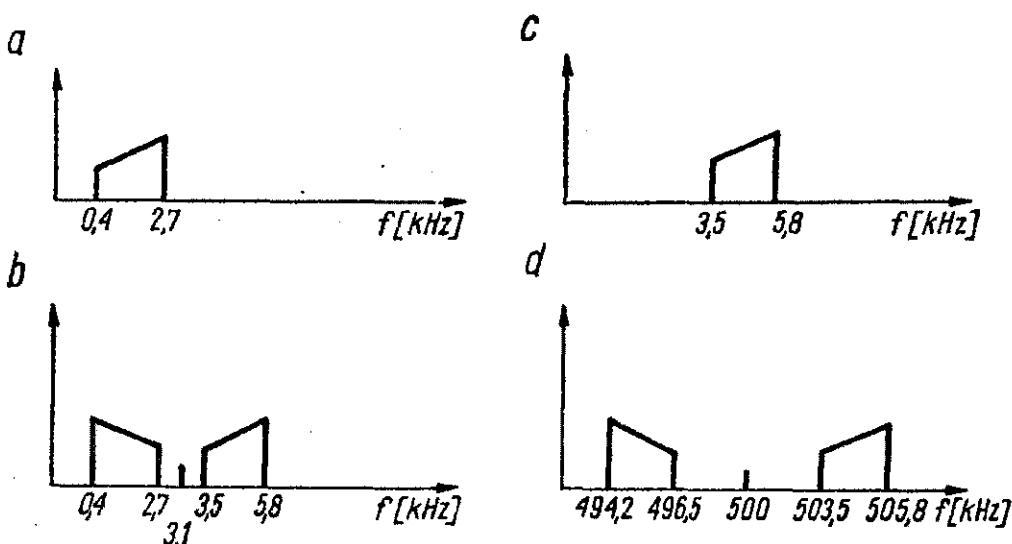


Rys. 2.202. Filtr, mieszacz i VFO z uniwersalnej wzbudnicy krótkofalowca KL7IAK

duje się przedwzmacniacz z tranzystorem polowym 2N 4302, umożliwiający dołączenie zarówno niskoomowego, jak i wysokoomowego mikrofonu.

Dalszy ciąg schematu wzбудnicy znajduje się na rys. 2.202. Na rysunku 2.202a przedstawiono wzmacniacz DSB zbudowany na dwubramkowym tranzystorze polowym $T4$, filtr SSB, wzmacniacz sygnału SSB na tranzystorze $T5$ (takiego samego typu jak $T4$) oraz mieszacz zbudowany na układzie scalonym MC 1496G. Na wyjściu mieszacza znajduje się szerokopasmowy transformator w.cz. $Tr1$, po którym dopiero znajdują się (nie uwidocznione na schemacie) obwody rezonansowe. Potencjometr R_4 umożliwia regulację wysterowania mieszacza sygnałem SSB. Do wyprowadzenia 8 układu scalonego mieszacza doprowadzony jest sygnał z VFO, którego schemat przedstawiono na rys. 2.202b. Pracuje on w zakresie 5 ... 5,5 MHz, dając na wyjściu wartość międzyszczytową napięcia około 1 V na obciążeniu 50 Ω . W generatorze pracuje tranzystor polowy 2N 4416. Po nim następuje dwustopniowy separator zbudowany na tranzystorach $T7$ i $T8$ sprzężonych bezpośrednio. Całe urządzenie zasilane jest napięciem 12 V, stabilizowanym elektronicznie, a generator ma dodatkową stabilizację stabilistorem 6,2 V.

Warto wspomnieć o jeszcze jednej (czwartej) metodzie otrzymywania sygnału SSB, opisaną przez SP5BR w „Biuletynie PZK” nr 12/1975. Zasadę tej metody przedstawiono na rys. 2.203. Polega ona na przesunięciu pasma akustycznego 0,4÷2,7 kHz do



Rys. 2.203. Zasada czwartej metody otrzymywania SSB

przedziału $3,5 \div 5,8$ kHz, przez co następuje rozsuniecie obu wstęg bocznych. Tak przygotowany sygnał foniczny może być przekształcony w sygnał jednowstęgowy za pomocą filtru o niezbyt stromych zboczach (np. piezoceramicznego lub prostego kwarcowego). Poszczególne fazy formowania sygnału czwartą metodą przedstawiono na rysunkach: a — pasmo akustyczne $0,4 \div 2,7$ kHz, b — wynik zmieszania z pomocniczym sygnałem o częstotliwości 3,1 kHz przy jednoczesnym tłumieniu tej częstotliwości, c — sygnał po przejściu przez górnoprzepustowy filtr akustyczny o częstotliwości granicznej 3,5 kHz, d — wynik zmieszania z sygnałem w.cz. np. 500 kHz, z jednoczesnym tłumieniem fali nośnej. Nośna pomocnicza może być wybrana tak, aby przestrajając ją można było uzyskiwać raz górną, a raz dolną wstęgę boczną. Usunięcie zbędnej wstęgi bocznej przy takim odstępie między wstęgami bocznymi jak na rys. 2.203d, może być dokonane nawet za pomocą filtru LC z indukcyjnościami w kubeczkach ferrytowych.

2.5. Powielacze i stopnie sterujące nadajników

Rozpowszechnienie się emisji SSB i związane z tym zmiany układów urządzeń nadawczych wpłynęły na prawie całkowite wyeliminowanie powielaczy z torów nadawczych i na poważne zmiany schematów stopni sterujących. O ile w okresie królowania dwuwstęgowej modulacji amplitudy powielacze stanowiły znaczną część układu nadajnika, to obecnie stosowane są jeszcze w nadajnikach FM i telegraficznych, w torach generatorów niektórych transwerterów i jako powielacze waraktorowe w stopniach końcowych telegraficznych nadajników UKF na wyższe pasma (432 MHz i częściej na 1296 MHz). Wynika to z niemożności powielania sygnału SSB, który można jedynie poddawać przemianom częstotliwości dla uzyskania kilku pasm amatorskich.

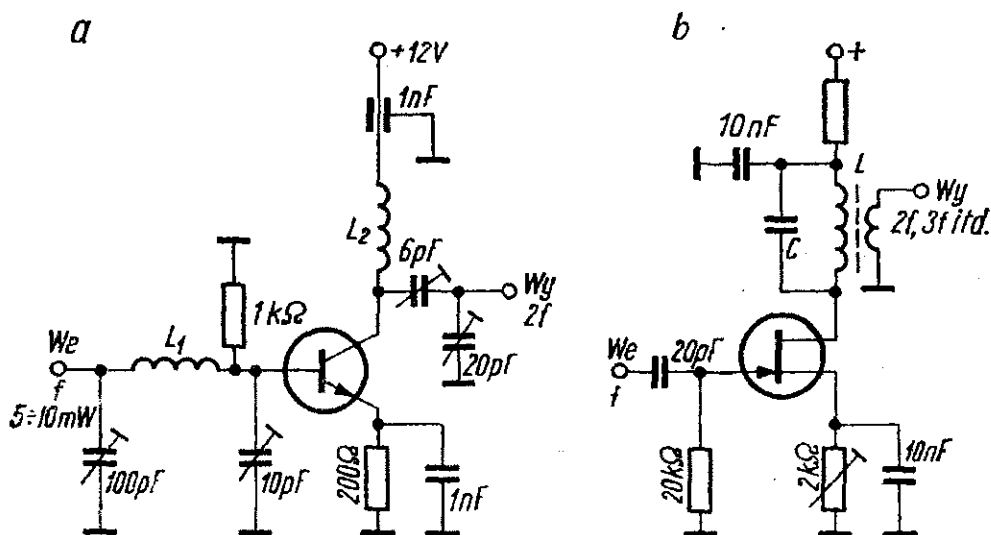
Wobec stosowania lamp i tranzystorów w stopniach wyjściowych nadajników wymagających niewielkich mocy sterujących i wobec stosowanych klas pracy stopni końcowych zapewniających pracę liniową (klasa A, AB i B) — a więc z natury rzeczy wymagających mniejszego wysterowania — stopnie sterujące muszą oddawać znacznie mniejszą niż dawniej moc i muszą także pracować liniowo. Skutkiem tego zaciera się granica pomiędzy

wzmacniaczami w.cz. małych sygnałów, stosowanymi w torach formowania sygnału, a nawet w odbiornikach, a wzmacniaczami sterującymi nadajników.

Dlatego też w tym rozdziale zebrano schematy zaledwie kilku powielaczy tranzystorowych o mniej popularnych schematach, kilku powielaczy waraktorowych i kilku stopni sterujących, mogących być także stopniami wyjściowymi małej mocy.

2.5.1. Tranzystorowe powielacze częstotliwości

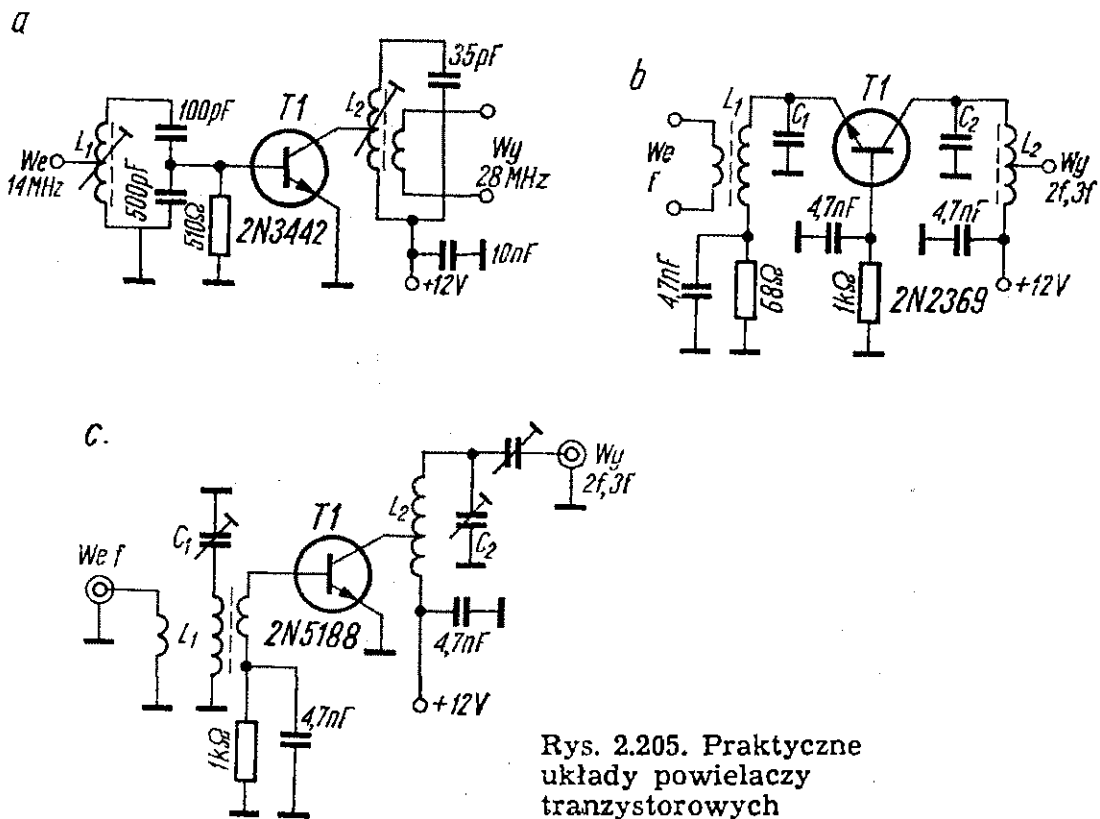
Najprostszy tranzystorowy powielacz częstotliwości ma postać wzmacniacza w.cz. pracującego w klasie C, którego obwód wyjściowy nastrojony jest na drugą lub wyższą harmoniczną. Impuls prądu kolektora we wzmacniaczu klasy C składa się z wielu składników: składowej stałej, częstotliwości podstawowej, drugiej harmonicznej, trzeciej, czwartej itd., z tym, że zawartość każdej następnej harmonicznej jest znacznie mniejsza niż poprzedniej. Zawartość harmonicznnych zależy od kąta przepływu prądu kolektora. Moc wyjściowa powielacza jest mniejsza niż wzmacniacza i szybko spada w funkcji krotności powielania. Zwiększenie mocy wyjściowej powielacza uzyskuje się przez zwiększenie wystero-owania. Dwa przykłady powielaczy tranzystorowych przedstawiono na rys. 2.204. Powielacz zbudowany na tranzystorze bipolarnym (rys. 2.204a) pracuje bez wstępnej polaryzacji bazy, a jego punkt pracy zależy od wartości rezystora w emiterze i od wyste-



Rys. 2.204. Dwa przykłady powielaczy tranzystorowych

rowania, przesuwającego ten punkt. Im większa będzie wartość rezystora emiterowego i chwilowa wartość prądu emitera, wywołana wystawieniem, w tym głębszej klasie C będzie pracował stopień. Podobnie w powielaczu pracującym na tranzystorze polowym (rys 2.204b) zmiany wartości rezystancji w źródle pozwalają na przesuwanie punktu pracy i dobranie optymalnego kąta przepływu prądu, zapewniającego największą sprawność powielania dla danej krotności powielania i dla określonego wystawienia. W praktyce nie stosuje się w jednym stopniu większej krotności powielania niż pięć razy (najczęściej podwaja się lub potraja), ponieważ przy większej krotności powielania sprawność stopnia jest już bardzo mała i moc wyjściowa nie wystarcza do wystawienia następnego stopnia.

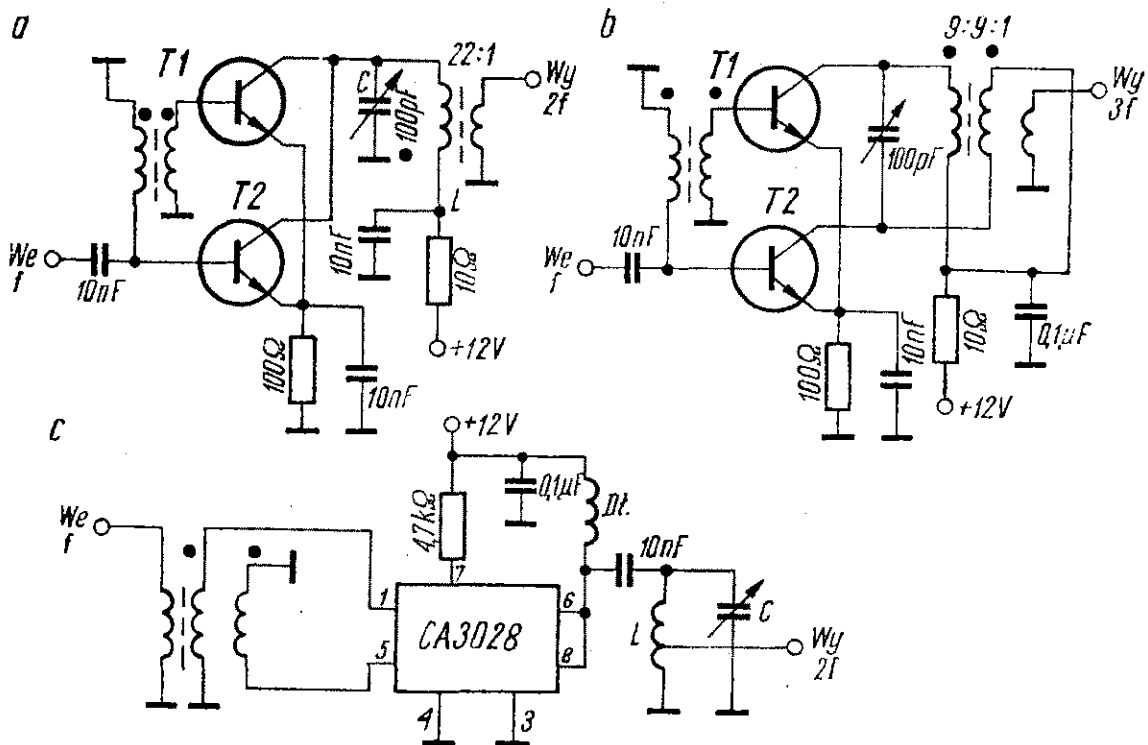
Kilka praktycznych układów powielaczy tranzystorowych zebrano na rys. 2.205. Pierwszy powielacz (rys. 2.205a) pracuje w układzie WE, z dopasowaniem obwodu wejściowego za pomocą dzielnika pojemnościowego i z dopasowaniem obwodu wyjściowego odczepem na cewce L_2 . Ze względu na brak rezystora emi-



terowego, tranzystor pracuje w płytkiej klasie C (nazywanej także klasą BC).

Drugi powielacz (rys 2.205b) pracuje w układzie WB. W emiterze znajduje się niewielki rezystor, toteż wysterowanie przesuwają punkt pracy stopnia w stronę głębszej klasy C. Powielacze tego typu stosuje się głównie w pasmach UKF, ze względu na większą częstotliwość graniczną tranzystora pracującego w konfiguracji WB niż w konfiguracji WE. Trzeci powielacz (rys. 2.205c) jest odmianą powielacza z rys. 2.205a w bazie sterowanej z cewki sprzęgającej i z przedpięciem uzyskiwanym od prądu bazy.

Znaczną sprawność powielania zapewniają powielacze dwutranzystorowe w układzie *push-push* i *push-pull*, przedstawione na rys. 2.206. Powielacz *push-push* (rys. 2.206a) podwaja dzięki te-



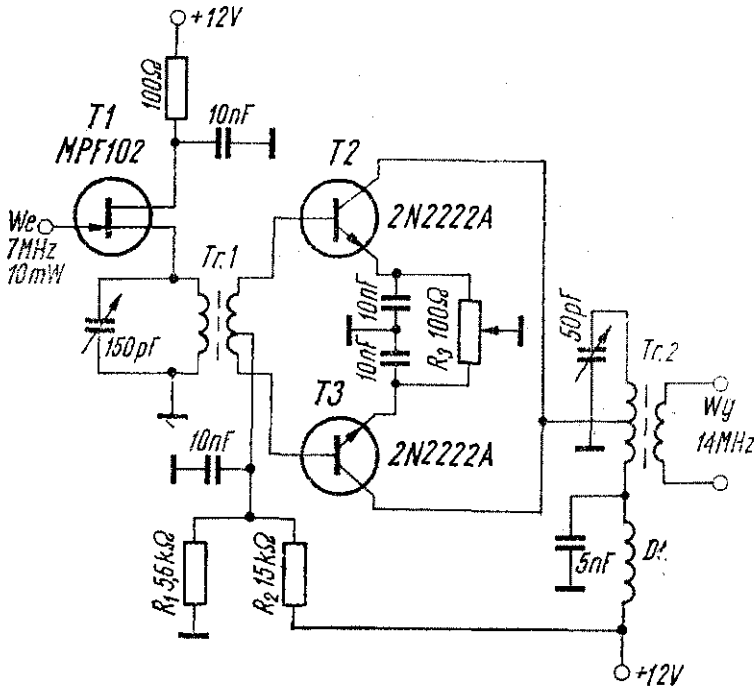
Rys. 2.206. Powielacze w układzie *push-push* i *push-pull*

mu, że bazy tranzystorów *T1* i *T2* są sterowane na przemian, a połączone kolektory dołączone są do wspólnego obwodu rezonansowego. W rezultacie na każdy półokres sygnału sterującego przypada impuls prądu płynącego przez obwód kolektorowy.

Potrącanie odbywa się w układzie *push-pull*, przedstawionym na rys. 2.206b. Drugie harmoniczne częstotliwości sterującej znoszą się w tym układzie, toteż łatwo jest dostroić obwód kolekto-

rowy do trzeciej harmonicznej (zwłaszcza, że ze względu na znośnienie się parzystych harmonicznych, czwarta harmoniczna w symetrycznie wykonanym układzie także nie występuje).

Uzupełnieniem powielaczy symetrycznych jest schemat wykorzystania scalonego wzmacniacza różnicowego CA 3028 jako podwajacza w układzie *push-push* (rys. 2.206c). Schemat praktyczne-



Rys. 2.207
Praktyczny układ
podwajacza
w układzie
push-push

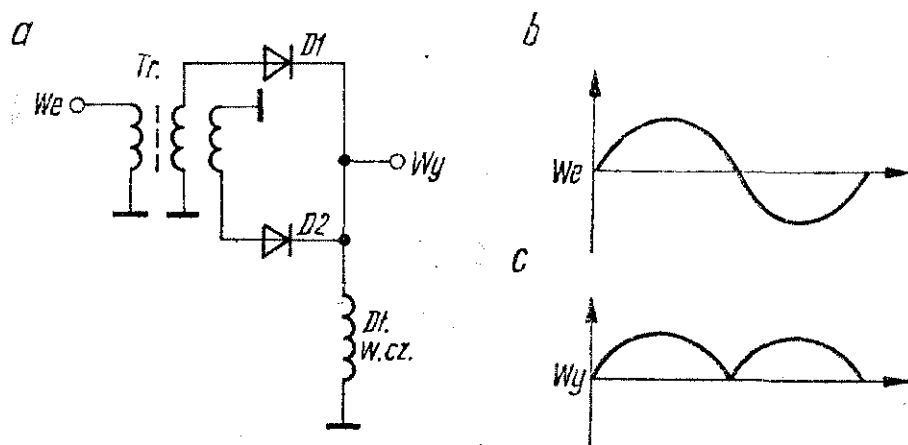
go podwajacza *push-push* z pasma 7 MHz na 14 MHz ze stopniem sterującym na tranzystorze polowym przedstawiono na rys. 2.207. Bazy tranzystorów powielacza T2 i T3 są sterowane symetrycznie z transformatora w.cz. Tr1. Symetria układu może być korygowana potencjometrem 100 Ω w emiterach tranzystorów T2 i T3. Punkt pracy tych tranzystorów jest wyznaczony wartościami rezystancji dzielnika R₂, R₃.

2.5.2. Powielacze częstotliwości zbudowane na diodach pojemnościowych

Diodowym odpowiednikiem podwajacza *push-push* jest prostownik pełnokresowy, którego schemat przedstawiono na rys. 2.208a. Przy przebiegu sterującym jak na rys. 2.208b, przez diody płynie prąd na przemian i przebieg prądu płynącego przez dławik ma

kształt jak na rys. 2.208c. Z tym zjawiskiem spotykamy się w przypadku niezbyt dobrze wyfiltrowanego napięcia, wyprostowanego w prostowniku pełnokresowym, gdzie częstotliwość przydźwięku sieci wynosi 100 Hz.

W praktyce do powielania częstotliwości stosuje się diody pojemnościowe (waraktory), charakteryzujące się znacznymi zmia-

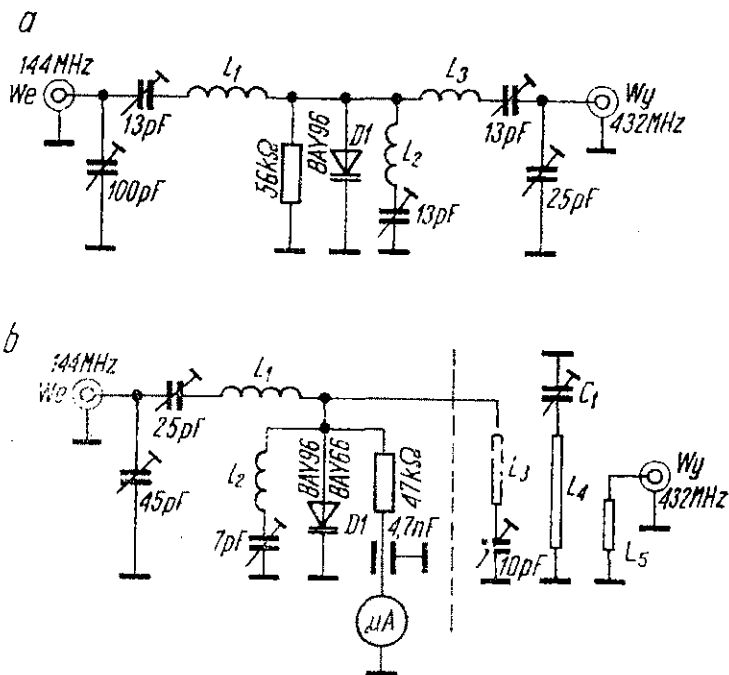


Rys. 2.208. Prostownik pełnokresowy jako diodowy podwajacz częstotliwości

nami pojemności złącza w funkcji przyłożonego napięcia zaporowego. Skutkiem tego przyłożone zmienne napięcie sinusoidalne zostaje silnie zniekształcone i zawiera znaczny poziom częstotliwości harmonicznych. Dołączony do diody obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość harmoniczną, umożliwi wyselekcjonowanie jej ze sprawnością do około 85%, w przypadku drugiej harmonicznej i około 70% w przypadku trzeciej harmonicznej. Dzięki dużej sprawności możliwości wykorzystania, przy częstotliwościach wyjściowych ponad 1000 MHz i mocach rzędu kilkadziesiąt watów oraz zbędności zasilania — powielacze waraktorowe są często używane w nadajnikach telegraficznych lub FM na wyższe pasma UKF. Dysponując na przykład nadajnikiem na pasmo 144 MHz o mocy wyjściowej 50 W można — dzięki prostemu w konstrukcji potrajaczowi waraktorowemu — uzyskać około 35 W mocy w pasmie 432 MHz. Dalsze potrojenie częstotliwości umożliwi uzyskanie kilkunastu watów mocy w pasmie 1296 MHz, co w przypadku nadajnika tranzystorowego na tę częstotliwość wymagałoby użycia drogich i trudno dostępnych tranzystorów.

Niewątpliwą niedogodność powielaczy waraktorowych stanowi niemożność użycia ich w technice SSB, choć używając diody waraktorowej do zmieszania sygnału SSB z powieloną częstotliwością generatora pomocniczego można wykonać transwerter UKF na jednej diodzie waraktorowej, jak przedstawiono dalej.

Dwa praktyczne układy potrajaczy waraktorowych z pasma 144 MHz na pasmo 432 MHz przedstawiono na rys. 2.209. W potrajaczu z rys. 2.209a (opis PAØJNH w czasopiśmie „Electron” nr 3/1976) użyto specjalnej diody do powielaczy mocy BAY 96,



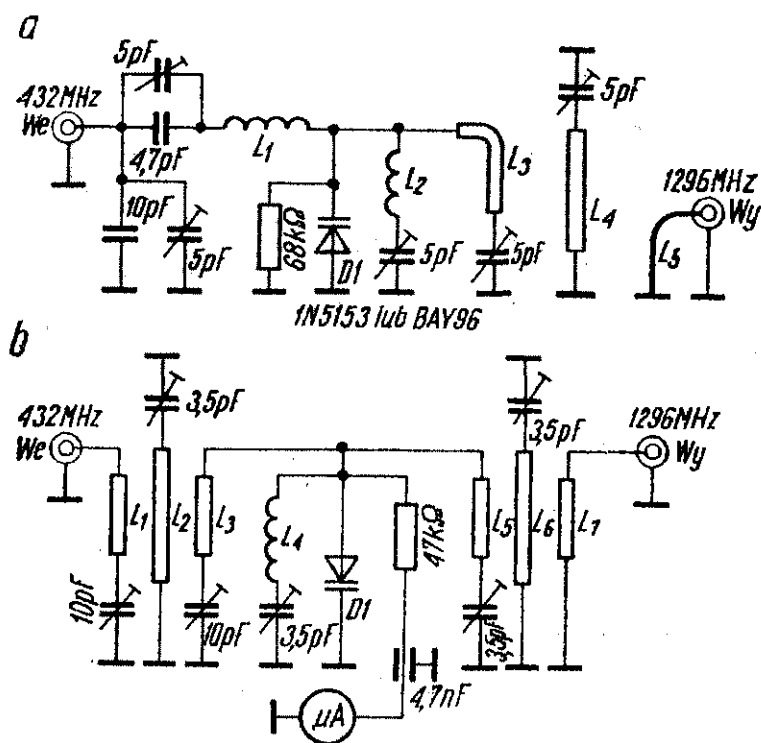
Rys. 2.209
Waraktorowe
potrajacze
144/432 MHz

która umożliwia przyłożenie mocy 40 W w pasmie 144 MHz. Obwód z cewką L_1 (rezonansu szeregowego) jest nastrojony na częstotliwość 144 MHz i umożliwia doprowadzenie mocy sterującej do diody. Równolegle do diody włączony jest szeregowy obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość drugiej harmonicznej sygnału sterującego (288 MHz). Jest to pułapka na tę częstotliwość, zapobiegająca przedostawaniu się jej do wyjścia potrajacza. Następny obwód szeregowy (z cewką L_3) jest nastrojony na częstotliwość wyjściową 432 MHz. Cewka L_1 ma 6,5 zwojów największe wzmocnienie mocy, praca w klasie AB jest więc częstym, przy długości uzwojenia 14,5 mm. Cewka L_2 ma 2 zwoje nawinięte przewodem Φ 2 mm na średnicy 6 mm, przy długości

nawinięcia 8 mm. Cewka L_8 jest paskiem folii o grubości 0,5 mm, szerokości 6,3 mm i długości 25,4 mm, umieszczonym poziomo na wysokości 14,5 mm nad metalowym chassis. Na wejściu i wyjściu potrajacza znajdują się współosiowe gniazda BNC.

Drugi potrajacz 144/432 MHz (rys. 2.209b) ma podobny układ elektryczny, tylko wyjście jest sprzęgnięte z cewką L_3 za pośrednictwem obwodu równoległego z cewką L_4 i cewki sprzęgającej L_5 . Oto dane cewek tego potrajacza: L_1 — 5 zwojów nawiniętych przewodem srebrzonym Φ 1,6 mm na średnicy 12 mm, $l = 18$ mm, L_2 — 2 zw. Φ 1,6 mm na średnicy 8 mm, $l = 6$ mm, L_3 — odcinek przewodu Φ 1,6 mm o długości 34 mm, L_4 — rurka srebrzona o średnicy 10 mm i długości całkowitej 79 mm, zakończona talerzykiem o średnicy 24 mm. Drugi taki talerzyk umocowany jest do wkrętu wkręcane w obudowę. Obydwa talerzyki tworzą kondensator C_1 . Cewka sprzęgająca L_5 jest wykonana z przewodu Φ 1,6 mm o długości 28 mm. Mikroamperomierz włączony w szereg z rezystorem umożliwia dostrojenie potrajacza i kontrolę działania. W przypadku odłączenia mikroamperomierza należy zewrzeć do masy przewód przechodzący przez przepust.

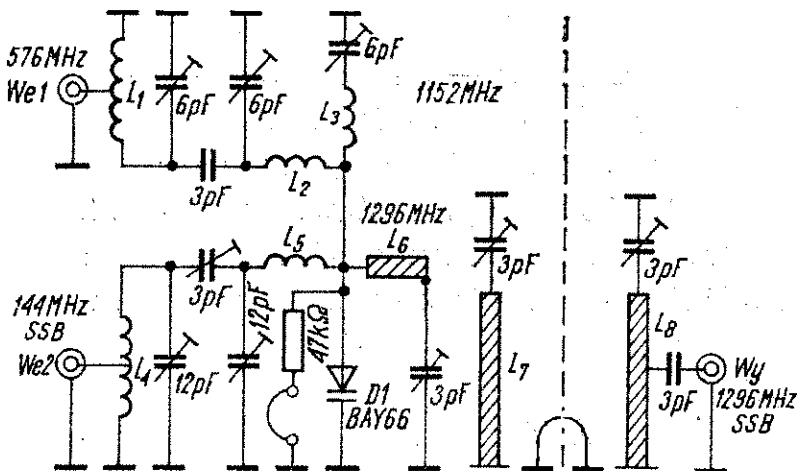
Schematy potrajaczy 432/1296 MHz przedstawiono na rys. 2.210. Zasada działania i konstrukcja są takie same jak powielaczy z poprzedniego rysunku. Różnią się jedynie pojemnościami kondensa-



Rys. 2.210
Waraktorowe
potrajacze
432/1296 MHz

torów i danymi cewek. Dla rys. 2.210a dane cewek są następujące: L_1 — 3 zw. o średnicy 5 mm, L_2 — 1 zw. o średnicy 5 mm, L_3 — linia o długości 30 mm, L_4 — rurka o średnicy 6 mm i długości 40 mm, L_5 — odcinek przewodu o długości około 15 mm. Przy sterowaniu mocą około 7 W w pasmie 432 MHz uzyskano ponad 3 W w pasmie 1296 MHz. Powielacz z rys. 2.210b ma dodatkowy równoległy obwód rezonansowy, podobnie jak powielacz z rys. 2.209b; ma to wpływ na zmniejszenie zawartości niepożądaných sygnałów na wyjściu.

Wspomniany schemat transwertera 144/1296 MHz, zbudowanego na diodzie waraktorowej, przedstawiono na rys. 2.211. Jest to konstrukcja PA \emptyset DBQ, opisana w numerze 3/1977 czasopisma „Electron”. Transwerter ten umożliwia nadawanie SSB w pasmie 1296 MHz z mocą około 500 mW. Do wejścia 1 musi być dopro-

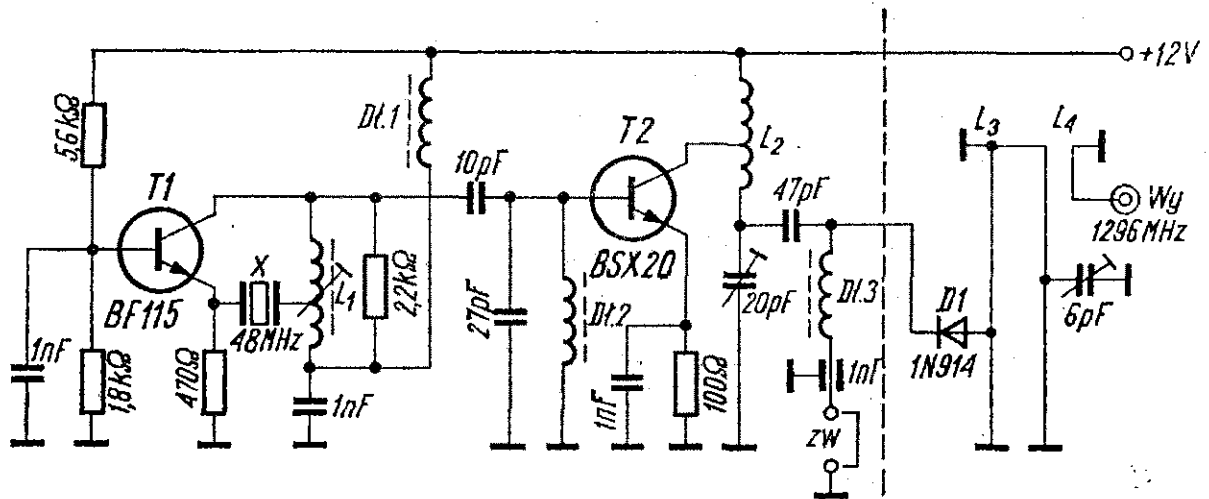


Rys. 2.211. Waraktorowy transwerter 144/1296 MHz.

wadzony sygnał z generatora pomocniczego o częstotliwości 576 MHz (jest to czwarta harmoniczna 144 MHz) i mocy 2,5 do 5 W. Na diodzie waraktorowej następuje podwojenie tej częstotliwości i zmieszanie z sygnałem SSB na częstotliwości 144 MHz, doprowadzonym do wejścia 2. Sygnał wyjściowy jest odbierany za pośrednictwem filtra pasmowego na 1296 MHz, wykonanego na liniach paskowych. Dane cewek: L_1 — 9 zw. przewodem srebrzonym Φ 1,5 mm na średnicy 5 mm, z odczepem po 3 zwoju od dołu (od „zimnego” końca cewki), L_2 — linia paskowa 25×10 mm o grubości 1 mm, L_3 — 13 zw. (przewód i średnica nawinięcia jak L_1), L_4 — 12 zw., L_5 — 7 zw., L_6 — linia

o wymiarach 15×10 mm, L_7 — jest linią o wymiarach 35×10 mm, podobnie jak L_8 . Kondensator sprzęgający z wyjściem układu jest dołączony do linii L_8 około 5 mm od uziemionego końca. W miejsce zwieracza między rezystorem a masą włącza się mikroamperomierz przy strojeniu i dla kontroli pracy układu.

Powielacz tranzystorowy 48/144 MHz i powielacz diodowy 144/1296 tworzą z generatorem kwarcowym 48 MHz źródło sygnału 1296 MHz, którego schemat przedstawiono na rys. 2.212. Schemat ten stanowi jeszcze jeden przykład wykonania powie-



Rys. 2.212. Źródło sygnału 1296 MHz

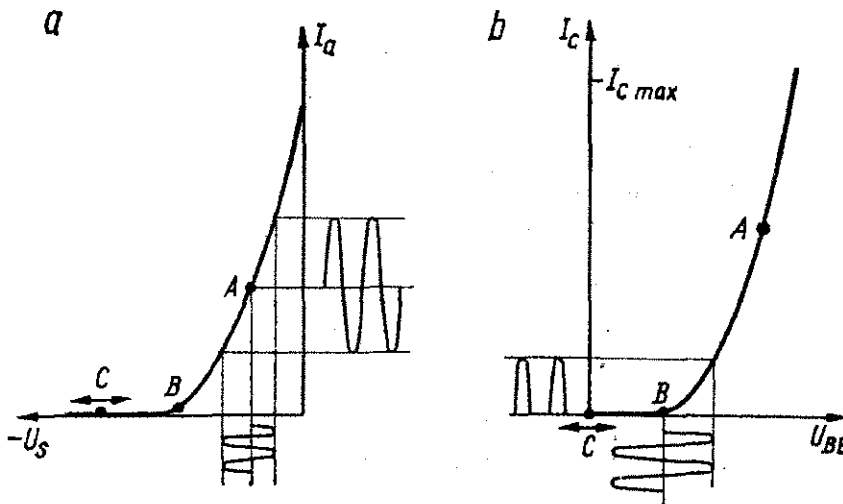
laczy, ale także może posłużyć do wykonania prostego przyrządu, mogącego służyć entuzjastom pasma 1296 MHz do sprawdzania odbiornika, pomiarów anteny i jako mini-radiolatarnia. Na tranzystorze $T1$ (BF 115) pracuje generator kwarcowy 48 MHz. Cewka L_1 ma 12 zwojów na korpusie Φ 6 mm z rdzeniem ferrytowym, nawiniętych przewodem Φ 0,7 mm z odczepem po 1 zwoju od dołu. Dławiki $D11$ — $D13$ nawinięte są na wałeczki ferrytowe i mają po 2,5 zwoja przewodu Φ 0,3 mm. Po generatorze następuje potrajacz na tranzystorze $T2$. Cewka L_2 ma 4 zwoje nawinięte przewodem Φ 1 mm na średnicę 6 mm z odczepem w środku. Stopniem wyjściowym jest diodowy powielacz na diodzie 1N 914, z obwodem nastrojonym na dziewiątą harmoniczną częstotliwości 144 MHz. Cewka L_3 jest wykonana z paska srebrzonej blachy o długości około 50 mm i szerokości 6 mm. Podany układ opisał G3WGD w „Radio Communication” nr 4/1975.

2.5.3. Stopnie sterujące nadajników

Mieszanie i wzmacnianie sygnałów o małych poziomach, występujących we „wczesnych” stopniach nowoczesnych nadajników odbywa się w **mieszaczach i wzmacniaczach identycznych** jak stosowane w odbiornikach, toteż nie ma potrzeby poświęcać im miejsca.

Każdy wzmacniacz wielkosygnałowy może być użyty jako wzmacniacz sterujący dla stopnia o jeszcze większej mocy lub też jako stopień wyjściowy nadajnika małej lub bardzo małej mocy. Dlatego też nie można przeprowadzić ścisłego podziału pomiędzy stopniami sterującymi i wyjściowymi.

Każdy element wzmacniający — lampa elektronowa czy element półprzewodnikowy, wykazuje zależność prądu przez niego płynącego od napięcia panującego na elektrodzie sterującej. W przypadku lampy elektronowej będzie to zależność prądu anodowego od ujemnego napięcia na siatce sterującej, w przypadku tranzystora bipolarnego — zależność prądu kolektora od napięcia baza—emiter. Te zależności, przedstawione w postaci charakterystyk (rys. 2.213), są podstawą do wyboru punktu pracy lampy lub



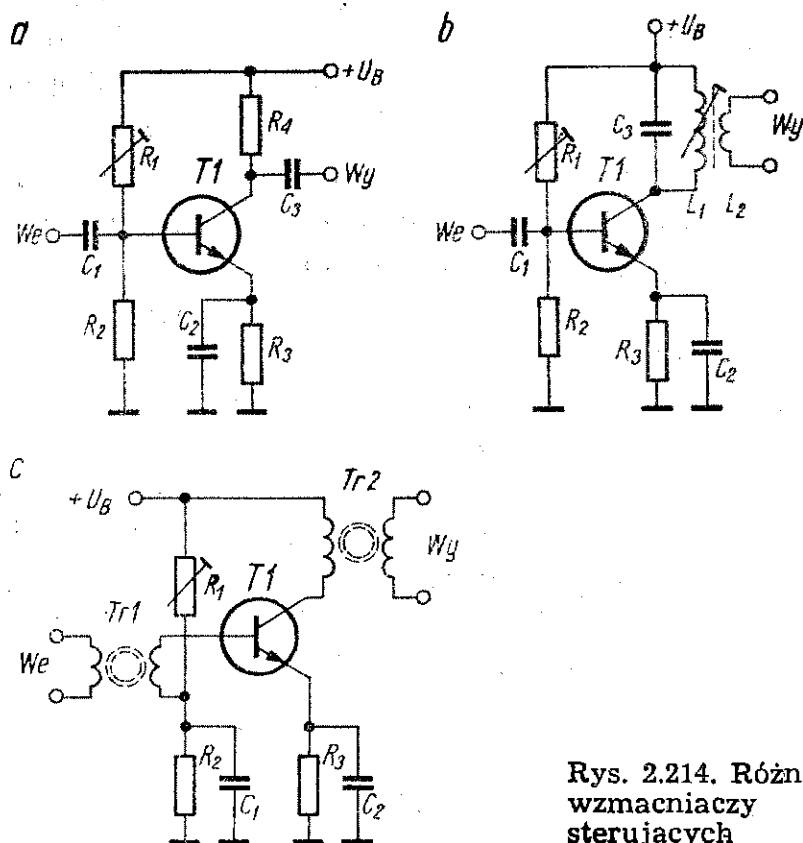
Rys. 2.213. Klasy pracy lampy elektronowej i tranzystora

tranzystora, odpowiednio do żądanej klasy pracy stopnia. Choć są to rzeczy ogólnie znane, szczególnie krótkofalowcom, którzy muszą je poznać przed egzaminem na świadectwo uzdolnienia, przypomnijmy sobie podstawowe informacje dotyczące klas pracy lamp i tranzystorów. Z klasą A mamy do czynienia wtedy, kiedy

punkt pracy znajduje się w pobliżu środka prostoliniowej części charakterystyki. Przyłożone wówczas do siatki sterującej napięcie zmienne (rys. 2.213a) będzie wywoływać zmiany prądu anodowego lampy (lub prądu kolektora w tranzystorze) o tym samym przebiegu, choć o różnej amplitudzie, zależnej od nachylenia charakterystyki. Sprawność energetyczna stopnia jest najmniejsza, ponieważ przez cały czas płynie prąd. Czułość stopnia jest największa, a zniekształcenia najmniejsze. Klasę A stosuje się jedynie w przypadku stopni sterujących i wyjściowych małej i bardzo małej mocy. Przesunięcie punktu pracy do punktu odcięcia, czyli takiego punktu na charakterystyce, przy którym prąd spoczynkowy lampy lub tranzystora przestaje płynąć, powoduje przejście tego elementu do pracy w klasie B. Wysterowanie siatki sterującej lampy lub bazy tranzystora sygnałem zmiennym powoduje, że prąd płynie przez ten element wzmacniający tylko podczas półokresów napięcia sterującego — tak jak to przedstawiono na rys. 2.213b. Czułość wzmacniacza w klasie B jest mniejsza, a sprawność energetyczna jest większa niż w klasie A. Przy pracy w klasie AB są pewne kompromisy: prąd spoczynkowy zwiększa się proporcjonalnie do wysterowania. Uzyskuje się tu największe wzmocnienie mocy, praca w klasie AB jest więc często stosowana we wzmacniaczach liniowych. Klasa C natomiast jest stosowana w nadajnikach telegraficznych, FM i z modulacją amplitudy. Punkt pracy znajduje się na charakterystyce na lewo od punktu odcięcia, toteż prąd anodowy lub prąd kolektora płynie tylko impulsami. Element wzmacniający w klasie C wymaga największego wysterowania, lecz jego sprawność jest największa.

Tranzystorowe stopnie sterujące pracują najczęściej w konfiguracji WE. Na rysunku 2.214 przedstawiono trzy stopnie sterujące z różnego rodzaju obciążeniem. Na pierwszym schemacie (rys. 2.214a) przedstawiono stopień z obciążeniem rezystancyjnym. Punkt pracy zależy od wartości rezystancji R_1 i R_2 , a także od wartości rezystancji emiterowej R_3 . Rezystancję obciążenia stanowi R_4 . Sygnał podawany jest na bazę stopnia za pośrednictwem kondensatora C_1 , kondensator C_2 bocznikuje dla prądu zmiennego rezystor emiterowy, a przez kondensator C_3 odbierany jest sygnał wzmocniony w tym stopniu. Stopnie takie, pracujące w klasie A, stosuje się rzadko i przy małym poziomie sygnału.

Stopień z rys. 2.214b jest obciążony obwodem rezonansowym i jest najczęściej stosowanym stopniem sterującym w nadajnikach. W zależności od wartości rezystorów może pracować w klasie A (rzadko), w klasie AB, B i C. Obwód wyjściowy, tu narysowany jako prosty obwód rezonansu równoległego, w rzeczywistości bywa często bardziej rozbudowany. Obwód ten jest zawsze

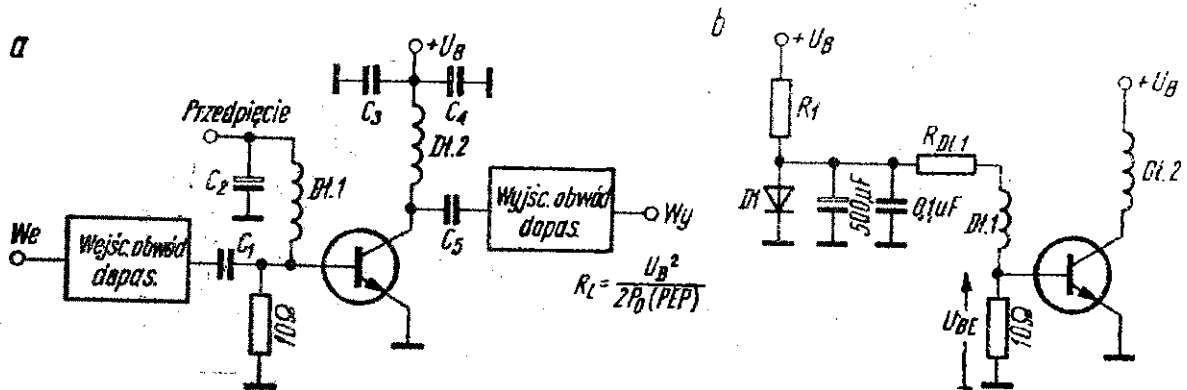


Rys. 2.214. Różne układy wzmacniaczy sterujących

nastrojony na częstotliwość wejściową stopnia (gdyby był nastrojony na harmoniczną — byłby to powielacz). Trzeci stopień (rys. 2.214c) jest aperiodycznym wzmacniaczem szerokopasmowym, stosowanym najczęściej do sterowania szerokopasmowych wyjściowych wzmacniaczy mocy. Na wejściu i wyjściu znajdują się szerokopasmowe transformatory w.cz. nawinięte na ferrytowe rdzenie toroidalne.

W stopniach sterujących i wyjściowych nadajników SSB dominuje klasa AB, ze względu na liniowość i największe wzmocnienie mocy. Uproszczony schemat stopnia i sposób uzyskiwania przedpięcia bazy stopnia przedstawiono na rys. 2.215. Aby przez

tranzystor bez wysterowania napięciem zmiennym mógł płynąć pewien prąd spoczynkowy konieczne jest podanie na bazę przedpięcia. Dla uniknięcia zniekształceń intermodulacyjnych prąd spoczynkowy powinien być zawarty w granicach 5 do 100 mA w stopniach o mocy do 100 W, a wartość przedpięcia nie może zmie-

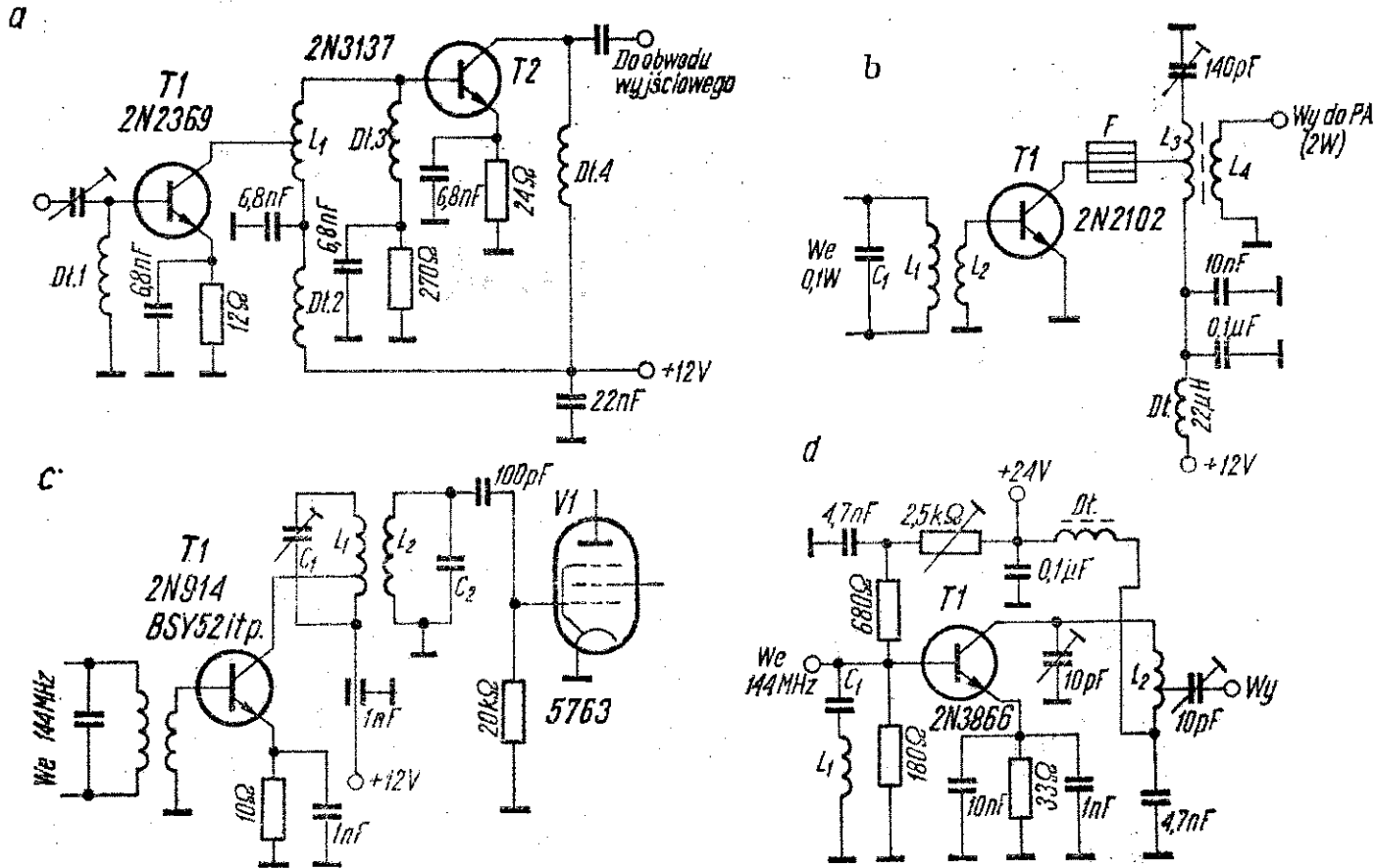


Rys. 2.215. Wzmacniacz sterujący w klasie AB

niać się więcej niż o 0,1 V przy zmianach wysterowania od zera do wartości maksymalnej.

Z punktu widzenia ochrony tranzystora przed przeciążeniem wymagane jest, aby wzrost temperatury obudowy tranzystora powodował natychmiastowe zmniejszenie się przedpięcia, pociągające za sobą zmniejszenie się prądu spoczynkowego. Warunki te spełnia się, stosując do stabilizacji przedpięcia diodę krzemową włączoną w kierunku przewodzenia, jak to przedstawiono na rys. 2.215b. Diodę tę umieszcza się bezpośrednio na obudowie tranzystora, dzięki czemu wzrost temperatury obudowy powoduje zmniejszenie się spadku napięcia na diodzie i zmniejszenie się przedpięcia. Rezystor pomiędzy bazą a masą (10 Ω) jest pomijany (w trosce o dobre wysterowanie stopnia) w wielu układach przez amatorów nie zdających sobie sprawy z tego, że rezystor ten zwiększa stabilność pracy stopnia, poprawia kompensację termiczną tranzystora i zmniejsza obciążenie diody przy braku wysterowania (bocznikuje ją).

Kilka różnych praktycznych układów stopni sterujących zebrano na rys. 2.216. Na rysunku 2.216a przedstawiono przykład sterowania stopnia małej mocy (0,6÷0,8 W), zbudowanego na tranzystorze 2N 3137 w pasmie 144 MHz, stopniem sterującym z tranzystorem 2N 2369. Obydwa stopnie pracują w konfigura-



Rys. 2.216. Przykłady tranzystorowych stopni sterujących

cji WE. Tranzystor sterujący jest sprzęgnięty z bazą tranzystora wyjściowego za pomocą obwodu rezonansu szeregowego, składającego się z cewki L_1 i trymera. Cewka ta ma 4 zwoje przewodu CuAg Φ 0,9 mm i jest nawinięta na średnicy 8 mm z odczepem w połowie uzwojenia. Dławiki mają po 5÷6 zwojów przewodu nawojowego w emalii Φ 0,3 mm, nawiniętego na wałeczki ferrytowe wyjęte z polistyrenowych oprawek rdzeni.

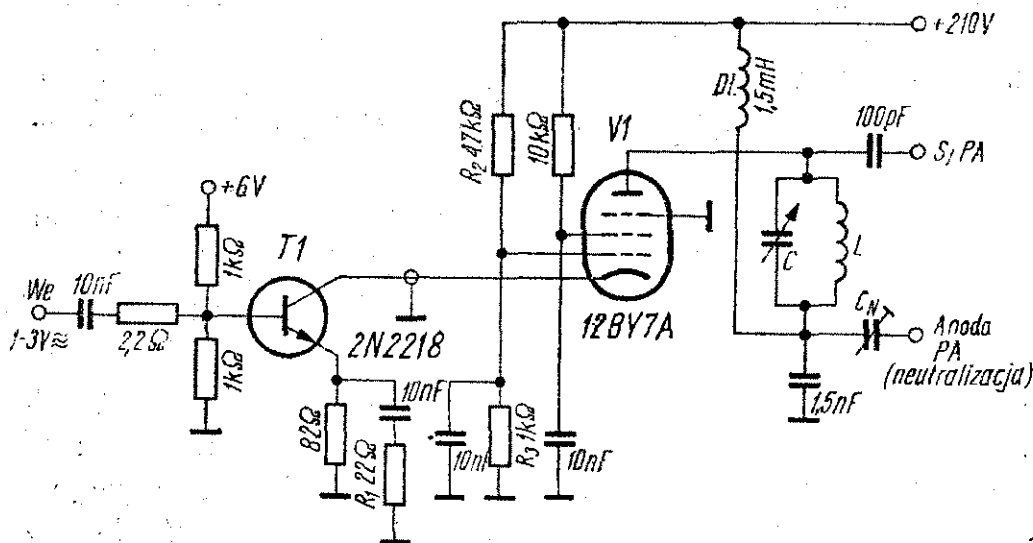
Stopień sterujący nadajnika 8 W, oddający 2 W w. cz. przy wysterowaniu mocą około 0,1 W przedstawiono na rys. 2.216b. Tranzystor 2N 2102 pracuje tu bez wstępnej polaryzacji bazy, w „płytkiej” klasie C. Kolektor tranzystora jest dołączony do odczepu cewki obwodu wyjściowego. Na połączenie kolektora z odczepem cewki nałożona jest perełka ferrytowa, zapobiegająca oscylacjom pasożytniczym w zakresie fal metrowych lub decymetrowych. Napięcie zasilania tego stopnia jest blokowane dwoma kondensatorami: ceramicznym 0,1 μ F i elektrolitycznym 10 μ F. Ten sposób odsprzęgania jest stosowany najczęściej w stopniach mocy. Użycie dwóch kondensatorów, jednego o niewielkiej, a drugiego o dużej pojemności wynika z faktu, że kondensator o dużej pojemności ma zazwyczaj znacznie większą indukcyjność niż kondensator ceramiczny, o małej pojemności. Reaktancja indukcyjna kondensatora o dużej pojemności jest w tym przypadku bocznikowana mniejszą pojemnością.

Tranzystory do stopni końcowych, szczególnie do nadajników UKF, o mocy wyjściowej powyżej 5 W, są kosztowne i trudne do zdobycia. Dlatego też dość często stosuje się lampowe stopnie wyjściowe nadajników tranzystorowych. O ile tranzystorowy stopień wyjściowy ma małą impedancję wejściową i w obwodzie sprzęgającym z tranzystorowym stopniem sterującym odbywa się transformacja „w dół”, to w przypadku sterowania stopnia lampowego o wielokrotnie większej impedancji wejściowej stosuje się transformację „w górę”. W rezultacie wzrasta amplituda napięcia sterującego, a obwód rezonansowy na wejściu stopnia lampowego jest w mniejszym stopniu tłumiony niż w przypadku tranzystorowego PA, ma większą dobroć i zapewnia lepszą filtrację niepożądanych częstotliwości. Moc stopnia sterującego w przypadku lampowego PA może być mniejsza, szczególnie przy nowoczesnych lampach końcowych. Przykład tranzystorowego

stopnia sterującego z lampowym stopniem wyjściowym małej mocy, pracującym w pasmie 144 MHz, przedstawiono na rys. 2.216c. Stopień lampowy oddaje około 2,5 W mocy przy wysterowaniu stopnia tranzystorowego mocą około 30 mW i przy dobrym dopasowaniu między stopniami. Cewki L_1 i L_2 powinny być sprzężone ponadkrytycznie, aby przy zmianach częstotliwości pracy w ramach całego pasma 2-metrowego nie następował spadek wysterowania.

Następny schemat (rys. 2.216d) przedstawia stopień sterujący dla stopnia wyjściowego na tranzystorze 2N 3375, oddającego w pasmie 144 MHz około 5 W mocy wyjściowej. W stopniu sterującym pracuje tranzystor 2N 3866. Na wejściu stopnia sterującego znajduje się szeregowy obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość formowania sygnału SSB. Ustawienie punktu pracy odbywa się za pomocą potencjometru nastawnego 2,5 k Ω , wchodzącego w skład dzielnika bazowego. Niewielki rezystor w emiterze tranzystora jest zablokowany dwoma kondensatorami o różnej pojemności. Celowość takiego zabiegu została poprzednio omówiona.

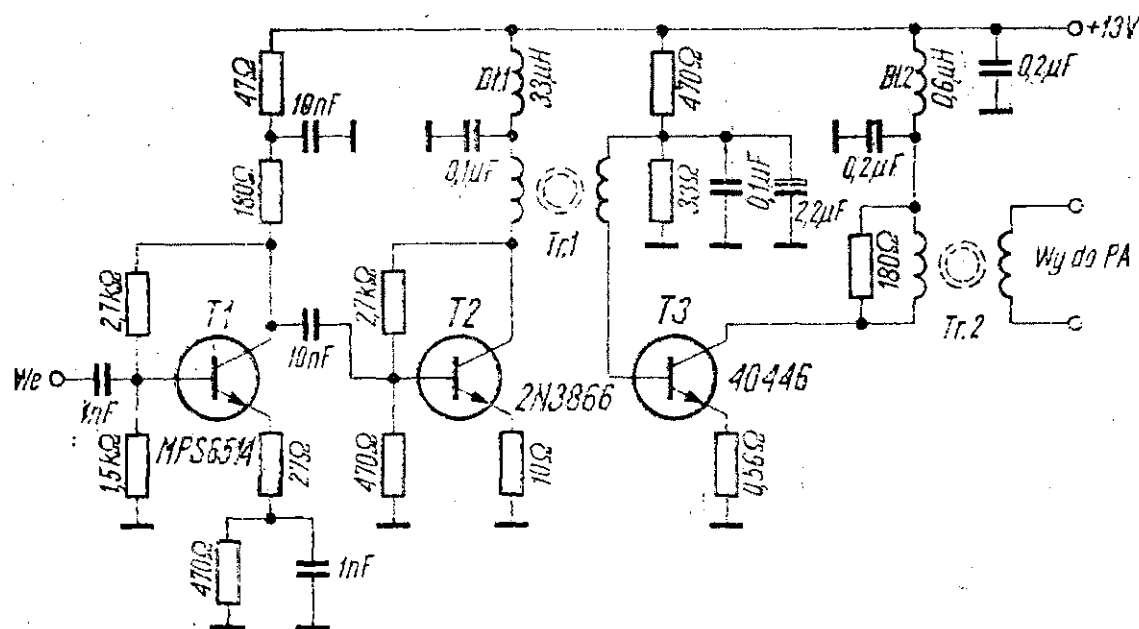
Jeszcze jeden przykład sterowania lampy tranzystorem, tym razem w nadajniku krótkofalowym, przedstawiono na rys. 2.217. Jest to fragment nadajnika, opisanego przez G4DVI w „Radio Communication” nr 8/1975. Stopień pracujący na tranzystorze T1 jest sterowany ze wzбудnicy SSB, mającej na wyjściu scalo-



Rys. 2.217. Tranzystorowo-lampowy stopień sterujący do nadajnika KF

ny wzmacniacz „Plessey” SL 611 (o maksymalnym napięciu wyjściowym w.cz. nie przekraczającym 3 V). Tranzystor steruje w katodzie lampę 12BY7A, która z kolei steruje stopień wyjściowy z lampą 6146B. Stopień tranzystorowy jest umieszczony w odległości około 30 cm od lampy i połączony z nią kablem współosiowym. Rezystor R_1 ma duży wpływ na wzmocnienie całego układu i na jego liniowość. Dzielnik R_2/R_3 decyduje o wartości ujemnego napięcia siatki (aby napięcie na siatce miało wartość ujemną, dodatnie napięcie między siatką a masą powinno być mniejsze niż między katodą a masą). W układzie jak na rysunku nie mogą pracować lampy z siatką trzecią połączoną z katodą (jak na przykład EL84). W obwodzie anodowym lampy znajduje się dławik w.cz. oraz przełączany obwód rezonansowy objęty gałęzią neutralizacji stopnia końcowego.

Schemat trzystopniowego wzmacniacza sterującego, użytego w całkowicie półprzewodnikowym transceiverze ATLAS 210 przed-

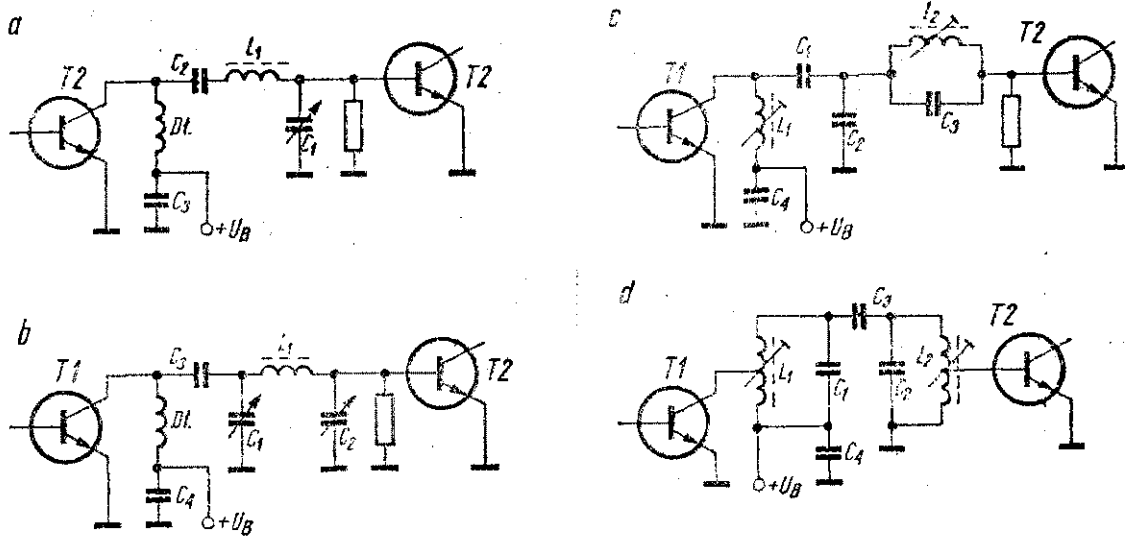


Rys. 2.218. Trzystopniowy wzmacniacz sterujący nadajnika z transceivera ATLAS 210

stawiono na rys. 2.218. Wzmacniacz ten jest szerokopasmowy i steruje również szerokopasmowy stopień mocy. Transformatory szerokopasmowe $Tr1$ i $Tr2$ są nawinięte na rdzenie toroidalne. Dane dotyczące rdzeni i sposobu nawinięcia nie są znane. Przy sterowaniu wzmacniaczy sterujących i końcowych — szeroko-

pasmowych, sygnał doprowadzony do wejścia stopnia szeroko-
pasmowego powinien być możliwie najstaranniej oczyszczony
z wszelkich częstotliwości pasożytniczych, które w innym przy-
padku będą wzmacnione razem z sygnałem użytecznym. Jest to
tu znacznie bardziej wymagane niż w przypadku wzmacniaczy
z obwodami rezonansowymi, ponieważ obwody te, choćby nawet
o niewielkiej dobroci, osłabiają sygnały niepożądane tym bardziej
im dalej ich częstotliwość leży od częstotliwości sygnału uży-
tecznego.

Pomiędzy stopniem sterującym a bazą, lub siatką sterującą
wzmacniacza wyjściowego, znajduje się zawsze transformator
w.cz. lub obwód rezonansowy. Zadaniem jego jest dopasowanie
obu impedancji i przekazanie maksimum mocy sterującej do stop-
nia końcowego na żądanej częstotliwości pracy, przy jednoczes-
nym, możliwie największym stłumieniu (w przypadku obwodów
rezonansowych) częstotliwości niepożądanych. Do najprostszych



Rys. 2.219. Obwody sprzęgające stopień sterujący ze stopniem wyjściowym nadajnika

obwodów sprzęgających należy równoległy obwód rezonansowy w obwodzie anodowym lub w obwodzie kolektora, z cewką sprzęgającą lub odczepem wyjściowym. Czasem, przy małych rezystancjach wyjściowych stopnia sterującego, kolektor stopnia sterującego dołącza się do odczepu cewki. Schematy kilku innych obwodów sprzęgających stopień sterujący ze stopniem wyjściowym

przedstawiono na rys. 2.219. Pierwszy z nich (rys. 2.219a) jest obwodem typu L, zawierającym elementy L_1C_1 dostrojone do rezonansu. W obwodzie kolektora stopnia sterującego znajduje się dławik D_1 , skąd przez kondensator sprzęgający C_2 energia w.cz. przekazywana jest do rezonansowego obwodu sprzęgającego. Drugi obwód sprzęgający, często spotykany w nadajnikach krótkofalowych (rys. 2.219b) — to obwód typu π , filtr dolnoprzepustowy, pozwalający na dopasowanie stopni w dużych granicach rezystancji. Lepszy jest obwód sprzęgający, będący połączeniem obwodów typu L i π (nie pokazany na rysunku), bowiem zapewnia lepsze tłumienie harmonicznym i szeroki zakres dopasowania stopni. W przypadku nadajnika z powielaczami, szczególnie jeśli stopień sterujący jest także powielaczem, lepszy jest obwód pokazany na rys. 2.219c. Zawiera on równoległy obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość pracy i włączony do obwodu kolektora stopnia sterującego, z dopasowaniem uzyskanym za pomocą dzielnika pojemnościowego oraz włączony szeregowo z obciążeniem równoległy obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość sterującą ostatni powielacz. Ten obwód sprzęgający wymaga skomplikowanego układu przełączania pasm, toteż nadaje się bardziej do nadajników jednopasmowych, np. UKF.

Najlepszym z obwodów sprzęgających, dotychczas omówionych jest obwód przedstawiony na rys. 2.219d. Jest to filtr pasmowy, składający się z dwóch obwodów rezonansowych L_1C_1 i L_2C_2 , nastrojonych na częstotliwość pracy i sprzęgniętych za pomocą kondensatora C_3 bądź indukcyjnie (czasem stosuje się obydwie rodzaje sprzężenia). Dzięki sprzężeniu ponadkrytycznemu uzyskuje się szerokość pasma przepuszczania zbliżoną do szerokości pasma amatorskiego, przez co staje się zbędne dostrajanie obwodów sprzęgających na krańcach pasm. Warto tu zwrócić uwagę na przewagę sprzężenia indukcyjnego nad sprzężeniem pojemnościowym: kondensator sprzęgający nie stanowi przeszkody dla większych częstotliwości niepożądanych, podczas gdy sprzężenie indukcyjne powoduje osłabienie zarówno mniejszych jak i większych częstotliwości.

Dopasowanie stopni w przypadku obwodu sprzęgającego z rys. 2.219d zrealizowane jest za pomocą odczepów na cewkach.

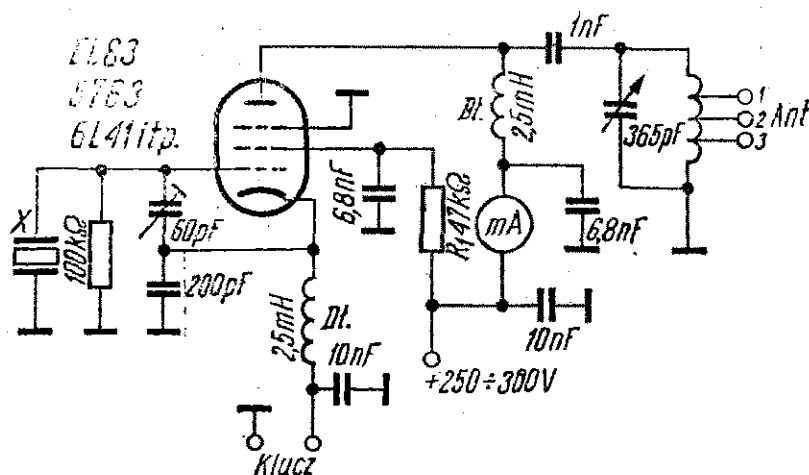
2.6. Stopnie wyjściowe nadajników

Zadaniem stopnia wyjściowego nadajnika jest wytworzenie wymaganej mocy wielkiej częstotliwości, przy możliwie najmniejszej mocy sterującej i z możliwie największą sprawnością energetyczną (możliwie najmniejszym stosunkiem mocy pobranej ze źródła zasilania do mocy oddanej do obciążenia). Lampy elektronowe są coraz bardziej wypierane, także i ze stopni wyjściowych nadajników, chociaż ze względu na znaczny koszt tranzystorów mocy w.c.z. jeszcze wiele nowych nadajników i transceiverów buduje się z lampowymi stopniami wyjściowymi. Sprzyja temu dostępność lamp mocy, stosowanych w układach odchylenia, odbiorników telewizyjnych. Lampy te, o dużej wydajności katody, pozwalające na uzyskiwanie znacznych prądów katodowych w impulsie, umożliwiają — przy równoległym połączeniu — budowę kilkusetwatowych stopni wyjściowych KF, nie wymagających wysokiego napięcia anodowego (wystarczy napięcie rzędu 600—900 V). Dzięki temu wzmacniacze mocy mają niezbyt duże gabaryty i mogą być zasilane z równie niewielkich zasilaczy, np. z podwajaczy lub potrajaczy napięcia sieci. Także i w pasmach UKF (144 MHz i 432 MHz) wciąż jeszcze, począwszy od mocy 5 W, powszechnie używane są doskonałe „kukulki” — lampy QQE 03/12, QQE 03/20 i QQE 06/40 oraz ich odpowiedniki, a także stare GU 29. Koszt kilkudziesięciowatowych tranzystorów na pasma UKF wciąż jest duży, toteż lampy te jeszcze przez pewien czas będą służyć amatorom fal ultrakrótkich. Nadajniki UKF o mniejszych mocach, szczególnie przeznaczone do pracy terenowej oraz nadajniki małej i średniej mocy na najniższe pasma amatorskie (1,8 oraz 3,5 MHz) są budowane prawie wyłącznie na tranzystorach.

Mnogość układów stopni wyjściowych KF i UKF, przy wielkiej liczbie typów stosowanych w tych stopniach lamp i tranzystorów, uniemożliwiają dokonanie — na kilkunastu stronicach będących do dyspozycji dla tego tematu — kompleksowego przeglądu schematów tych stopni. Możliwe było jedynie podanie kilkunastu przykładów bardziej się od siebie różniących, o różnej mocy i opartych na różnych elementach wzmacniających.

2.6.1. Lampowe wzmacniacze wyjściowe KF i UKF

Przegląd tych stopni rozpoczynają dwa schematy kompletnych nadajników o małej mocy wyjściowej. Pierwszy nadajnik (rys. 2.220) pracuje na jednej lampie i jest przystosowany do pracy telegraficznej na częstotliwości rezonatora kwarcowego, którym jest sterowany. Moc doprowadzona (*input*) dochodzi do 10 W. Kluczowanie realizowane jest przez przerywanie prądu katodowego lampy. Dla pasm 7 i 14 MHz cewka obwodu wyjściowego powinna mieć około 15 zwojów przewodu nawojowego Φ 1 mm nawiniętego z odstępem równym średnicy przewodu, na korpusie o średnicy 30 ... 50 mm. Odczepy umożliwiają dopasowa-

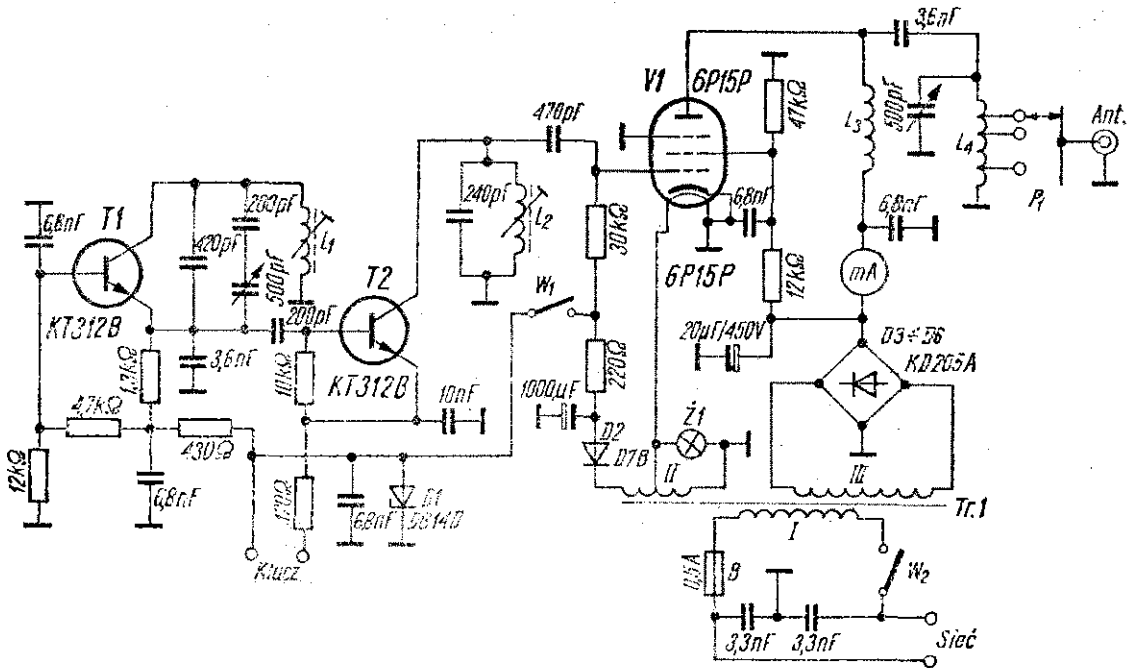


Rys. 2.220
Jednolampowy
nadajnik KF małej
mocy

nie anteny. Powinny być wykonane po 3, 5 i 8 zwoju. Miliamperomierz ułatwia dostrojenie obwodu nadajnika, ale nie jest koniecznie potrzebny. Zamiast niego można na przykład włączyć żarówkę od latarki kieszonkowej pomiędzy antenę i wyjście nadajnika i dostrajać na maksymalne świecenie. Nadajnik może być zasilany z zasilacza stosowanego w lampowych odbiornikach zasilanych z sieci, produkowanych w latach pięćdziesiątych i sześćdziesiątych. Powinien on dostarczać napięcia anodowego 250 ... 300 V przy prądzie około 50 mA i napięcia zmiennego 6,3 V do żarzenia lampy.

Przykład zastosowania lampy 6P15P w stopniu wyjściowym nadajnika małej mocy zawiera schemat nadajnika początkującego krótkofalowca, zaczerpnięty z mies. „Radio” nr 3/1978 (opis

RA3AAE), przedstawiono na rys. 2.221. Nadajnik jest przeznaczony do pracy telegraficznej w pasmach 3,5 i 7 MHz z mocą doprowadzoną do stopnia końcowego około 10 W. Nadajnik zawiera trzy stopnie. Pierwszy stopień zbudowany na tranzystorze T1 pracuje jako generator przestrajany (VFO) w zakresie 1,75... .. 1,825 MHz. Wybrano takie rozwiązanie dla uzyskania dobrej stabilności częstotliwości i dla uniknięcia wpływu częstotliwości promieniowanej na VFO. Drugi stopień tranzystorowy (T2) pra-

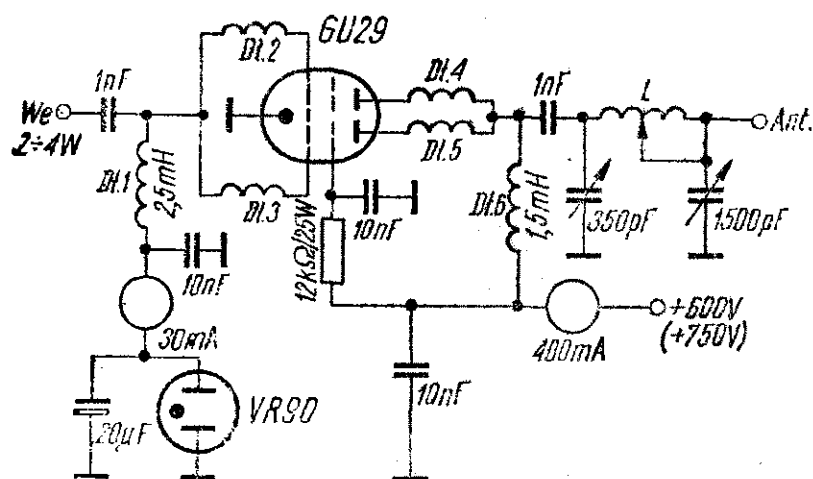


Rys. 2.221. Schemat nadajnika początkującego krótkofalowca

cuje jako podwajacz częstotliwości i steruje lampę końcową, która w pasmie 3,5 MHz pracuje jako wzmacniacz, a w pasmie 7 MHz jako podwajacz. Baza tranzystora powielacza nie otrzymuje przedpięcia, toteż tranzystor jest otwierany tylko szczytami dodatnich półokresów napięcia sterującego. Prąd kolektora ma w takim przypadku charakter krótkich impulsów, co zapewnia dużą sprawność powielania. Kluczowanie odbywa się przez przerywanie obwodu zasilania powielacza. Napięcie zasilania dla stopni tranzystorowych pochodzi z prostownika ujemnego napięcia na diodzie D2 i jest stabilizowane stabilistorem D1. Przy odbiorze napięcie jest odłączane wyłącznikiem W1, którym mogą być np. styki przekaźnika nadawanie-odbiór, przełączającego także

anteny (przekaznik ten nie jest uwidoczniiony na schemacie). Z kolektora tranzystora T2 sygnał jest podawany na siatkę sterującą lampy V1. Przy zwartych stykach W1 siatka sterująca lampy otrzymuje ujemne napięcie stabilizowane stabilistorem D1. Napięcie anodowe lampy wynosi około 300 V, a napięcie siatki drugiej około 200 V. Obwód anodowy jest taki sam jak w poprzednim przypadku.

Lampa GU 29 — podwójna tetroda przeznaczona do pracy w zakresie fal metrowych — bywa często stosowana we wzmacniaczach końcowych nadajników KF. Przykład takiego wykorzystania tej lampy przedstawiono na rys. 2.222. Obydwa systemy lampy połączone są równoległe, z tym że w celu zapobieżenia wzbu-



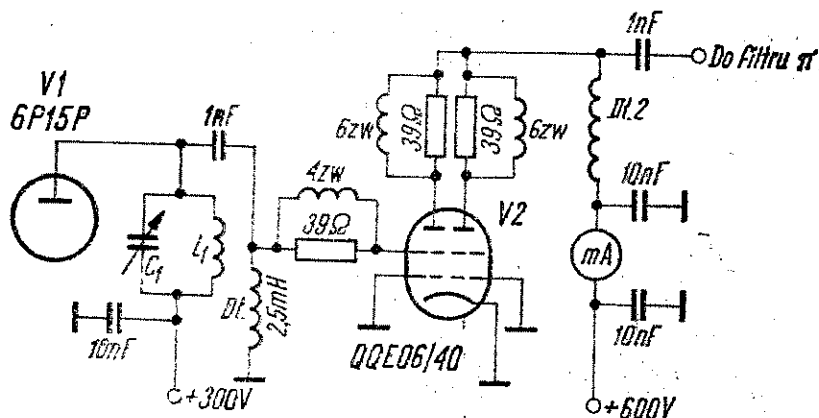
Rys. 2.222
Stopień wyjściowy
KF w klasie C
z lampą GU 29

dzaniu się stopnia w zakresie UKF zastosowano oddzielne dławiki (D1.1÷D1.4) w siatkach i anodach obydwu systemów, zawierające 3÷4 zwoje przewodu Φ 1 mm nawinięte na średnicy 8÷÷10 mm (na rezystorach 30÷50 Ω /1 W). Stopień pracuje w klasie C, z dynamicznym minusem ustalonym za pomocą stabilivolta na napięcie 90 V. Moc potrzebna do wysterowania stopnia powinna być zawarta w granicach 2 do 4 W w zależności od pasma. Moc input ¹⁾ zawiera się w granicach 120 do 150 W, przy napięciu anodowym 600 do 750 V. Napięcie siatki drugiej powinno wynosić około 200 V przy poborze prądu do 30 mA. Na wyjściu stopnia znajduje się obwód typu π . Prąd anodowy i prąd siatki sterującej mierzone są oddzielnymi miliamperomierzami. Można za-

¹⁾ Moc input — moc prądu stałego doprowadzona do anody stopnia wyjściowego nadajnika.

stosować jeden miliamperomierz przełączany, o zmienianej równocześnie czułości.

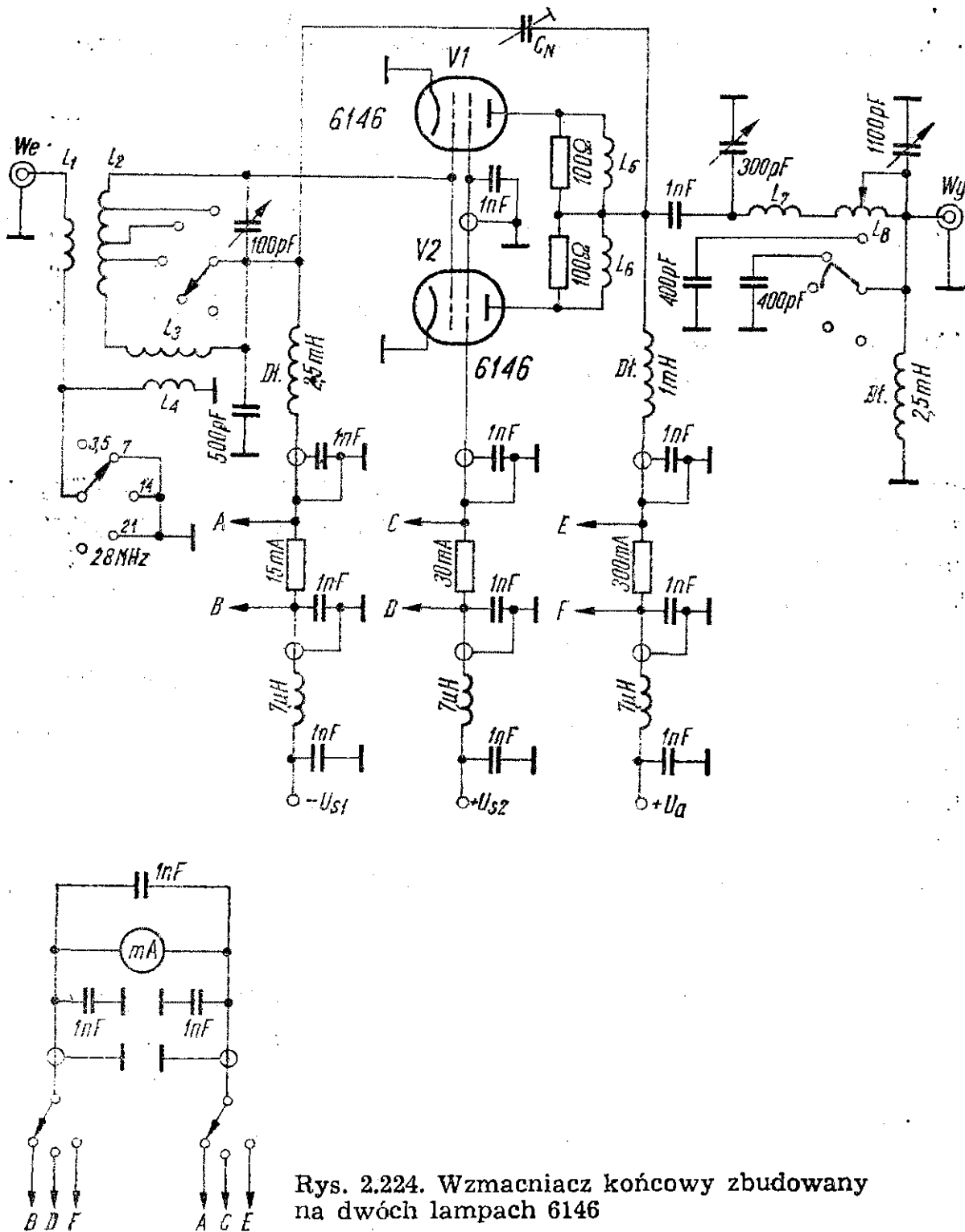
Również typowa dla częstotliwości UKF lampa mocy QQE 06/40 (radzieckie oznaczenie GU 19) bywa chętnie stosowana w nadajnikach KF. Ma ona podobną moc wyjściową, wymaga jednak większego wysterowania niż lampa GU 29, lecz równocześnie wykazuje mniej tendencji do niestabilności niż ta ostatnia. Możliwe jest sterowanie tej lampy w siatce ekranującej, tak jak to poka-



Rys. 2.223. Wzmacniacz liniowy zbudowany na lampie QQE 06/40

zано na rys. 2.223 (opis SP4INV w „Biuletynie PZK” nr 5/1976). Układ cechuje prostota, duża sprawność oraz doskonała liniowość. Prąd spoczynkowy lampy przy bezpośrednio zwartych do masy siatkach sterujących i katodzie, wynosi 4 mA (klasa B). Potrzebna tu moc sterująca jest niewiele większa niż w układzie konwencjonalnym (przy sterowaniu w siatce pierwszej). Do wysterowania wystarczy stopień sterujący z lampą 6P15P lub podobną. Ze względu na pracę w klasie B opisany wzmacniacz końcowy może być stosowany w nadajniku SSB. Oczywiście, w tym przypadku stopień sterujący musi pracować także liniowo.

Dwie połączone równolegle lampy 6146, stosowane w wielu fabrycznych nadajnikach i transceiverach KF pozwalają na doprowadzenie mocy prądu stałego (*input*) wynoszącej około 180 W przy pracy CW. Schemat takiego wzmacniacza mocy przedstawiono na rys. 2.224. Stopień pracuje dobrze w całym zakresie fal krótkich. Po przesunięciu punktu pracy do klasy AB1 możliwa jest praca jednowstęgowa. Na wejściu znajduje się rozbudowany przełączany obwód rezonansowy, sprzęgnięty indukcyjnie z gniaz-



Rys. 2.224. Wzmacniacz końcowy zbudowany na dwóch lampach 6146

dem wejściowym. Kondensator zmienny umożliwia dostrojenie obwodu w każdym miejscu pasma. Wartości napięć zasilających i prądy pobierane zostały zebrane w tabelicy 2.11 (w zależności od rodzaju wzmacnianej emisji ¹⁾). Wszystkie prądy są mierzone prze-

¹⁾ Schemat i tablica zaczerpnięte z publikacji K2RHG w „QST” nr 8/1959.

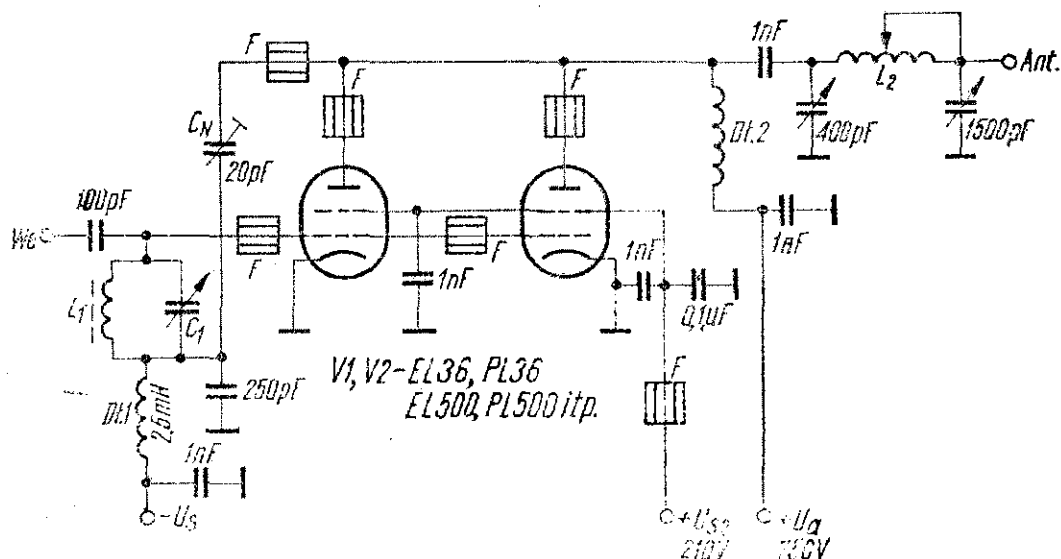
Tablica 2.11

Wartości napięć zasilających i prądów we wzmacniaczu mocy w. cz. z rys. 2.224

Rodzaj pracy	U_a [V]	U_{s2} [V]	$-U_{s1}$ [V]	I_{s1} [mA]	I_{s2} [mA]	I_a [mA]	Moc input [W]
CW klasa C	500	170	66	5	18	270	130
„	750	160	62	6	22	240	180
A M	600	150	87	6	15	220	130
SSB klasa AB1	600	200	50	—	—	—	—
„	750	200	50	—	—	—	—

łączanym miliamperomierzem o czułości, 1,5 mA. W wyjściowym obwodzie π zastosowano cewkę obrotową, umożliwiającą płynną zmianę indukcyjności. Dla dwóch najniższych pasm, równoległe do drugiego kondensatora tego obwodu, dołączane są kondensatory stałe. Opisany wzmacniacz jest neutralizowany.

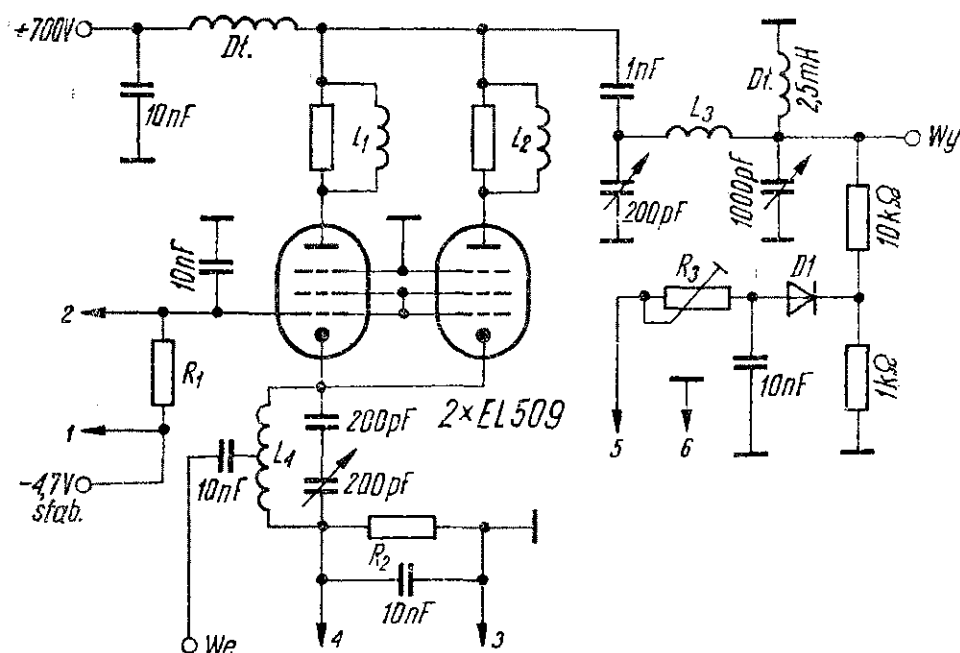
Lampy z telewizyjnych układów odchylenia linii są chętnie stosowane w stopniach wyjściowych KF. Do najpopularniejszych lamp tego rodzaju należą w Polsce: EL 36, PL 36, EL 500 i PL 500. Na dwóch takich lampach można wykonać stopień mocy do 200 W *input* przy CW i tyleż mocy PEP przy SSB. Przykład wykonania takiego wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.225



Rys. 2.225. Wzmacniacz liniowy z lampami EL 36

(według OE8KI). Wzmacniacz jest sterowany w siatkach pierwszych lamp. Na wejściu znajduje się obwód rezonansowy L_1C_1 , w przypadku wzmacniaczy wielopasmowych — z przełączaną cewką. Do obwodu wejściowego doprowadzona jest gałąź neutralizacji. Na przewód gałęzi neutralizacji, na przewody prowadzące do siatek sterujących i do anod nałożone zostały „perełki” ferrytowe F w celu zapobieżenia samowzbudzeniom na falach metro-owych. Wszystkie kondensatory odsprzęgające powinny być bezindukcyjne i przylutowane na krótkich doprowadzeniach. Siatki ekranujące są zasilane napięciem 210 V, a anody napięciem 600 ... 750 V. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się filtr typu π . Przy pracy CW należy podać na siatki sterujące lamp napięcie ujemne, wprowadzające lampy w klasę C (bezysterowania nie powinien płynąć prąd anodowy), natomiast do pracy liniowej (do SSB i przy sterowaniu sygnałem zmodulowanym amplitudowo, np. z radiostacji RBM-1) prąd spoczynkowy należy ustawić na 25 mA (klasa AB). Doysterowania wzmacniacza wystarczy stopień sterujący na lampie EL 83 lub podobnej.

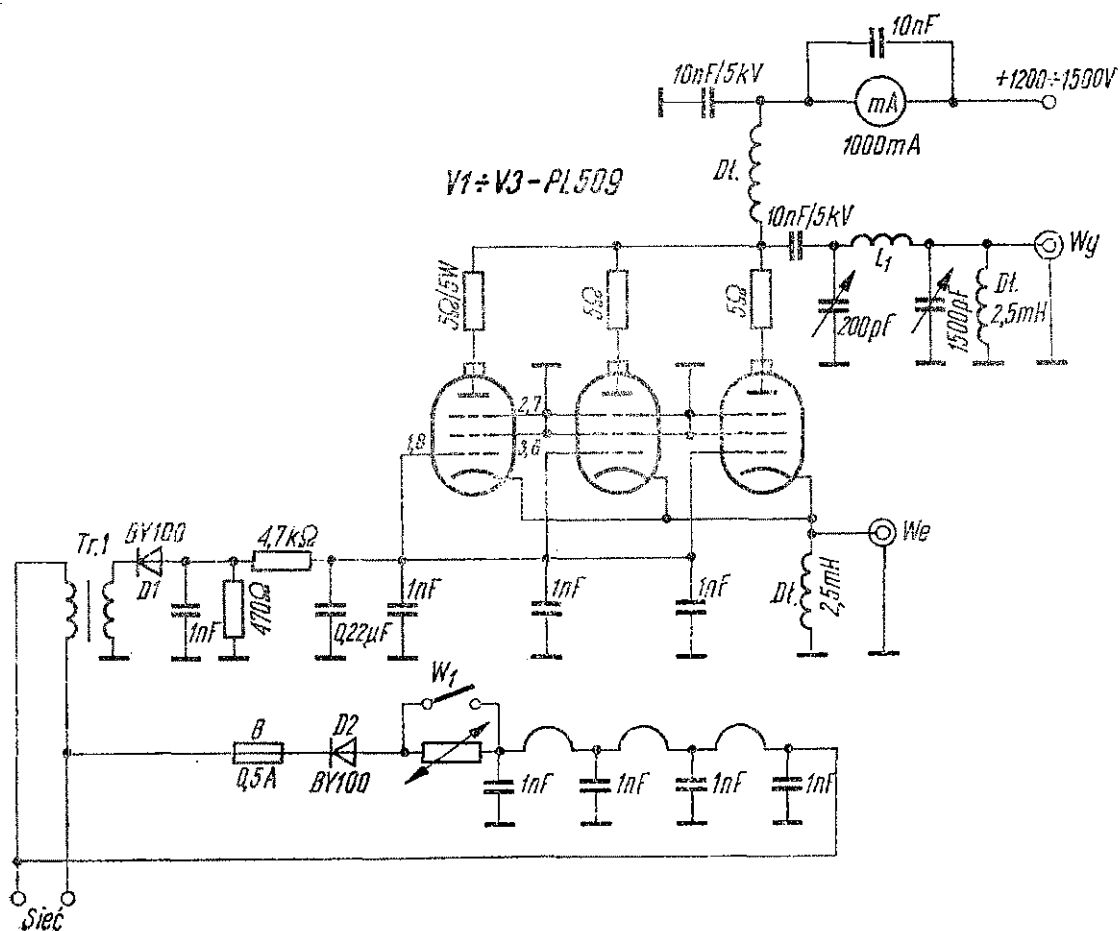
Również dwulampowy wzmacniacz na lampach telewizyjnych (EL 509), tyle że sterowany w katodzie, przedstawia schemat na rys. 2.226 (opis PAØED — „Electron” nr 9/1972). Jest to wzmacniacz liniowy 350 W PEP na pasma 14 i 21 MHz. Wzmacniacz



Rys. 2.226. Wzmacniacz liniowy pracujący na dwóch lampach EL 509

jest sterowany z transceivera z lampą EL 509 na wyjściu. Liniowa praca lamp wymaga przedpięcia siatek sterujących, wynoszącego około -4 V. Napięcie to pochodzi z wyprostowanego napięcia żarzenia $6,3$ V, stabilizowanego diodą Zenera $4,7$ V. Cewki L_1 i L_2 zawierają po 2 zwoje przewodu nawojowego Φ 1 mm nawinięte na rezystorach 50Ω . Cewka L_3 ma 5 zwojów takiego samego przewodu na średnicy 60 mm, a cewka L_4 — także 5 zwojów, ale na średnicy 40 mm. W obwodzie katody i siatki pierwszej znajdują się boczniki, umożliwiające pomiar prądów za pomocą przelączanego mikroamperomierza. W trzeciej pozycji mikroamperomierz jest dołączany do woltomierza w.c.z., mierzącego napięcie na obciążeniu. Wartości rezystorów układu pomiarowego zależą od czułości użytego miernika.

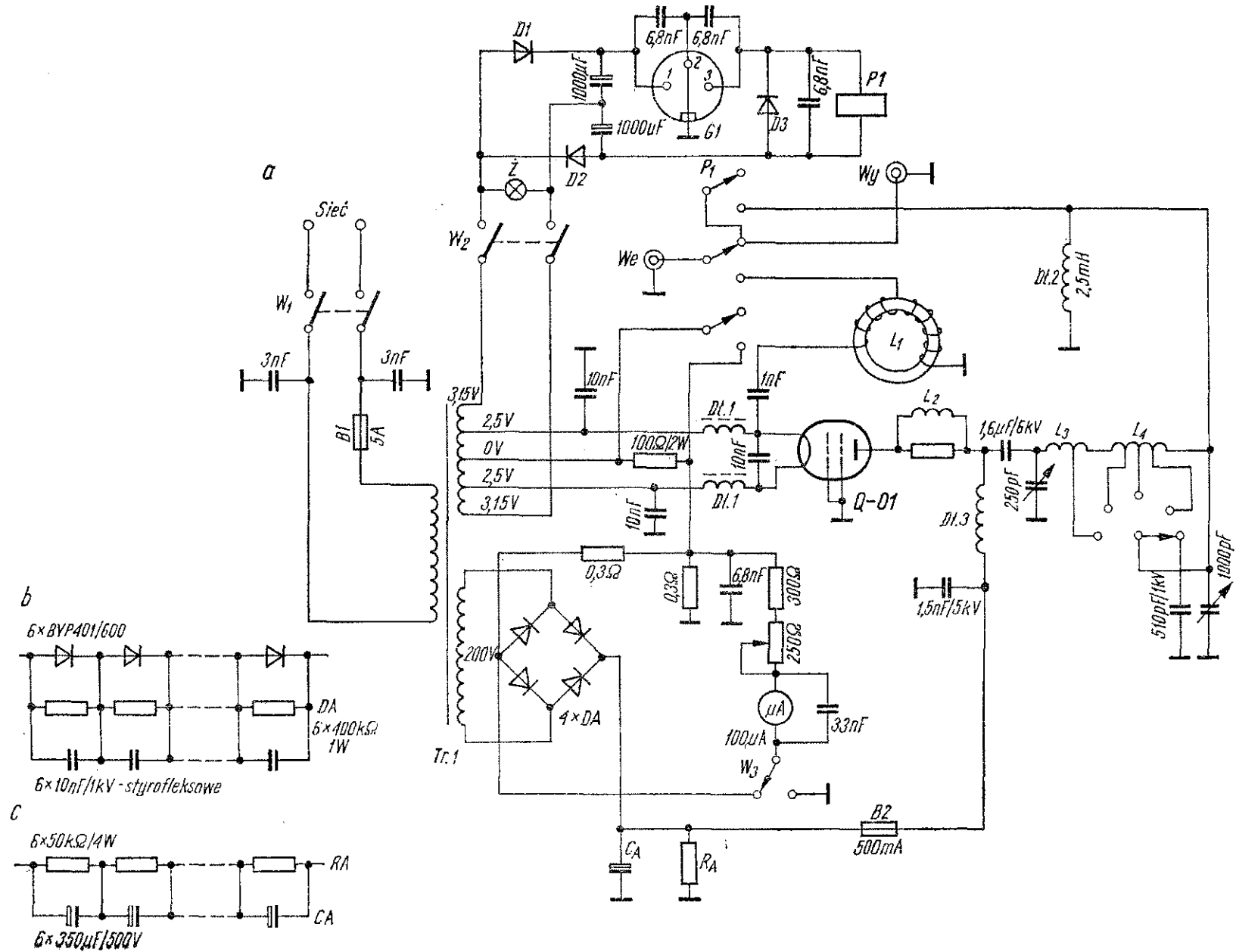
Schemat wzmacniacza liniowego na trzech lampach PL 509 przedstawiono na rys. 2.227. Przy napięciu anodowym 1300 V maksymalny prąd anodowy wynosi 1 A, a więc moc *input* osiąga



Rys. 2.227. Wzmacniacz liniowy pracujący na trzech lampach EL 509

wartość aż 1,3 kW! Trzy równoległe połączone lampy są sterowane w katodach, przy czym wejście nie jest strojone. Siatki sterujące lamp są uziemione dla w.cz. kondensatorami o pojemnościach 1 nF z krótkimi wyprowadzeniami i otrzymują napięcie ujemne z wbudowanego zasilacza. Lampy są żarzone wprost z sieci przez diodę $D2$ i termistor zwierany po nagraniu się lamp. W anodach lamp znajdują się rezystory antyparazytowe. Obwód anodowy wzmacniacza (dławik w.cz. $D12$ i filtr π) — są konwencjonalne, lecz o wytrzymałości napięciowej i prądowej odpowiedniej do warunków panujących we wzmacniaczu. Wzmacniacz opisał G3SZC.

Na zakończenie przeglądu lampowych wzmacniaczy mocy KF przedstawiono (rys. 2.228a) schemat nowoczesnego wzmacniacza liniowego, zbudowanego na lampie Q-01 (RE 125/C, GU2-125, QB3/300, SRS455 itp.). Wzmacniacz ten opisał SP5ETZ w „Biuletynie PZK” nr 5/1978. Cechami charakterystycznymi wzmacniacza są: prostota budowy, niewielka liczba elementów i dobra liniowość. Przeznaczony jest do pracy CW i SSB. Przy sterowaniu mocą 18 W można uzyskać 250 do 300 W PEP. Wzmacniacz ma wbudowany zasilacz sieciowy z transformatorem dostarczającym napięcia anodowego 2000 V przy obciążeniu prądem 250 mA, oraz napięcia żarzenia 5 i 6,3 V przy prądzie 6,6 A. Lepsze jest zastosowanie osobnego transformatora żarzeniowego i załączanie transformatora anodowego do sieci tylko podczas nadawania. Zasilacz anodowy zawiera układ Graetza, składający się z 4 gałęzi DA, z których każda zawiera 6 diod, 6 rezystorów i 6 kondensatorów, tak jak to pokazano na rys. 2.228b. Kondensator wygładzający tętnienia jest złożony z 6 kondensatorów elektrolitycznych 350 μ F i 6 rezystorów 50 k Ω /1 W (RA i CA z rys. 2.228c). Wyłącznikiem W_2 włącza się napięcie zmienne żarzenia (6,3 V) na prostownik z podwajaniem pracujący na diodach $D1$ i $D2$. Napięcie to jest doprowadzone do gniazda $G1$, przeznaczonego do połączenia wzmacniacza ze współpracującym nadajnikiem lub transceiverem. Zwarcie styków 1 i 3 w tym gnieździe powoduje podanie napięcia zasilania na przekaźnik $P1$, którego styki powodują rozłączenie bezpośredniego połączenia wejście-wyjście, dołączenie gniazda wejściowego do odczepu cewki L_1 (nawiniętej na pierścieniowym rdzeniu toroidalnym F81 o wymiarach 20×12×



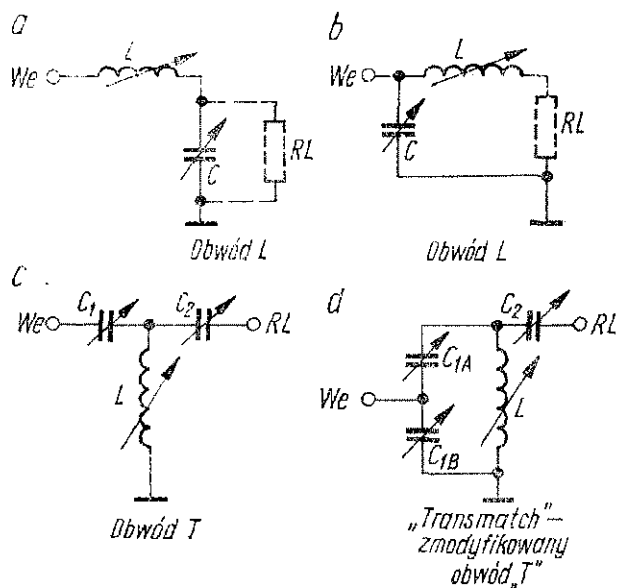
Rys. 2.228. Nowoczesny wzmacniacz liniowy zbudowany na lampie Q-01

$\times 8$ mm — 21 zwojów przewodem Φ 1 mm), dołączenie gniazda wyjściowego do wyjścia wzmacniacza oraz zwarcie rezystora, włączonego pomiędzy minus napięcia anodowego a katodę lampy. Wzmacniacz jest sterowany w katodzie lampy, a ponieważ katoda jest połączona galwanicznie z żarzeniem, do obwodu żarzenia włączony jest dławik $D1$, nawinięty bifilarnie przewodem Φ 2 mm w emalii (2×29 zwojów) na pałeczkę ferrytową z materiału F81, o średnicy 11 mm i długości 127 mm. Odczep na cewce L_1 (po 10 zwoju) umożliwia dopasowanie impedancji wejściowej 75Ω do impedancji wejściowej lampy (około 340Ω). Umożliwia to połączenie opisanego wzmacniacza liniowego kablem współosiowym z wyjściem transceivera. Dopasowanie to ma duże znaczenie nie tylko z punktu widzenia sprawności układu, ale także dla liniowej pracy wzmacniacza. Autor opracowania zaleca nawinąć dławik $D2$ na rowkowany korpus ceramiczny o średnicy 30 mm (np. od radiostacji RBM-1) przewodem miedzianym Φ 0,3 mm w emalii — 120 zwojów. Elementy filtru π powinny być odpowiednio dobrane do mocy wyjściowej wzmacniacza. W pasmie 3,5 MHz, równoległe do drugiego kondensatora filtru dołączany jest kondensator stały 510 pF/1 kV. Jako rezystor antyparazytowy w anodzie lampy zalecane jest użycie termistora 15—300 Ω równoległe z kilkoma zwojami cewki L_2 , nawiniętej grubym przewodem (1,5÷2 mm średnicy). Kondensator sprzęgający obwód anodowy lampy z obwodem wyjściowym (1,6 nF) powinien być bardzo dobrej jakości, najlepiej ceramiczny, przystosowany do napięcia pracy minimum 6 kV i przeniesienia mocy oddawanej przez wzmacniacz (na niektórych kondensatorach podawana jest moc, jaką kondensator może przenieść). Należy przestrzec przed kondensatorami mikowymi typu KSO, które przy pracy pod wysokim napięciem, po pewnym czasie puchną i przebijają. Jako przekaźnika P_1 najlepiej użyć typowego przekaźnika R 15 na napięcie 12 V. Należy go umocować elastycznie, aby nie stukał zbyt głośno podczas przełączania.

Przełącznik $W3$ umożliwia wykorzystanie jednego miernika do pomiaru prądu siatki i do pomiaru prądu anodowego lampy. Wartości rezystancji współpracujących z miernikiem należy dobrać odpowiednio do użytego miernika. Podczas montażu wzmacniacza należy przestrzegać zasad budowy wzmacniaczy mocy w.cz. Na-

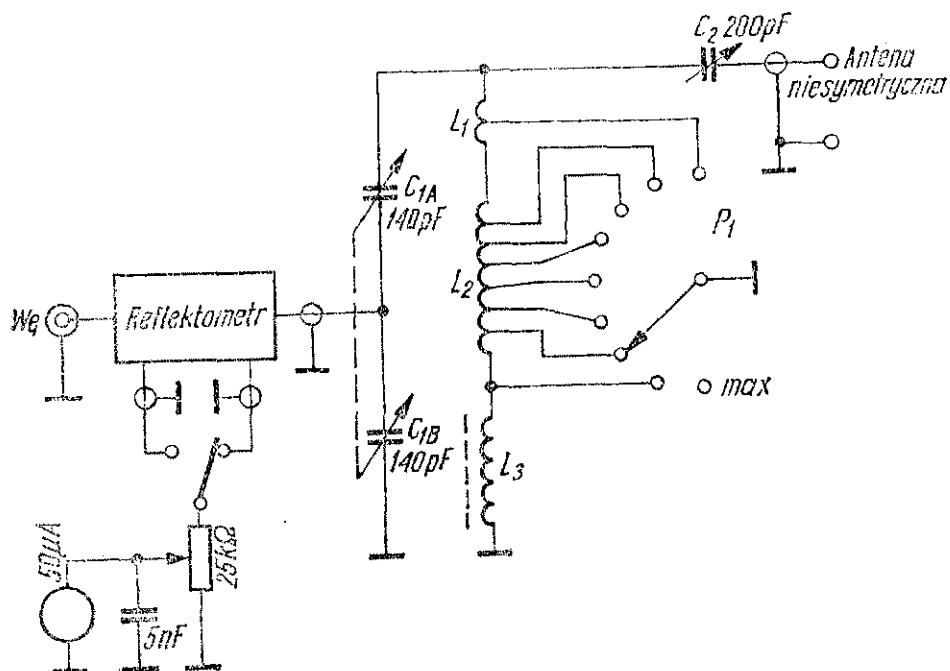
leży także pamiętać aby uziemienia siatek lampy, cewki L_1 i kondensatorów blokujących żarzenie znajdowały się w jednym punkcie. Przy uruchamianiu i eksploatacji tego wzmacniacza mocy i podobnych, o wysokim napięciu anodowym, należy zachować szczególną ostrożność, aby nie doznać porażenia prądem elektrycznym.

Poza filtrem π , o którym będzie jeszcze mowa nieco dalej, na wyjściu wzmacniaczy mocy KF stosowane są obwody wyjściowe zebrane na rysunku 2.229. Pierwszy z nich (rys. 2.229a) to obwód typu L, w którym obciążenie (R_L) włączone jest równo-



Rys. 2.229
Różne obwody wyjściowe
stopni mocy KF

legle do kondensatora obwodu. Stosuje się go w przypadku, kiedy zachodzi konieczność transformacji rezystancji „w górę” (przy $R_{we} < R_L$). Drugi obwód typu L (rys. 2.229b), w którym obciążenie dołączone jest po drugiej stronie cewki niż kondensator, stosuje się przy transformacji rezystancji „w dół” (przy $R_{we} > R_L$). Obwody typu L są dolnoprzepustowe, podobnie jak obwód typu π . Natomiast obwód typu T (rys. 2.229c) jest górnoprzepustowy. Połączenie obwodu typu T z obwodem dolnoprzepustowym pozwala otrzymać obwód środkowo-przepustowy, umożliwiając ponadto dopasowanie obciążenia do źródła mocy w.c.z. Takie możliwości daje właśnie zmodyfikowany obwód T (*transmatch*), przedstawiony na rys. 2.229d. Stosuje się go często w postaci tak zwanej „skrzynki antenowej” do dopasowywania różnych anten



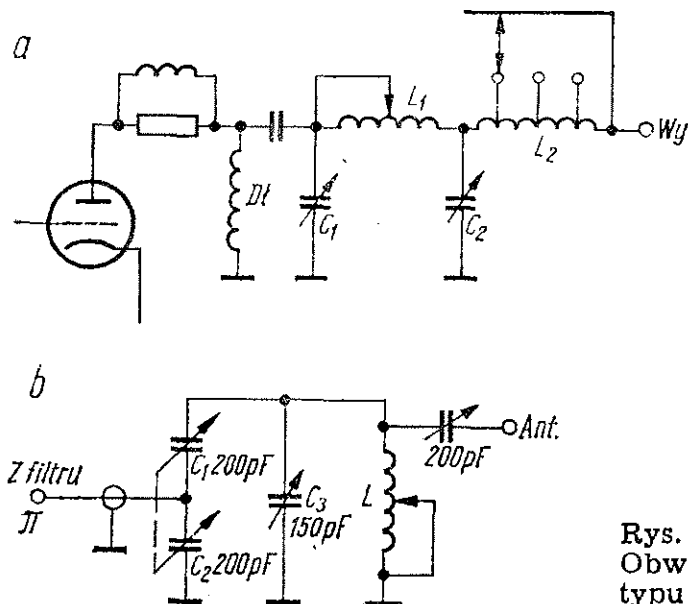
Rys. 2.230. Praktyczny układ zmodyfikowanego obwodu typu T (Transmatch)

do wyjścia nadajnika $50\ \Omega$ czy $75\ \Omega$. Praktyczny układ zmodyfikowanego obwodu T przedstawiono na rys. 2.230. Zawiera on podwójny kondensator zmienny $2 \times 140\ \text{pF}$ (C_{1A} i C_{1B}), cewki z przełączanymi odczepami L_1 i L_2 , cewkę L_3 na rdzeniu ferrytowym i kondensator zmienny $200\ \text{pF}$ (C_2).

Transmatch warto wyposażyć we wbudowany reflektometr, co zaznaczono blokowo na rysunku. Cewka L_1 jest nawinięta na korpus o średnicy $12\ \text{mm}$ i zawiera 8 zwojów przewodu nawojowego $\Phi\ 1\ \text{mm}$, z odczepem w środku uzwojenia. Cewka L_2 jest nawinięta na korpus o średnicy około $45\ \text{mm}$ i zawiera 32 zwoje przewodu nawojowego $\Phi\ 1,6\ \text{mm}$, z odczepami co 4 zwoje. Cewka L_3 jest nawinięta na toroidalny rdzeń Amidon T130-2 i ma 35 zwojów nawiniętych przewodem $\Phi\ 0,8\ \text{mm}$. Układ umożliwia dopasowanie anten niesymetrycznych.

Filtr wyjściowy typu π , występujący w większości omówionych dotychczas wzmacniaczy mocy KF, zapewnia w warunkach dobrego dopasowania anteny tłumienie drugiej harmonicznej w granicach 25 do 40 dB, w zależności od warunków pracy lampy oraz rezystancji wejściowej anteny. Im większa rezystancja obciążenia, tym tłumienie mniejsze. Filtry typu π są wygodne w użyciu, lecz przy obecnej gęstości odbiorników telewizyjnych,

zwłaszcza w większych miastach, nie zapewniają wystarczającej ochrony przed zakłóceniami w odbiorze telewizyjnym ze strony nadajników amatorskich, zwłaszcza na wyższych pasmach KF. Lepszym rozwiązaniem jest stosowanie na wyjściu nadajników filtrów typu π -L, które dają znacznie większe tłumienie harmo-



Rys. 2.231
Obwód wyjściowy
typu π -L

nicznych. Filtr typu π -L, w porównaniu ze zwykłym filtrem π zawiera dodatkową cewkę, przełączaną w zależności od pasma. Schemat obwodu wyjściowego nadajnika KF z filtrem π -L przedstawiono na rys. 2.231a. Dodatkowa cewka L_2 jest przełączana w zależności od pasma. Wartości indukcyjności cewki L_2 dla poszczególnych pasm są stałe i niezależne od typów i warunków pracy lamp w PA, w przeciwieństwie do cewki L_1 . Tłumienie drugiej harmonicznej w przypadku filtru π -L wynosi 50 do 60 dB.

Wartości elementów C_1 , L_1 i C_2 filtru π -L dla różnych pasm i różnych rezystancji wyjściowych stopnia PA i dla kabla 50 Ω zebrano w tabelicy 2.12. Rezystancje wyjściowe, w zależności od klasy pracy lampy końcowej, oblicza się z następujących zależności:

klasa A:	$Z_L \approx \frac{U_0}{1,3 I_0}$	U_0 w woltach
klasa B:	$Z_L \approx \frac{U_0}{1,57 I_0}$	I_0 w amperach
klasa C:	$Z_L \approx \frac{U_0}{2 I_0}$	Z_L w omach

Tablica 2.12

Wartości elementów filtru typu II-L dla różnych rezystancji wyjściowych PA

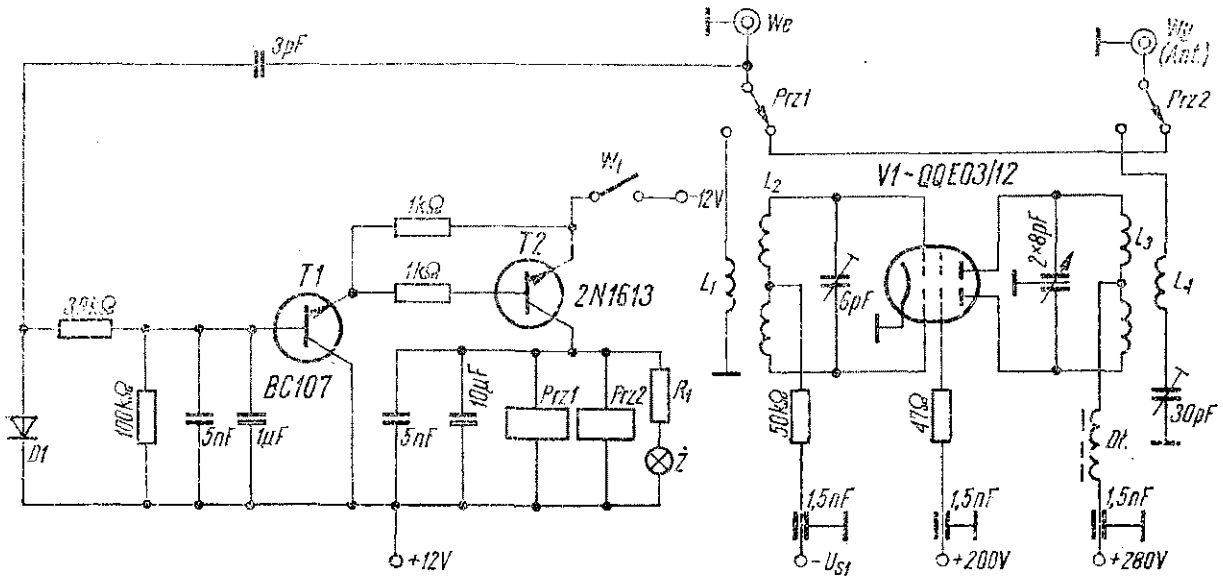
Z_L [Ω]	Pasmo [MHz]	C_1 [pF]	L_1 [μ H]	C_2 [pF]	Z_L [Ω]	Pasmo [MHz]	C_1 [pF]	L_1 [μ H]	C_2 [pF]
2000	3,5	305	9,05	859	5000	3,5	122	20,37	523
	7	141	4,97	370		7	56	11,13	225
	14	69	2,54	179		14	28	5,68	109
	21	46	1,69	119		21	18	3,78	73
	28	32	1,22	81		28	13	2,73	50
2500	3,5	244	10,99	764	5500	3,5	111	22,21	496
	7	113	6,03	329		7	51	12,21	213
	14	55	3,08	159		14	25	6,18	103
	21	37	2,05	106		21	17	4,12	69
	28	26	1,48	72		28	12	2,97	47
3000	3,5	203	12,9	638	6000	3,5	102	24,03	472
	7	94	7,07	298		7	47	13,11	203
	14	46	3,61	144		14	23	6,69	98
	21	31	2,41	96		21	15	4,46	65
	28	21	1,74	66		28	11	3,22	45
3500	3,5	171	14,59	638	6500	3,5	94	25,85	450
	7	81	8,1	274		7	43	14,09	194
	14	40	4,13	133		14	21	7,17	94
	21	26	2,76	89		21	14	4,79	62
	28	18	1,99	60		28	10	3,46	43
4000	3,5	152	16,69	593	7000	3,5	87	27,65	431
	7	71	9,12	255		7	40	15,07	185
	14	35	4,65	123		14	20	7,69	90
	21	23	3,1	82		21	13	5,12	60
	28	16	2,24	56		28	9	3,70	41
4500	3,5	135	18,53	555	7500	3,5	81	29,45	413
	7	63	10,12	259		7	38	16,05	178
	14	31	5,17	116		14	18	8,18	86
	21	21	3,49	77		21	12	5,45	57
	28	14	2,49	53		28	9	3,93	39

Dla klasy AB można przyjąć wartość średnią Z_L między klasą A i B. Wartości Z_L najczęściej stosowanych lamp nadawczych zawierają się w granicach 2000 do 7500 Ω . Dlatego też dla tych wartości podano C_1 , L_1 i C_2 w tablicy 2.12. Jeżeli obliczona rezystancja wyjściowa wypada pomiędzy podanymi w tablicy, wówczas zaokrągla się ją w dół.

Wartości indukcyjności cewki L_2 powinny być następujące: dla 3,5 MHz — 4,43 μH , dla 7 MHz — 2,43 μH , dla 14 MHz — 1,23 μH , dla 21 MHz — 0,83 μH i dla 29,7 MHz — 0,6 μH . W celu jeszcze lepszego odfiltrowania częstotliwości niepożądanych można na wyjściu nadajnika zastosować dodatkowy filtr środkowoprzepustowy (*transmatch*), przedstawiony na rys. 2.231b. Dane opisanego filtra π -L zaczerpnięto z artykułu SP1AGE, zamieszczonego w „Biuletynie PZK” nr 7/1973. Schematy wielu układów dopasowujących anteny do nadajnika, reflektometrów, transformatorów symetryzujących itp. można między innymi znaleźć w książce „Instalowanie i wyposażenie radiostacji amatorskich”, wydanej przez WKŁ w 1977 roku.

Lampowe wzmacniacze mocy UKF budowane są głównie na lampach QQE 03/12 i QQE 06/40 — na pasma 144 i 432 MHz oraz na lampie 2C 39 — na pasmo 1296 MHz. Lampa QQE 03/12, o gabarytach lampy głośnikowej typu *noval*, jest powszechnie stosowana w radiotelefonach UKF FM i w amatorskich nadajnikach UKF na pasmo 144 MHz o mocy wyjściowej do około 10 W. Lampa ta wymaga napięcia zasilania anod w granicach 280 ... 300 V, toteż nadajnik z tą lampą może być zasilany z zasilacza używanego w odbiornikach radiowych starszego typu. Lampa QQE 03/12 nadaje się szczególnie do wzmacniaczy przeznaczonych do powiększenia mocy nadajników QRP (o mocy mniejszej niż 1 W) i przenośnych radiotelefonów tranzystorowych UKF — przy pracy ze stałego QTH. Przykład takiego wzmacniacza przedstawia schemat na rys. 2.232. Jest to konstrukcja DL9DE, opisana w „CQ DL” nr 11/1975. Wzmacniacz jest wyposażony w elektroniczny układ, włączający wzmacniacz pomiędzy źródło sygnału a antenę w momencie pojawienia się na wejściu sygnału w.cz. Część sygnału sterującego, wyprostowanego diodą $D1$, steruje dwustopniowy, tranzystorowy wzmacniacz prądu stałego i powoduje zadziałanie przekaźników $Prz1$ i $Prz2$, które powodu-

ją rozłączenie bezpośredniego połączenia wejścia z wyjściem wzmacniacza i dołączenie gniazd wejścia i wyjścia od odpowiednich punktów układu wzmacniacza. Jednocześnie zostaje włączone napięcie anodowe wzmacniacza. Uruchomienie wzmacniacza jest sygnalizowane świeceniem żarówki \dot{Z} . Rezystor R_1 ogranicza prąd płynący przez tę żarówkę. Należy dobrać możliwie największą

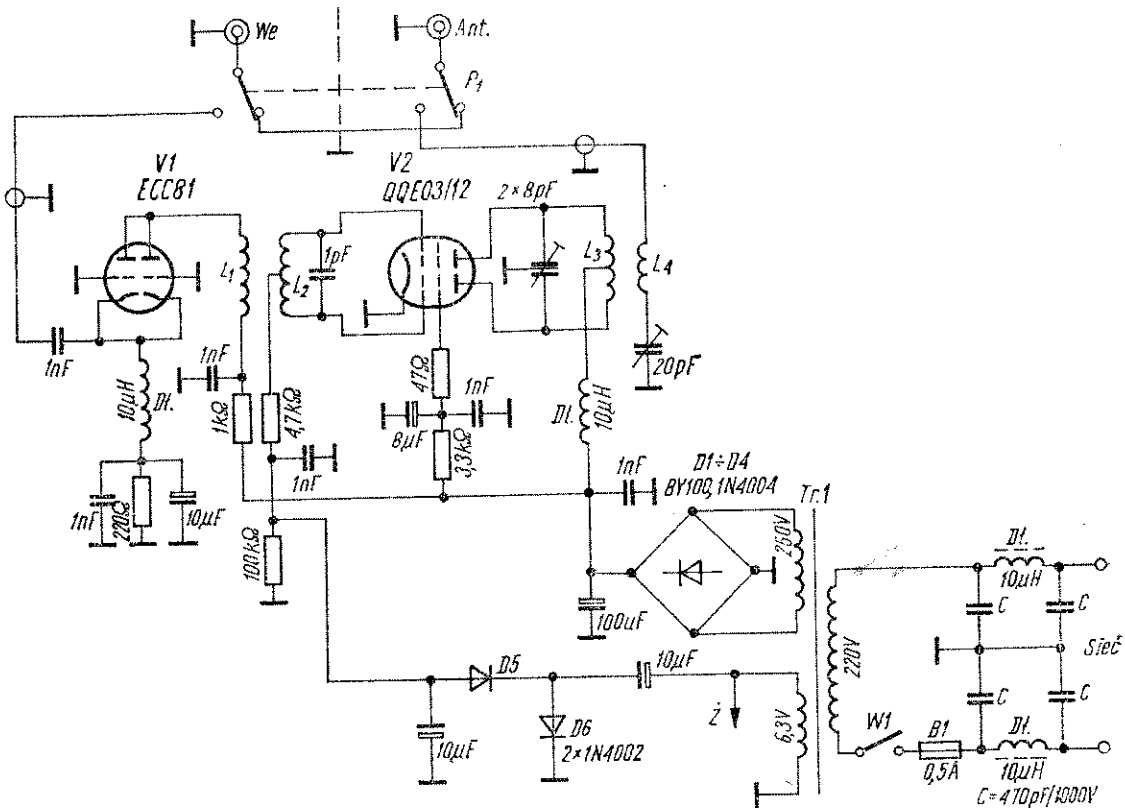


Rys. 2.232. Wzmacniacz mocy do nadajnika QRP zbudowany na lampie QQE 03/12 dla częstotliwości 144 MHz

wartość rezystancji, przy której świecenie żarówki będzie jeszcze widoczne. Wyłącznik w obwodzie zasilania stopni tranzystorowych służy do wyłączania wzmacniacza przy pracy QRP, bez wyłączania zasilacza, np. w przypadku zasilania nadajnika i wzmacniacza z jednego zasilacza. Można — dla ekonomii zasilania — drugą parą styków wyłącznika W_1 przerywać obwód żarzenia lampy wzmacniacza. Zasilacz powinien dostarczać napięcia żarzenia lampy, napięć stałych (dodatnich względem masy) podanych na schemacie (źródło napięcia zasilającego część tranzystorową może mieć uziemiony biegun dodatni lub ujemny) oraz napięcia ujemnego dla siatki sterującej lampy, o wartości zależnej od żądanej klasy pracy stopnia. Dla CW i FM będzie to klasa C, dla SSB — klasa AB. Cewka L_1 powinna mieć 1 zwoj przewodu Φ 0,7 mm w izolacji igelitowej, wsunięty pomiędzy zwoje cewki L_2 . Ta zaś powinna mieć 2×2 zwoje nawinięte powietrznie przewodem srebrzonym Φ 1 mm na średnicy 8 mm. Cewka L_3 powinna mieć także 2×2 zwoje, ale nawinięte na śred-

nicy 10 mm. Cewka L_4 — podobnie jak L_1 — ma 1 zwoj przewodu izolowanego, wciśnięty pomiędzy zwoje L_3 .

Także na lampie QQE 03/12, lecz ze stopniem sterującym na lampie ECC 81 i z wbudowanym zasilaczem sieciowym, zbudowany jest wzmacniacz liniowy dla pasma 144 MHz, którego schemat przedstawiono na rys. 2.233. Moc sterująca dla tego ukła-



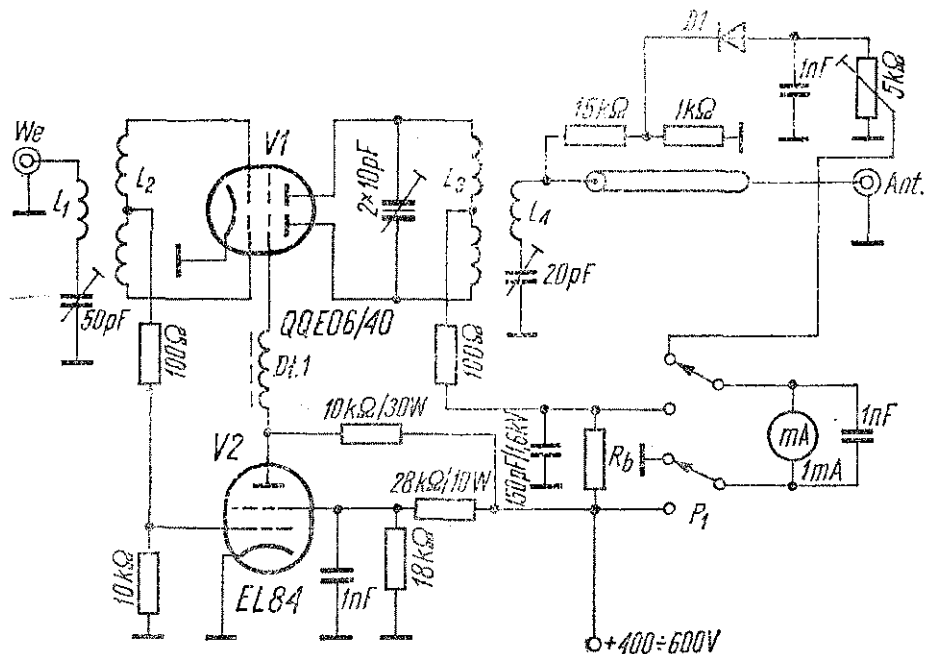
Rys. 2.233. Wzmacniacz liniowy dla pasma 144 MHz zbudowany na lampach ECC 81 i QQE 03/12

du powinna być zawarta w granicach 50...100 mW. Przy większej mocy sterującej pomiędzy źródło sygnału a wejście wzmacniacza należy włączyć tłumik rezystorowy, gdyż w innym wypadku nastąpi przesterowanie, pogorszy się jakość sygnału i pojawią się zakłócenia w odbiorze TV. Pierwszy stopień wzmacniacza — to wzmacniacz z uziemioną siatką, zbudowany na dwóch połówkach lampy ECC 81, połączonych równolegle. Cewka L_1 jest nawinięta na korpus z rdzeniem w.cz. o średnicy 6 mm i zawiera 4 zwoje przewodu Φ 1 mm. Cewka L_2 zawiera 5 zwojów, także na korpusie z rdzeniem.

Lampa QQE 03/12 pracuje w układzie przeciwsobnym. Punkt pracy lampy, decydujący o pracy w klasie AB, ustala ujemne napięcie, uzyskane z wyprostowanego napięcia żarzenia w prostowniku z podwajaniem. W obwodzie anodowym lampy znajduje się obwód rezonansowy z kondensatorem „motylkowym” 2×8 pF i cewką L_3 . Cewka ta jest nawinięta powietrznie i ma 2×2 zwoje przewodu srebrzonego Φ 2 mm, nawinięte na średnicy 15 mm. Cewka L_4 ma 2 zwoje izolowanego przewodu Φ 1 mm, pomiędzy zwojami cewki L_3 . Przełącznik antenowy $P1$ (przełącznik) powinien mieć taką konstrukcję, która by zapewniała możliwie małą pojemność pomiędzy zespołami styków, gdyż inaczej może mieć miejsce samowzbudzenie wzmacniacza. Najlepiej aby były to dwa niezależne przełączniki, jak we wzmacniaczu opisanym poprzednio. Zasilacz, oprócz napięcia żarzenia 6,3 V, powinien dostarczać napięcia stałego około 300 V do zasilania anod i siatki ekranującej lampy. Maksymalna moc prądu stałego pobierana z zasilacza nie przekracza 15 W. W obwodzie sieci zasilacza znajduje się filtr przeciwdziałający przenikaniu w.c.z. do sieci. Użyto tu dwóch dławików na rdzeniu ferrytowym o indukcyjności 10 μ H. Wzmacniacz ten opisał DL8ZX w „Das DL-QTC” nr 11/1968.

Lampa QQE 06/40 pozwala na uzyskanie mocy wyjściowej do 100 W w pasmie 144 MHz. Schemat wzmacniacza o tej mocy, z lampą zabezpieczającą (tzw. clamp), opracowany przez SP2RO, przedstawiono na rys. 2.234. Lampa zabezpieczająca przy braku wysterowania pobiera znaczny prąd, przez co napięcie na siatce lampy ekranującej PA jest niewielkie i przez lampę tę płynie niewielki prąd. W miarę wzrostu wysterowania, prąd płynący przez lampę zabezpieczającą maleje i napięcie na siatce ekranującej S_2 lampy PA wzrasta, co umożliwia przepływ przez lampę wzmacniacza mocy znacznego prądu anodowego. W opisanym wzmacniaczu jako lampa zabezpieczająca pracuje lampa EL 84.

Dla pełnego wysterowania wzmacniacza potrzebna jest moc zaledwie 1 W. Cewka L_1 ma 2 zwoje przewodu Φ 0,5 mm w izolacji igelitowej i umieszczona jest pomiędzy zwojami cewki L_2 . Cewka L_2 ma 5 zwojów CuAg Φ 1 mm, nawiniętych na średnicy 9 mm. Długość nawinięcia wynosi 20 mm, a odczep znajduje się w środku. Cewka L_3 ma $2 \times 2,5$ zwoja CuAg Φ 2 mm, na średnicy 10 mm, z prostym odcinkiem o długości 3 mm w środku



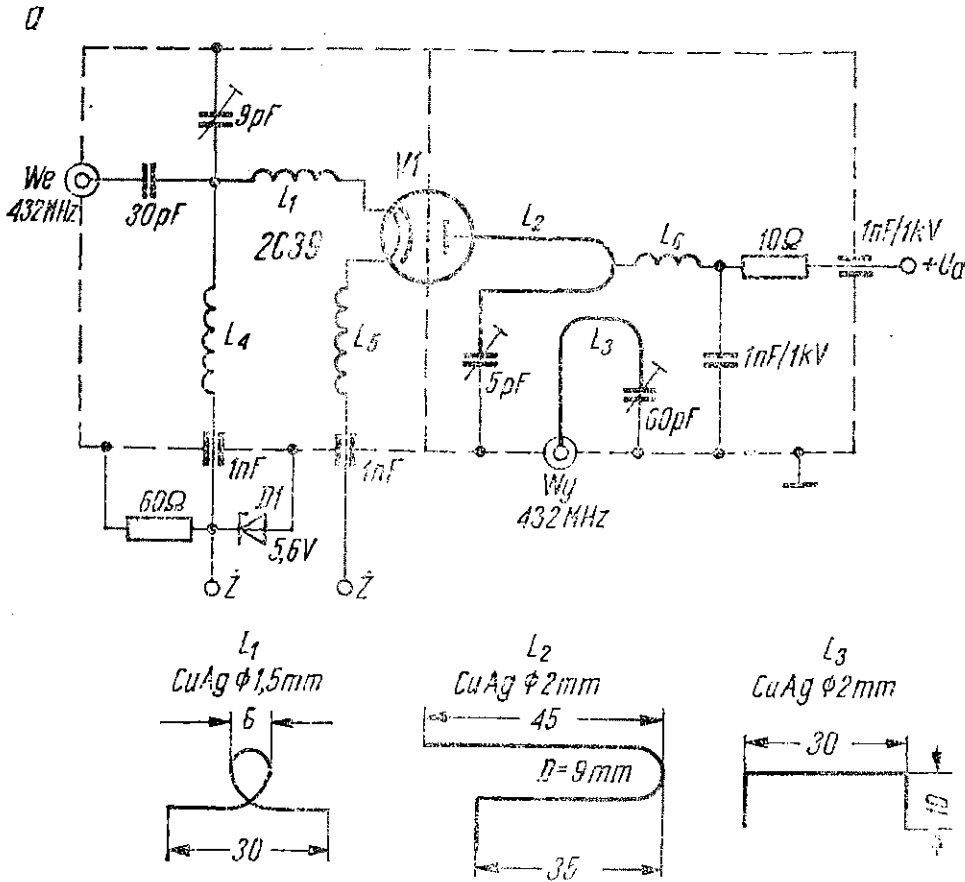
Rys. 2.234. Wzmacniacz liniowy z clampem na pasmo 144 MHz (wg projektu SP2RO).

uzwojenia. Rezystor 100Ω należy przyłutować pośrodku prostego odcinka. Cewka L_4 , umieszczona między dwiema częściami cewki L_3 , ma 2 zwoje przewodu $\Phi 0,5$ mm w izolacji igelitowej. Dławik $Dł1$ stanowi rurka ferrytowa RWO, nałożona na przewód o średnicy 0,8 mm. Wzmacniacz jest zaopatrzony w przełączany miernik (miliamperomierz o czułości 1 mA), mierzący w jednym położeniu przełącznika $P1$ prąd anodowy (zakres pomiarowy zależy wówczas od wartości rezystancji bocznika R_b), natomiast w drugim położeniu dołączony do woltomierza diodowego, mierzącego napięcie w.c.z. bezpośrednio na cewce L_4 , jeszcze przed kablem współosiowym prowadzącym do gniazda wyjściowego.

Opisany wzmacniacz może stanowić także integralną część nadajnika UKF, lampowego lub tranzystorowego. W przypadku nadajnika telegraficznego, lampę QQE 06/40 należy sterować bezpośrednio z ostatniego powielacza częstotliwości. W tym celu cewkę L_2 należy sprząc indukcyjnie z anodową cewką powielacza (podwajacza).

Lampa 2C39, dzięki swojej wielkiej częstotliwości pracy, jest stosowana głównie na pasmo 1296 MHz, choć oczywiście może być także wykorzystana na wyjściu nadajnika na pasmo 432 MHz. Schemat wzmacniacza liniowego na tej lampie przedstawiono na

rys. 2.235. Jest to wzmacniacz z uziemioną siatką, sterowany w katodzie. Ponieważ katoda lampy 2C 39 jest połączona galwanicznie z żarzeniem, do obwodu żarzenia włączono dławiki w.cz. (L_4 i L_5) wykonane, podobnie jak dławik L_6 , przez nawinięcie 10 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,5 mm na średnicy 6 mm. Kształt

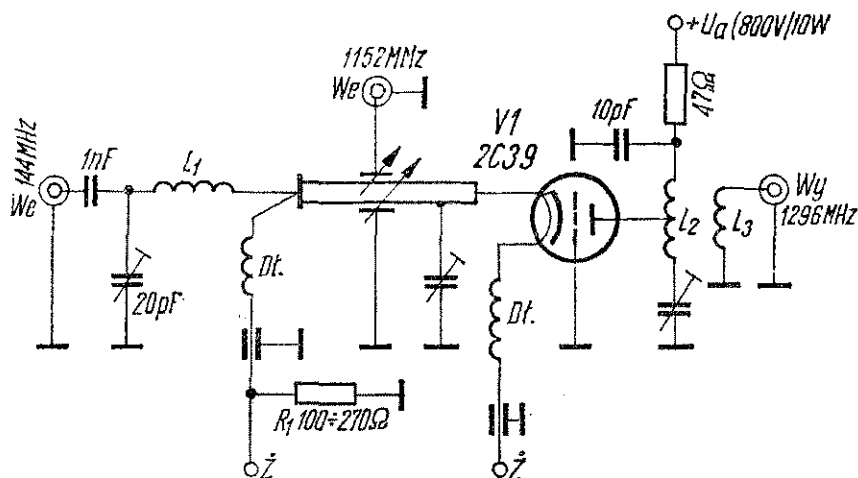


Rys. 2.235. Wzmacniacz liniowy na 432 MHz zbudowany na lampie 2C39

i wymiary pozostałych indukcyjności podano na rysunku. Ujemne napięcie siatki sterującej jest stabilizowane diodą Zenera 5,6 V. Napięcie anodowe może być zawarte w granicach 300 do 600 V. Przy napięciu anodowym wynoszącym 300 V i mocy sterującej 0,4 W, moc wyjściowa wynosi 4 W i wzrasta do 12 W przy mocy sterującej 4 do 5 W. Przy napięciu anodowym 600 V i mocy sterującej 0,4 W moc wyjściowa wynosi 9 W, przy sterowaniu mocą 1 W — wynosi 15 W i przy mocy sterującej 4 do 5 W — moc wyjściowa wynosi 42 W. Wzmacniacz ten opisano w jugosłowiańskim czasopiśmie „Radioamater” nr 10/1977.

Schemat transwertera na lampie 2C 39 na pasmo 1296 MHz przedstawiono na rys. 2.236 (na podstawie „Radio Communica-

tion" nr 1/1976). Jest to mieszacz mocy, sterowany sygnałem SSB w pasmie 144 MHz o mocy 5 W i sygnałem z toru generatora pomocniczego 1152 MHz i mocy 3 W. Moc wyjściowa wynosi około 4 W przy napięciu anodowym 400 V lub około 10 W przy napięciu 800 V. Przy tak wielkich częstotliwościach pracy



Rys. 2.236. Transwerter 144/1296 MHz działający na lampie 2C 39

ogromne znaczenie mają wymiary detali konstrukcji mechanicznej, dlatego też Czytelników zainteresowanych budową tego urządzenia odsyłam do materiału źródłowego, traktując zamieszczony tu schemat jako przykład układu elektrycznego.

2.6.2. Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe KF

Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe na pasma krótkofalowe można podzielić na dwie główne grupy: wzmacniacze rezonansowe, na wyjściu których znajdują się obwody rezonansowe, nastrojone na częstotliwości pracy oraz wzmacniacze szerokopasmowe, wzmacniające szerokie pasmo częstotliwości (na przykład 2 do 30 MHz), z szerokopasmowymi transformatorami wielkiej częstotliwości na wyjściu. Podział ten wynika z kilku przyczyn. Jednopasmowe nadajniki lepiej budować z rezonansowymi wzmacniaczami mocy, w których obwody rezonansowe na wyjściu osłabiają poziom częstotliwości niepożądanych, natomiast nadajniki wielopasmowe, ze względu na trudne do realizacji przełączanie obwodów rezonansowych stopnia mocy — częściej budowane są z szerokopasmowymi wzmacniaczami mocy, co stawia przed stop-

niami sterującymi zaostrome zadanie dostarczenia czystego, pozbawionego silniejszych częstotliwości niepożądanych sygnału.

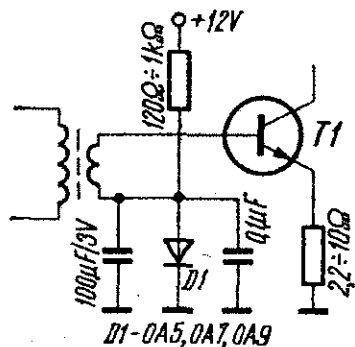
Rezonansowy wzmacniacz mocy w.cz. zawiera na wyjściu obwód rezonansowy, transformujący niewielką rezystancję wyjściową stopnia tranzystorowego (kilka — kilkanaście omów) na większą rezystancję obciążenia, najczęściej zawartą w granicach 50 do 75 Ω . W obwodzie wejściowym wzmacniacza rezonansowego również zachodzi transformacja, tym razem „w dół”, w celu dopasowania rezystancji wyjściowej stopnia sterującego do małej rezystancji wejściowej stopnia mocy. Małe rezystancje stopnia mocy, tym mniejsze im większa moc jest wzmacniana, tłumią w znacznym stopniu obwody wejściowe i wyjściowe, toteż ich działanie filtrujące jest niewielkie.

Tranzystory użyte w stopniach mocy także w pewnym stopniu narzucają przyjęcie jednego (rezonansowego) lub drugiego (szerokopasmowego) rozwiązania. Tranzystory *overlay* (2N 3375, 2N 3632, BLYP 22 itp.), produkowane głównie dla pasma DKF, są często stosowane również i w nadajnikach na pasma KF. Jednakże ich wielka częstotliwość graniczna powoduje, że przy mniejszych częstotliwościach i z obwodami rezonansowymi wykazują trudne do usunięcia tendencje do samowzbudzenia, toteż prawie wyłącznie stosuje się je na pasma KF we wzmacniaczach szerokopasmowych. Najczęściej we wzmacniaczach rezonansowych KF stosuje się tranzystory impulsowe, jak na przykład BUY 52—54, BD 254, KU 601, KU 607 i wiele podobnych. Tranzystory te mają częstotliwości graniczne zawarte w granicach od 10 do kilkadziesiąt MHz i mają większe pojemności dynamiczne niż tranzystory dla częstotliwości UKF. Oczywiście, produkuje się bardzo wiele typów tranzystorów specjalnie przeznaczonych do pracy w krótkofalowych nadajnikach SSB, ale są one kosztowne i trudne do zdobycia.

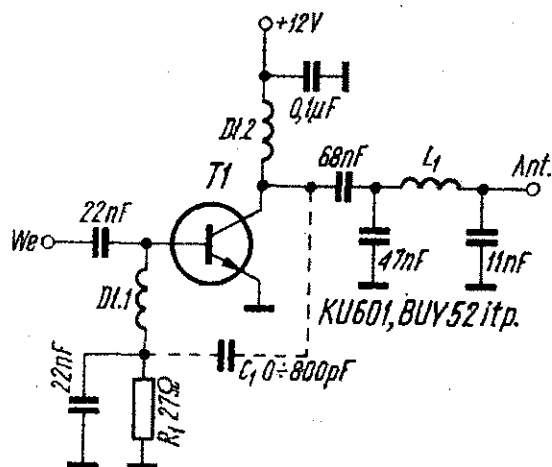
Przykład stabilizacji punktu pracy tranzystorowego wzmacniacza mocy (liniowego) przedstawiono na rys. 2.237. Zamiast dolnego rezystora dzielnika polaryzującego bazę tranzystora włączona jest dioda w kierunku przepustowym. Przy mocy wyjściowej stopnia, wynoszącej do kilkuset miliwoltów, można użyć diody OA 5, przy mocy rzędu 1 W — diody OA 7, a przy mocy kilku — kilkunastu watów — diody OA 9. Dioda powinna być umo-

cowana do obudowy tranzystora, aby jej rezystancja w kierunku przewodzenia mogła szybko zmieniać się, odpowiednio do zmian temperatury obudowy. Zmiany rezystancji diody wywołują odpowiednie zmiany napięcia polaryzującego bazę, przeciwdziałające zmianom prądu od zmian temperatury. Wymienione tu diody są najodpowiedniejsze do stabilizacji punktu pracy tranzystorów krzemowych, ponieważ spadek napięcia na nich w warunkach przedstawionych na schemacie wynosi około 0,65 V, podczas gdy na innych diodach germanowych wynosi około 0,3 V, a na krzemowych około 0,7 V. Czasami stosuje się szeregowe łączenie diod w celu uzyskania odpowiedniego spadku napięcia (np. dwie szeregowo połączone diody germanowe). Im większa jest moc stopnia, tym większy prąd płynie w układzie polaryzacji bazy, a co za tym idzie także przez diodę, co ogranicza stosowanie stabilizacji diodowej. Dla rozszerzenia zakresu mocy, do której można jeszcze stosować ten sposób — można diodę zabocznikować odpowiednio dobranym rezystorem.

Pierwszy schemat z przeglądu tranzystorowych rezonansowych wzmacniaczy mocy KF — to stopień końcowy nadajnika telegraficznego na pasmo 1,8 MHz, przedstawiony na rys. 2.238. Tranzystor KU 601 (lub podobny, na przykład polski BUY 52) pracuje w klasie C i jest sterowany w bazie za pośrednictwem kondensatora o pojemności 22 nF. Dławik Dł1 jest nawinięty koszykowo i ma 100 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,25 mm. Od wartości rezystancji R_1 zależy punkt pracy stopnia przy określonym



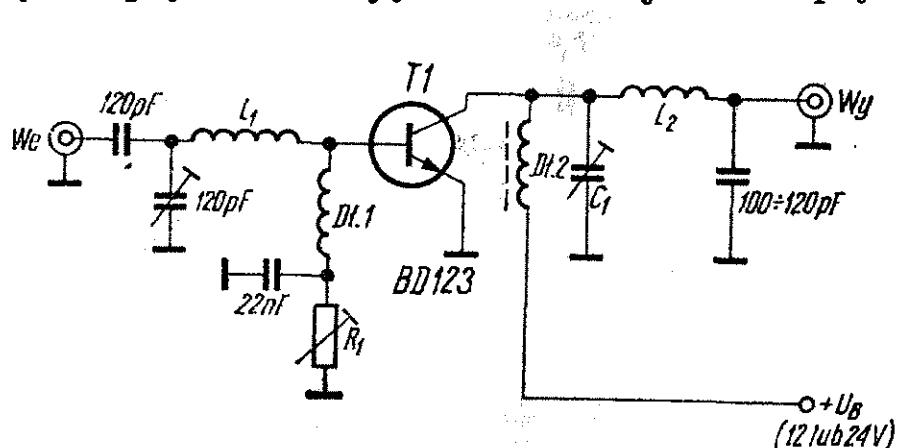
Rys. 2.237. Stabilizacja punktu pracy tranzystora mocy diodą



Rys. 2.238. Stopień końcowy nadajnika na pasmo 1,8 MHz

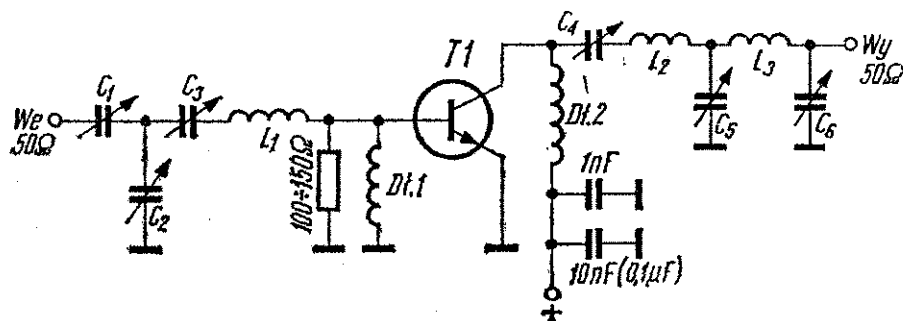
wysterowaniu, a równocześnie jego optymalna wartość może być różna, przy różnych typach tranzystorów użytych w tym wzmacniaczu. Dlatego też należy podczas uruchamiania wstawić zamiast tego rezystora potencjometr drutowy $100\ \Omega$ i ustawić taką jego wartość, przy której nadajnik będzie oddawał największą moc. Po zmierzeniu ustawionej wartości należy wlutować taki rezystor stały. Narysowany linią przerywaną kondensator C_1 służy do neutralizacji stopnia, którą należy przeprowadzić w przypadku tendencji do niestabilnej pracy. Dławik $Dl.2$ jest nawinięty na małym rdzeniu toroidalnym i ma 10 zwojów przewodu nawojowego w emalii $\Phi\ 0,5\ \text{mm}$. Cewka wyjściowego obwodu π (L_1) jest nawinięta na korpus ceramiczny o średnicy około $20\ \text{mm}$ i zawiera 7 zwojów przewodu $\Phi\ 1,2\ \text{mm}$, nawiniętych zwoj koło zwoju. Przy napięciu zasilania $12\ \text{V}$ prąd pobierany przez omawiany wzmacniacz mocy może dochodzić do $800\ \text{mA}$, a moc wyjściowa powinna być zawarta w granicach 2 do $4\ \text{W}$. Wzmacniacz ten jest opisany w numerze 12/1972 miesięcznika „Amaterske Radio”.

Także do nadajnika telegraficznego, lecz na pasmo $28\ \text{MHz}$ (lub do nadajnika zdalnego sterowania przy zmniejszonej mocy i na pasmo $27\ \text{MHz}$) przewidziany jest stopień wyjściowy zbudowany na tranzystorze BD 123 (rys. 2.239). Przy napięciu zasilania $+12\ \text{V}$ i mocy sterującej $0,65\ \text{W}$ moc wyjściowa wynosi około $4\ \text{W}$. Rezystor R_1 jest wówczas zbędny. Przy napięciu zasilania $+24\ \text{V}$ i wysterowaniu $1,5\ \text{W}$ moc wyjściowa wzrasta do $10\ \text{W}$. Rezystancja R_1 powinna mieć wówczas wartość $47\ \Omega$. Wartość pojemności C_1 powinna być bliska zera. Najczęściej wystarczy tu pojemność wyjściowa tranzystora i pojemność montażu.



Rys. 2.239. Wzmacniacz mocy nadajnika telegraficznego na pasmo $28\ \text{MHz}$

Cewka L_1 powinna mieć 5 zwojów przewodu Φ 1,3 mm, nawiniętego na średnicy 10 mm, przy długości uzwojenia 15 mm. Cewka L_2 powinna mieć 3 zwoje przewodu Φ 2 mm na średnicy 16,5 mm, przy długości uzwojenia 14 mm. Dławik $Dł1$ powinien mieć 10 zwojów przewodu Φ 0,5 mm na rdzeniu ferrytowym, a $Dł2$ — 32 zwoje Φ 0,4 mm na korpusie o średnicy 6,5 mm (bez rdzenia).



Rys. 2.240. Uniwersalny schemat rezonansowego stopnia wyjściowego o mocy 10÷15 W na pasma amatorskie

Na rysunku 2.240 przedstawiono uniwersalny schemat tranzystorowego stopnia wyjściowego o mocy wyjściowej 10 do 15 W, przy sterowaniu mocą 1 do 2 W (z „Elektronisches Jahr-

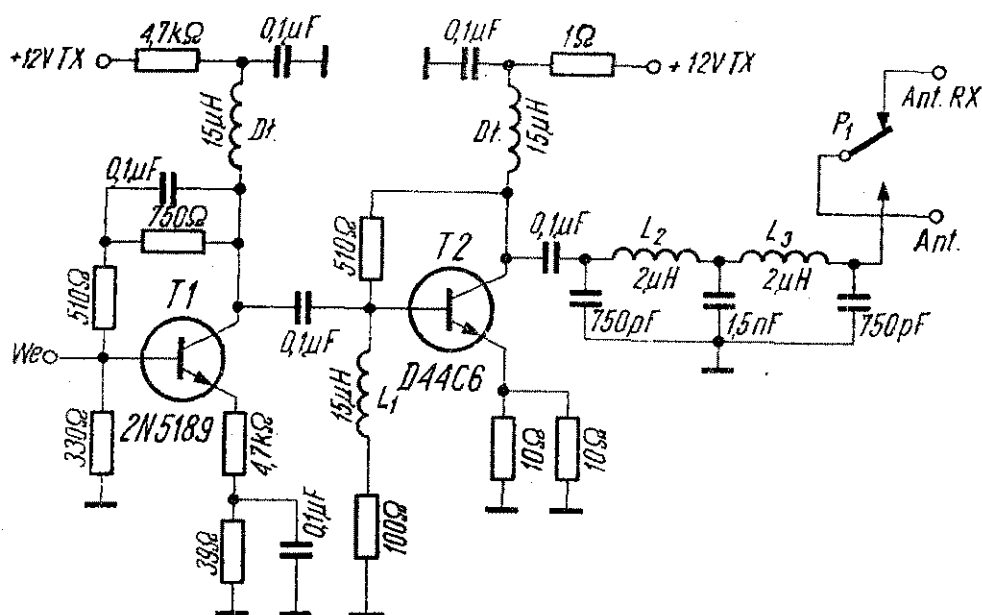
Tablica 2.13

Wartości elementów uniwersalnego wzmacniacza mocy w zależności od pasma

U_B [V]	Pasma [MHz]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	C_4 [pF]	C_5 [pF]	C_6 [pF]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	L_3 [μH]	$Dł1$ [μH]	$Dł2$ [μH]
13,6	145	—	150	50	50	100	50	0,055	0,062	0,067	0,5	0,6
	28	—	750	—	—	500	250	0,06	0,125	0,34	2,0	3,0
	21	—	1000	—	—	750	375	0,09	0,18	0,5	3,0	4,5
	14	100	300	—	—	1000	500	0,39	0,27	0,67	4,5	6,0
	7	200	600	—	—	1300	1000	0,78	0,71	1,82	8,0	10,0
	3,5	400	1200	—	—	2600	2000	1,56	1,42	3,74	12,0	14,0
28	145	—	150	50	50	100	100	0,055	0,1	0,067	0,5	1,0
	28	—	750	—	—	125	150	0,06	0,64	0,46	2,0	6,5
	21	—	1000	—	—	150	200	0,09	0,82	0,64	3,0	9,0
	14	100	300	—	—	250	300	0,39	1,3	0,94	4,5	13,0
	7	200	600	—	—	450	600	0,75	2,6	1,85	8,0	26,0
	3,5	400	1200	—	—	900	1000	1,56	5,0	3,6	12,0	50,0

buch 1978”). W zależności od wartości pojemności i indukcyjności, zebranych w tablicy 2.13, stopień może pracować w pasmie 145 MHz lub w jednym z amatorskich pasm krótkofalowych. Podano wartości dla dwóch napięć zasilania: dla 13,6 V i dla 28 V. Przy napięciu 13,6 V może pracować tranzystor 2N 5590, a przy napięciu 28 V — tranzystor 2N 3632. Mogą także pracować tranzystory radzieckie, np. KT 902W i KT 909W.

Schemat dwustopniowego wzmacniacza wyjściowego małej mocy do transceivera CW-DSB WA7MLH, którego fragmenty były przedstawione na rys. 2.200, pokazano na rys. 2.241. Wzmocnie-

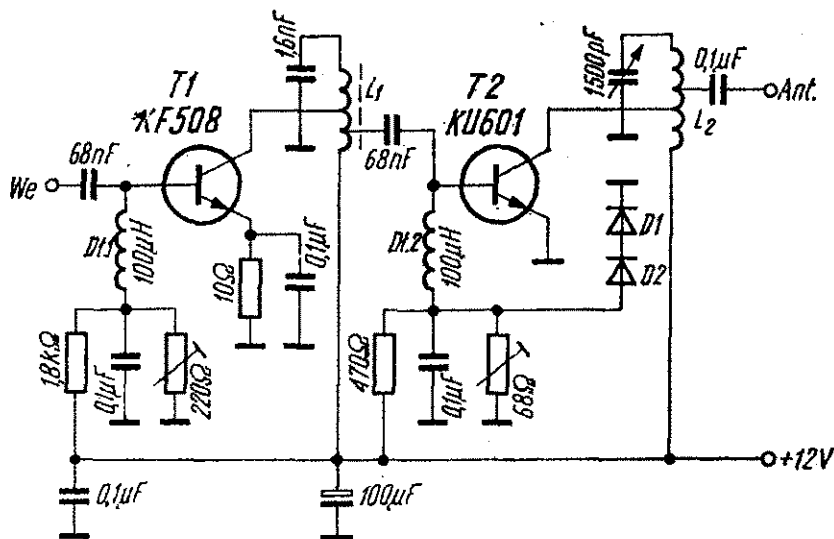


Rys. 2.241. Dwustopniowy wzmacniacz wyjściowy w klasie A na pasmo 7 MHz

nie toru od wyjścia modulatora zrównoważonego wynosi ponad 40 dB. Obydwa tranzystory tego wzmacniacza pracują w klasie A, przy czym prąd spoczynkowy tranzystora T2 wynosi 250 mA. Moc wyjściowa stopnia przy pracy telegraficznej (CW) wynosi 1,5 W i ponad 1 W PEP przy pracy DSB w pasmie 7 MHz.

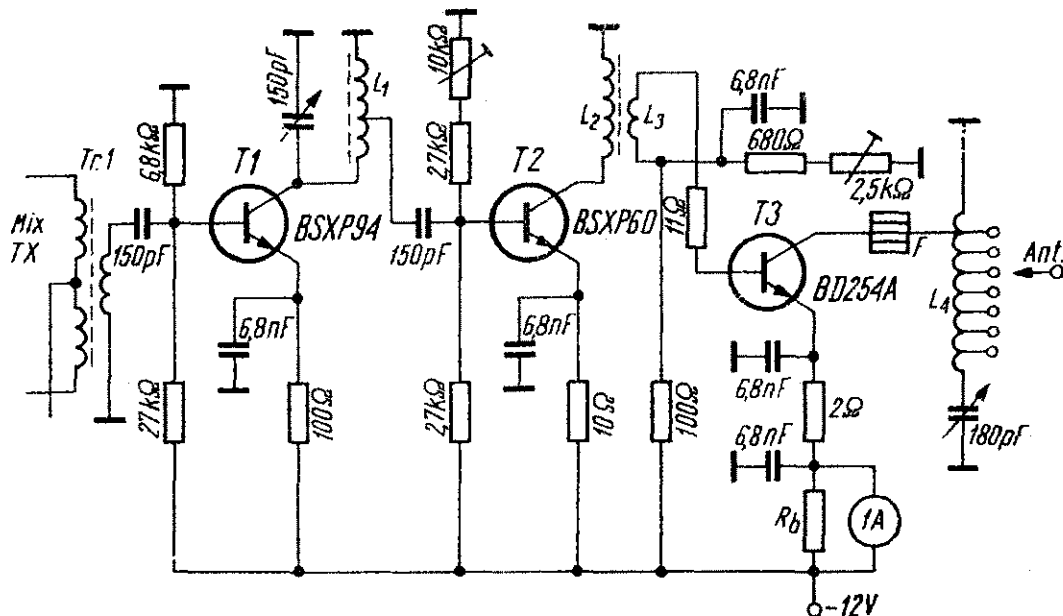
Następny schemat (rys. 2.242) przedstawia dwa ostatnie stopnie nadajnika na pasmo 3,5 MHz z transceivera tranzystorowego opracowanego przez OK2BHB. Stopień sterujący zbudowany na tranzystorze KF 503 jest dopasowany autotransformatorowo (od-

czepami na cewce L_1) z wejściem stopnia mocy, pracującego na tranzystorze KU 601. W taki sam sposób sprzęgnięta jest antena ze stopniem mocy. Stopień mocy ma diodową stabilizację punktu pracy, zrealizowaną w sposób poprzednio opisany.



Rys. 2.242. Wzmacniacz wyjściowy na pasmo 3,5 MHz z transceivera zaprojektowanego przez OK2BHB

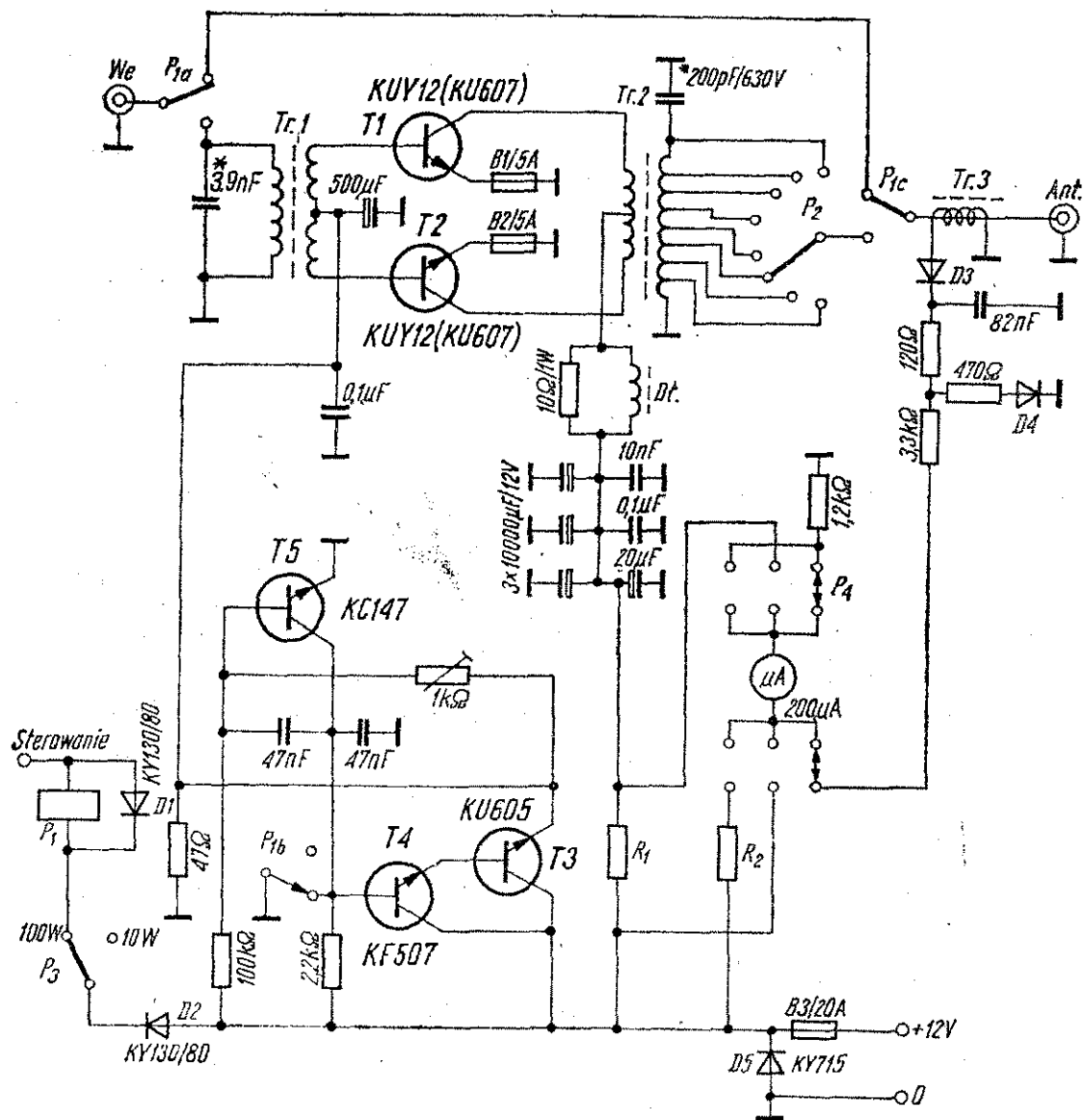
Również na pasmo 3,5 MHz zaprojektowany został trzystopniowy wzmacniacz w.cz. (rys. 2.243). Pracuje on w transceiverze jednopasmowym wg projektu SP9BWJ. Przy zasilaniu napięciem



Rys. 2.243. Trzystopniowy wzmacniacz wyjściowy z transceivera zaprojektowanego przez SP9BWJ

12 V (plus na obudowie) moc input nadajnika wynosi około 4 W, a moc wyjściowa w.cz. — około 2,2 W. Wzmacniacz jest sterowany z mieszacza nadajnika, pracującego w układzie modulatora pierścieniowego na diodach. Sprzężenie pomiędzy dwoma pierwszymi stopniami jest autotransformatorowe, przez pojemność z odczepu cewki L_1 , tworzącej z kondensatorem zmiennym o pojemności 150 pF obwód rezonansowy na częstotliwość pracy. Sprzężenie pomiędzy następnymi stopniami jest zrealizowane za pomocą aperiodycznego transformatora w.cz., zbudowanego z cewek L_2 i L_3 . Punkt pracy dwóch ostatnich stopni może być korygowany za pomocą potencjometrów nastawnych, włączonych w dzielniki bazowe. Od ich ustawienia zależy liniowość pracy stopni i wzmocnienie. Na połączenie kolektora tranzystora końcowego z cewką L_4 nałożona jest „perełka” ferrytowa F . Cewka L_4 zawiera liczne odczepy, które umożliwiają dobre dopasowanie różnych anten. Prąd pobierany przez ostatni stopień wzmacniacza jest mierzony mikroamperomierzem od magnetofonu, dołączonym do bocznika R_b , dobranego dla zakresu pomiarowego 2 A. Miernik ten ułatwia dostrojenie wzmacniacza i umożliwia kontrolę pracy stopnia.

Stuwałowy wzmacniacz mocy na pasmo 3,5 MHz opisał OK1ASA w miesięczniku „Amaterske Radio” nr 11/1977. Schemat tego wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.244. W torze w.cz. pracują przeciwsobnie 2 tranzystory KUY 12. Można użyć także tranzystorów KU 607, które są bardzo zbliżone do KUY 12. Częstotliwość graniczna tranzystorów KU 607 wynosi 10 do 15 MHz, a KUY 12 — ponad 25 MHz. Z polskich tranzystorów powinny dobrze pracować BDY 23—25. W emiterach tranzystorów mocy znajdują się bezpieczniki topikowe 5 A, które mają zabezpieczać tranzystory w przypadku znacznego wzrostu prądu. Punkt pracy wzmacniacza jest starannie stabilizowany w rozbudowanym układzie elektronicznym. Autor konstrukcji zaleca także stabilizowanie punktów pracy stopni poprzedzających, bowiem zdarza się, że źle dobrany lub przesunięty pod wpływem temperatury punkt pracy jakiegoś stopnia, pracującego przy małym poziomie sygnału powoduje zniekształcenia, o które posadzamy stopień mocy i tam bezskutecznie usiłujemy je zwalczyć. W opisanym układzie zastosowano elektroniczną stabilizację punktu pracy, podobną



Rys. 2.244. Wzmacniacz liniowy 100 W na pasmo 3,5 MHz

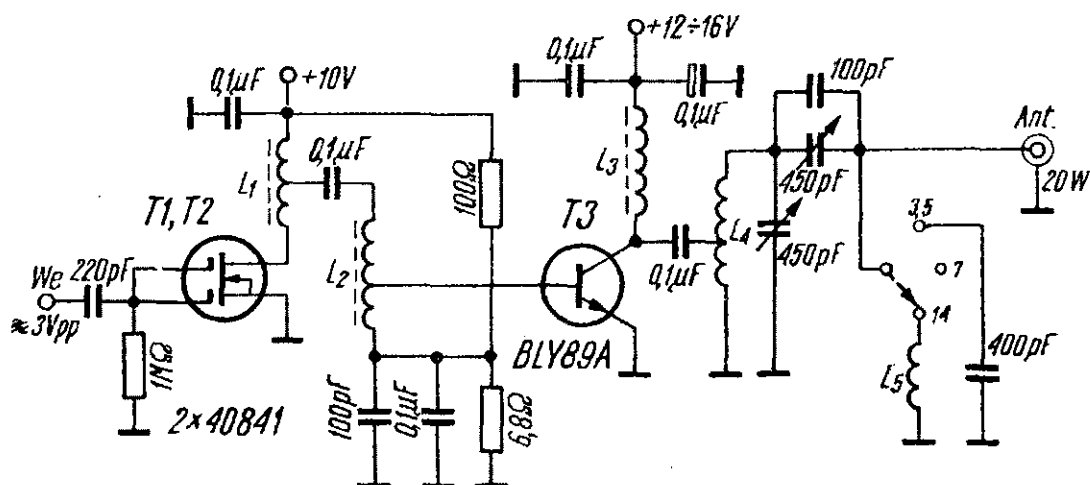
do stosowanej w transceiverze ATLAS. W stabilizatorze pracują tranzystory T3, T4 i T5. Tranzystory T3 i T4 pracują w układzie Darlingtona. Układ ten jest sterowany napięciem podawanym na bazę tranzystora T4, pochodzącym z dzielnika utworzonego przez tranzystor T5 i rezystor 2,2 kΩ. Polaryzacja bazy T5 jest ustawiona tak, aby na emiterze T3 (a co za tym idzie, także na bazach tranzystorów mocy) panowało napięcie 0,65 V względem masy. To samo napięcie podawane jest także na bazę tranzystora T5. Tranzystor ten pracuje w klasie A, dzięki dodatkowej polaryzacji bazy za pośrednictwem rezystora 100 kΩ. Obudowa tranzysto-

ra $T5$ jest połączona mechanicznie z jedną z obudów tranzystorów stopnia mocy, dzięki czemu jej temperatura zmienia się odpowiednio do zmian temperatury tranzystorów wzmacniacza mocy. Zmiany temperatury $T5$ powodują zmiany wartości napięcia polaryzującego bazę $T4$ i w konsekwencji zmiany przedpięcia podawanego na bazy tranzystorów mocy. Przedpięcie jest filtrowane kondensatorem elektrolitycznym $500 \mu\text{F}$, w celu uniknięcia wahań związanych ze zmianami obciążenia zasilacza przy sterowaniu wzmacniacza sygnałem SSB oraz kondensatorem $0,1 \mu\text{F}$ przeciwdziałającym przenikaniu sygnału w.cz. Styki przekaźnika P_1 (P_{1b}) zwierają przy odbiorze bazę tranzystora $T4$ do masy, co powoduje przesunięcie tranzystorów wzmacniacza mocy do klasy C. To połączenie jest dokonywane dlatego, że stopnie mocy pracujące w klasie B generują bez wysterowania szum, który z większej odległości nie jest słyszalny, jednak powoduje zakłócenia w odbiorze, przy bezpośredniej bliskości odbiornika. Przekaznik P_1 jest sterowany z przekaźnika nadawanie—odbiór współpracującego nadajnika lub transceivera przez zwieranie do masy. Przełącznik P_3 umożliwia przerwanie obwodu zasilania przekaźnika przy pracy mniejszą mocą (10 W — taką, jaka jest potrzebna do sterowania opisanego wzmacniacza). Przełącznik P_1 służy do przełączania wbudowanego miernika. Miernik ten, o czułości systemu $200 \mu\text{A}$, umożliwia pomiar napięcia zasilania prądu pobieranego przez wzmacniacz i prądu w.cz. na wyjściu wzmacniacza, mierzonego woltomierzem w.cz. na diodach $D3$ i $D4$. Rezystancje R_1 i R_2 należy dobrać odpowiednio do użytego miernika. Obwód zasilania wzmacniacza zabezpieczony jest bezpiecznikiem topikowym $B3$ (20 A). W przypadku mylnego podłączenia końcówek do zasilacza dioda $D5$ przewodzi, powodując natychmiastowe przepalenie się bezpiecznika. Zasilanie dla stopnia mocy jest odsprężone kilkoma kondensatorami elektrolitycznymi o dużej pojemności i kilkoma kondensatorami o mniejszej, różnej pojemności. Dodatkowo, do obwodu zasilania, od strony transformatora $Tr2$ włączony jest dławik, zabocznikowany rezystorem 10Ω . Wtórna cewka transformatora $Tr2$ ma szereg odczepów, przełączanych przełącznikiem P_2 , umożliwiających dopasowanie do różnych anten. Transformator wejściowy Tr_1 jest nawinięty na rdzeń od symetryzatora telewizyjnego. Zawiera

4 zwoje przewodu nawojowego Φ 0,7 jako uzwojenie pierwotne i $2 \times 1,5$ zwojów bifilarnie takim samym przewodem, jako uzwojenie wtórne. Zewnętrzna izolacja przewodu nawojowego powinna być jedwabna lub bawełniana, a to dla ochrony przed przetarciem ostrymi krawędziami otworów w rdzeniu. Transformator wyjściowy ($Tr2$) jest nawinięty podobnie, tylko zamiast rdzenia od symetryzatora użyto 4 rdzeni toroidalnych o wymiarach $16 \times 10 \times 7$ mm z materiału N1. Przez środek dwóch par ustawionych na sobie krążków ferrytowych nawinięto $2 \times 1,5$ zwojów przewodem Φ 1,8 mm — jako uzwojenie pierwotne oraz 8 zwojów takiego samego przewodu, z odczepami po 1,5 zwoja, 2 zwoje, 3 zwoje i tak dalej — jako uzwojenie wtórne. Uzwojenia pierwotne $Tr1$ i uzwojenia wtórne $Tr2$ są dostrojone kondensatorami, oznaczonymi na schemacie gwiazdkami, do częstotliwości 3,7 MHz. Cierpi na tym nieco szerokopasmowość wzmacniacza, ale za to wzrasta tłumienie trzeciej harmonicznej, do około $40 \div 50$ dB. Dławik $D1$ — to rurka ferrytowa o średnicy 6 mm i długości 30 mm z otworem Φ 2 mm, nałożona na przewód doprowadzający napięcie zasilania do środka uzwojenia pierwotnego $Tr2$. Amperomierz w.cz. jest wykonany przez nawinięcie kilku zwojów na mały rdzeń toroidalny z materiału MO2, nałożony na przewód prowadzący od styków P_{1c} przekaźnika do gniazda wyjściowego. Napięcie zaindukowane w tym uzwojeniu od przepływu prądu w.cz. przez środkowy przewód jest mierzone woltomierzem diodowym. Opisany wzmacniacz jest przeznaczony do współpracy z transceiverem PETR 103 lub podobnym, o mocy wyjściowej 10 do 15 W. Maksymalna moc wyjściowa wzmacniacza wynosi nieco ponad 70 W, przy doprowadzonej mocy prądu stałego wynoszącej około 120 W.

Ciekawy układ wzmacniacza liniowego $100 \mu W/20$ W PEP na pasma 3,5—7—14 MHz opublikował ZL2BDB. Schemat tego wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.245. Pierwszy stopień pracuje na dwóch równolegle połączonych tranzystorach polowych dwubramkowych (MOS FET) typu 40841, dobranych pod względem największego prądu drenu przy zerowej polaryzacji bramek. Stopień ten daje wzmocnienie mocy wynoszące około 20 dB. Drugi stopień, na tranzystorze BLY 89A, daje wzmocnienie mocy około 30 dB. Przy napięciu wejściowym o wartości międzyszczy-

towej 3 V na dużej rezystancji wejściowej moc wyjściowa dochodzi do 20 W PEP na obciążeniu 50 Ω. Moc doprowadzona sięga 34 W (2,5 A przy napięciu zasilania 13,5 V). Sprężenie pomiędzy stopniami jest szerokopasmowe. Cewka L_1 nawinięta jest na rdzeniu toroidalnym 14×9×5 mm i zawiera 3×5 zwojów przewodu Φ 0,3 mm. Odczep znajduje się bliżej drenów tranzystorów polowych. Cewka L_2 nawinięta jest na taki sam rdzeń i zawiera 2×8 zwojów. Cewka L_3 jest nawinięta na rdzeń to-



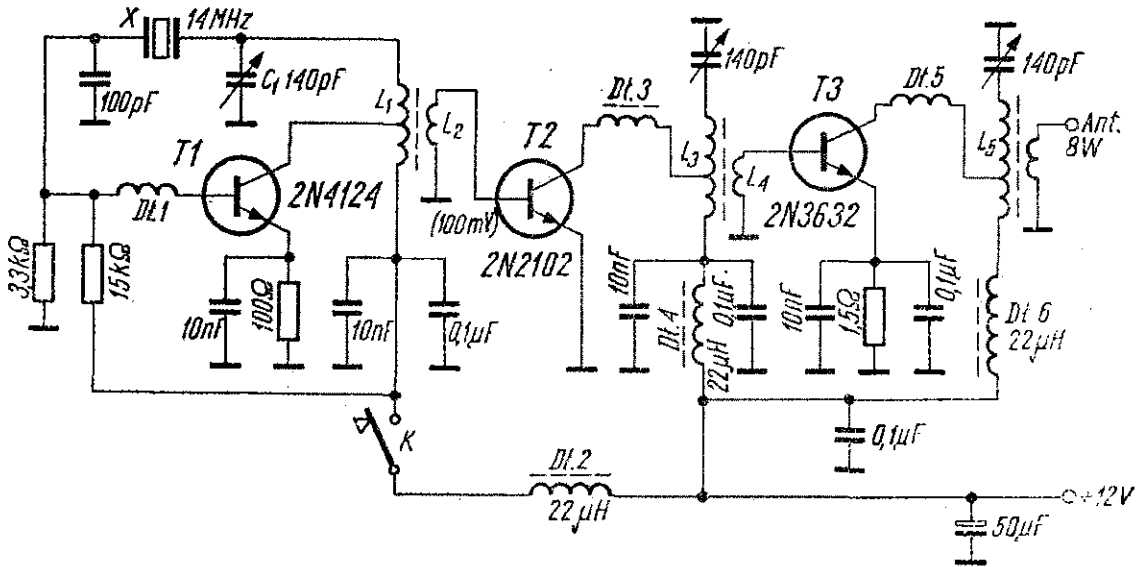
Rys. 2.245. Wzmacniacz liniowy 20 W PEP na pasma 3,5—7—14 MHz

roidalny 23×14×7 mm i zawiera 15 zwojów. Dwie ostatnie cewki obwodu wyjściowego są nawinięte powietrznie: L_4 ma indukcyjność 2 μ H i zawiera 10 zwojów nawiniętych na korpusie ceramicznym o średnicy około 40 mm, przy długości nawinięcia 25 mm. Cewka L_5 ma indukcyjność 0,7 μ H i zawiera także 10 zwojów, lecz na korpusie o średnicy 12,5 mm, przy długości nawinięcia około 17 mm. Odczep na cewce L_4 powinien znajdować się po 1 zwoju od uziemionego końca cewki.

Ostatni przykład rezonansowego wzmacniacza mocy KF jest zawarty w schemacie tranzystorowego nadajnika telegraficznego na pasmo 14 MHz (rys. 2.246). Nadajnik jest sterowany kwarcem, przy czym istnieje możliwość zmiany częstotliwości w niewielkich granicach przy zmianach pojemności kondensatora C_1 . Generator kwarcowy jest kluczowany. Moc dostarczana przez generator do bazy następnego stopnia wynosi 100 mW. Następny stopień — to separator pracujący w klasie C i dostarczający około 2 W mocy w.cz. dla ostatniego stopnia. Ostatni stopień wzmac-

nia moc do 8 W. Dławiki $Dl1$, $Dl3$ i $Dl5$ — to „perełki” ferrytowe nałożone na przewody. Pozostałe dławiki mają indukcyjność $22 \mu\text{H}$. Dane cewek (opis autora W1CER w „QST”, przedruk w „Old Man” nr 7/1976) nie zostały podane. Liczbę zwojów można dobrać eksperymentalnie.

Drugą grupę, z dokonanego na wstępie głównego podziału wzmacniaczy mocy KF, stanowią wzmacniacze szerokopasmowe.

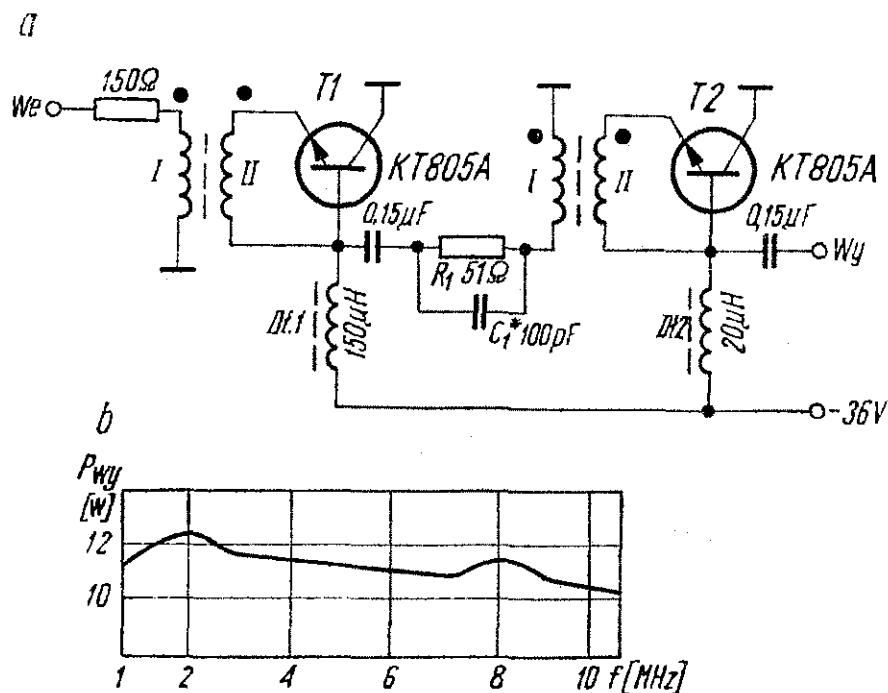


Rys. 2.246. Nadajnik telegraficzny 8 W na pasmo 14 MHz

Zyskały sobie dużą popularność dzięki zbędności kłopotliwego przełączania obwodów stopnia mocy, co powoduje, że szerokopasmowe wzmacniacze mocy mają prostą konstrukcję, niewielką liczbę elementów składowych i niewielkie gabaryty. Podstawą takiego wzmacniacza są, poza odpowiednim tranzystorem, rdzenie ferrytowe na wejściowy i wyjściowy transformator w.cz. Wzmacniaczami szerokopasmowymi w znaczeniu krótkofalarskim są takie wzmacniacze, które bez przełączania obwodów mogą pracować w zakresie 3 do 30 MHz. Czasem jednak, dla uzyskania większej mocy lub ze względu na użyte tranzystory, ogranicza się przenoszone pasmo częstotliwości, pomijając najniższe pasmo (3,5 MHz) lub dwa najwyższe pasma (21 i 28 MHz). Budowę szerokopasmowych wzmacniaczy mocy w.cz. umożliwia cenna w tym przypadku właściwość tranzystorowych wzmacniaczy mocy, jaką jest praca przy małych rezystancjach obciążenia, rzędu

kilku lub kilkunastu omów. W rezultacie wpływ pojemności wyjściowych tranzystora, pojemności własnych transformatora w.cz. i pojemności montażu jest o wiele mniejszy niż w lampowych wzmacniaczach mocy. Rdzenie ferrytowe, stosowane w nowoczesnych transformatorach w.cz., mogą pracować w szerokim zakresie częstotliwości, co także sprzyja szerokopasmowości wzmacniaczy, w których są użyte.

Najprostszy wzmacniacz szerokopasmowy mocy ma konstrukcję podobną do wzmacniacza rezonansowego, tyle że zamiast obwodów rezonansowych z cewkami sprzęgającymi pomiędzy stopniami, ma transformatory w.cz. Schemat prostego dwustopniowego wzmacniacza mocy o takim właśnie sprzężeniu przedstawiono na rys. 2.247a. Pochodzi on z artykułu: „Szerokopasmowe tranzy-



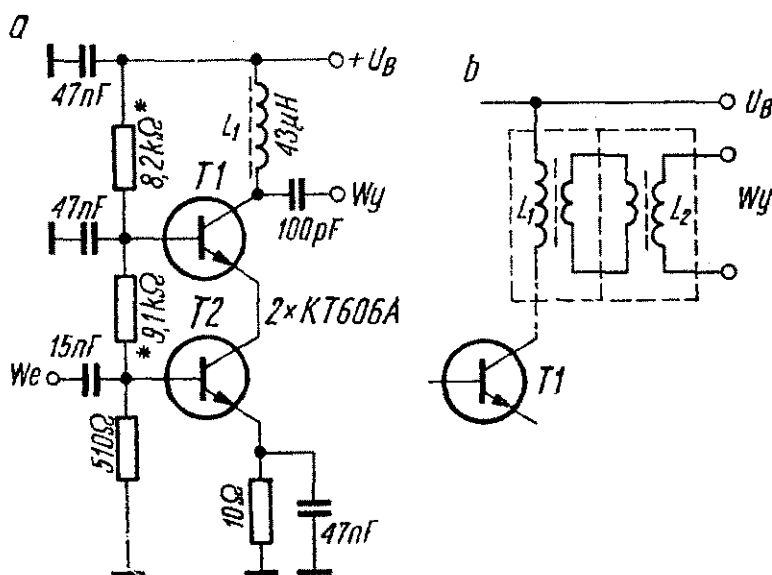
Rys. 2.247. Prosty dwustopniowy, szerokopasmowy wzmacniacz mocy

storowe wzmacniacze mocy”, zamieszczonego w „Radio” nr 11/1972. Po podaniu na wejście wzmacniacza napięcia w.cz. około 7 V (co odpowiada mocy wejściowej około 0,33 W), można na obciążeniu wyjściowym 60 Ω otrzymać moc około 12 W. Wykres na rysunku 2.247b przedstawia zależność mocy wyjściowej od częstotliwości przy jednakowej mocy sterującej. Nierównomierność wzmocnienia pomiędzy częstotliwościami najniższych pasm amatorskich 3,5 i 7 MHz jest bliska zera. Przy większych często-

tliwościach wzmocnienie wyraźnie maleje, ze względu na stosunkowo niewielkie częstotliwości graniczne tranzystorów i ze względu na zastosowaną korekcję częstotliwościową. Tłumienie drugiej i trzeciej harmonicznej wynosi około -14 dB przy nominalnej mocy wyjściowej wzmacniacza równej 10 W. Obydwa stopnie wzmacniacza pracują na tranzystorach KT 805A (można użyć także tranzystorów KT 805B lub KT 802A) w układzie ze wspólną bazą, w klasie C bez emiterowych rezystorów przesuwających punkt pracy. Szerokopasmowość wzmacniacza uzyskano stosując korekcję częstotliwościową, składającą się z pojemności wyjściowej tranzystora $T1$, rezystora R_1 , kondensatora C_1 i sumy indukcyjności rozproszenia $Tr2$ z przeniesioną do uzwojenia pierwotnego impedancją wejściową tranzystora $T2$. Duże znaczenie z punktu widzenia szerokopasmowości i sprawności wzmacniacza ma jakość wykonania transformatorów w.cz. Autorzy opisu wykonali je na rdzeniach z ferrytu 600NN typu $K12 \times 6 \times 4,5$. Nawinięto na nie uzwojenia pierwotne, zawierające 25 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,35 mm i uzwojenia wtórne, zawierające 5 zwojów takiego samego przewodu. Uzwojenia po nawinięciu powinny być sklezione klejem epoksydowym lub Hermolem. Dławiki $D11$ i $D12$ można nawinać na tulejki (lub większe rdzenie wkręcane) ferrytowe. Wzmacniacz jest zasilany napięciem 36 V. Tranzystory (szczególnie $T2$) powinny być umocowane do radiatora. Można według tego schematu poeksperymentować z tranzystorami polskiej produkcji BD 354, BUY 52 czy BDY 23, używając odpowiednich napięć zasilania i nawijając transformatory w.cz. na rdzeniach pierścieniowych z ferrytu F 81 lub F 200.

Schemat kaskodowego, szerokopasmowego wzmacniacza mocy na 2 tranzystorach KT 606A (z „Radio” nr 3/1978) przedstawiono na rys. 2.248a. Wzmacniacz ten daje moc wyjściową około 1 W w zakresie $2 \div 35$ MHz, przy wzmocnieniu mocy wynoszącym około 16 dB i nierównomierności wzmocnienia nie większej niż 2,5 dB. Warunki te odnoszą się do klasy A, gdzie pobór prądu wynosi około 80 mA. Po zmianie wartości rezystorów w dzielniku bazowym (oznaczonych gwiazdką) możliwa jest praca w klasie AB, jednak wzmocnienie mocy jest wówczas mniejsze. W obwodzie kolektora tranzystora $T1$ znajduje się fabryczny dławik w.cz. o indukcyjności $43 \mu\text{H}$ (L_1), jednakże można go zastąpić dławii-

kiem wykonanym we własnym zakresie. Lepsze rezultaty można uzyskać stosując zamiast dławika na wyjściu wzmacniacza transformator w.cz., przedstawiony na rys. 2.248b. Transformator jest nawinięty na rdzeń ferrytowy z materiału 1000 NM-9 typu K10××6×3 i zawiera 12 zwojów przewodu Φ 0,3 mm (cewka L_1) oraz 5 do 7 zwojów przewodu Φ 0,65 (cewka L_2). Obydwie cew-



Rys. 2.248
Kaskodowy
szerokopasmowy
wzmacniacz mocy

ki sprzężone są zwartym zwojem (tzw. link). Ze względu na szeregowo połączenie tranzystorów, napięcie zasilania wzmacniacza jest dość wysokie: powinno zawierać się w granicach 30 ... 50 V. Zamiast użytych w oryginale tranzystorów KT 606A można użyć tranzystorów produkcji polskiej BLYP 22.

Transformatory na pierścieniowych rdzeniach ferrytowych mogą mieć różne przekładnie — w zależności od nawinięcia. W ten sposób uzyskuje się dopasowanie między różnymi rezystancjami sprzęganych stopni mocy w.cz. Należy jednakże pamiętać o kilku rzeczach:

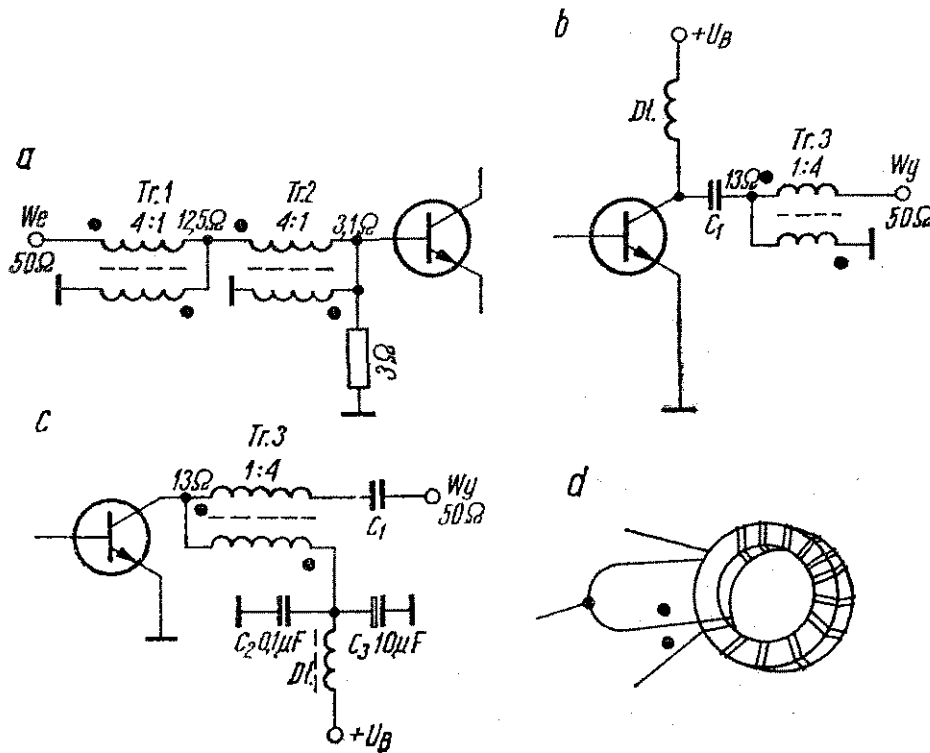
1. Przy przekładni zwojowej np. 2 do 1 (przy liczbie zwojów uzwojenia pierwotnego dwa razy większej niż liczba zwojów uzwojenia wtórnego) przekładnia napięciowa jest taka sama (2 : 1), natomiast przekładnia impedancji jest równa 4 do 1. Odpowiednio przy przekładni napięciowej (i zwojowej) 3 do 1 — przekładnia impedancji wynosi 9 : 1 itd.

2. Transformatory do stopni mocy należy nawijać możliwie najgrubszym przewodem, aby rezystancja uzwojenia była jak naj-

mniejsza. Jest to tym ważniejsze, im większy prąd (także prąd w.cz.) płynie w uzwojeniu. Zewnętrzna izolacja przewodu powinna być jedwabna lub bawełniana aby zmniejszyć możliwość przetarcia izolacji podczas nawijania na rdzenie o ostrych krawędziach.

3. Rdzenie składane z kilku części (krążków) należy skleić, podobnie jak i uzwojenie nawiniętego i wypróbowanego transformatora, aby uniknąć zmian indukcyjności podczas wstrząsów lub przy impulsowej pracy transformatora (np. przy SSB).

Możliwe jest także autotransformatorowe dopasowanie impedancji, jak to przedstawiają przykłady na rys. 2.249. Autotransformator ma dwa identyczne uzwojenia nawinięte bifilarnie na

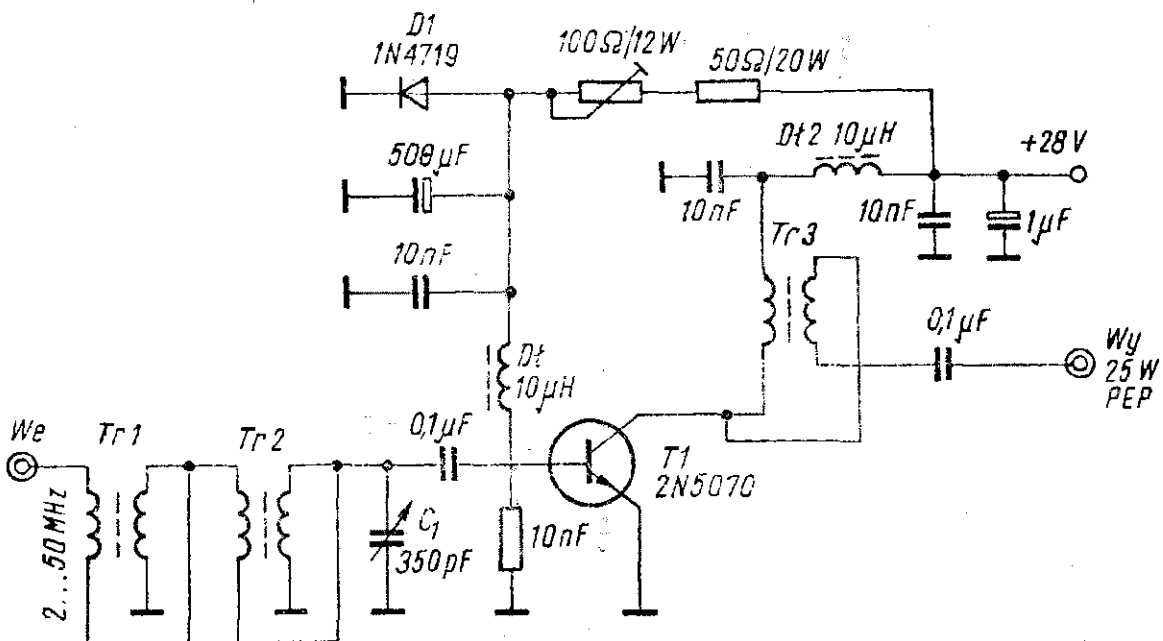


Rys. 2.249. Autotransformatorowe dopasowanie impedancji

rdzeń toroidalny. Przy wyjściu układu dołączonym do odczepu przekładnia napięciowa wynosi 2 : 1, a przekładnia impedancji 4 : 1. Przykład użycia dwóch autotransformatorów do transformacji impedancji wejściowej wzmacniacza do znacznie mniejszej impedancji wejściowej tranzystora stopnia mocy, przedstawiono na rys. 2.249a. Podobny autotransformator można zastosować na wyjściu stopnia (rys. 2.249b i c). W pierwszym przypadku moc

jest odbierana z dławika, przez który także płynie składowa stała prądu kolektora; w drugim przypadku natomiast prąd kolektora płynie także przez uzwojenie transformatora w.c.z. W obu przypadkach konieczna jest transformacja impedancji w „górną”, toteż źródło energii jest dołączone do jednej połowy uzwojenia autotransformatora. Na rysunku 2.249d przedstawiono sposób nawinięcia bifilarnego (równocześnie dwoma przewodami) omawianych autotransformatorów i sposób połączenia końcówek tak, aby nie następowało znoszenie się strumienia magnetycznego, wytworzonego przez obydwa uzwojenia. Kropkami oznaczono początki uzwojeń.

Szerokopasmowy liniowy wzmacniacz o mocy 25 W PEP, którego schemat przedstawiono na rys. 2.250 został zbudowany z zastosowaniem omówionych szerokopasmowych transformatorów w.c.z. Pracuje on na tranzystorze 2N 5070 i jest przeznaczony do pracy w bardzo szerokim zakresie częstotliwości (2÷50 MHz). Na wejściu układu znajduje się podwójny transformator, przy czym

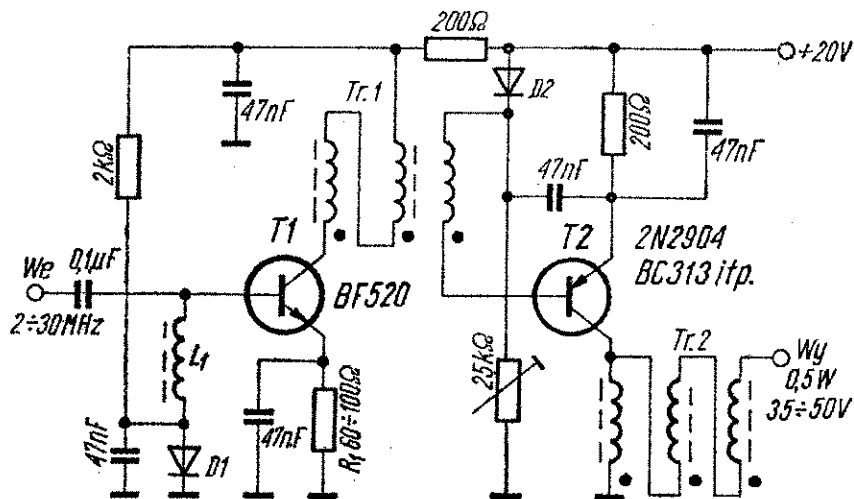


Rys. 2.250. Wzmacniacz szerokopasmowy 2÷50 MHz, 25 W

Tr1 zawiera 6 bifilarnie nawiniętych zwojów przewodu Φ 0,4 mm na rdzeniu Amidon T-44-3, a Tr2 jest nawinięty równocześnie 4 przewodami o tej samej średnicy, na takim samym rdzeniu (4 zwoje, przy czym przewody są skręcone ze sobą przed nawinięciem). Na wyjściu stopnia znajduje się pojedynczy transfor-

mator, wykonany identycznie jak $Tr1$. W obwodzie wejściowym znajduje się kondensator zmienny o dużej pojemności, który pozwala na dostrojenie obwodu do częstotliwości pracy. Ze względu na szerokopasmowość i bardzo małą rezystancję wejściową tranzystora wpływ kondensatora C_1 nie jest bardzo widoczny, jednak zmniejsza on zawartość harmoniczných w sygnale sterującym, doprowadzonym do bazy. Przedpięcie bazy jest uzyskiwane z układu stabilizacji punktu pracy, w którym pracuje dioda krzemowa (warstwowa, 50 V/3 A) typu 1N 4719, umocowana na obudowie tranzystora. Duża obciążalność rezystorów w tym układzie i duża wydajność prądowa diody zostały wybrane dlatego, że w obwodzie stabilizacji punktu pracy płynie znaczny prąd, co jest nieodzowne przy tej mocy wzmacniacza. Układ jest zasilany napięciem 28 V, przy czym prąd kolektora tranzystora płynie przez jedno uzwojenie transformatora wyjściowego $Tr3$.

W identycznym układzie lub po dokonaniu niewielkich zmian (np. po wymianie transformatora wyjściowego na inny, o innej przekładni) można budować szerokopasmowe wzmacniacze także na inne moce. Na przykład po wymianie tranzystora na 2N 5942 i wymianie obwodu wyjściowego na inny, o przekładni 1:9, można uzyskać wzmacniacz o mocy 80 W PEP. Opis takiego wzmacniacza 25 W podano na podstawie publikacji K7QWR (artykuł pt. „Broadband solid-state power amplifiers for SSB service” w czasopiśmie „QST”, przedruk w „Old Man” nr 6/1975.



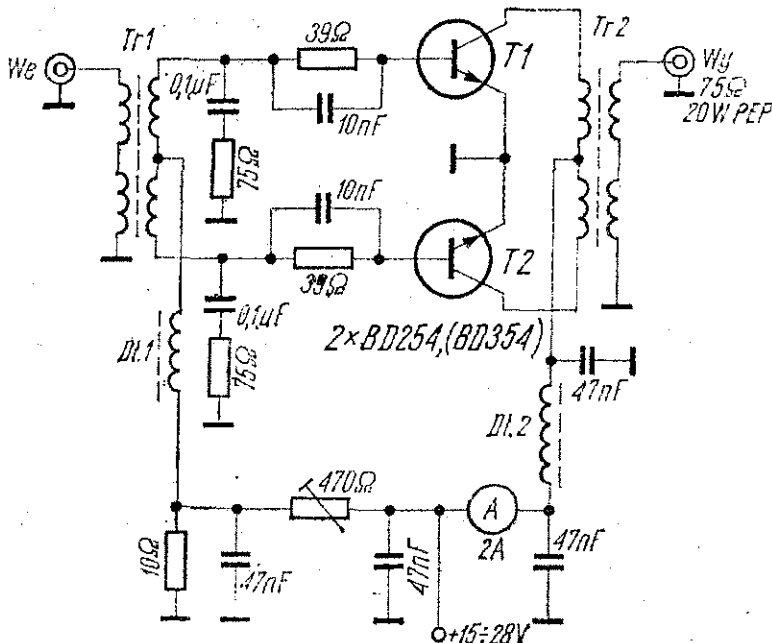
Rys. 2.251. Szerokopasmowy wzmacniacz małej mocy do sterowania lampowego wzmacniacza wyjściowego

Wzmacniacz szerokopasmowy, którego schemat przedstawiono na rys. 2.251, może być wykorzystany do sterowania lampowych stopni wyjściowych. Sterowany z mieszacza części nadawczej transceivera, daje na wyjściu moc około 0,5 W w zakresie 3...30 MHz, przy czym napięcie wyjściowe w.cz. dochodzi do 50 V. Wzmacniacz może być wykonany na elementach łatwo dostępnych i może być doskonałym „poletkiem doświadczalnym” przed budową wzmacniaczy szerokopasmowych większej mocy. W obu stopniach wzmacniacza zastosowano diodową stabilizację punktu pracy — diody $D1$ i $D2$ (krzemowe) włączone w kierunku przewodzenia w układ dzielników bazowych i umocowane do obudów tranzystorów. Rezystor R_1 w obwodzie emitera pierwszego tranzystora należy dobrać na prąd emitera $I_1 = 10$ mA. Wszystkie indukcyjności zostały nawinięte na małe rdzenie toroidalne, zaimprovizowane z połówek rdzeni garnuszkowych, stosowanych w filtrach pośredniej częstotliwości. Cewka L_1 ma 18 zwojów przewodu nawojowego w emalii Φ 0,3 mm, natomiast obydwie transformatory w.cz.: $Tr1$ i $Tr2$ są nawinięte tryfilarnie, czyli trzema przewodami równocześnie (przewód jak w przypadku L_1) i zawierają 10 zwojów.

Częściej niż układy z jednym tranzystorem stosuje się układy przeciwsołbne szerokopasmowych wzmacniaczy mocy w.cz. Pozwalają one uzyskać większą moc wyjściową i większą sprawność, ze względu na wykorzystanie obydwu półokresów sygnału sterującego.

Prosty przeciwsołbny wzmacniacz szerokopasmowy, zbudowany na łatwo dostępnych w Polsce tranzystorach BD 254 (BD 354), wykonany przez SP5GMV i SP5EYK opisano w „Biuletynie PZK” nr 9/1976. Schemat wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.252. Wzmacniacz jest przewidziany do pracy na trzech najniższych pasmach KF, z mocą wyjściową dochodzącą do 20 W PEP. Transformatory $Tr1$ i $Tr2$ zostały nawinięte jednocześnie czterema przewodami Φ 0,3 mm na pierścieniach ferrytowych. $Tr1$ ma 3 zwoje i jest nawinięty na pierścień o zewnętrznej średnicy 10 mm, natomiast $Tr2$ ma 4 zwoje nawinięte na pierścień z materiału F 81 o wymiarach 20×12×8 mm. Punkt pracy tranzystorów ustawia się potencjometrem nastawnym 470 Ω . Prąd spoczynkowy tranzystorów powinien zawierać się w granicach

10 ... 15 mA. Ze względu na brak stabilizacji punktu pracy zmiany napięcia zasilania i zmiany temperatury tranzystorów będą w dużych granicach wpływały na wartość prądu spoczynkowego. Dlatego też wskazane jest dołączenie równoległe do rezystora $10\ \Omega$ odpowiednio dobranej diody krzemowej, umocowanej — tak

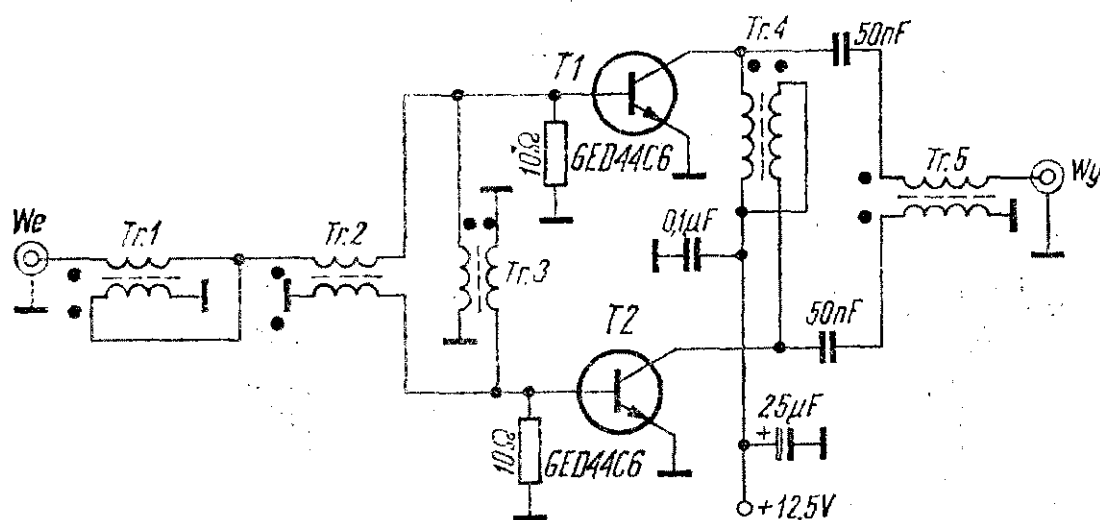


Rys. 2.252. Szerokopasmowy przeciwobny wzmacniacz mocy pracujący na tranzystorach BD 254

jak w omówionych poprzednio wzmacniaczach mocy — do obudowy jednego z tranzystorów. Dławiki *Dł1* i *Dł2* wykonano przez nawinięcie kilku zwojów przewodu Φ 0,3 mm na wyjęte z opravek ferrytowych rdzenie dostrojcze. Wzmacniacz może być zasilany napięciem w granicach 15 ... 28 V. Amperomierz o zakresie 2 A umożliwia kontrolę prądu pobieranego podczas pracy wzmacniacza.

Schemat przeciwobnego wzmacniacza szerokopasmowego o mocy wyjściowej 4 do 6 W, pracującego w klasie C, przedstawiono na rys. 2.253. Jest on przeznaczony do pracy w pasmach amatorskich 1,8 do 14 MHz. Na wejściu wzmacniacza znajduje się zespół transformująco-symetryzujący na transformatorach szerokopasmowych *Tr1*, *Tr2* i *Tr3*. Transformator *Tr1* obniża wejściową rezystancję $50\ \Omega$ na $12,5\ \Omega$, transformator *Tr2* symetryzuje i łącznie z *Tr3* transformuje rezystancję powodując, że bazy są

sterowane przeciwsobnie z rezystancji około 6Ω . Kolektory tranzystorów są zasilane przez uzwojenia transformatora *Tr4*; a niesymetryczne wyjście umożliwia transformator *Tr5*. Transformatory *Tr1*, *Tr2* i *Tr3* są nawinięte bifilarnie podwójnie skręconymi przewodami $\Phi 0,4$ mm (6 zwojów) na rdzeń Amidon FT-37-61,



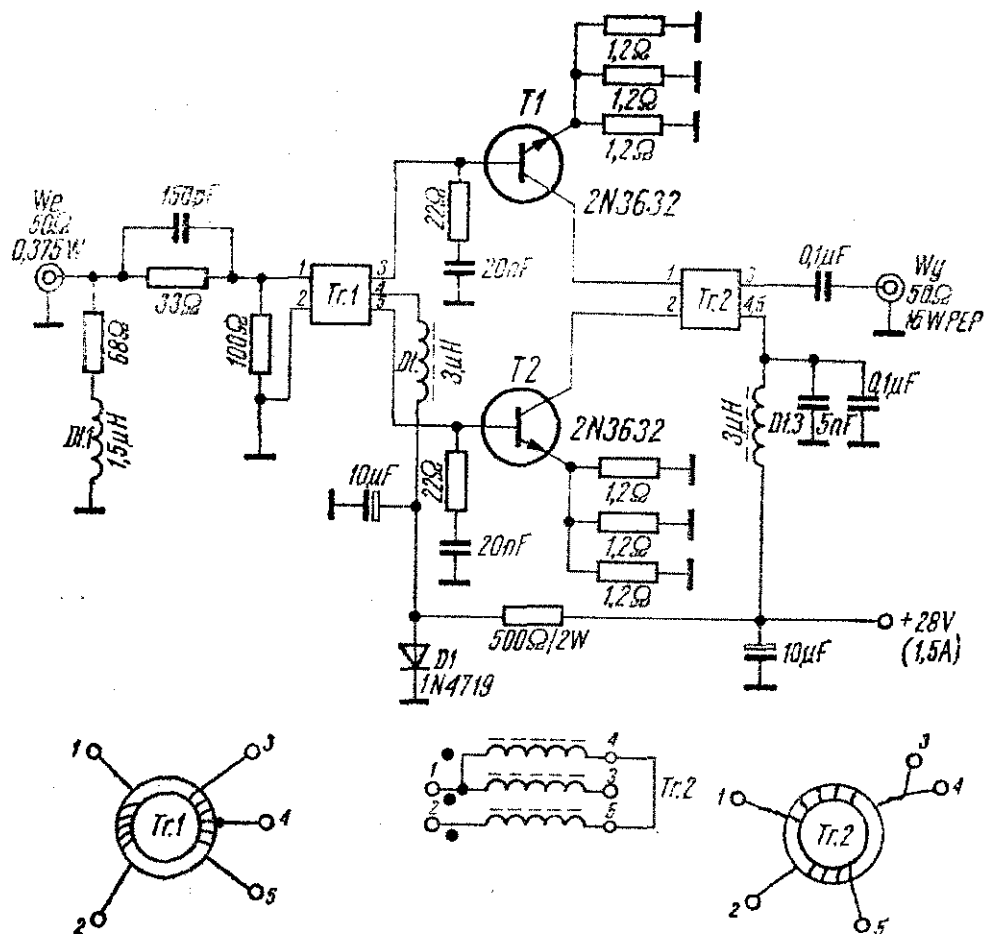
Rys. 2.253. Szerokopasmowy wzmacniacz przeciwsobny 4÷6 W

tak samo jest nawinięty transformator *Tr4*, ale na dwa złożone razem rdzenie, natomiast *Tr5* — na dwa złożone razem rdzenie, ale pojedynczymi przewodami ($\Phi 0,4$ mm, także 6 zwojów).

Opisany wzmacniacz oddawał moc (podczas pomiarów modelu) 5,5 W w pasmie 7 MHz, przy wystawianiu mocą 0,5 W. Po zwiększeniu napięcia zasilania do 24 V moc wyjściowa wzrosła do 12 W, przy nie zmienionej mocy sterującej. W pasmie 14 MHz moc wyjściowa wynosiła 5 W przy 12,5 V napięcia zasilania. Przy 24 V zasilania moc wyjściowa w pasmie 1,8 MHz wynosi aż 18 W. Po wzmacniaczu należy stosować filtr dolnoprzepustowy, przełączany odpowiednio do używanego pasma. W tym wzmacniaczu można stosować wiele typów tranzystorów. Między innymi, można eksperymentować z łatwo dostępnymi tranzystorami BD 254 (BD 354).

Na popularnych tranzystorach UKF-owych 2N 3632 zbudowany jest szerokopasmowy liniowy wzmacniacz przeciwsobny 15 W PEP, którego schemat przedstawiono na rys. 2.254. Układ ten, opisany m. in. w „QST” nr 12/1971, z niewielkimi zmianami krąży po literaturze krótkofalarskiej całego świata, tak więc trud-

no ustalić, kto po raz pierwszy go skonstruował. Moc wyjściowa wzmacniacza przy CW wynosi 15 W i tyle samo wynosi PEP przy pracy SSB. Wzmacniacz jest przeznaczony zasadniczo do pracy w pasmach amatorskich 3,5÷30 MHz, gdzie moc sterująca powinna wynosić w przybliżeniu 0,4 W, jednak może być tak-

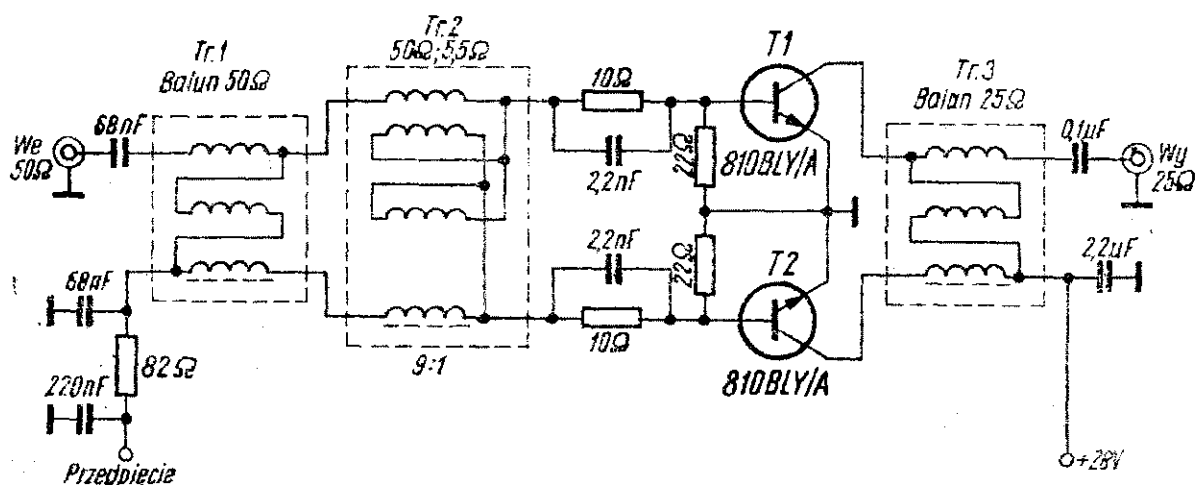


Rys. 2.254. Szerokopasmowy wzmacniacz przeciwsoalny, zbudowany na tranzystorach 2N 3632

że z powodzeniem używany w pasmie 1,8 MHz, tylko z mocą sterującą podniesioną do 1 W. Przy napięciu zasilania 28 V prąd spoczynkowy obu tranzystorów wynosi około 100 mA, wzrastając po wysterowaniu do około 1,5 A. Użyte we wzmacniaczu tranzystory mogą pracować w każdej klasie, przy maksymalnym napięciu $U_{CEO} = 65$ V, maksymalnym prądzie kolektora 3 A i maksymalnej mocy traconej, wynoszącej 23 W przy 25°C. Częstotliwość graniczna tych tranzystorów równa 400 MHz sprawia, że stosuje się je głównie w amatorskich nadajnikach na pasmo

144 MHz. We wzmacniaczu zastosowano (na wejściu) układ kompensacji częstotliwościowej. Transformator wejściowy $Tr1$ jest nawinięty na rdzeń toroidalny Amidon FT-50-61 (użyto 2 szt. razem złożone). Uzwojenie pierwotne ma 14 zwojów przewodu Φ 0,32 mm, a uzwojenie wtórne 10 zwojów nawiniętych takim samym przewodem, z odczepem w środku uzwojenia. Rezystor emiterowy każdego tranzystora składa się z trzech równolegle połączonych rezystorów 1,2 Ω . Równoległe połączenie rezystorów zastosowano dla zmniejszenia ich indukcyjności. W układzie stabilizacji punktu pracy tranzystorów wykorzystano diodę 1N 4719. Transformator wyjściowy $Tr2$ jest nawinięty na taki sam rdzeń jak $Tr1$ i zawiera 15 zwojów przewodu Φ 0,5 mm bifilarnie nawiniętych oraz 15 zwojów takiego samego przewodu nawiniętych pojedynczo. Sposób nawinięcia i połączenia końcówek transformatorów w.cz. przedstawiono na schemacie. Dławik $Dl1$ jest typu miniaturowego, produkcji fabrycznej, o indukcyjności 1,5 μ H. Dławik $Dl2$ wykonano przez nawinięcie 15 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,4 mm na toroidalny rdzeń Amidon FT-37-61, a dławik $Dl3$ zawiera 7 zwojów nawiniętych przewodem Φ 0,8 mm na rdzeń toroidalny Amidon FT-50-61. Rdzenie Amidon nie są u nas dostępne, toteż należy stosować eksperymentalnie rdzenie z ferrytu F 81 i F 200 w pasmach KF i rdzenie z ferrytu U 11 i U 31 w pasmach UKF.

Ostatnim z przeglądu schematów przeciwsobnych szerokopasmowych wzmacniaczy mocy KF, jest liniowy wzmacniacz o mocy 50 W PEP, przedstawiony na rys. 2.255. Pochodzi on z materia-



Rys. 2.255. Szerokopasmowy wzmacniacz przeciwsobny 50 W

łów aplikacyjnych firmy Mullard. Użyto w tym wzmacniaczu 2 tranzystorów typu 810 BLY/A. Dzięki użytym transformatorom w.cz. i zastosowanej kompensacji częstotliwościowej w bazach tranzystorów wzmacniacz pracuje w zakresie 1,6÷30 MHz z nierównomiernością wzmocnienia ± 1 dB. Na wejściu wzmacniacza znajduje się symetryzator 50Ω (*Tr1*), po nim transformator *Tr2*, transformujący impedancję z 50Ω na $5,5 \Omega$ (9 : 1). Przez uzwojenia obu transformatorów podawane jest przedpięcie, ustalające prąd spoczynkowy tranzystorów na poziomie 50 mA. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się jedynie symetryzator, tak że impedancja wyjściowa wzmacniacza wynosi 25Ω . Transformacja do żądanej impedancji 50 lub 75Ω i filtracja sygnału odbywa się w zewnętrznym układzie *LC*.

W czasopiśmie krótkofalarskich spotyka się wiele różnych opisów szerokopasmowych wzmacniaczy mocy, jednak użyte tam tranzystory i rdzenie w transformatorach nie są na ogół dostępne w Polsce. Naszych rodzimych doświadczeń w tej dziedzinie jest jeszcze bardzo mało. Dlatego też tych kilka ogólnikowo ujętych opisów należy traktować jako pewnego rodzaju zachętę do eksperymentowania.

2.6.3. Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe UKF

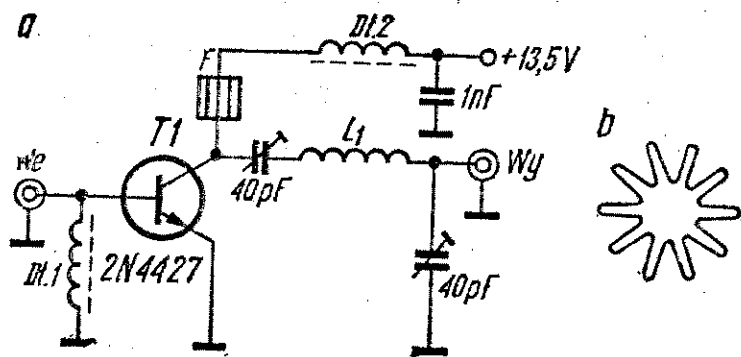
Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe na amatorskie pasma UKF wykonuje się wyłącznie jako rezonansowe, ponieważ znaczne różnice częstotliwości tych pasm (144 MHz, 432 MHz i 1296 MHz — jeśli brać pod uwagę pasma dostępne w tej chwili w Polsce) uniemożliwiają budowę wzmacniaczy szerokopasmowych, które pokryłyby chociaż dwa sąsiednie pasma. W profesjonalnej technice UKF stosuje się wzmacniacze szerokopasmowe, a nawet produkuje się scalone hybrydowe wzmacniacze mocy dla techniki FM, pokrywające pasmo kilkunastu lub nawet kilkudziesięciu megaherców. Takie wzmacniacze są wykorzystywane w urządzeniach amatorskich, o ile któreś pasmo amatorskie mieści się w zakresie częstotliwości, w którym wzmacniacze te mogą pracować. Na końcu tego rozdziału podano dwa takie przykłady.

Podstawowe zasady konstrukcji tranzystorowych wzmacniaczy mocy UKF nie różnią się zasadniczo od konstrukcji wzmacniaczy

mocy KF. Istniejące różnice wynikają z dużej różnicy częstotliwości i z faktu, że wymiary elementów i połączeń między nimi w pasmach UKF stają się porównywalne z częścią długości fali, co zmusza do projektowania bardzo krótkich (chodzi o możliwie najmniejszą indukcyjność) połączeń pomiędzy elementami wchodzącymi w skład urządzeń UKF. Inne też są te elementy: stosuje się głównie kondensatory ceramiczne o niewielkich pojemnościach, w obwodach zasilania stosuje się liczne dławiki i kondensatory przepustowe, obwody rezonansowe są częściej strojone trymerami niż rdzeniami cewek, zwłaszcza że wiele cewek nawija się powietrznie, bez korpusów, często (szczególnie w urządzeniach na dwa wyższe pasma amatorskie UKF) stosuje się obwody o stałych rozłożonych (linie długie, linie paskowe, obwody współosiowe). Wiele wskazówek, dotyczących przygotowania elementów składowych urządzeń UKF, podano przy omawianiu poszczególnych stopni tych urządzeń, tyle na ile pozwoliła ograniczona objętość tej książki, poświęconej głównie przeglądowi układów elektrycznych.

W tranzystorowych wzmacniaczach mocy UKF duże znaczenie ma odpowiedni dobór tranzystorów, przy czym największe znaczenie mają częstotliwości graniczne, indukcyjności wyprowadzeń i pojemności dynamiczne. Obecnie najczęściej stosuje się do takich wzmacniaczy nowoczesne wieloemiterowe tranzystory *overlay*, pozwalające na uzyskiwanie znacznych mocy, przy niewielkiej mocy sterującej. Układy na takich tranzystorach dominują w przeglądzie układów wzmacniaczy mocy UKF.

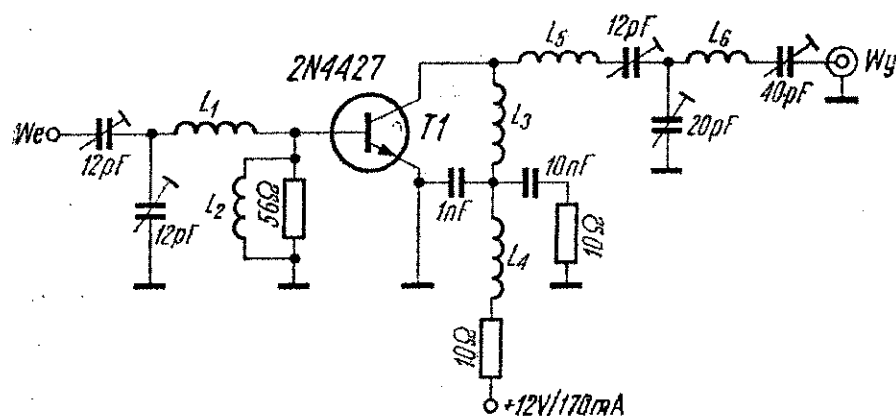
Stopnie wyjściowe małej mocy (od 0,5 do 2 W) na pasmo 144 MHz są wykonywane najczęściej na tranzystorach 2N 3553 i 2N 4427. Tranzystor 2N 4427 jest przeznaczony do układów za-



Rys. 2.256
Wzmacniacz 1 W
w klasie C na pasmo
144 MHz działający
na tranzystorze 2N 4427

silanych napięciem 12 V (max 13,5 V), gdzie przy mocy sterującej, wynoszącej około 100 mW można uzyskać moc wyjściową 1 W. Schemat prostego stopnia wyjściowego z tym tranzystorem przedstawiono na rys. 2.256a. Stopień pracuje w klasie C i zawiera zredukowaną do minimum liczbę części składowych. Dławik D_{l1} ma 3 zwoje przewodu Φ 0,3 mm, nawinięte na rdzeń dostrojczy z ferrytu U 11, dławik D_{l2} ma 2,5 zwoja nawinięte przewodem Φ 1 mm na średnicę 7 mm. Na końcówkę dławika od strony kolektora tranzystora jest nałożona „perełka” ferrytowa. Cewka L_1 ma 3,5 zwoja nawinięte przewodem Φ 1 mm na średnicy 7 mm; długość nawinięcia wynosi 15 mm. Na tranzystor powinien być nałożony blaszany radiator, przedstawiony na rys. 2.256b.

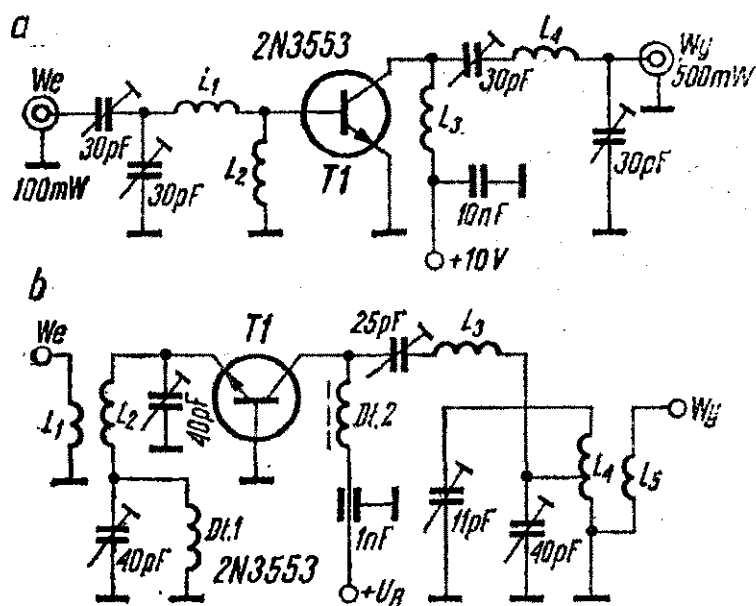
Schemat bardziej rozbudowanego stopnia wyjściowego na pasmo 144 MHz z tranzystorem 2N 4427, o zwiększonym tłumieniu częstotliwości niepożądanych, przedstawiono na rys. 2.257. Jest to



Rys. 2.257. Stopień końcowy na pasmo 144 MHz zbudowany na tranzystorze 2N 4427 ze zwiększonym tłumieniem częstotliwości niepożądanych

fragment przenośnej radiostacji, wykonanej przez DM3ZDL. Tłumienie częstotliwości 72 MHz jest nie mniejsze niż 60 dB. Moc doprowadzona do ostatniego stopnia przekracza nieco 2 W (12 V i 170 mA), natomiast moc wyjściowa osiąga wartość 1 W. A oto indukcyjności użyte w tym stopniu: L_1 — 3 zw. Φ 0,6 mm na średnicy 3 mm, długość nawinięcia $l = 6$ mm; L_2 — 9 zw. Φ 0,6 mm na średnicy 3 mm, $l = 7$ mm; L_3 — 4 zw. Φ 1 mm na średnicy 6 mm, $l = 10$ mm; L_4 — 11 zw. Φ 0,35 mm na średnicy 3 mm, $l = 7$ mm; L_5 — 3,5 zw. Φ 1 mm na średnicy 6 mm, $l = 10$ mm; L_6 — 2 zw. Φ 1 mm na średnicy 6 mm, $l = 2$ mm.

Nieco większą moc wyjściową, bo do około 2,5 W, przy napięciu zasilania do 28 V, umożliwia tranzystor 2N 3553 lub bardzo zbliżony do niego polski tranzystor BFYP 99 (BFCP 99), stosowany często w stopniach sterujących i wyjściowych małej mocy nadajników na pasmo 144 MHz. Przykład stopnia o mocy wyjściowej



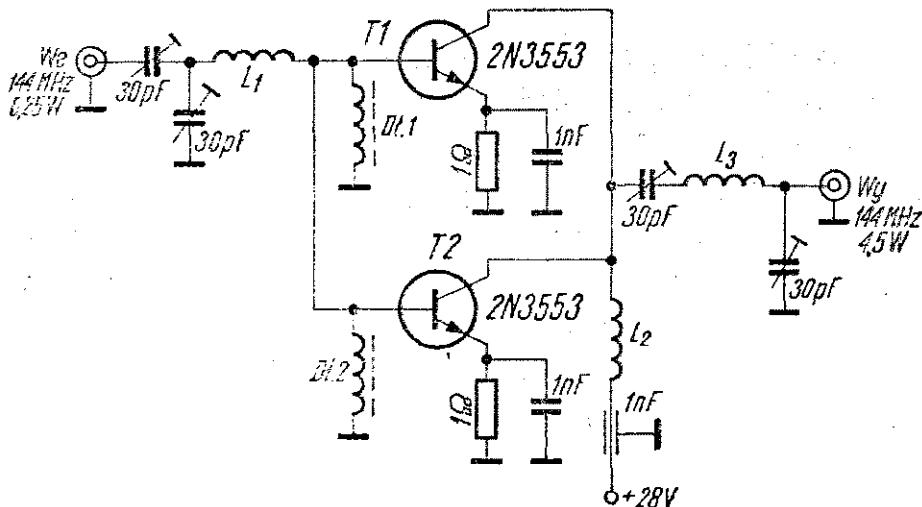
Rys. 2.258
Dwa przykłady stopni końcowych na pasmo 144 MHz z tranzystorem 2N 3553

wynoszącej około 500 mW, zasilanego napięciem 10 V, przedstawia schemat z rys. 2.258a. Stopień ten pracuje także w klasie C i wymaga mocy sterującej około 100 mW. Cewka L_1 zawiera 2 zwoje przewodu Φ 1 mm, nawinięte powietrznie na średnicy 6 mm. Cewka L_2 (dławik w.cz.) jest nawinięta na ferrytowy rdzeń dostrojczy z ferrytu U 11 i zawiera 3 zwoje przewodu Φ 0,3 mm. Cewka L_3 ma 15 zwojów przewodu Φ 0,7 mm na średnicy 4 mm, a cewka L_4 — 4 zw. Φ 1 mm na średnicy 6 mm. Wszystkie trymery użyte w tym stopniu mają maksymalną pojemność 30 pF.

Układ wzmacniacza wyjściowego, mniej wrażliwego na zewnętrzne sprzężenia (ponieważ pracuje w nim tranzystor ze wspólną bazą) przedstawiono na rys. 2.258b. W układzie WB nie ma jak wiadomo przesunięcia fazowego i występuje w nim duża różnica między rezystancją wejściową a wyjściową, czym tłumaczy się jego zwiększoną stabilność. Warunki pracy tego układu, stanowiącego fragment nadajnika G8ACC na pasmo 144 MHz, nie różnią się od warunków pracy układu poprzedniego. Sprzęże-

nie obwodu wejściowego ze stopniem sterującym jest indukcyjne, co powoduje zmniejszenie zawartości harmonicznych w sygnale sterującym. Cewka L_1 ma 1 zwoj przewodu srebrzonego Φ 1 mm nawinięty na średnicy 8 mm, cewka L_2 ma 2 zwoje, L_3 — 5 zwojów, L_4 — także 5 zwojów, a L_5 — 1 zwoj — przewód i średnica nawinięcia jak L_1 . Dławik $Dł1$ jest ćwierćfalowy, powstały przez nawinięcie około 0,5 metra przewodu nawojowego Φ 0,2 mm w emalii na średnicę 3 do 4 mm, zwoj przy zwoju. Uzwojenie po nawinięciu (na przykład na wiertle) jest sklezione klejem polistyrenowym. Dławik $Dł2$ ma 3 zwoje przewodu Φ 0,5 mm, nawinięte na rdzeń dostrojczy z ferrytu U 11. Obwód wyjściowy omawianego stopnia jest nieco bardziej rozbudowany niż w dwóch poprzednich przykładach, jednak ma to korzystny wpływ na tłumienie częstotliwości niepożądanych.

Dwa tranzystory 2N 3553 połączone równolegle, (rys. 2.259) umożliwiają uzyskanie około 4,5 W mocy wyjściowej. Układ ten stanowi równocześnie przykład jak należy łączyć tranzystory równolegle w stopniach mocy. O ile bazy i kolektory tych tran-

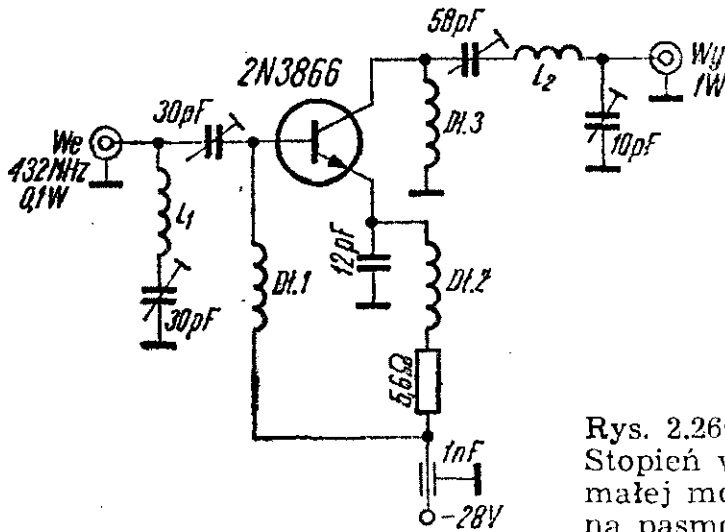


Rys. 2.259. Równoległe połączenie tranzystorów 2N 3553 w stopniu końcowym na 144 MHz

zystorów mogą być ze sobą połączone bezpośrednio, to w emiterach zaleca się stosować oddzielne rezystory, w pewnym stopniu wyrównujące różnice charakterystyk tranzystorów. Omawiany stopień mocy wymaga napięcia zasilania 28 V i mocy sterującej około 0,25 W. Cewka L_1 ma 2 zwoje przewodu srebrzonego

Φ 1 mm, nawinięte na średnicy 8 mm, cewka L_2 jest taka sama, natomiast cewka L_3 ma 3 zwoje takim samym przewodem i także na średnicy 8 mm. Dławiki $Dl1$ i $Dl2$ są nawinięte na rdzenie ferrytowe w sposób podany poprzednio.

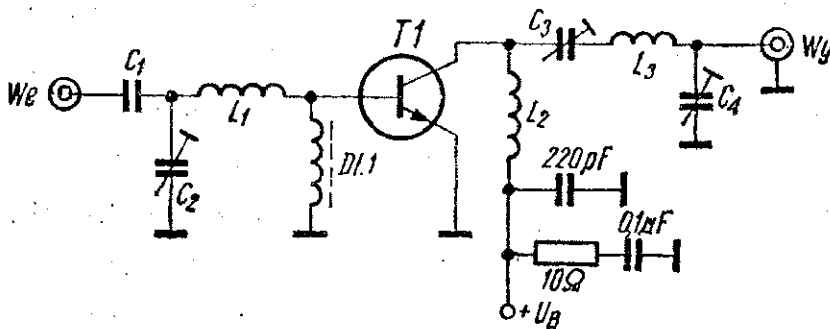
Tranzystorem małej mocy, umożliwiającym uzyskanie około 1 W w pasmie 432 MHz jest 2N 3866. Przykład stopnia wyjściowego o tej mocy, sterowanego mocą 0,1 W przedstawiono na rys. 2.260. Stopień ten jest sterowany z potrajacza, dlatego też na jego wejściu znajduje się eliminator (obwód rezonansu szeregowy-



Rys. 2.260
Stopień wyjściowy
małej mocy (1 W)
na pasmo 432 MHz

go) na częstotliwość 144 MHz. Cewka L_1 ma 3 zwoje przewodu CuAg Φ 1 mm, nawiniętego na średnicę 8 mm, a cewka L_2 — to pojedynczy zwoj takiego samego przewodu, przylutowany bezpośrednio do trymerów. Wszystkie dławiki w tym stopniu są ćwierćfalowe, bez rdzeni (około 17 cm przewodu Φ 0,3 mm zwiniętego np. na wiertle o średnicy 3 mm).

Większą moc wyjściową można uzyskać stosując tranzystory overlay typu 2N 3375 i 2N 3632. Na rysunku 2.261 przedsta-



Rys. 2.261 Uniwersalny schemat stopnia wyjściowego zbudowanego na tranzystorze 2N 3553, 2N 3375 lub 2N 3632

wiono schemat uniwersalny stopnia wyjściowego na pasmo 144 MHz, w którym można zastosować jeden z dwóch wymienionych tranzystorów lub omówiony już tranzystor 2N 3553. Wartości elementów dla poszczególnych wersji układu i uzyskiwane parametry zebrano w tabelicy 2.14. Dane te zaczerpnięto z artykułu DM2GBO, zamieszczonego w „Elektronisches Jahrbuch 1978”.

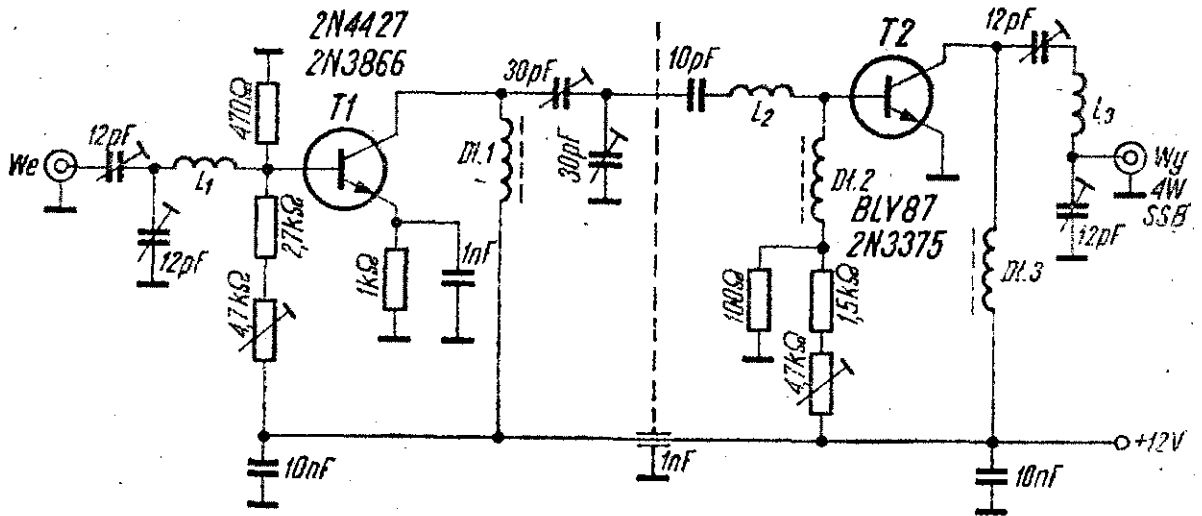
Tablica 2.14

Dane podzespołów i parametrów uniwersalnego stopnia wyjściowego na pasmo 144 MHz z rys. 2.261

Element lub parametr	Jednostka	TRANZYSTOR		
		2N 3553	2N 3375	2N 3632
C_1, C_2, C_3 i C_4 (max)	[pF]	40	30	30
L_1 (CuL ϕ 1)	[zw/mm]	2/4,5	3/8	1/10
L_2 (CuL ϕ 0,7)	„	15/4,5	dławik	15/4
L_3 (CuL ϕ 1,5)	„	4/4,5	4/8	3/12
U_B	[V]	28	28	28
P_{WE}	[W]	250 mW	1	3,5
P_{WY}	[W]	2,5	7,5	13,5
n	[%]	50	65	70
I_Z	[mA]	180	410	690

Dławik D_1 nawinięty jest na rdzeniu ferrytowym i ma 3 zwoje przewodu ϕ 0,7 mm.

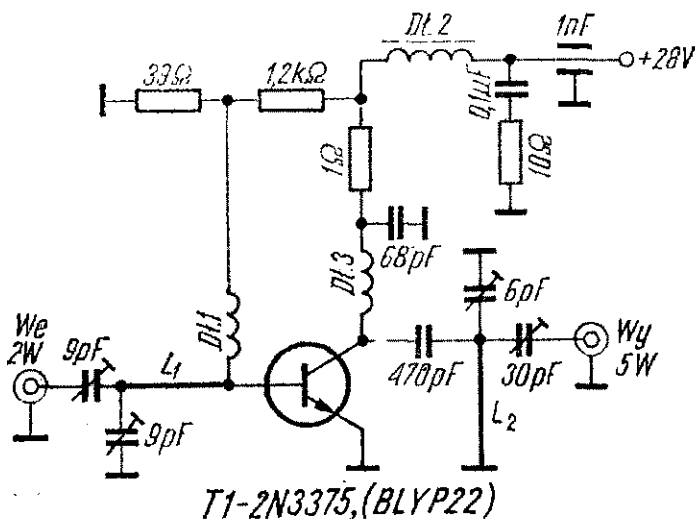
Emisja SSB zdobywa sobie coraz więcej zwolenników, także wśród UKF-owców. Uzyskiwanie częstotliwości wyjściowej w nadajnikach SSB na pasma UKF odbywa się przez przemianę częstotliwości, a nie przez powielanie, jak w nadajnikach telegraficznych, co stwarza konieczność znacznego wzmacniania słabego sygnału otrzymanego z mieszacza i to we wzmacniaczu liniowym. Schemat takiego wzmacniacza o mocy wyjściowej 4 W, na tranzystorach 2N 4427 (2N 3866) i BLY 87 (2N 3375) przedstawiono na rys. 2.262. Jest to układ opublikowany przez PAØMJY. Wzmacniacz jest sterowany bezpośrednio z mieszacza. Potencjometry nastawne 4,7 k Ω w układach polaryzacji bez tranzystorów umożliwiają precyzyjne ustawienie punktów pracy. Układ jest zasilany napięciem 12 V, stabilizowanym elektronicznie. Wszyst-



Rys. 2.262. Wzmacniacz wyjściowy, zbudowany na tranzystorach 2N 3866 i 2N 3375 do nadajnika SSB na pasmo 144 MHz

kie cewki są nawinięte przewodem srebrzonym Φ 1 mm na średnicy 10 mm. Cewka L_1 ma 5 zwojów, L_2 — 3 zwoje, podobnie jak L_3 . Dławiki $Dł.1$, $Dł.2$ i $Dł.3$ są nawinięte na ferryt w sposób omówiony poprzednio. Ze względu na duże wzmocnienie układu zaleca się dobre ekranowanie poszczególnych stopni.

Tranzystor 2N 3375, a także jego polski odpowiednik BLYP 22 może pracować także w pasmie 432 MHz. Schemat wzmacniacza

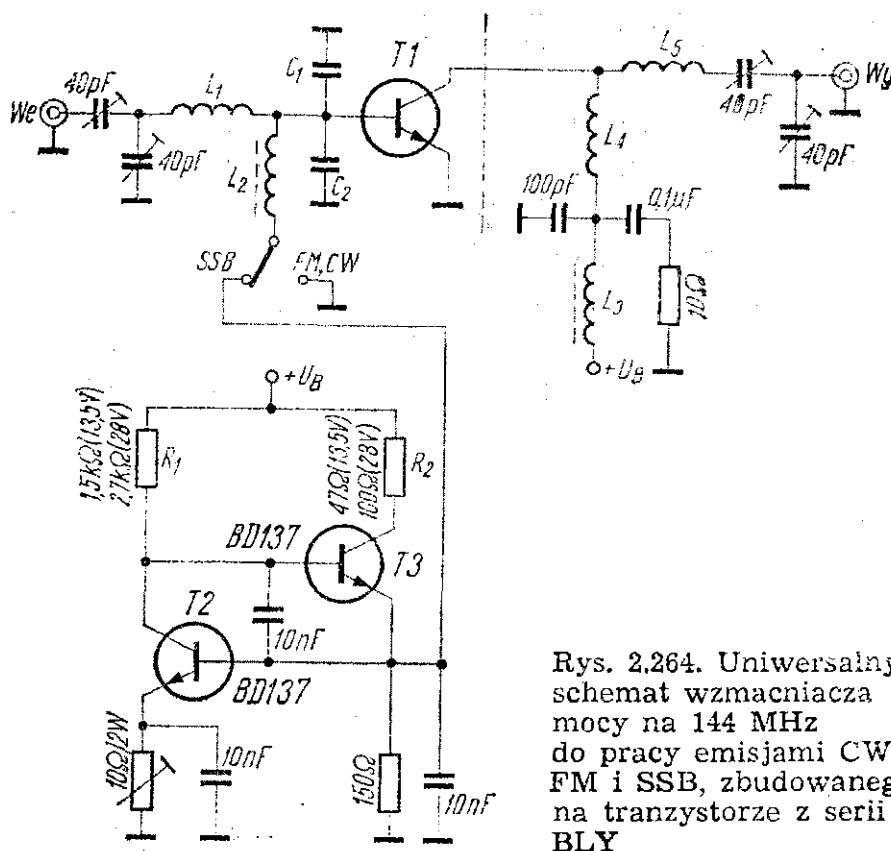


Rys. 2.263
Wzmacniacz wyjściowy
5 W na pasmo 432 MHz
działający na tranzystorze
2N 3375

o mocy wyjściowej 5 W na to pasmo przedstawiono na rys. 2.263. Wzmacniacz ten jest zasilany napięciem 28 V i wymaga mocy sterującej około 2 W. Cewkę L_1 stanowi srebrzony pręt miedziany o średnicy 3,5 mm i długości 35 mm, a cewkę L_2 — taki sam

pręt, tylko o długości 32 mm. Dławik $Dt1$ został wykonany przez nawinięcie 8 zwojów przewodu nawojowego w emalii Φ 0,5 mm na średnicę 3 mm. Długość uzwojenia wynosi 8 mm. Dławik $Dt2$ stanowi jeden zwoj przewodu Φ 0,5 mm na „perełce” ferrytowej, a $Dt3$ zawiera 5 zwojów takiego samego przewodu, nawiniętego na średnicy 3 mm, przy długości uzwojenia 5 mm. Wzmacniacz pracuje liniowo, co umożliwia wykorzystanie go do wzmacniania sygnału SSB lub sygnału o modulowanej amplitudzie. Układ ten opracował PAØRYS.

Na rysunku 2.264 przedstawiono uniwersalny schemat wzmacniacza mocy na pasmo 144 MHz, przystosowanego do pracy emi-



Rys. 2.264. Uniwersalny schemat wzmacniacza mocy na 144 MHz do pracy emisjami CW, FM i SSB, zbudowanego na tranzystorze z serii BLY

sjami CW, FM i SSB, na tranzystorze z serii BLY. Układ ten opisał PAØJNH w czasopiśmie „Electron” nr 8/1975. W zależności od użytego tranzystora w torze w.cz., napięcia zasilania i mocy sterującej, wzmacniacz oddaje moc wyjściową od 8 do 25 W. Wartości mocy, napięcia zasilającego i niektórych elementów tego układu zebrano w tabeli 2.15. Przy pracy CW i FM dolny

koniec cewki L_2 dołącza się do masy, natomiast przy pracy SSB dołącza się go do elektronicznego układu stabilizującego punkt pracy tranzystora w.cz. Stabilizator ten zawiera dwa tranzystory BD 137 (T_2 i T_3). Rezystory R_1 i R_2 w tym stabilizatorze są wymienne, zależnie od wartości napięcia zasilania. Cewki L_4 i L_5 ,

Tablica 2.15

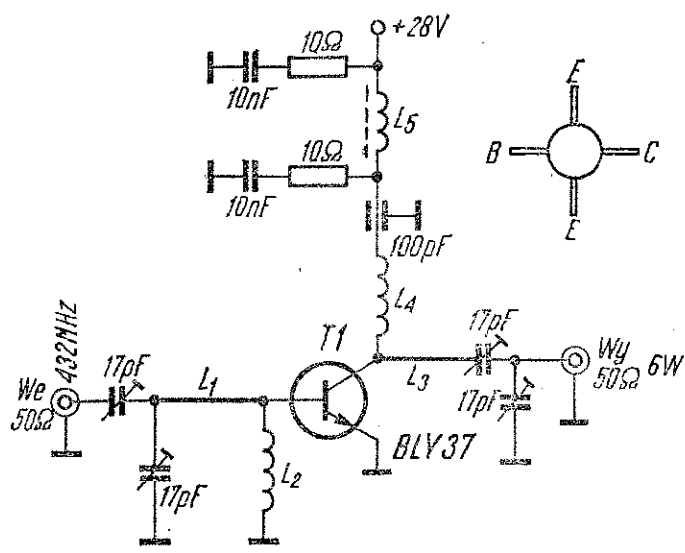
Wartości mocy, napięcia zasilania i niektórych elementów w zależności od użytych tranzystorów z serii BLY we wzmacniaczu przedstawionym na rys. 2.264

Element lub parametr	Jedno- stka	TRANZYSTOR					
		BLY 87	BLY 88	BLY 89	BLY 91	BLY 92	BLY 93
U_B	[V]	13,5	13,5	13,5	28	28	28
I_Z	[A]	1,25	2,5	5	0,75	1,5	3
P_{WE}	[W]	1	2,6	6,2	0,5	1,5	3,1
P_{WY}	[W]	8	15	25	8	15	25
C_1	[pF]	47	47	47	47	47	47
C_2	[pF]	—	—	47	—	—	47
L_4	[zw.]	2,5	2,5	3,5	2,5	2,5	3,5
L_5	[zw.]	4,5	2,5	1	4,5	2,5	1,5

o liczbie zwojów podanej w tablicy, nawinięte są przewodem Φ 1,5 mm na średnicę 6 mm (powietrznie) i mają długość uzwojenia 10 mm. Cewki L_2 i L_3 mają 6 zwojów na rdzeniu ferrytowym. Cewka L_1 jest połową zwoja przewodu Φ 1,5 mm o promieniu 3 mm, z końcówkami długości po 10 mm.

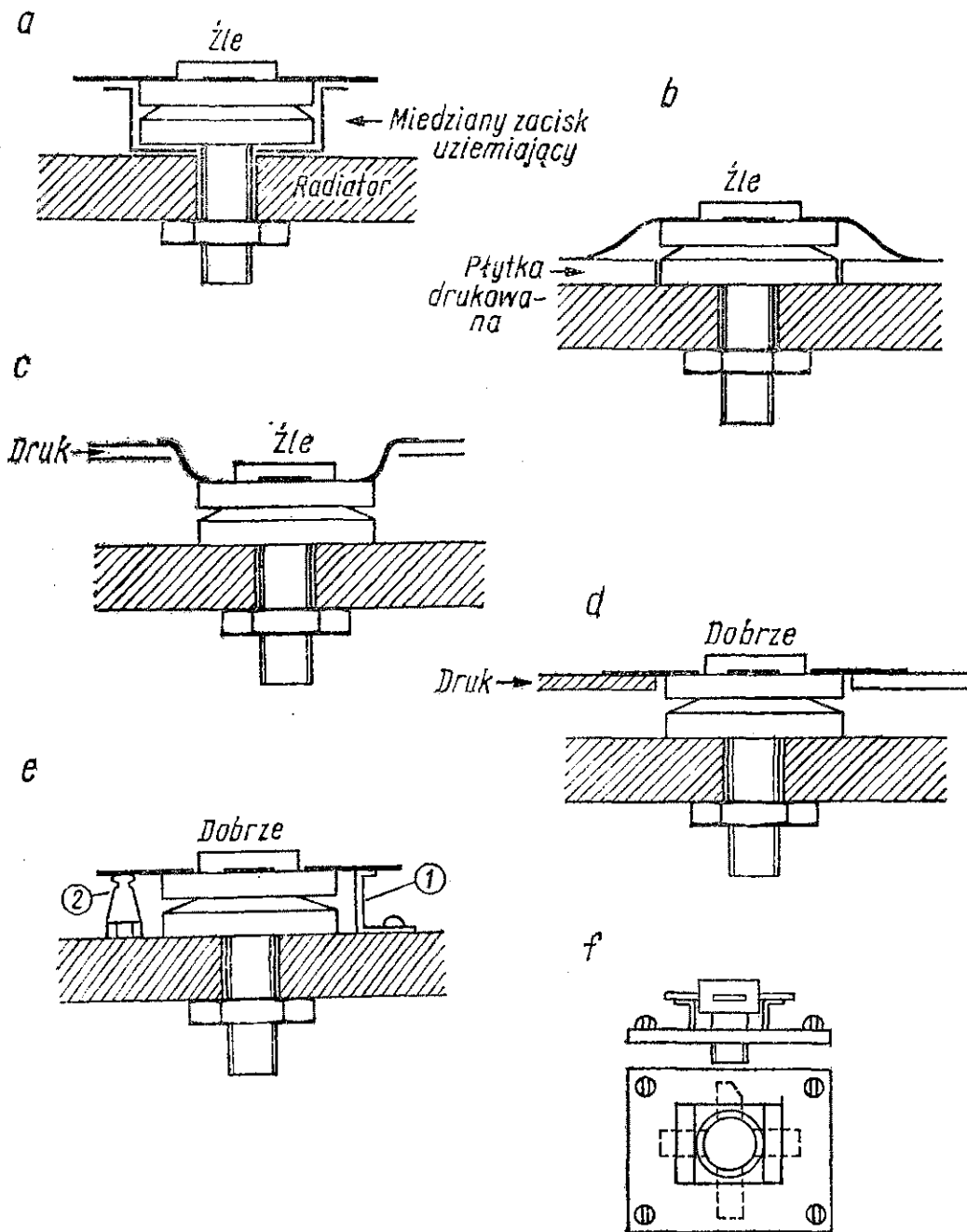
Schemat wzmacniacza mocy na pasmo 432 MHz, w którym pracuje tranzystor BLY 37, przedstawiono na rys. 2.265. Moc sterująca powinna wynosić około 1,5 W. Jako cewkę L_1 wykorzystano pasek miedzi na płycie montażowej o wymiarach 35×6 mm. Cewka L_2 ma 5 zwojów przewodu o średnicy 0,6 mm, nawiniętych na średnicy 8 mm, L_3 jest odcinkiem drutu Φ 1,5 mm o długości 25 mm, L_4 ma 3 zwoje przewodu Φ 1 mm na średnicy 3,5 mm, odstęp między zwojami wynosi 2 mm, a cewka L_5 jest dławikiem w.cz. na ferrycie. Obok schematu znajduje się rysunek ilustrujący rozmieszczenie wyprowadzeń na obudowie tranzystora. Wyprowadzenie kolektora jest skośnie ścięte. Emiter ma dwa wypro-

wadzenia (umieszczone przeciwległe) w celu zmniejszenia indukcyjności połączenia emitera z masą lub kondensatorem odsprzęgającym. Obudowy tranzystorów serii BLY (stosowane także w wielu tranzystorach oznaczonych cyfrowo) są wykonane w postaci pastylek z materiału najczęściej ceramicznego o średnicy zazwyczaj około 10 mm, z wyprowadzeniami paskowymi odchodzący-



Rys. 2.265
Wzmacniacz mocy
na pasmo 432 MHz
o mocy wyjściowej 6 W

mi w cztery strony, przeważnie złoconymi. Z jednej strony do obudowy umocowany jest wkręt mocujący, nie połączony galvanicznie z kolektorem, ani z żadną inną elektrodą tranzystora. Szerokie złocone wyprowadzenia i ich sposób rozmieszczenia umożliwiają wygodny, pozbawiony szkodliwych indukcyjności montaż na płytkach drukowanych. Konieczne jest jednak umiejętne wykorzystanie tych udogodnień, gdyż inaczej nie spełnią swojej roli. Na rysunku 2.266 zebrano przykłady niewłaściwej i właściwej techniki montażu tranzystorów z serii BLY. Pierwsze trzy przykłady (rys. 2.266a b i c) przedstawiają niewłaściwy sposób montażu: a) zacisk uziemiający przechodzi ponad tranzystor, daje dobrą masę elektryczną, lecz obniża odporność cieplną o około 1°C/W, b) zbyt długie doprowadzenia, co w przypadku doprowadzenia emiterowego da w rezultacie spadek wzmocnienia, c) doprowadzenia dogięte na siłę do znajdującej się zbyt wysoko płytki drukowanej mogą wyłamać spoiwo lub uszkodzić druk. Skutkiem naprężeń mechanicznych może także być uszkodzenie tranzystora. Dwa następne przykłady odnoszą się do właściwego



Rys. 2.266. Niewłaściwa i właściwa technika montażu tranzystorów z serii BLY

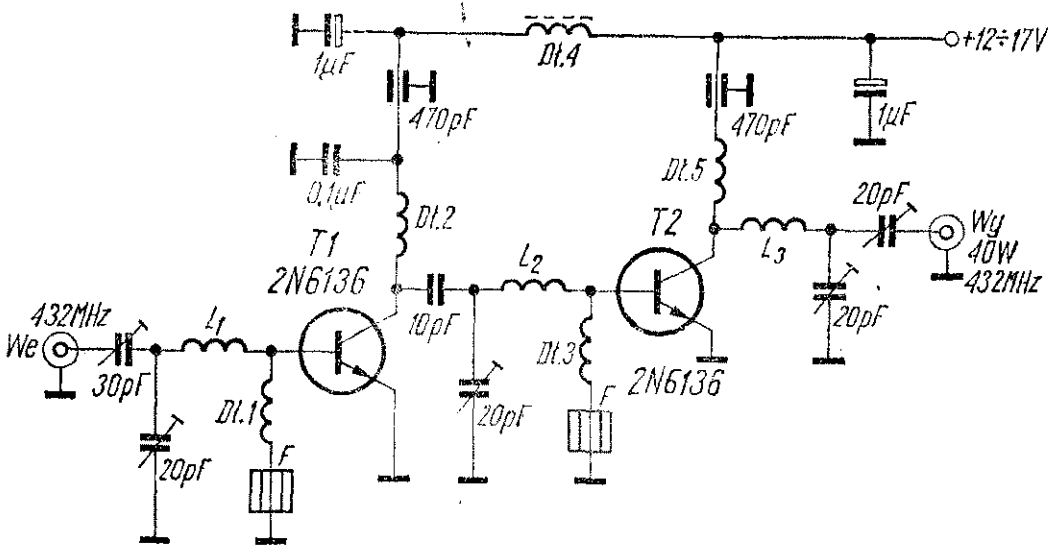
sposobu montażu. Na rysunku 2.266d wyprowadzenia tranzystora znajdują się na wysokości powierzchni płytki drukowanej, dzięki czemu połączenia są najkrótsze i nie występują naprężenia mechaniczne. W przypadku montażu tranzystora bez płytki drukowanej aktualny jest przykład z rys. 2.266e. Przewód uziemiający emiter lub bazę do radiatora powinien być możliwie najkrótszy i o dużej powierzchni 1, a pozostałe wyprowadzenia, odizolowane od masy, nie są wygięte lecz są poprowadzone prosto

do znajdujących się obok innych elementów montażu lub do wsporników 2. W przypadku uziemionego bezpośrednio emitera, który jak pamiętamy ma dwa wyprowadzenia, jako uziemienia można użyć zacisku uziemiającego, przedstawionego na rys. 2.266f. Nie może on być mocowany wkretem mocującym tranzystor do radiatora, ponieważ wprowadzi on wówczas pewną izolację cieplną, pogarszającą chłodzenie tranzystora. Zacisk jest wykonany z blachy miedzianej posrebrzonej i umocowany wkretami do radiatora.

Duże znaczenie dla poprawnej pracy wzmacniacza mocy UKF (zresztą także i dla poprawnej pracy innych urządzeń UKF) ma właściwy dobór użytych podzespołów, szczególnie kondensatorów odsprzęgających i trymerów. Szczególnie szkodliwe są pasożytnicze indukcyjności tych elementów, które mogą powodować niekontrolowane rezonanse, w zasadniczy sposób zmieniające parametry urządzenia. Przemysłowy Instytut Elektroniki zaleca (w omówieniu konstrukcji wzmacniacza mocy 300 MHz, zamieszczonym w wydawnictwie „Elementy półprzewodnikowe i układy scalone” nr 2/1975) stosowanie trymerów firmy Air-Tronic Johanson typu AT 2051, o pojemności zmienianej w zakresie 0,8 do 10 pF. Kondensatory blokujące zasilanie powinny być stosowane w postaci „chipów”, np. typu KFPm IIC 4×4. Używanie innych kondensatorów, na przykład popularnych kondensatorów dyskowych, nie daje pożądanego efektu wobec bardzo bliskiego rezonansu własnego tych kondensatorów, w stosunku do częstotliwości pracy stopnia UKF.

Schemat jeszcze jednego wzmacniacza mocy na pasmo 432 MHz, tym razem o mocy wyjściowej 40 W, przedstawiono na rys. 2.267. Wykorzystano w nim dwa tranzystory 2N 6136 w takich samych obudowach jak tranzystory UKF z serii BLY. Wzmocnienie układu wynosi około 12 dB. Cewki L_1 , L_2 i L_3 — to linie paskowe, wytrawione na płycie montażowej (*strip-line*). Dławiki $Dł1$ i $Dł3$ są fabrycznymi dławikami miniaturowymi o indukcyjności 0,15 μ H. Na ich końcówki od strony masy nałożono „perełki” ferrytowe F. Dławiki $Dł2$ i $Dł5$ są powietrzne i zawierają po 5 zwojów przewodu Φ 0,8 mm nawiniętych na średnicy 5 mm. Dławik $Dł4$ jest nawinięty na rdzeń ferrytowy i ma indukcyjność 0,2 μ H. Wzmacniacz może być zasilany napięciem w gra-

nicach 12 do 17 V. Obydwa obwody zasilania tranzystorów są indywidualnie odsprężone kondensatorami przepustowymi 470 pF, kondensatorami ceramicznymi 0,1 μ F i kondensatorami elektrolitycznymi o niewielkiej pojemności. Stosowanie kondensatorów elektrolitycznych o większej pojemności nie jest tu wskazane,



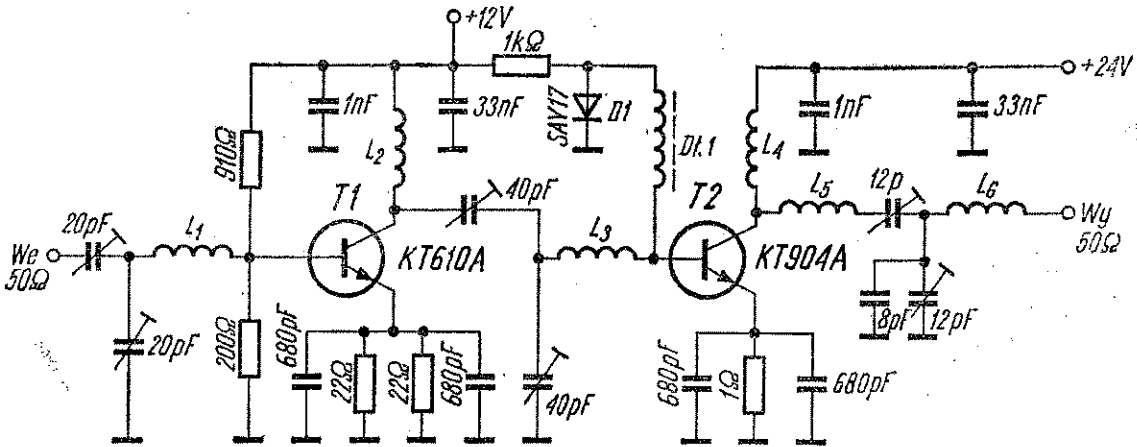
Rys. 2.267. Wzmacniacz o mocy 40 W na pasmo 432 MHz

ponieważ kondensatory takie miałyby dużo większą indukcyjność.

Przedstawiony powyżej wzmacniacz mocy opisał K2OVS (Czasopismo „Old Man” nr 7/1975).

W Związku Radzieckim produkuje się wiele typów tranzystorów nadających się do stopni mocy nadajników UKF, np. KT 610A — o mocy uzyskiwanej na wyjściu nadajnika na pasmo 144 MHz około 1,5 W, KT 904 — 2,5 W, KT 907 — 9 W, czy KT 909 — umożliwiający otrzymanie aż 40 W w pasmie 432 MHz. Tranzystory te można oczywiście stosować w układach dotychczas omówionych w tym rozdziale, pamiętając jednak (co odnosi się do wszystkich przypadków stosowania zamiennych półprzewodników) aby nie przekroczyć warunków pracy podawanych w katalogu dla użytego tranzystora. Szczególnie dotyczy to napięcia zasilania i prądu kolektora. Jeśli nie znamy warunków pracy tranzystora, a tylko parametry statyczne, to należy pamiętać, że napięcie zasilania dla tranzystorowego wzmacniacza mocy powinno być mniejsze od połowy napięcia U_{CEO} podanego w katalo-

logu. Schemat ideowy wzmacniacza mocy na pasmo 144 MHz, opisanego przez DM2GBO w nr 10/1976 radzieckiego miesięcznika „Radio”, przedstawiono na rys. 2.268. Wzmacniacz ten daje na wyjściu moc 3 W przy telegrafii i FM oraz 2,5 W przy pracy SSB. We wzmacniaczu pracują dwa tranzystory radzieckie: KT 610A i KT 904A. Pierwszy stopień pracuje w klasie A, dając

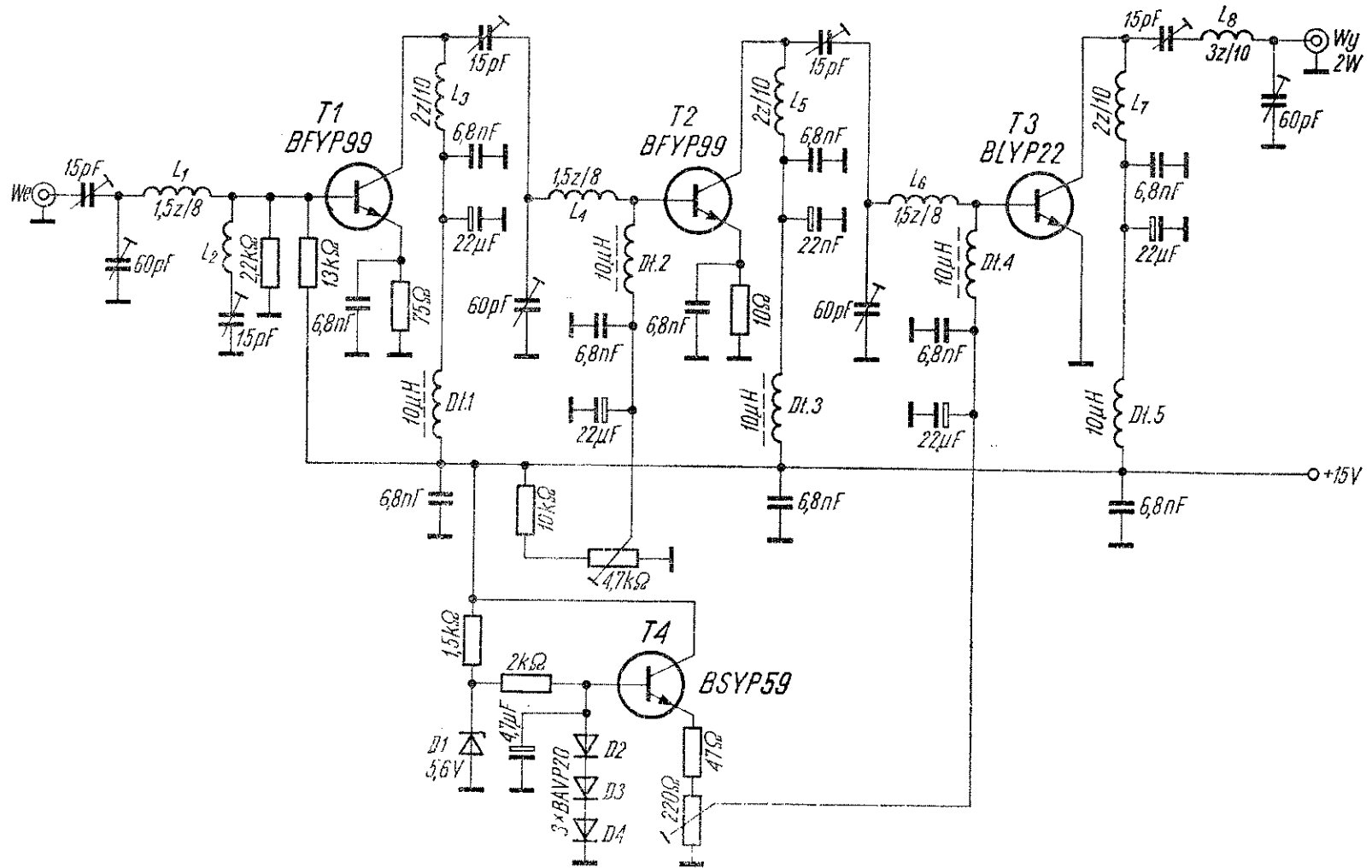


Rys. 2.268. Wzmacniacz liniowy na pasmo 144 MHz zbudowany na tranzystorach KT 610A i KT 904A

znaczne wzmocnienie mocy (14 do 17 dB) iysterowując z zapasem drugi stopień. Punkt pracy tranzystora $T1$ jest ustalony rezystorowym dzielnikiem bazowym. W emiterze znajdują się dwa rezystory $22\ \Omega$ połączone równolegle i dwa kondensatory $680\ \text{pF}$ (w celu zmniejszenia do minimum reaktancji tego członu). Stopień jest zasilany napięciem $12\ \text{V}$, z którego także zasilany jest układ stabilizacji punktu pracy drugiego stopnia. Cewka L_1 w wejściowym obwodzie dopasowującym impedancję wejściową tranzystora do impedancji wejściowej wzmacniacza ($50\ \Omega$) ma 4,5 zwojów nawiniętych powietrznie przewodem posrebrzonym $\Phi\ 0,8\ \text{mm}$, na średnicę $5,8\ \text{mm}$, przy czym długość nawinięcia wynosi $6,5\ \text{mm}$. Cewka obwodu kolektora tranzystora $T1$ (L_2) ma 9,5 zwojów i długość $13,5\ \text{mm}$. Wszystkie cewki zostały nawinięte jednakowym przewodem i na tę samą średnicę. Obwód z cewką L_3 transformuje impedancję wyjściową $T1$ także w dół, do mniejszej impedancji wejściowej $T2$. Cewka L_3 ma 1,5 zwoja i jest rozciągnięta na długość $3\ \text{mm}$. Tranzystor $T2$ pracuje w klasie AB z układem stabilizacji punktu pracy, zawierającym diodę krzemo-

wą $D1$, umocowaną bezpośrednio do obudowy tranzystora $T2$ lub do jego radiatora. Cewka L_4 w obwodzie kolektora $T2$ ma 9 zwojów rozciągniętych na długość 6,5 mm. Obwód wyjściowy wzmacniacza zawiera człon podwyższający impedancję z cewki L_5 (3 zw, $l = 14$ mm), a następnie człon dopasowujący do impedancji wyjściowej — z cewką L_6 (4 zwoje, $l = 6,5$ mm). Dławik $D11$ ma 2,5 zwoja przewodu Φ 0,2 mm i jest nawinięty na rdzeń ferrytowy. Stopień końcowy wzmacniacza jest zasilany napięciem 24 V. Prąd spoczynkowy tranzystora $T2$ powinien zawierać się w granicach 7... 10 mA.

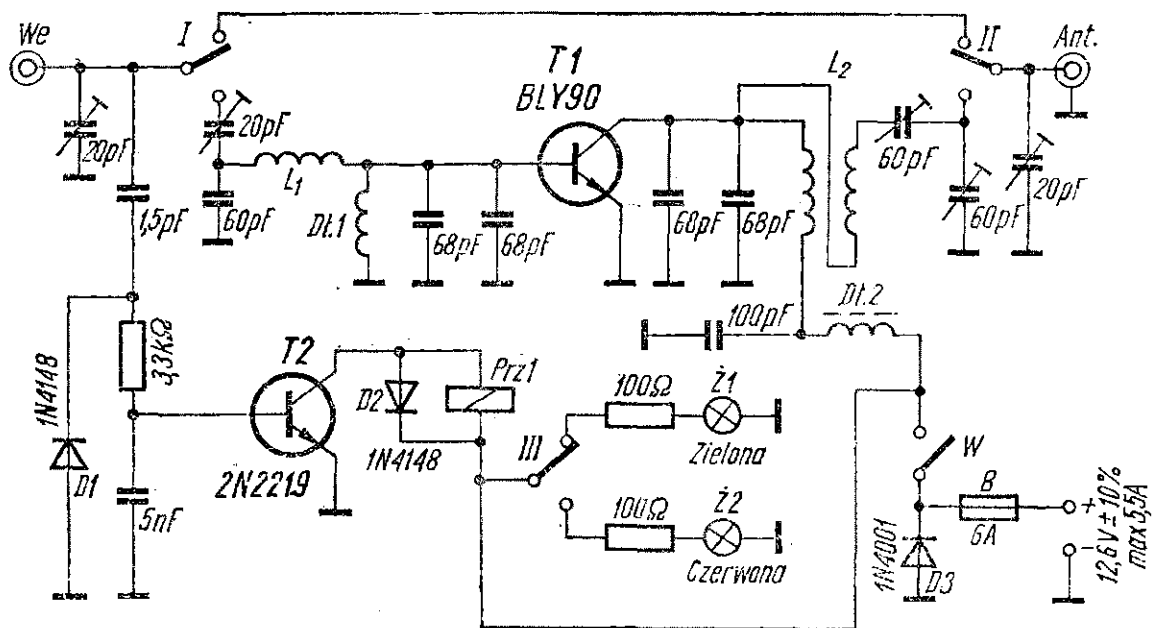
Trzystopniowy wzmacniacz liniowy na pasmo 144 MHz, przedstawiony na rys. 2.269, opracował i opisał w „Biuletynie PZK” (nr 11 z 1978) SP9AGQ. We wzmacniaczu zastosowano tranzystory produkowane w kraju do nadajników z modulacją częstotliwości, pracujących przy napięciu zasilania 28 V. Ze względu na niezbyt duże wzmocnienie mocy, jakie zapewniają użyte tranzystory, zastosowano trzy stopnie. Czwarty tranzystor pracuje w układzie termicznej stabilizacji punktu pracy tranzystora $T3$. Napięcie zasilania 15 V wybrano zamiast 24 V dla bezpieczeństwa stopnia wyjściowego, który w tych warunkach znosi nawet pracę z odłączonym obciążeniem. Wzmacniacz otrzymuje sygnał sterujący z mieszacza, dlatego też na wejściu zastosowano obwód szeregowy eliminujący niepożądany produkt mieszania (jeśli do mieszacza zostanie doprowadzony sygnał SSB uformowany na częstotliwości 9 MHz i sygnał pomocniczy, np. na częstotliwości 136 MHz, to na wyjściu mieszacza oprócz żądanej częstotliwości 145 MHz pojawi się częstotliwość 127 MHz, na którą to właśnie częstotliwość powinien być nastrojony obwód szeregowy). Wszystkie cewki są nawinięte bez korpusów przewodem srebrzonym Φ 1 mm. Liczba zwojów cewek i średnica nawinięcia (bez cewki L_2 , której wymiary zależą od eliminowanej częstotliwości) zostały podane przy poszczególnych cewkach na schemacie. Użyto trymerów ceramicznych, lepiej jednak zastosować trymery powietrzne, które pozwolą na uzyskanie nieco większej mocy. Dławiki 10 μ H — to typowe dławiki przeciwzakłóceńowe. Punkty pracy dwóch ostatnich stopni wzmacniacza ustawia się potencjometrami nastawnymi, przy czym punkt pracy tranzystora $T3$ jest stabilizowany termicznie w układzie z tranzystorem $T4$, dio-



Rys. 2.269. Wzmacniacz liniowy na pasmo 144 MHz pracujący na tranzystorach krajowych

dą Zenera i trzema diodami połączonymi w szereg (D2÷D4). Diody te są przymocowane do radiatora tranzystora T3. Tranzystor T4 także musi mieć swój radiator, ponieważ płynie przez niego dość duży prąd, a nagrzewanie się tego tranzystora powoduje wzrost prądu płynącego przez tranzystor T3. Dla uzyskania stabilnej, liniowej pracy wzmacniacza konieczne jest dobre odsprężenie obwodów zasilania. Najlepiej do blokowania ich używać kondensatorów tantalowych o małej indukcyjności, zabocznikowanych kondensatorami ceramicznymi. Wzmacniacz zmontowano na płytce drukowanej z laminatu dwustronnego o wymiarach 75×100 mm. Z jednej strony znajdują się elementy i połączenia, druga natomiast stanowi ekran. Równoległe do płytki montażowej umocowano płytkę miedzianą o tych samych wymiarach, która jest radiatorem dla tranzystora T3.

Schemat fabrycznego wzmacniacza mocy na pasmo 144 MHz typu ML-500 przedstawiono na rys. 2.270. Wzmacniacz jest prze-

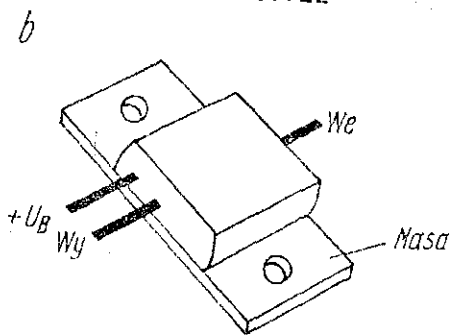
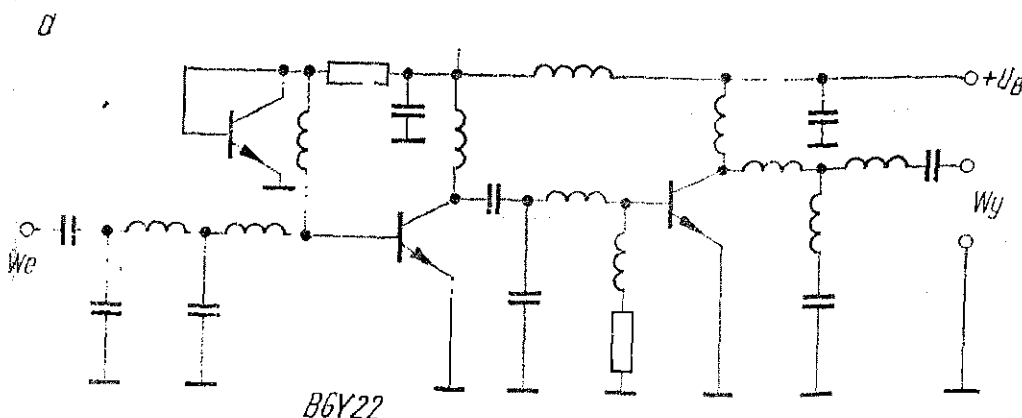


Rys. 2.270. Wzmacniacz ML-500 z tranzystorem BLY 90

znaczony do pracy FM; przy mocy sterującej 10 W oddaje moc 45 W. Zasilany jest napięciem 12 V przy maksymalnym poborze prądu około 5,5 A. Krótkofalowiec DJ4FT produkuje także wersję tego wzmacniacza oznaczoną ML-500S, przeznaczoną do pracy liniowej, dla SSB. We wzmacniaczu pracuje tranzystor mocy BLY 90. W wersji dla modulacji FM (rys. 2.270) znajduje się

przekaznik nadawanie—odbiór (*Prz1* z trzema systemami przełączającymi), sterowany tranzystorem T2, który wzmacnia prąd stały, pochodzący z prostownika sygnału w.cz. na diodzie D1. W wersji SSB nie ma tego układu. Przełączenie na nadawanie jest sygnalizowane świeceniem żarówki czerwonej. W obwodzie zasilania znajduje się zabezpieczenie przed skutkami odwrotnego dołączenia końcówek do źródła zasilania: dioda D3 przewodząc w takim przypadku powoduje natychmiastowe spalanie się bezpiecznika.

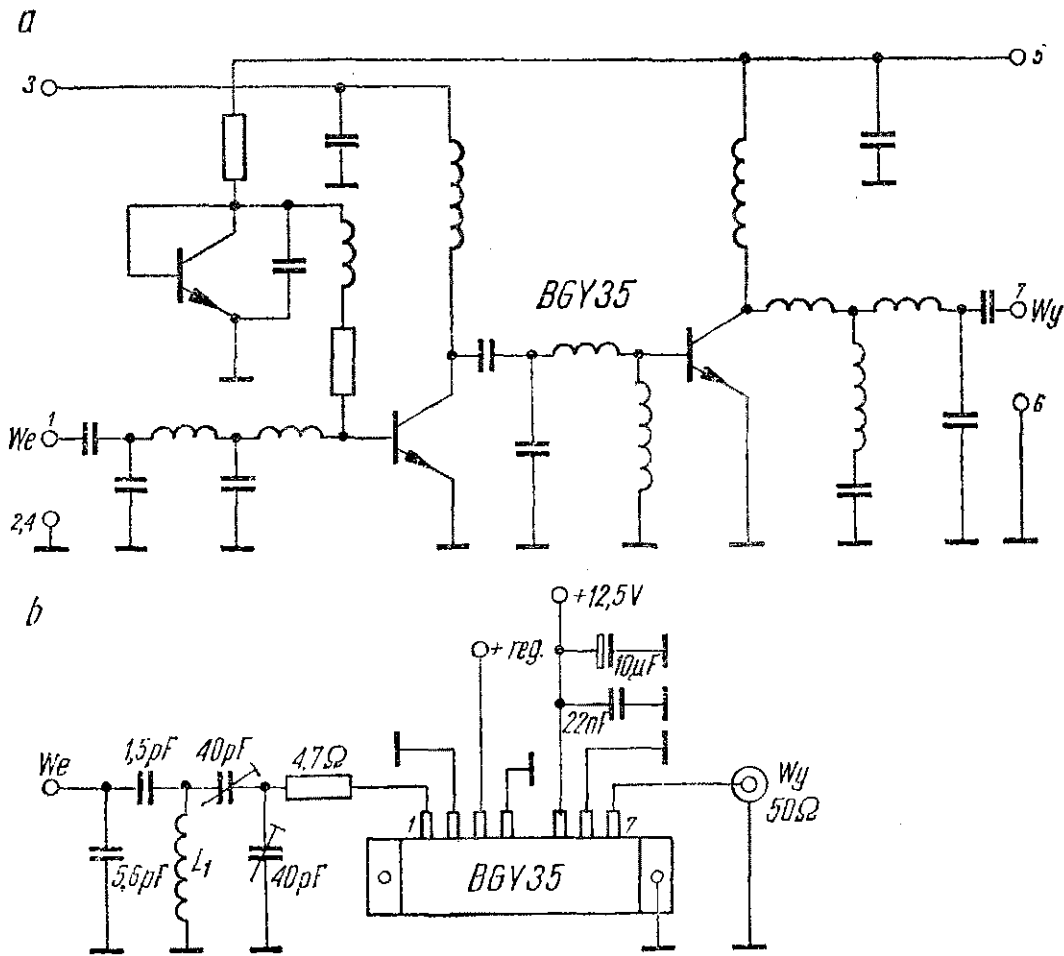
Wiele firm produkuje scalone hybrydowe wzmacniacze mocy o dość dużej szerokopasmowości, przeznaczone głównie dla urządzeń FM. Następne dwa schematy obejmują budowę wewnętrzną



Rys. 2.271. Hybrydowy wzmacniacz modułowy BGY 22 obejmujący pasmo 432 MHz

dwóch takich wzmacniaczy (firmy Mullard) mogących znaleźć zastosowanie w amatorskich nadajnikach UKF. Pierwszy z nich (rys. 2.271a) odnosi się do modułu BGY 22, przeznaczonego do pracy w zakresie częstotliwości 380 do 512 MHz, gdzie przy napięciu zasilania 13,5 V oddaje moc 2,5 do 3 W, wymagając mocy sterującej 50 mW. Układ jest zamknięty w obudowie zawierającej tylko trzy wyprowadzenia i umieszczonej na złożonej płytce wsporczej o wymiarach 32×16 mm, zaopatrzonej w otwo-

ry do umocowania na radiatorze. Płytką ta jest jednocześnie wspólną masą całego układu. Obudowę przedstawiono na rys. 2.271b. Drugi moduł, którego schemat przedstawiono na rys. 2.272 ma większe wymiary ($68 \times 20 \times 8$ mm), ale też i jego moc wyjścio-



Rys. 2.272. Hybrydowy wzmacniacz modułowy BGY 35 obejmujący pasmo 144 MHz

wa jest znacznie większa niż poprzedniego. Jest on przeznaczony do pracy w zakresie częstotliwości 132 do 156 MHz, gdzie przy mocy oddawanej w granicach 18 do 25 W, potrzebuje wysterowania tylko 150 mW. Wzmacniacz powinien być zasilany napięciem 12,5 V, przy czym napięcie zasilania dla pierwszego stopnia (końcówka 3) może być regulowane, co pozwala na płynną regulację mocy wyjściowej wzmacniacza. Pierwszy stopień pracuje w klasie AB, z prądem spoczynkowym 12 mA (przy zasilaniu napięciem 12,5 V). Drugi stopień pracuje bez wstępnej polaryzacji bazy. Impedancja wejściowa i wyjściowa opisanego wzmac-

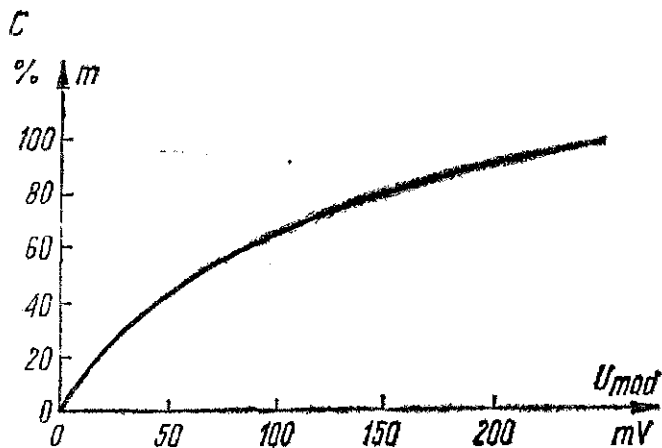
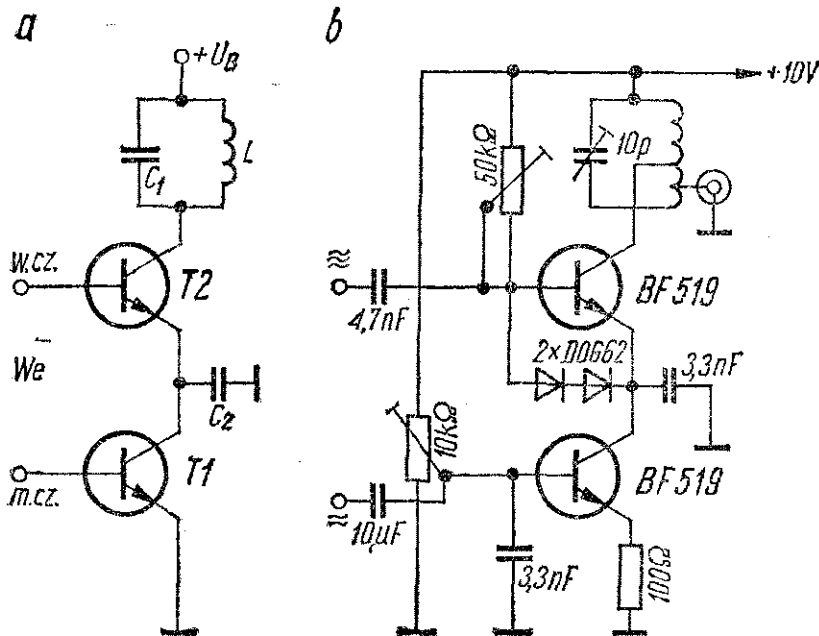
niacza modułowego wynosi 50Ω a tłumienie harmoniczných około 25 dB. Produkowane są jeszcze moduły na pasma: $68 \div 88$ MHz, $80 \div 108$ MHz, $148 \div 174$ MHz. Schemat wyprowadzenia końcówek z obudowy i włączenia do układu omawianego wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.272b. Dość rozbudowany układ na wejściu wzmacniacza przedstawia połączenie pomiędzy kolektorem powielacza częstotliwości a końcówką wejściową wzmacniacza. Przy współpracy z nadajnikiem małej mocy z obwo-dem wyjściowym, dostosowanym do obciążenia 50Ω , końcówka wejściowa modułu może być dołączona wprost do tego wyjścia. Złożona płytką wsporcza modułu powinna być przymocowana do uziemionego żebrowanego radiatora.

2.6.4. Szeregowe modulatory amplitudy

Wobec powszechności stosowania modulacji jednowstęgowej klasyczna modulacja amplitudy (dwuwstęgowa z falą nośną) jest stosowana już bardzo rzadko. Używa się jej jeszcze w starych nadajnikach lub w przypadku radiostacji RBM-1 — w małych radiostacjach szkoleniowych. Nawet w pasmach UKF, gdzie modulacja AM do niedawna jeszcze była dominującą emisją foniczną, coraz bardziej ustępuje miejsca SSB i modulacji częstotliwości. Dla tej emisji, choćby z powodu łatwiejszego odbioru niż w przypadku innych emisji, podano na dalszych stronicach kilka przykładów tranzystorowych modulatorów szeregowych AM.

Modulatory szeregowe są bardzo wygodne do stosowania w technice tranzystorowej, ponieważ nie wymagają transformatorów modulacyjnych, a jedynie włączenia szeregowo w obwód zasilania tranzystora stopnia modulowanego i stopnia modulującego. Zasada działania modulatora szeregowego może być omówiona na przykładzie z rys. 2.273a. Tranzystor $T1$ jest ostatnim stopniem modulacyjnego wzmacniacza małej częstotliwości, obciążenie którego stanowi tranzystor $T2$ — wzmacniacz mocy w.cz. W takt zmian amplitudy sygnału m.cz. zmienia się napięcie zasilające stopień mocy w.cz. i przez to zmienia się amplituda napięcia w.cz. Kondensator C_2 na rys. 2.273 zapobiega przedostawaniu się przebiegów w.cz. do modulatora.

Praktyczny schemat szeregowego modulatora amplitudy przedstawiono na rys. 2.273b (schemat ten i znajdujący się obok wykres pochodzą z artykułu SP5GBK, zamieszczonego w nr 7/1974 mies. „Radioamator i krótkofalowiec”). Przedstawiono tu ostatni stopień wzmacniacza w.cz. o niewielkiej mocy (100 mW) na tranzystorze BF 519, modulowany także przez tranzystor BF 519,



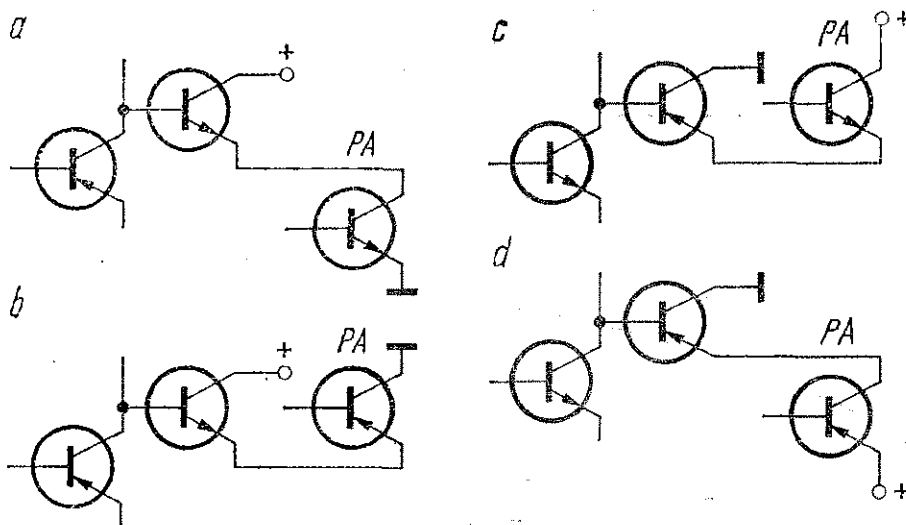
Rys. 2.273
Zasada działania,
układ praktyczny
i charakterystyka
szeregowej modulacji
amplitudy

stosowany w małym nadajniku KF. W tym układzie do pełnego wymodulowania wystarczy około 250 mV napięcia akustycznego, doprowadzonego do bazy tranzystora modulującego. Charakterystykę modulacji (zależność głębokości modulacji od wartości napięcia sterującego bazę modulatora) przedstawiono na rys. 2.273c. Przebieg nie jest liniowy, ale nieliniowość nie jest tak duża, aby

nie można było stosować takiego modulatora w praktyce. Liniowy przebieg charakterystyki modulacji można uzyskać w przypadku, kiedy tranzystor wyjściowy wzmacniacza modulacyjnego pracuje jako wtórnik, a to ze względu na niewielką rezystancję jaką przedstawia sobą tranzystor modulowany. Jednak wówczas napięcie m.cz. doprowadzone do bazy ostatniego stopnia modulatora musi mieć znacznie większą amplitudę.

Wobec powszechnego stosowania wzmacniaczy mocy wzmacniających liniowo, mogących oprócz SSB wzmacniać także sygnał w.cz zmodulowany amplitudowo, modulacja ta może przebiegać na małym poziomie mocy, na przykład w przedstawionym układzie.

Sposób połączenia tranzystorów stopnia modulowanego i modulującego w zależności od przewodnictwa użytych tranzystorów przedstawiono na rys. 2.274. We wszystkich 4 przykładach tranzystor modulujący pracuje jako wtórnik sterowany bezpośrednio

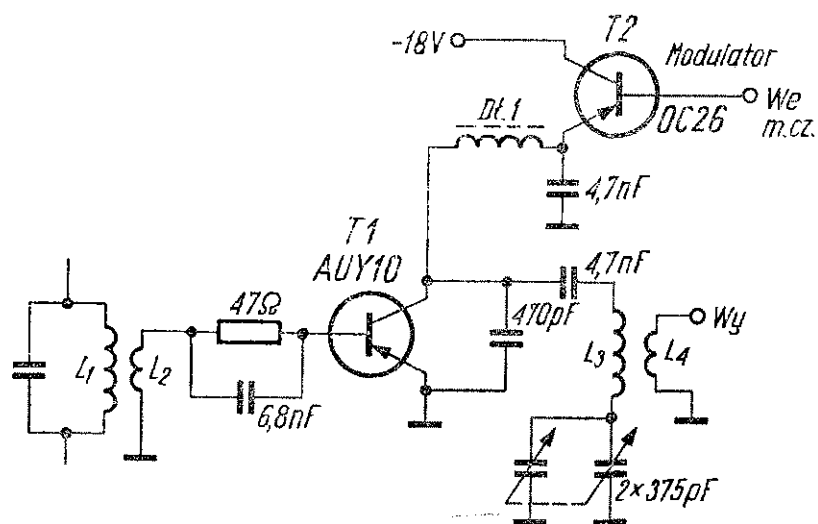


Rys. 2.274. Połączenie tranzystorów stopni modulujących i modulowanych przy różnym przewodnictwie tranzystorów

połączonym z nim tranzystorem komplementarnym. W każdym przypadku źródło zasilania jest uziemione od strony „minusa”. Przykłady te odnoszą się do opisanego dalej uniwersalnego modulatora tranzystorowego skonstruowanego przez krótkofalowca SP9ADU, ale oczywiście mogą być także wykorzystane przy innych układach modulatorów.

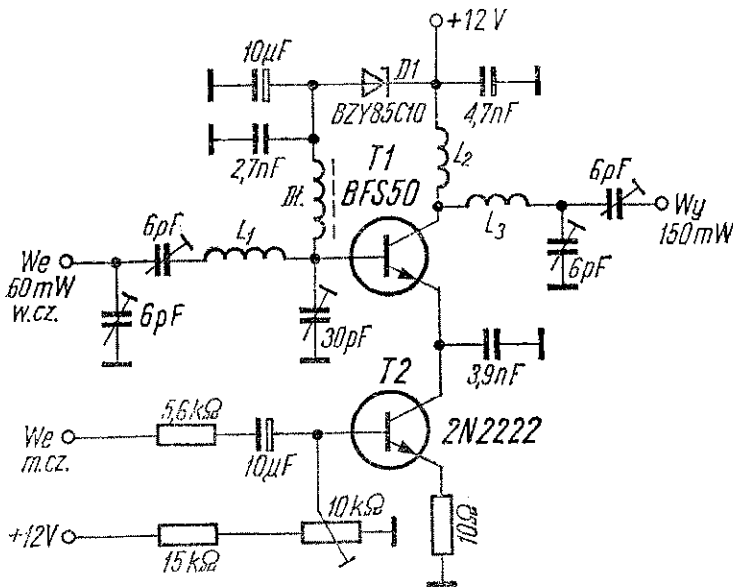
Przykład szeregowej modulacji nadajnika krótkofalowego o mocy doprowadzonej wynoszącej około 3 W, z tranzystorami germanowymi przedstawiono na rys. 2.275. W stopniu wyjściowym w.cz. pracuje tranzystor typu AUY 10 w układzie WE. Tranzystorem modulacyjnym jest tranzystor OC 26. Dławik $D\ell 1$, nawinięty na rdzeń ferrytowy i kondensator 4,7 nF oddzielają modulator od toru w.cz. Nadajnik pracuje w pasmie 3,5 MHz. Bez zmiany układu można w nim użyć tranzystorów krzemowych, na przykład BUY 52÷54 lub BD 354. Należy jedynie zmienić biegunowość zasilania.

Przykład szeregowej modulacji nadajnika UKF zbudowanego na tranzystorach $n-p-n$ przedstawiono na rys. 2.276. Stopień



Rys. 2.275
Przykład szeregowej modulacji nadajnika krótkofalowego zbudowanego na tranzystorach $p-n-p$

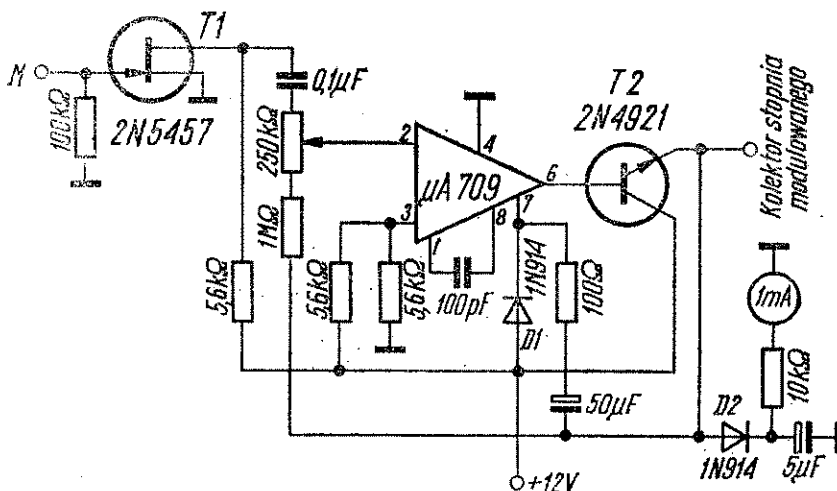
wyjściowy w.cz. pracuje tu na tranzystorze BFS 50, z mocą wyjściową 150 mW i przy mocy sterującej około 60 mW. Tranzystorem modulacyjnym jest 2N 2222, z punktem pracy zależnym od ustawienia potencjometru nastawnego w dzielniku bazowym. W klasie A spadek napięcia na tranzystorze modulacyjnym powinien wynosić w przybliżeniu połowę napięcia zasilania. Przesunięcie punktu pracy do klasy AB spowoduje, że bez wysterowania sygnałem m.cz. spadek napięcia na tranzystorze modulacyjnym będzie znacznie większy niż na tranzystorze w.cz. i promieniowana moc fali nośnej będzie niewielka. Dopiero wysterowanie tranzystora modulacyjnego sygnałem m.cz. spowoduje zwiększenie się prądu płynącego przez obydwa tranzystory w szczytach modulacji i znaczne zwiększenie mocy wyjściowej w.cz. Jest to przy-



Rys. 2.276
Przykład szeregowej
modulacji nadajnika
UKF działającego
na tranzystorach
n-p-n

kład modulacji z regulowaną falą nośną (CLC). Opisany układ zaczerpnięto z artykułu K. H. Kerstena, opublikowanego w „Funk Technik” nr 13/1969.

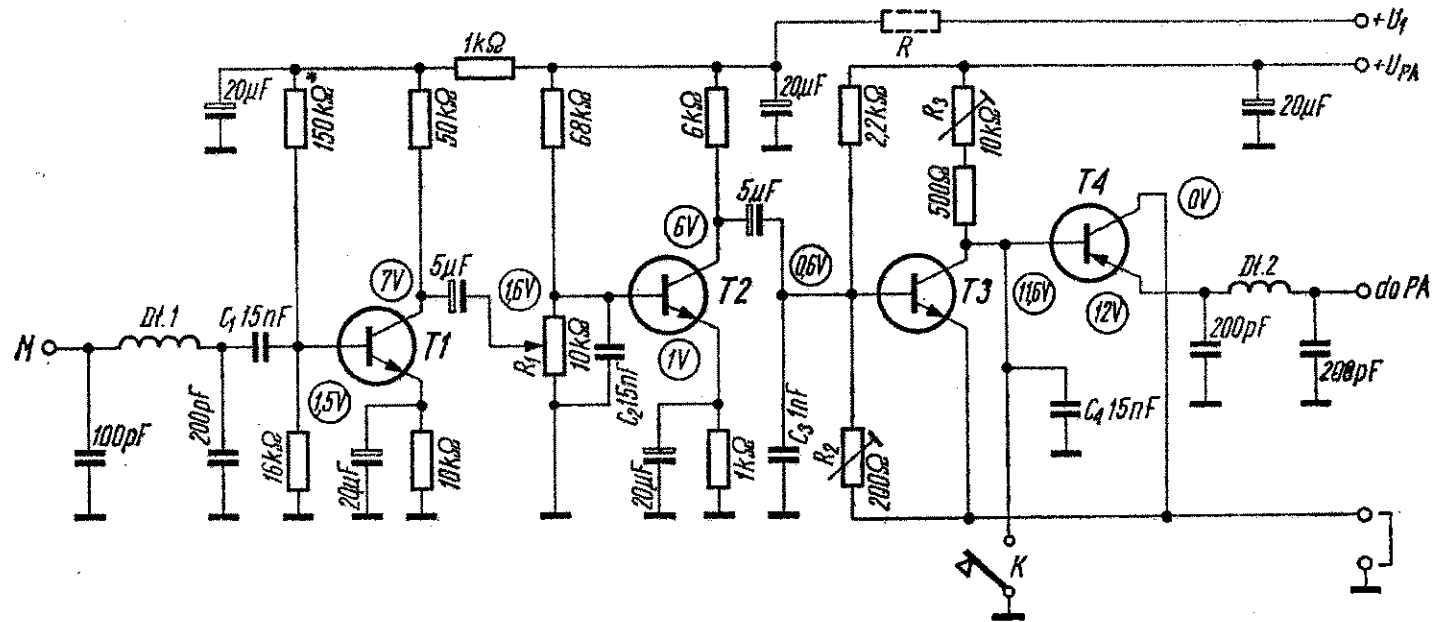
Schemat wzmacniacza modulacyjnego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 709 i tranzystorem 2N 4921, a także ze wskaźnikiem amplitudy sygnału małej częstotliwości przedstawiono na rys. 2.277. Jest to fragment transceivera W7HCV na pasmo 144 MHz, z tranzystorem w.c.z. typu 2N 3866 na wyjściu. Wysokoomowy mikrofon (krystaliczny) dołączony jest na wejście przedwzmacniacza zbudowanego na tranzystorze polowym. Po nim następuje



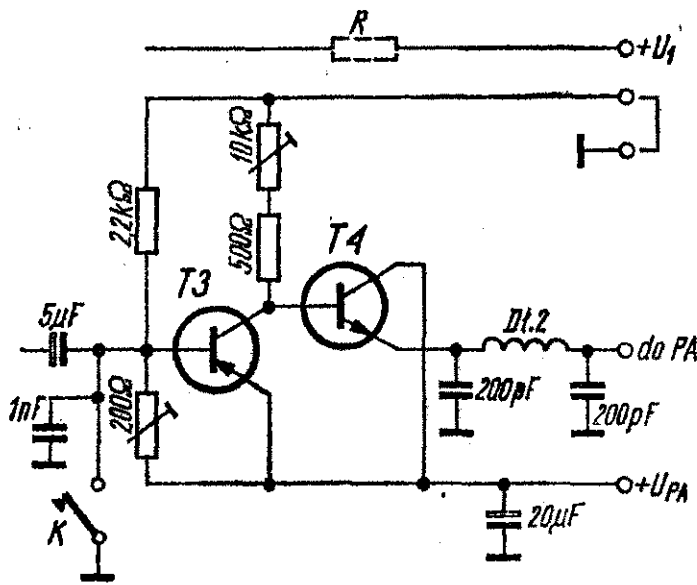
Rys. 2.277. Modulator szeregowy w układzie zaprojektowanym przez W7HCV

wzmacniacz pracujący na układzie scalonym i tranzystor modulatoryjny. Wyjście modulatora jest dołączone do „zimnego” końca dławika w.cz. włączonego do obwodu kolektora tranzystora w.cz. Równolegle z obciążeniem włączony jest miernik (woltomierz) wartości międzyszczytowych.

Uniwersalny modulator tranzystorowy, którego schemat przedstawiono na rys. 2.278 opisał w „Biuletynie PZK” (nr 2/1976) SP9ADU. Modulator ten umożliwia wymodulowanie nadajnika KF lub UKF o mocy do 20 W, w zależności od tranzystora zastosowanego na wyjściu modulatora; może on współpracować z mikrofonem krystalicznym lub dynamicznym. Przewidziane zostało wyprowadzenie klucza do „elektronicznego” kluczowania nadajnika. Pierwsze dwa tranzystory tworzą wzmacniacz wstępny, przy czym tranzystor $T1$ jest dobrany pod względem najmniejszych szumów własnych. Zalecaną charakterystykę przeniesienia 300 ... 3000 Hz kształtują odpowiednio dobrane kondensatory C_1 , C_2 , C_3 i C_4 . Dławiki w.cz. na wejściu i na wyjściu modulatora ($D11$ i $D12$), zapobiegające przedostawaniu się wielkiej częstotliwości do stopni m.cz. są nawinięte na rezystory 10 k Ω 0,5 W i zawierają 10 zwojów (w przypadku nadajnika UKF) lub 30 zw. (dla nadajnika KF) przewodu nawojowego Φ 0,2 mm. Tranzystor $T3$ steruje galwanicznie połączony z nim wyjściowy wtórnik emiterowy, zbudowany na tranzystorze komplementarnym $T4$. Takie połączenie tych tranzystorów umożliwia pracę z regulowaną falą nośną. Dla pracy bez regulacji fali nośnej potencjometrem nastawnym R_2 (ewentualnie także korygując ustawienie R_3) ustawiamy napięcie na wyjściu modulatora równe w przybliżeniu połowie napięcia zasilania. Przy poszczególnych wyprowadzeniach tranzystorów w obwódkach podano napięcia panujące w tych punktach, mierzone woltomierzem o rezystancji 20 k Ω /V. Do modulatora są doprowadzone dwa napięcia zasilania: napięcie U_1 do zasilania dwóch pierwszych stopni i U_{PA} — do zasilania PA. Napięcie U_1 powinno wynosić 12 V. W przypadku większego napięcia należy włączyć do obwodu zasilania rezystancję R o odpowiednio dobranej wartości. Napięcie U_{PA} zależy od tranzystora użytego w PA. Dla uzyskania możliwie największej uniwersalności wzmacniacza modulatoryjnego żaden biegun zasilania dwóch ostatnich tranzystorów nie jest uziemiony.



Rys. 2.278. Uniwersalny modulator tranzystorowy wg projektu SP9ADU



Rys. 2.279
Wersja II modulatora
projektu SP9ADU
dla modulowanego
tranzystora n-p-n

Schemat wersji II modulatora, różniącej się od pierwszej typami przewodności dwóch ostatnich tranzystorów przedstawiono na rys. 2.279. Klucz telegraficzny jest tu dołączony do bazy tranzystora T3. Podczas kluczowania w jednej i drugiej wersji modulatora zasilanie dwóch wstępnych stopni powinno być odłączone.

Tablica 2.16

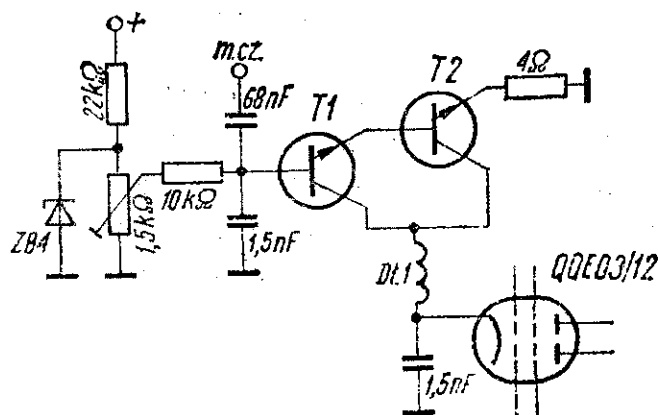
Zalecane typy tranzystorów T3 i T4 w uniwersalnym modulatorze zaprojektowanym przez SP9ADU, w zależności od mocy PA

Wersja	Moc PA	Tranzystor T3	Tranzystor T4
I	<0,3W	BCP 157 — 159, TG 50—52, ASY 34	BCP 527 —28, BC 108, BF 520 itp.
	0,3... 3 W	„	BC 313, BD 354 itp.
	>3 W	jak wyżej, o dużym wzmocnieniu	BUY 52 — 54, BDP 620 itp.
II	<0,3 W	BCP 527 — 28, BC 108, BF 520 itp.	BCP 157 — 159, TG 50 — — 52, ASY 34
	0,3... 3 W	„	BC 313, 2N 2905, BD 355
	>3 W	jak wyżej, o dużym wzmocnieniu	TG 70 — 72, BD 355 itp.

Tranzystor wyjściowy modulatora T4 powinien być mocowym odpowiednikiem tranzystora PA. W tablicy 2.16 przedstawiono zalecane typy tranzystorów T3 i T4 modulatora, w zależności od mocy PA, dla jednej i drugiej wersji modulatora.

Modulator jest bardzo ekonomiczny. Przy modulowaniu 1 wataowego nadajnika UKF pobór prądu przez modulator wynosił zaledwie 7 mA.

Na zakończenie krótkiego przeglądu układów szeregowej modulacji amplitudy na rys. 2.280 przedstawiono przykład „modulacji katodowej” w lampie końcowej nadajnika na pasmo



Rys. 2.280
Modulacja lampy końcowej nadajnika w katodzie za pomocą modulatora tranzystorowego

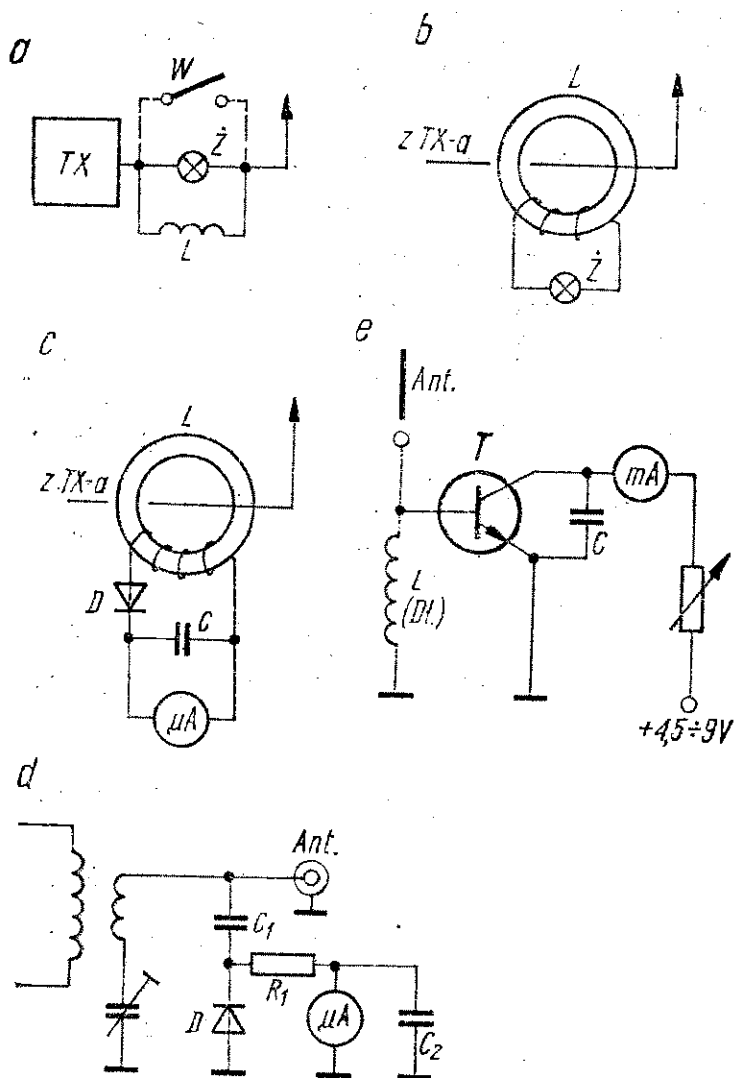
144 MHz (QQE 03/12). Tranzystory T1 i T2 są połączone w układzie Darlingtona. Napięcie polaryzujące bazę T1 jest stabilizowane diodą Zenera, a pochodzi z zasilacza anodowego nadajnika. Przez tranzystor T2 płynie cały prąd lampy, musi to więc być tranzystor mocy umieszczony na radiatorze. Dławik w.cz. D1.1 (ćwierćfalowy w przypadku pasm UKF, nawinięty na ferryt dla KF) i kondensator 1,5 nF (10... 47 nF w przypadku KF) stanowią układ uziemiający katody lampy dla w.cz. i zapobiegają przedostawaniu się przebiegów w.cz. do układu tranzystorowego.

2.6.5. Wskaźniki dostrojenia stopni wyjściowych

Dostrojenie do częstotliwości pracy obwodów wejściowych i wyjściowych stopnia mocy oraz dostrojenie wyjścia nadajnika do anteny decyduje o uzyskanej mocy wyjściowej nadajnika, zniekształceniach sygnału (zawartości harmonicznych) i trwałości

lampy końcowej. Miliamperomierz mierzący prąd anodowy lampy końcowej, będący dawniej niejednokrotnie jedynym miernikiem w nadajniku, umożliwia co prawda dostrojenie obwodów wejściowych i obwodu wyjściowego nadajnika w lampowym nadajniku małej mocy, lecz tylko przy prawidłowej neutralizacji stopnia wyjściowego, natomiast w nadajniku tranzystorowym jest mało przydatny. W przypadku anteny zasilanej prądowo można stosować amperomierz z termoparą, który ma jednak dużą bezwładność i jest coraz trudniejszy do zdobycia. Kilka prostych układów ułatwiających dostrojenie przedstawiono na rys. 2.281.

Pierwsze trzy zastępują amperomierz z termoparą, są od niego tańsze i mogą pracować w dużym zakresie mocy nadajnika. W przykładzie z rys. 2.281a w szereg z anteną włączona jest żaróweczka od latarki kieszonkowej, zabocznikowana kilkoma zwojami przewodu Φ 1 mm (L). W zależności od wartości płynącego



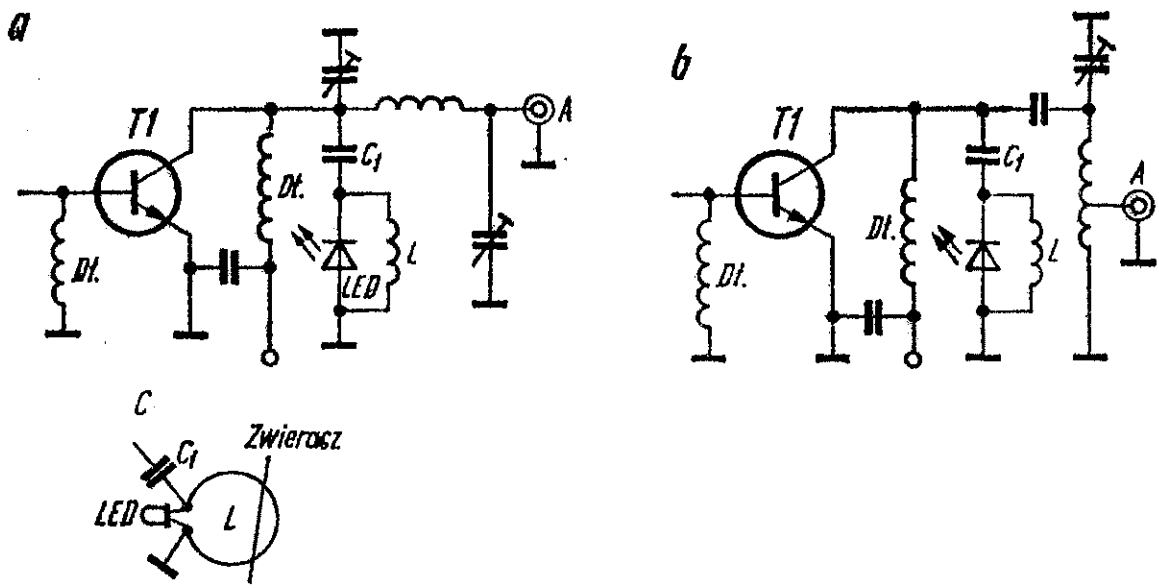
Rys. 2.281
Kilka przykładów
wykonania wskaźników
dostrojenia PA

prądu żaróweczka świeci silniej lub słabiej. Liczbę zwojów cewki trzeba dobrać doświadczalnie, zaczynając od 1 zwoja. Przy małej mocy można zrezygnować z cewki. Aby nie tracić mocy na świecenie żarówki, szczególnie w przypadku nadajnika QRP, można po dostrojeniu zwierać żarówkę, co zostało zaznaczone linią przerywaną.

W drugim przykładzie (rys. 2.281b) przewód prowadzący do anteny nie jest przecięty, a jedynie nałożono na niego mały pierścionek ferrytowy, na który nawinięto kilka zwojów obciążonych żarówką Z . Im większy prąd w.c.z. będzie płynął przez przewód łączący z anteną, tym silniej będzie świeciła żarówka.

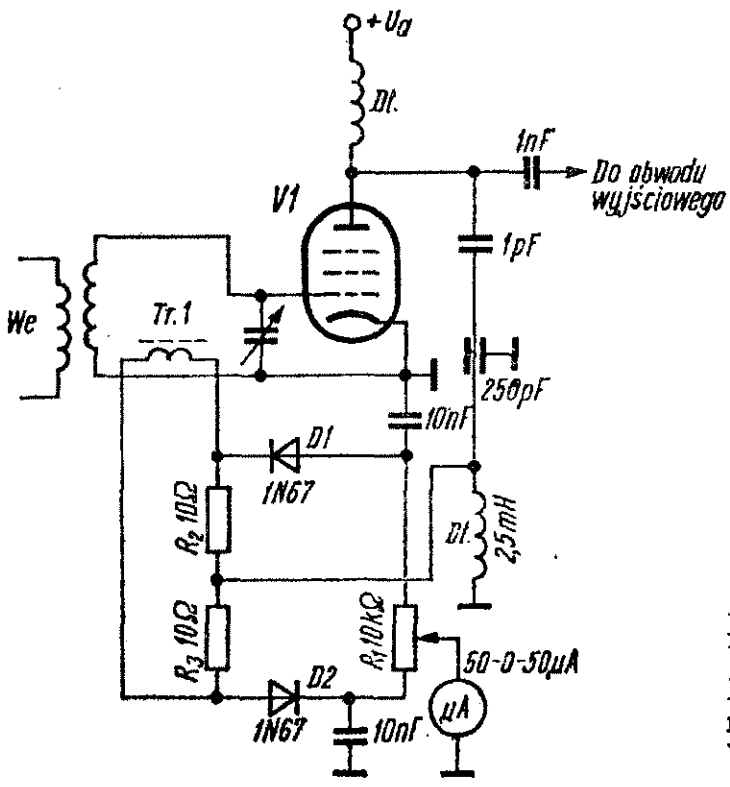
Można uniknąć poboru mocy na świecenie żarówki stosując układ z rys. 2.281c, w którym zamiast żarówki użyto woltomierza diodowego, składającego się z diody i mikroamperomierza. Można także mierzyć napięcie w.c.z. na wyjściu nadajnika, tak jak to przedstawiono na rys. 2.281d. Układ pomiarowy składający się z mikroamperomierza, diody w.c.z., rezystora R_1 i kondensatora C_2 jest sprzęgnięty z wyjściem nadajnika przez kondensator C_1 o małej pojemności (1 ... 3 pF) lub przez trymer. Ten układ jest stosowany najczęściej w nadajnikach UKF. Ostatni przykład (rys. 2.281e) — to wskaźnik natężenia pola (aperiodyczny), którego wychylenie jest zależne od mocy promieniowania przez antenę. Jest on wyposażony w antenę prętową (jeszcze lepiej w teleskopową), zawiera detektor tranzystorowy, potencjometr do regulacji czułości i źródło zasilania. Większą czułość wskaźnika można uzyskać stosując na wejściu strojony obwód rezonansowy i niewielką wstępną polaryzację bazy tranzystora. Taki wskaźnik pozwoli także na orientacyjny pomiar częstotliwości i porównawczy pomiar poziomu częstotliwości niepożądanych. Może także być pomocny przy strojeniu anten i zdejmowaniu ich charakterystyk promieniowania.

Interesujący wskaźnik dostrojenia z diodą świecącą został opisany w czasopiśmie „Funkschau” nr 22/1974. Dwa przykłady włączenia w układ stopnia końcowego przedstawiono na rys. 2.282. W pierwszym przypadku (rys. 2.282a) wskaźnik włączony jest równolegle do pierwszego kondensatora filtra π . Pojemność kondensatora C_1 powinna być jak najmniejsza. Liczbę zwojów cewki L należy dobrać doświadczalnie. Dla pasm większych często-



Rys. 2.282. Wskaźnik dostrojenia PA z diodą świecącą

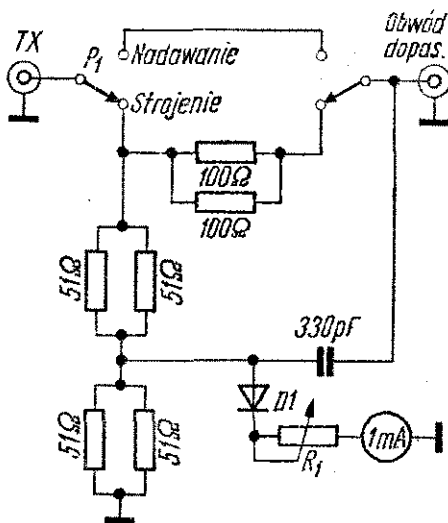
tlowości (np. 144 MHz) cewkę L można dobrać tak, jak to przedstawiono na rys. 2.282c. Pojedynczy zwój gołego drutu zwiera się przesuwającym zwieraczem. W położeniu optymalnym zwieracz można przylutować do przewodu cewki lub wymienić cewkę na mniejszą. Dla pasma 144 MHz średnica cewki wynosiła 20 mm, a pojemność kondensatora $C_1 = 8$ pF. Wskaźnik pobiera moc w granicach 10 do 40 mW.



Rys. 2.283
Wskaźnik dostrojenia liniowego wzmacniacza mocy według W1KLLK

Optymalne dostrojenie liniowego wzmacniacza mocy umożliwia układ WIKLK opisany w „QST” nr 4/1970, a przedstawiony na rys. 2.283. W obwodzie siatkowym lampy końcowej znajduje się transformator w.cz. $Tr1$ w postaci małego pierścionka ferrytowego, na który nawinięto kilka zwojów przewodu nawojowego, nałożonego na wyprowadzenie cewki od strony masy. Przy małych mocach sterujących przewód ten powinien być także nawinięty (2—3 zwoje) na rdzeń. Napięcie w.cz. indukowane w transformatorze w.cz. jest podawane na układ pomiarowy zawierający dwie diody germanowe (U_{KA} nie mniej niż 80 V) i mikroamperomierz z zerem pośrodku skali (50 — 0 — 50 μ A). Równocześnie do układu pomiarowego doprowadzona jest niewielka część napięcia w.cz. z anody lampy $V1$. Wartość obu napięć powinna być w przybliżeniu jednakowa. Kiedy obwód anodowy jest dostrojony do rezonansu i przedstawia sobą rzeczywiste obciążenie, napięcia z obu detektorów są jednakowe i wskazówka miernika nie wychyla się z położenia środkowego. Natomiast w przypadku odstrojenia obwodu wyjściowego wskaźnik wychyli się w jedną lub drugą stronę, w zależności od tego, czy obwód należy dostroić przez dodanie czy przez odjęcie pojemności.

Schemat wskaźnika dostrojenia, z zabezpieczeniem tranzystorowego stopnia wyjściowego QRP przed uszkodzeniem, przedstawiono na rys. 2.284. Jest to układ opisany przez WIGSJ w numerze nr 4/1977 czasopisma „QST”. Układ, włączany pomiędzy nadajnik a zewnętrzny obwód dopasujący, zawiera diodowy



Rys. 2.284
Układ zabezpieczający stopień końcowy nadajnika QRP przy strojeniu

woltomierz w.cz. Dioda może być dowolnego typu (germanowa), miernik ma czułość 1 mA, a rezystor zmienny R_1 służy do ustawiania czułości miernika. Rezystory 100 Ω mają obciążalność 1 W, a pozostałe 0,5 W. Kondensator 330 pF powinien być ceramiczny. Po zakończeniu strojenia układ omija się za pomocą przełącznika P_1 .

Odbiornik jest drugim obok nadajnika podstawowym urządzeniem radiostacji amatorskiej. Od jego parametrów w dużym stopniu zależy zasięg łączności i operatywność radiostacji. Nowoczesny odbiornik powinien charakteryzować się następującymi cechami:

- odpornością na przesterowanie dużymi sygnałami na częstotliwości odbieranej i na częstotliwościach sąsiednich,
- dużą czułością w granicach od setnych części mikrowolta (w pasmach UKF) do minimum 1 μ V, przy możliwie najmniejszych szumach własnych,
- selektywnością i szerokością odbieranego pasma częstotliwości odpowiednią do odbieranego rodzaju emisji,
- dużą stałością częstotliwości generatorów i możliwością dokładnego dostrojenia się do stacji korespondenta oraz możliwością dokładnego i jednoznacznego odczytu częstotliwości,
- możliwie najmniejszą zawartością sygnałów niepożądanych na wyjściu odbiornika (np. lustrzanych, pasożytniczych produktów przemiany częstotliwości itp.),
- zwartą i stabilną konstrukcją mechaniczną oraz ekonomicznym zasilaniem i łatwością obsługi.

O ile dawniej odbiornik prawie zawsze stanowił oddzielne urządzenie radiostacji, to obecnie coraz częściej związany jest z nadajnikiem, nie tylko konstrukcją mechaniczną, ale także układem elektrycznym, przy czym wykorzystuje się niektóre zespoły przy odbiorze i nadawaniu tworząc radiostację nadawczo-odbiorczą zwaną z angielskiego transceiverem. Najczęściej wykorzystywane są wspólnie: zasilacz, generatory (VFO i BFO), filtr we wzmacniaczu p.cz. wraz ze stopniami towarzyszącymi, a czasem nawet

dalsze stopnie, takie jak np. mieszacz odbiornika i produkt detektor, które podczas nadawania mogą pełnić rolę modulatora zrównoważonego i mieszacza toru nadawczego.

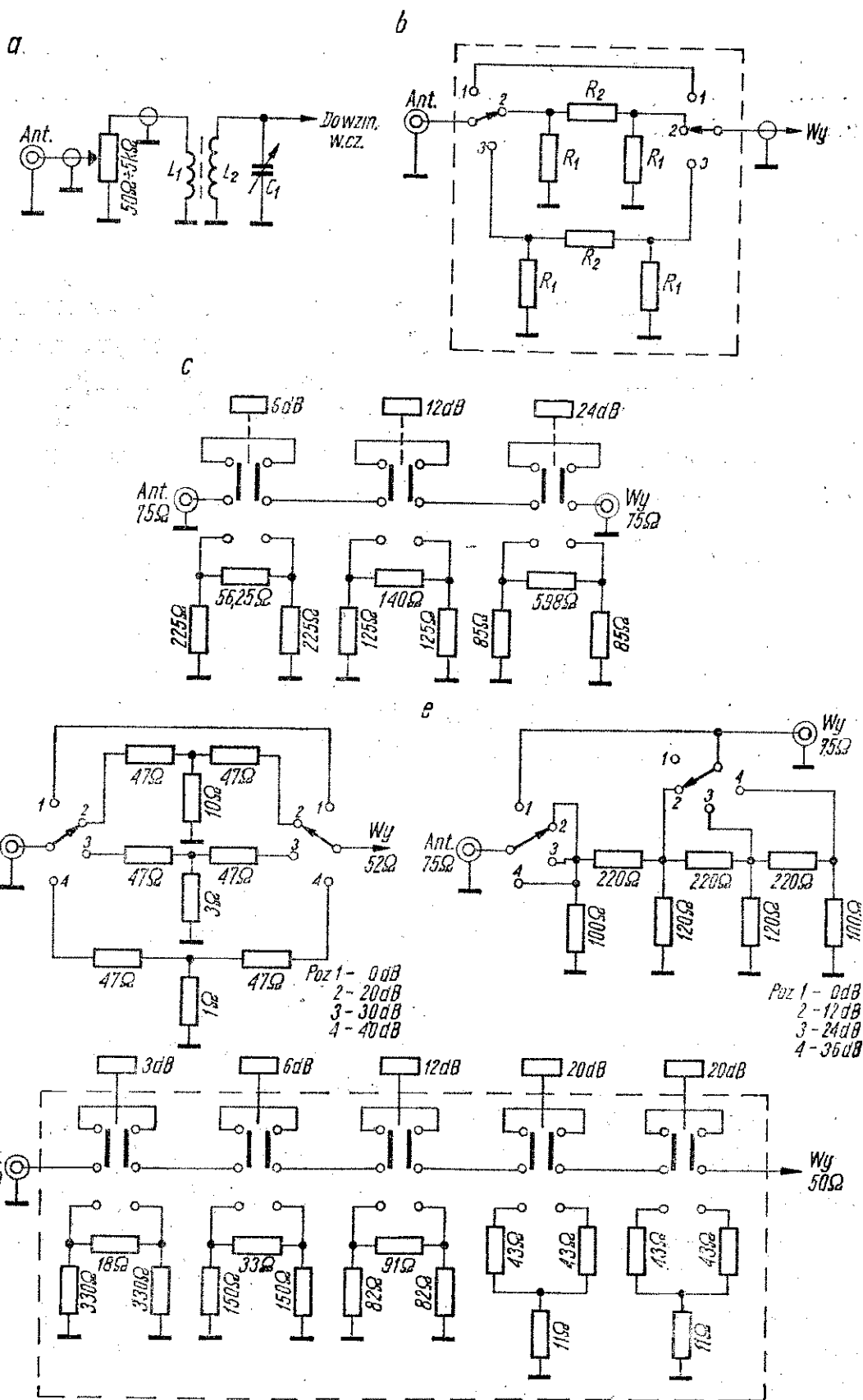
3.1. Układy wejściowe odbiorników

Wyodrębniono tu układy zawarte w odbiorniku lub transceiverze pomiędzy gniazdem anteny a obwodem rezonansowym na wejściu pierwszego stopnia odbiornika. Są to różnego rodzaju tłumiki, które umożliwiają zmniejszenie poziomu bardzo silnych sygnałów przychodzących z anteny do wartości, przy której nie występuje przesterowanie wzmacniacza wielkiej częstotliwości lub mieszacza, pociągające za sobą zjawisko intermodulacji. Podano także przykłady filtrów pasmowych, które osłabiają (jeszcze przed obwodami wejściowymi) poziom sygnałów znajdujących się poza pasmem amatorskim, a pochodzących od silnych radiostacji radiofonicznych i radiokomunikacyjnych. W ostatniej części rozdziału zebrano schematy przekaźników i przełączników antenowych, w tym także elektronicznych (TR-switch).

3.1.1. Tłumiki sygnału odbieranego

Najprostszym tłumikiem sygnału odbieranego może być potencjometr o rezystancji od 50 Ω do kilku kiloomów (w zależności od impedancji anteny) włączony pomiędzy gniazdo antenowe a cewkę antenową L_1 , tak jak to przedstawiono na rys. 3.1a. Suwak potencjometru musi być połączony z wejściem anteny, a nie z cewką antenową, ponieważ w pobliżu zerowego położenia potencjometru cewka byłaby tłumiona bardzo małą rezystancją niewielkiej części potencjometru. Aby tłumik ten był skuteczny metalowa obudowa potencjometru powinna być połączona z masą urządzenia, a przewody łączące potencjometr (szczególnie jeśli są dłuższe niż kilka centymetrów) powinny być ekranowane.

Przegląd przełączanych tłumików rezystorowych rozpoczyna schemat z rys. 3.1b. Tłumiki te charakteryzują się stałą rezystancją wejściową i wyjściową, niezależną od wartości tłumienia. Omawiany tłumik może mieć dowolną liczbę ogniwo-
łączonych



Rys. 3.1. Różne układy wejściowe tłumików rezystorowych

z odpowiednią liczbą pozycji przełącznika. Każde ogniwo zawiera jeden rezystor szeregowy i dwa jednakowe rezystory równoległe. Wartości tych rezystancji dla różnych wartości tłumienia, dla rezystancji dopasowania 50 i 60 Ω , zebrano w tabelicy 3.1. Sekcja wejściowa i wyjściowa przełącznika nie może znajdować się na tej samej płytce; oddzielne płytki powinny znajdować się

Tablica 3.1

Wartości rezystancji tłumika wejściowego z rys. 3.1 w zależności od tłumienia

Tłumienie [dB]	dla 50 Ω		dla 60 Ω	
	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]
6	150	39	180	47
10	100	68	120	82
12	82	100	100	120
18	68	180	82	220
20	68	270	82	330
24	56	390	68	470
30	56	820	68	1000
36	56	1500	68	1800
40	56	2700	68	3300
42	47	3300	56	3900
50	47	8200	56	10000

w odległości kilku centymetrów od siebie, a pomiędzy nimi powinny być rozpięte rezystory tłumika. Tłumik powinien być ekranowany aby utrudnić „omijanie” go przez sygnały odbierane. Tłumik ten opisał DJ1ZB w czasopiśmie „Das DL-QTC” nr 7/1971.

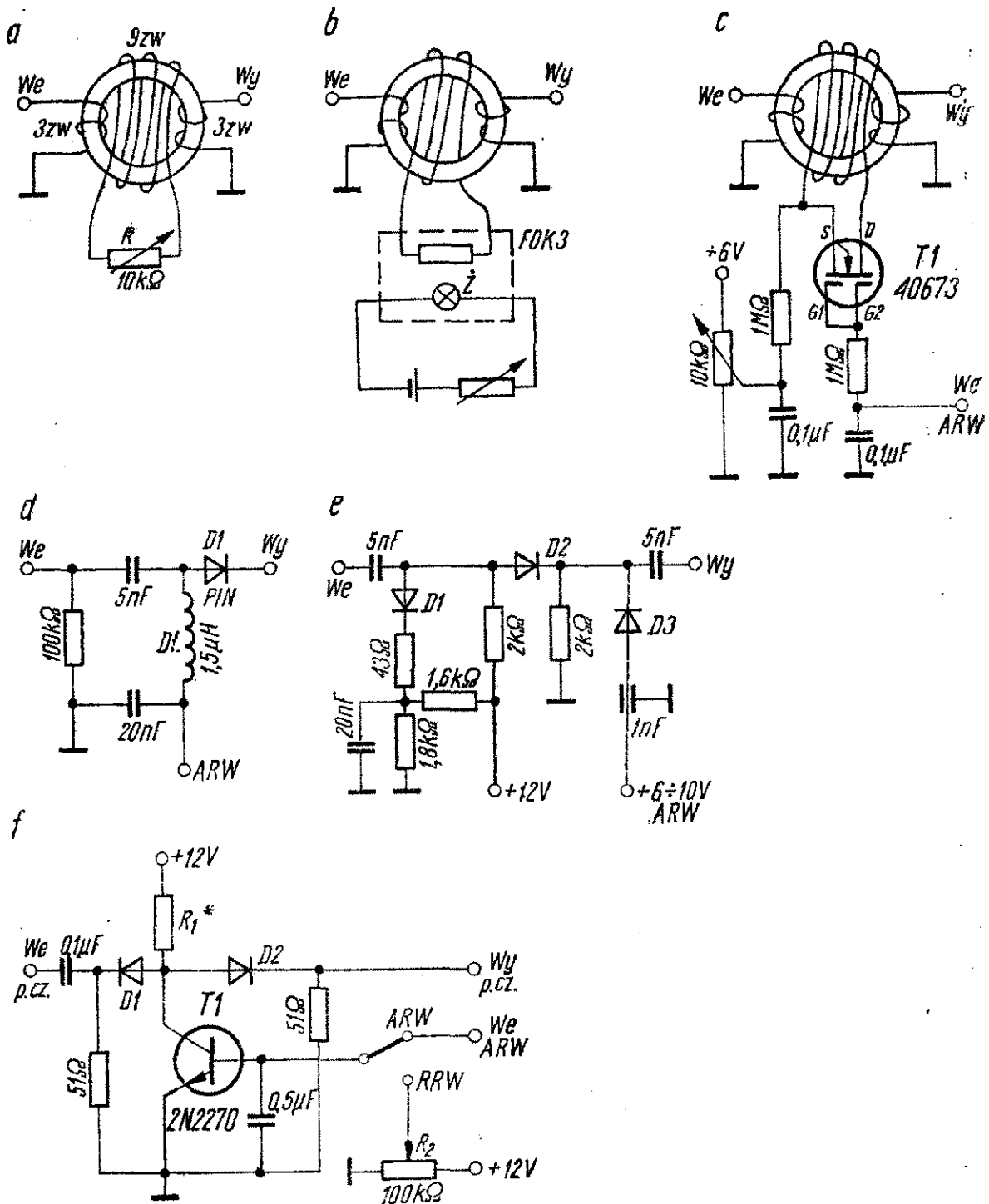
Następny tłumik (opis w „Amaterskim Radio” nr 12/1976) przedstawiony na rys. 3.1c jest zmontowany na przełączniku klawiszowym, o przyciskach niezależnych. Dzięki temu, w zależności od tego, które przyciski są wciśnięte (na schemacie wciśnięty jest przycisk 12 dB) można uzyskać tłumienie 6 : 12 : 18 : 24 : 30 : 36 i 42 dB. Przy spoczynkowym położeniu wszystkich przycisków tłumienie jest równe 0. Omawiany tłumik jest obliczony dla rezystancji 75 Ω .

Schemat na rys. 3.1d przedstawia tłumik przełączany przełącz-

nikiem obrotowym o czterech pozycjach: 0, 20, 30 i 40 dB tłumienia. Tłumik jest obliczony na dopasowanie 52 Ω . Następny tłumik (rys. 3.1e) ma jeszcze inną konstrukcję. W zależności od żądanego tłumienia 12, 24 lub 36 dB wtrącana jest do obwodu sygnału coraz większa część drabinki rezystorów, obliczonej na obustronne dopasowanie 75 Ω . Ostatni schemat z przeglądu rezystorowych tłumików sygnału w.cz. (rys. 3.1f) przedstawia nieco inną wersję tłumika z rys. 3.1c. Manipulując pięcioma niezależnymi przyciskami przełącznika klawiszowego można uzyskać tłumienie od zera do 61 dB. Opis tego tłumika znajduje się między innymi w holenderskim czasopiśmie krótkofalarskim „Electron” nr 12/1977.

Innego rodzaju tłumiki sygnału wejściowego, o płynnie regulowanym tłumieniu przedstawiono na rys. 3.2. Głównym elementem kilku pierwszych jest transformator wielkiej częstotliwości, nawinięty na rdzeniu toroidalnym (o przekładni 1 :1) i zawierający trzecie uzwojenie. Uzwojenie to w najprostszym przypadku może być dołączone do rezystora zmiennego R, tak jak to przedstawiono na rys. 3.2a. W miarę zmniejszania rezystancji obciążającej trzecie uzwojenie następuje wzrost tłumienia sygnału, osiągając maksymalną wartość od 40 do 52 dB (tłumik ten był opisany w kilku czasopismach krótkofalarskich i różne podawano wartości, głównie ze względu na różny materiał użytych rdzeni toroidalnych). Minimalne tłumienie układu wynosi 3 dB. Pewną niedogodnością omawianego układu jest konieczność umieszczenia transformatora w.cz. tuż przy potencjometrze. Można uniknąć tej niedogodności stosując układ z rys. 3.2b w którym zamiast potencjometru umieszczono tuż przy transformatorze fotorezystor zamknięty w jednej, nie przepuszczającej światła obudowie razem z małą żarówką lub diodą elektroluminescencyjną (LED). Można także użyć wykonanego fabrycznie zestawu: transoptor np. typu CQ 11BP lub CQ 12BP. Rezystor zmienny i źródło prądu można umieścić w dowolnym miejscu.

Jeszcze inną możliwość przedstawiono na rys. 3.2c. Elementem obciążającym trzecie uzwojenie transformatora w.cz. jest tu dwubramkowy tranzystor polowy (MOS FET) typu 40673. Regulacja tłumienia odbywa się tu przez zmianę napięcia stałego podawanego na źródło, a równocześnie bramki tranzystora są sterowane



Rys. 3.2. Tłumiki sygnału sterowane napięciem

napięciem automatyki, zmieniającym się w granicach od +2 do +5 V. Maksymalne tłumienie układu wynosi tu nieco ponad 20 dB w zakresie częstotliwości od 1,8 do 30 MHz. Zamiast użytego tu tranzystora, który może być z większym pożytkiem użyty w innym miejscu, można zastosować jednobramkowy tranzystor MOS FET produkcji polskiej typu BSWP 30. Tłumik z tran-

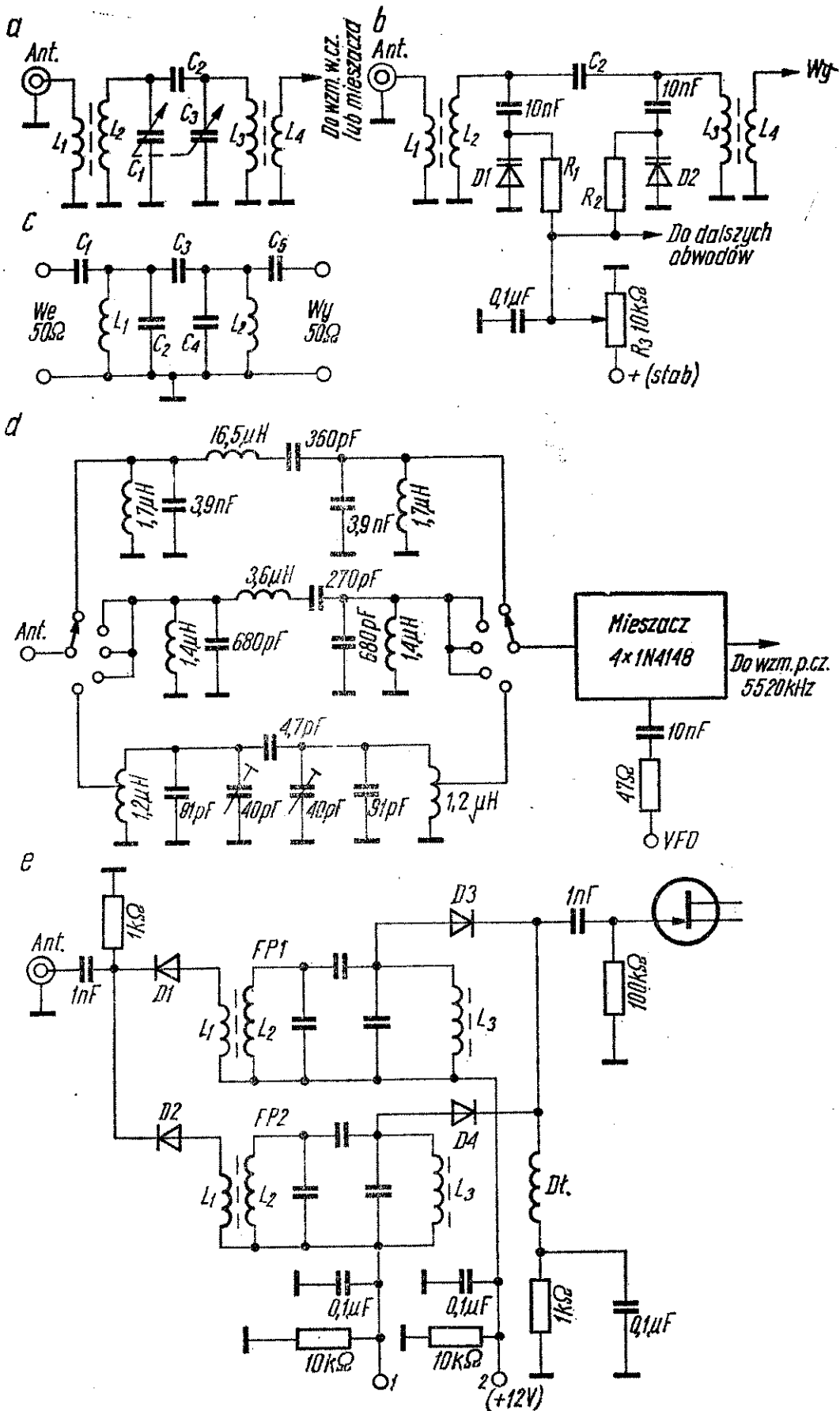
zystorem zaczerpnięto z czasopisma „Radio Communication” nr 1/1974.

Diody PIN są przeznaczone do układów przełączających i regulacyjnych. Schemat prostego tłumika sygnału wejściowego z taką diodą przedstawiono na rys. 3.2d. Obwód prądu stałego diody musi być zamknięty cewką antenową, do której należy dołączyć wyjście tłumika. Tłumienie tego tłumika zależy od napięcia automatyki, podobnie jak w przypadku tłumika z trzema diodami, którego schemat przedstawiono na rys. 3.2e (ten i poprzedni tłumik jest opisany w numerze 2/1973 miesięcznika „Ham Radio”). Tłumik ten wymaga wstępnego napięcia 12 V. Najmniejsze tłumienie ma miejsce, kiedy dioda D_2 przewodzi, a pozostałe diody nie przewodzą (przy napięciu z układu ARW wynoszącym 6 V, tłumienie 1 do 2 dB). Maksymalne tłumienie (do 38 dB) ma miejsce przy napięciu z układu ARW wynoszącym 10 V.

Ostatni tłumik (rys. 3.2f), opracowany przez W6YUY, jest przeznaczony do włączenia w tor pośredniej częstotliwości. Jest to ogranicznik diodowy, którego próg ograniczania, ustalany napięciem polaryzacji, zmienia się w zależności od napięcia polaryzacji bazy tranzystora. Napięcie to może pochodzić z potencjometru R_2 — przy ręcznej regulacji, bądź z układu automatycznej regulacji wzmacnienia. Autor układu podaje, że dynamika opisanego układu dochodzi do 60 dB, a dobór diod i tranzystora nie jest krytyczny.

3.1.2. Wejściowe filtry pasmowe

Wejściowe filtry pasmowe zmniejszają możliwość występowania modulacji skrośnej i przez to umożliwiają odbiór słabszych sygnałów, mimo pracujących w pobliżu pasma amatorskiego silnych stacji radiofonicznych i innych. Zmniejszają także możliwość przenikania do wzmacniacza pośredniej częstotliwości silniejszych sygnałów, co zagraża w przypadku wybrania tej częstotliwości akurat w jakimś krótkofalowym pasmie radiofonicznym lub niezbyt daleko od częstotliwości odbieranej (najczęściej, w przypadku amatorskich filtrów kwarcowych wybór częstotliwości po-



Rys. 3.3. Dwuobwodowe filtry pasmowe, przełączanie filtrów

średniej podyktowany jest właściwościami posiadanych rezonatorów kwarcowych).

Kilka przykładów prostszych filtrów pasmowych zebrano na rys. 3.3. Pierwszy filtr (rys. 3.3a) dopasowany jest do niewielkiej rezystancji anteny i niewielkiej rezystancji wejściowej tranzystorowego wzmacniacza w.cz. lub mieszacza. Dwa obwody strojone, sprzężone pojemnościowo ze sobą, a indukcyjnie z anteną i tranzystorem, strojone są współbieżnie dwiema sekcjami kondensatora zmiennego (agregatu) C_1C_3 . Zazwyczaj agregat ma jeszcze jedną lub dwie sekcje, którymi stroi się jeszcze jeden obwód rezonansowy pomiędzy wzmacniaczem w.cz. i mieszaczem, ewentualnie także heterodynę odbiornika. Przy większej liczbie obwodów strojonych współbieżnie (na przykład w transceiverze) można zestawić agregat z diod pojemnościowych, tak jak to przedstawiono na schemacie następnego filtra pasmowego (rys. 3.3b). Zamiast sekcji kondensatora zmiennego użyto w każdym obwodzie diody pojemnościowej połączonej w szereg z kondensatorem stałym o dużej pojemności (aby dioda nie była zwierana przez cewkę). Napięcie polaryzujące diody jest regulowane potencjometrem R_3 z doprowadzonym dobrze wyfiltrowanym i stabilizowanym napięciem stałym 9 ... 24 V. Napięcie jest podawane na diody przez rezystory R_1 i R_2 o rezystancji od 10 do 100 k Ω lub przez dławiki w.cz. Taki sposób strojenia pozwala na współbieżne strojenie kilku obwodów rezonansowych i to znajdujących się w różnych miejscach urządzenia.

Często zamiast strojonych filtrów pasmowych stosuje się filtry zestrojone na stałe (zarówno w torze odbiorczym jak i nadawczym), które dzięki nadkrytycznemu sprzężeniu obwodów pokrywają całe pasmo amatorskie. Schemat takiego filtra dwu-obwodowego, z pojemnościowym dopasowaniem do rezystancji źródła sygnału i rezystancji obciążenia równej 50 Ω przedstawiono na rys. 3.3c, a w tablicy 3.2 zebrano dane elementów tego filtra dla różnych pasm amatorskich i dla różnych szerokości pasma (przy spadku -3 dB na krańcach pasma). W tablicy podane są pojemności kondensatorów sprzęgających, natomiast pojemności kondensatorów obwodów rezonansowych oblicza się odejmując od C_0 sumę pojemności C_1 i C_3 lub C_3 i C_5 .

Tablica 3.2

Dane elementów dwuobwodowego filtra pasmowego z rys. 3.3c

$$C_2 = C_0 - C_1 - C_3$$

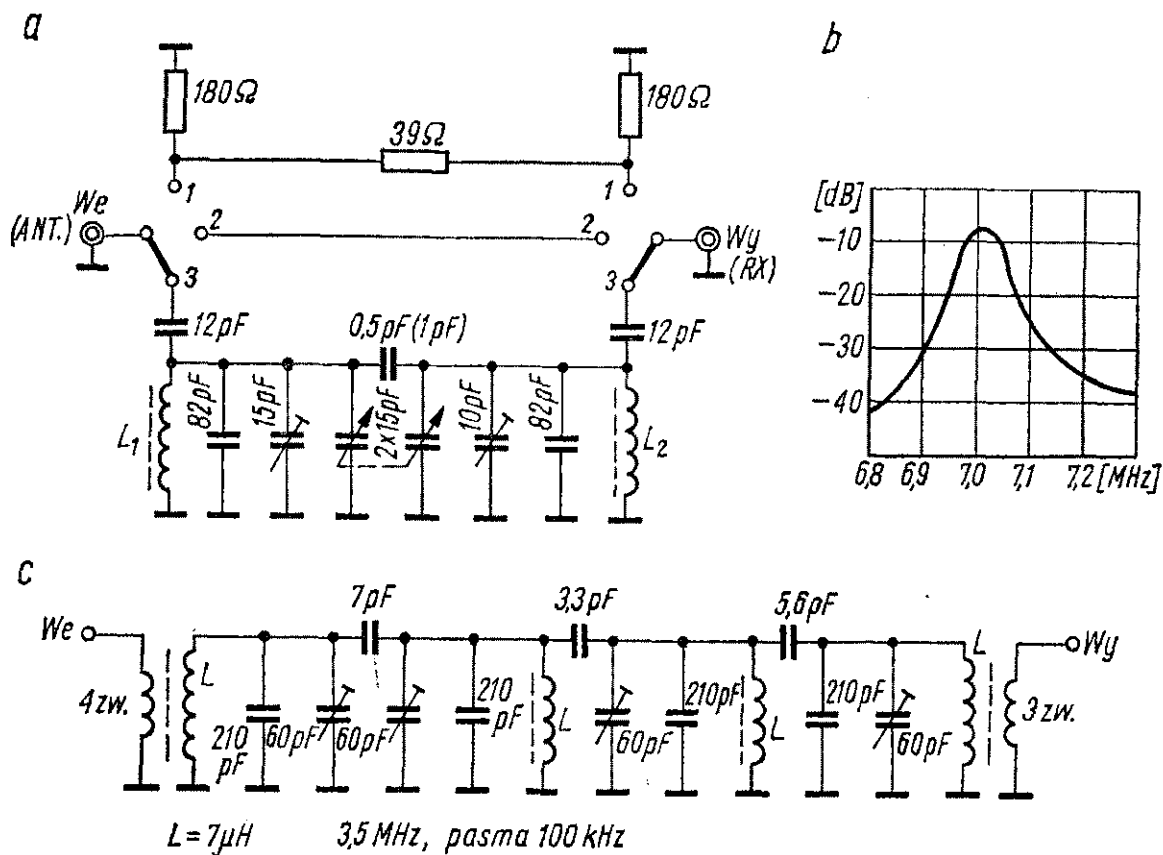
$$C_4 = C_0 - C_3 - C_5$$

BW_L (3 dB)	L_1, L_2 [μ H]	C_0 [pF]	C_1 [pF]	C_3 [pF]	C_5 [pF]	Z (L_1, C_2 i L_2, C_4)
1,8 ÷ 1,9 MHz	5,12	1446	291	55,3	291	1804 Ω
1,8 ÷ 1,85 MHz	5,12	1485	192	28,8	192	4120 Ω
1,8 ÷ 1,9 MHz	8,74	847	221	32,4	221	3006 Ω
1,8 ÷ 1,85 MHz	8,74	870	148	16,8	148	7020 Ω
3,5 ÷ 3,6 MHz	5,12	393	75,1	7,8	75,1	7190 Ω
3,5 ÷ 3,6 MHz	8,74	230	56,6	4,58	56,6	12,6 k Ω
3,5 ÷ 3,7 MHz	5,12	352	110	15	110	3280 Ω
3,5 ÷ 3,7 MHz	8,74	224	83,4	8,8	83,4	5670 Ω
3,8 ÷ 4,0 MHz	5,12	325	93,2	11,8	93,2	3890 Ω
3,8 ÷ 4,0 MHz	8,74	191	70,7	6,9	70,7	6700 Ω
5,0 ÷ 5,2 MHz	8,74	111	40,1	3,09	40,1	12,1 k Ω
7,0 ÷ 7,1 MHz	2,05	248	26,6	2,5	26,6	14,4 k Ω
7,0 ÷ 7,2 MHz	2,05	245	42,4	4,88	42,4	5600 Ω
7,0 ÷ 7,3 MHz	2,05	242	53,2	7,17	53,2	3550 Ω
7,0 ÷ 7,2 MHz	8,74	57,5	19,1	1,14	19,1	27,4 k Ω
10,7 ÷ 11,1 MHz	2,07	102,7	25,9	2,67	25,9	6400 Ω
10,8 ÷ 11,0 MHz	2,07	102,7	16,7	1,33	16,7	15,3 k Ω
14,0 ÷ 14,2 MHz	0,8	158,7	14,4	1,59	14,4	12,3 k Ω
14,0 ÷ 14,2 MHz	2,08	61	9,2	0,61	9,2	30 k Ω
14,0 ÷ 14,4 MHz	2,08	61	14,7	1,2	14,7	11,6 k Ω
16,0 ÷ 16,5 MHz	0,81	118	20,4	2,57	20,4	4700 Ω
19,0 ÷ 19,5 MHz	0,49	139	17,6	2,56	17,6	4490 Ω
19,0 ÷ 20,0 MHz	0,49	136	26,6	4,92	26,6	1930 Ω
19,0 ÷ 21,0 MHz	0,49	129	37,8	9,15	37,8	938 Ω
21,0 ÷ 21,3 MHz	0,49	115	9,2	1,15	9,2	13,3 k Ω
21,0 ÷ 21,5 MHz	0,49	114	14,1	1,9	14,1	5690 Ω
21,0 ÷ 21,5 MHz	0,82	68,4	11,4	1,14	11,4	8700 Ω
28,0 ÷ 28,5 MHz	0,48	65,3	7,2	0,82	7,2	12,4 k Ω
28,0 ÷ 29,0 MHz	0,48	64	11,8	1,6	11,8	4500 Ω

Interesującym przykładem zastosowania filtrów pasmowych na wejściu odbiornika może być transceiver ATLAS 180, którego schemat wejścia przedstawiono na rys. 3.3d. Filtry przełączane są przełącznikiem obrotowym. Na pierwszych dwóch pasmach obwody równoległe są sprzężone trzecim — szeregowym obwodem rezonansowym. Trzeci filtr pasmowy jest dwuobwodowy, z dopasowaniem uzyskanym za pomocą odczepów na cewkach. Po filtrach pasmowych znajduje się podwójnie zrównoważony mieszacz na diodach 1N 4148, a następnie wzmacniacz p.cz. 5520 kHz na tranzystorze 2N 3866 i filtr kwarcowy.

Filtry pasmowe mogą być przełączane elektronicznie, za pomocą przełączników diodowych. Przykład takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 3.3e. Narysowano filtry tylko dla dwóch pasm, ale w praktyce możliwe jest uzyskanie dowolnej ich liczby. Włączenieżądanego filtru pasmowego w tor sygnału polega na podaniu napięcia +12 V — za pośrednictwem przełącznika — do jednego z punktów oznaczonych cyframi 1 i 2. Napięcie to polaryzuje diody $D1$ i $D3$ lub $D2$ i $D4$ w kierunku przewodzenia, skutkiem czego mała rezystancja przewodzących diod powoduje dołączenie odpowiedniej cewki L_1 do gniazda antenowego, a cewki L_3 do wejścia tranzystora. Nie polaryzowane diody pozostałych filtrów pasmowych mają dużą rezystancję, odcinającą praktycznie pozostałe filtry od układu. W opisanym przełączniku można wykorzystać wiele typów diod, należy jednak dobierać diody o stromej charakterystyce i małej rezystancji w kierunku przewodzenia. Dławik $D4$ w opisanym układzie zawiera kilka zwojów przewodu nawojowego Φ 0,3 mm nawiniętych na mały pierścienek ferrytowy, np. o średnicy zewnętrznej 5—6 mm.

Przykłady wykonania dwóch innych filtrów pasmowych przedstawiono na rys. 3.4. Pierwszy z nich (rys. 3.4a) stanowi kombinację tłumika wejściowego z dodatkowym dwuobwodowym filtrem pasmowym dołączanym na wejście odbiornika w trzecim położeniu przełącznika. Tłumik rezystorowy wprowadza tłumienie sygnału 6 dB w położeniu 1 przełącznika. W drugim położeniu antena jest bezpośrednio połączona z odbiornikiem. Filtr przewidziany jest tylko dla pasma 7 MHz, szerokość jego pasma dla spadku wzmocnienia o 3 dB wynosi 50 kHz, toteż przewidziane jest dostrajanie filtru małym agregatem 2×15 pF. Tłumienie filtru



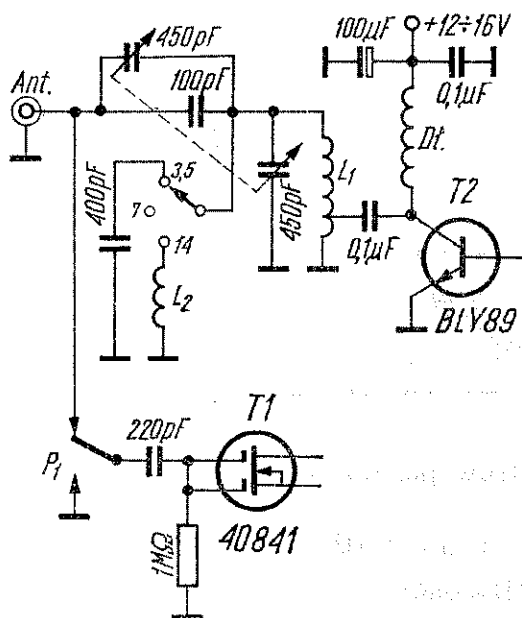
Rys. 3.4. Przykłady wykonania dwóch filtrów pasmowych

na częstotliwości środkowej wynosi 6 do 7 dB. Charakterystykę tłumienia filtra w funkcji częstotliwości, przy zestrojeniu na częstotliwość 7,0 MHz przedstawiono na rys. 3.4b. Dla uzyskania tak dużej selektywności filtra cewki L_1 i L_2 powinny mieć dobroć około 300. Uzyskano to nawijając cewki na ferrytowe pierścionki o zewnętrznej średnicy 18 mm. Z dostępnych w kraju materiałów ferrytowych najodpowiedniejszy jest F 81. Indukcyjność obydwu cewek powinna wynosić $4 \mu\text{H}$. Autor uzyskał tę indukcyjność po nawinięciu 10 zwojów przewodu $\Phi 0,5$ mm. Kondensator sprzęgający (0,5 ... 1 pF) wykonany został z dwóch skręconych ze sobą izolowanych odcinków przewodu montażowego. Cały układ został zamknięty w małym pudełku metalowym, zaopatrzonym w dwa gniazda współosiowe, z wyprowadzonymi na zewnątrz osiami przełącznika i agregatu. Konstrukctorem opisanego filtra-tłumika jest DL7AV (opis w czasopiśmie „CQ DL” nr 11/1974).

Drugi filtr (rys. 3.4c) zawiera cztery obwody rezonansowe z cewkami po $7 \mu\text{H}$, obliczone dla pasma amatorskiego 3,5 MHz i dla przepuszczanego pasma około 100 kHz (na przykład dla

części telegraficznej pasma amatorskiego). Na wejściu i wyjściu filtru znajdują się czterozwojowe cewki sprzęgające. Filtr także powinien być zaekranowany aby uniknąć przenikania silniejszych sygnałów spoza pasma przepuszczanego wprost do wejścia odbiornika.

Schemat z rys. 3.5 odbiega tematycznie od pozostałych schematów tego rozdziału, mimo to został zamieszczony ze względu na



Rys. 3.5
Wejściowo-wyjściowy obwód
trypasmowy z transceivera
zaprojektowanego przez
ZL2BDB

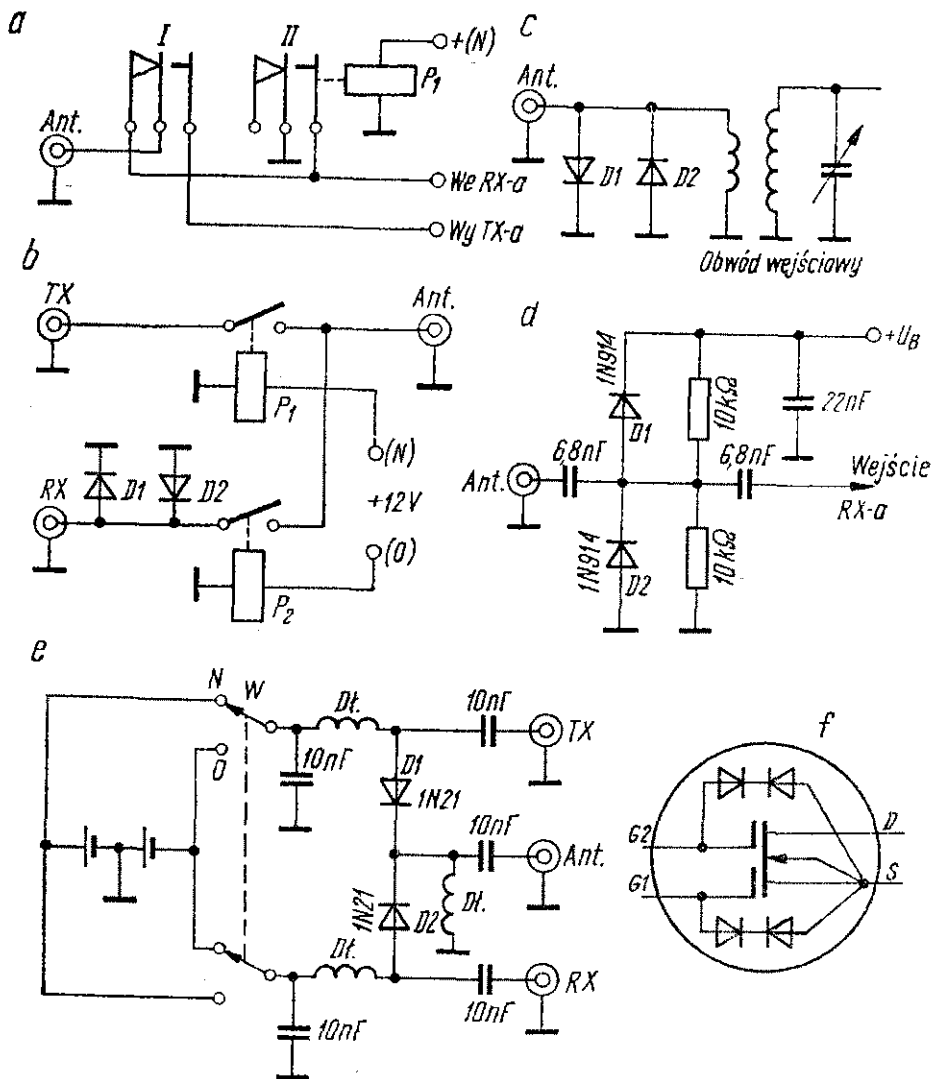
ciekawe rozwiązanie. Jest to obwód wyjściowy nadajnika transceivera skonstruowanego przez krótkofalowca ZL2BDB, pełniący równocześnie funkcje obwodu wejściowego części odbiorczej. Obwód jest trypasmowy: w pasmie 7 MHz pracuje sam obwód rezonansowy złożony z cewki L_1 i jednej sekcji agregatu $2 \times 450 \text{ pF}$ (rotor tego agregatu jest odizolowany od masy). Druga sekcja agregatu równolegle z kondensatorem 100 pF pracuje w układzie dopasowania do anteny. W pasmie 3,5 MHz równolegle do obwodu dołączany jest kondensator 400 pF, w pasmie 14 MHz natomiast dołączana jest równolegle cewka, co powoduje zwiększenie się częstotliwości rezonansowej obwodu. Cewka L_1 ma indukcyjność $2 \mu\text{H}$, cewka L_2 natomiast — $0,7 \mu\text{H}$. Moc nadajnika wynosi około 20 W PEP, przy czym stopień wyjściowy, pracujący na tranzystorze BLY 89 wymagającym bardzo małego wysterowania, sterowany jest przez szerokopasmowy stopień sterujący na tranzystorach polowych 40841 (dwie sztuki

równolegle, bramki obu tranzystorów połączone razem). Taki sam tranzystor pracuje we wzmacniaczu w.cz. odbiornika, którego obwód wyjściowy wykonany jest podobnie jak omówiony poprzednio, tj. równolegle do obwodu rezonansowego na pasmo 7 MHz dołączany jest raz kondensator, a raz dołączana jest cewka — na pozostałych pasmach.

3.1.3. Przekładniki antenowe, elektroniczne przełączanie anteny

Nadawanie i odbiór obecnie odbywa się prawie zawsze na tej samej antenie. Stwarza to konieczność operatywnego przełączania tej anteny. Używane są w tym zastosowaniu przekładniki elektromagnetyczne i elektroniczne. Dwa najprostsze sposoby przełączania anteny przekładnikami elektromagnetycznymi przedstawiono na rys. 3.6. W pierwszym przypadku (rys. 3.6a) zastosowano przekładnik z dwoma zespołami zestyków, sterowany napięciem podawanym tylko podczas nadawania. Jeden zespół zestyków (I) przełącza antenę z wejścia odbiornika na wyjście nadajnika, a drugi zespół zwierza wejście odbiornika do masy, zabezpieczając tranzystor stopnia wejściowego przed uszkodzeniem przez sygnał własnego nadajnika, mogący przedostać się do odbiornika przez pojemność styków przekładnika. Czasami używa się przekładników z pojedynczym zespołem zestyków. Wówczas należy zabezpieczyć wejście odbiornika diodami, tak jak to przedstawiono na rys. 3.6b, c i d. Przy małych mocach (do około 20 W) można do przełączania anteny używać przekładników MT-6 lub MT-12, natomiast przy mocach rzędu 50 W należy stosować przekładniki typu R-15. Dla jeszcze większych mocy nadajnika, nawet do kilkuset watów, odpowiedni jest przekładnik stosowany w radiostacji RBM-1.

W radiostacjach małej i średniej mocy, szczególnie tam gdzie zależy nam na małym poborze prądu przez przekładnik antenowy, można stosować przełączanie anteny za pomocą kontaktronów, zwanych także przekładnikami rurkowymi lub zestykami zwiernymi. Kontaktron zawiera dwa styki wykonane z miękkiego materiału magnetycznego, zatopione w rurce szklanej, umieszczonej wewnątrz cewki. Pod wpływem pola magnetycznego cewki, wywołanego przepływem prądu, styki kontaktronu zwierają



Rys. 3.6. Przekazniki antenowe, zabezpieczenie wejścia odbiornika

się. Pobór mocy takiego przekaźnika jest mniejszy niż w przypadku innego rodzaju przekaźników elektromechanicznych, a styki umieszczone w próżni lub w gazie obojętnym, wypełniającym szczelnie zamkniętą rurkę szklaną, nie ulegają utlenianiu. Schemat układu przełączania anteny za pomocą dwóch pojedynczych kontaktronów przedstawiono na rys. 3.6b. Przy braku napięcia zasilania układ antena jest odłączona. Dołączenie anteny do wejścia odbiornika lub wyjścia nadajnika wymaga podania napięcia na odpowiedni kontaktron. Wejście odbiornika jest zabezpieczone dwiema diodami. Ten sposób zabezpieczania wejścia odbiornika, przedstawiony także na dwóch następnych rysunkach (rys. 3.6c i d) jest prosty, a jednocześnie dość skuteczny, o ile

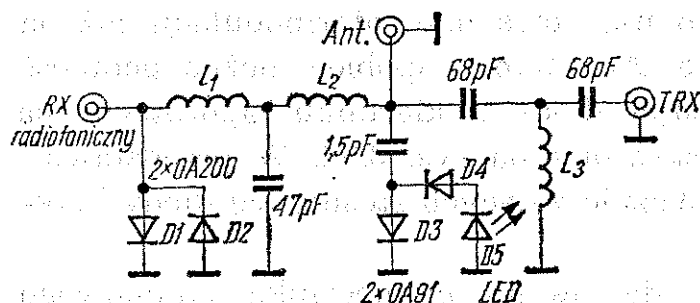
sygnał z własnego nadajnika nie przedostaje się inną drogą na wejście odbiornika. Diody stanowią tu ogranicznik amplitudy, obcinający amplitudy większe niż 0,3 ... 0,7 V. Często zdarza się, zwłaszcza w dużych skupiskach miejskich, że amplitudy sygnału w miejscu ograniczania, pochodzącego od pobliskich stacji pracujących na tym samym pasmie, są większe od progu ograniczania i wówczas diody powodują powstanie intermodulacji już na samym wejściu odbiornika. Aby temu zapobiec można podnieść próg ograniczania polaryzując diody w kierunku zaporowym, na przykład w sposób przedstawiony na rys. 3.6d. W przedstawionych powyżej układach zabezpieczających stosuje się diody krzemowe.

Jeszcze jeden schemat diodowego przełącznika antenowego przedstawiono na rys. 3.6e. W zależności od położenia przełącznika *W* jedna lub druga dioda zostaje spolaryzowana w kierunku przewodzenia, łącząc antenę z wejściem odbiornika lub wyjściem nadajnika, podczas gdy druga dioda polaryzowana jest w kierunku zaporowym. Przełącznik ten nadaje się do małych mocy, przy których napięcie w.cz. podczas nadawania, występujące na spolaryzowanej zaporowo diodzie między gniazdem antenowym a wejściem odbiornika, nie przekroczy napięcia wstecznej polaryzacji.

Niektóre dwubramkowe tranzystory polowe, przeznaczone do pracy w stopniach wejściowych odbiorników, jak na przykład 3N 187, 3N 200, 40819, 40841 i 40673, mają zabezpieczone bramki diodami wykonanymi bezpośrednio na podłożu tranzystora. Schematowe przedstawienie takiego zabezpieczenia podano na rys. 3.5f, jednak często na schematach urządzeń pomija się rysowanie diod zabezpieczających. Używając tranzystorów z zabezpieczeniem nie trzeba zazwyczaj stosować dodatkowego zabezpieczenia zewnętrznymi diodami.

Diodowe zabezpieczenie zastosowano w zwrotnicy antenowej (schemat przedstawiono na rys. 3.7), umożliwiającej dołączenie odbiornika radiofonicznego do anteny współpracującej z przewoźnym transceiverem na pasmo 144 MHz lub z radiotelefonem FM pracującym na falach metrowych (opis w biuletynie „Radioamatersky Zpravodaj” nr 2/1978). Sygnał z anteny do radiotelefonu i z radiotelefonu do anteny przechodzi przez dwa połączo-

ne szeregowo kondensatory o pojemności 68 pF. Cewka L_3 ma 20 zwojów przewodu Φ 1,2 mm w emalii, nawiniętych zwoj przy zwoju na średnicy 6,5 mm. Uruchomienie nadajnika jest sygnalizowane świeceniem diody elektroluminescencyjnej, zasilanej niewielką częścią energii w.cz. z nadajnika, wyprostowanej dio-

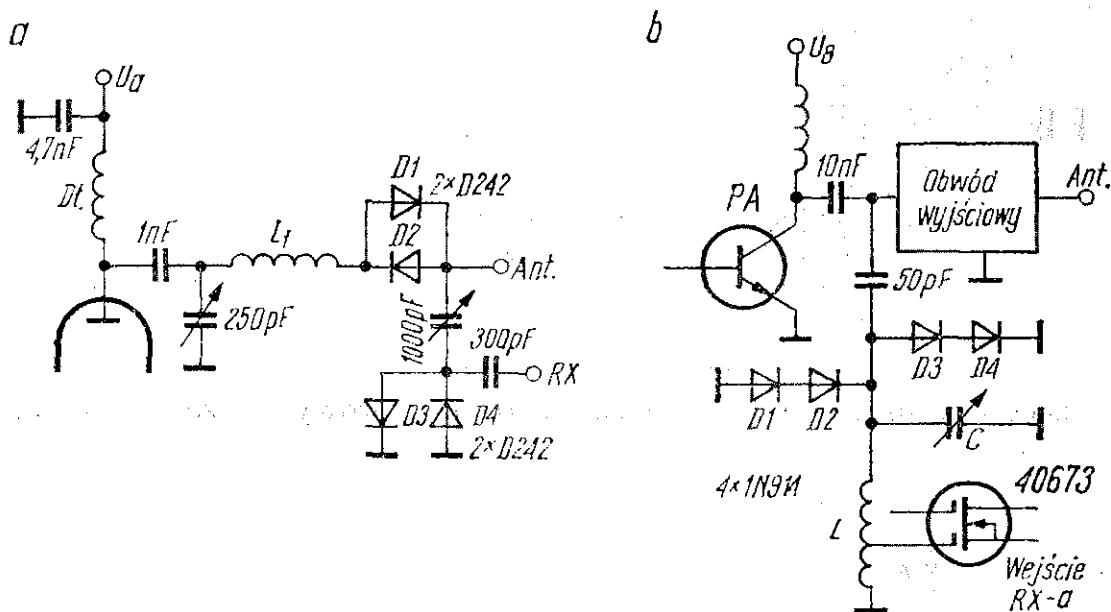


Rys. 3.7
Zwrotnica antenowa
z zabezpieczeniem
diodami

dami $D3$ i $D4$. Przenikaniu energii w.cz. z nadajnika do odbiornika radiofonicznego zapobiega filtr składający się z kondensatora o pojemności 47 pF oraz cewek L_2 i L_1 . Cewki te mają po 4 zwoje przewodu Φ 1,2 mm (dla pasma 144 MHz), nawinięte na średnicy 6,5 mm, przy długości uzwojenia 12,5 mm. Dodatkowym zabezpieczeniem wejścia odbiornika radiofonicznego są krzemowe diody $D1$ i $D2$. Konstruktor układu (SM4EMO) twierdzi, że tłumienie sygnału z nadajnika radiotelefonu lub transceivera do wejścia odbiornika radiofonicznego jest nie mniejsze niż 40 dB.

Wykorzystując ograniczające działanie diod można w transceiverach (szczególnie przy małej mocy nadajnika: kilka lub kilkanaście watów) połączyć trwale wejście odbiornika z anteną i wyjściem nadajnika przez przełącznik diodowy, na przykład taki jak przedstawiony na rys. 3.8a. Pracują tu cztery diody: dwie w szereg z cewką filtra typu π nadajnika, a pozostałe dwie pomiędzy masą a izolowanym od masy rotorem drugiego kondensatora filtra. Podczas nadawania wszystkie diody przewodzą, a do odbiornika przedostaje się „nieszkodliwe” napięcie w.cz. Przy odbiorze natomiast sygnał z anteny dociera do wejścia odbiornika przez kondensator zmienny i szeregowo wówczas z nim połączony kondensator 300 pF. Diody $D1$ i $D2$ odcinają nadajnik od toru sygnału odbieranego. Dołączenie wejścia odbiornika do pierwszego kondensatora filtra typu π (na wejście obwodu wyjściowego nadajnika) jest korzystne ze względu na filtrujące dzia-

łanie tego obwodu także przy odbiorze. Przykład takiego połączenia, z wejściem odbiornika zabezpieczonym diodami, przedstawiono na rys. 3.8b. Oczywiście, w tym przypadku (podobnie jak i w poprzednim), na wejściu odbiornika musi pracować tranzystor polowy z bramkami zabezpieczonymi wewnętrznymi diodami,

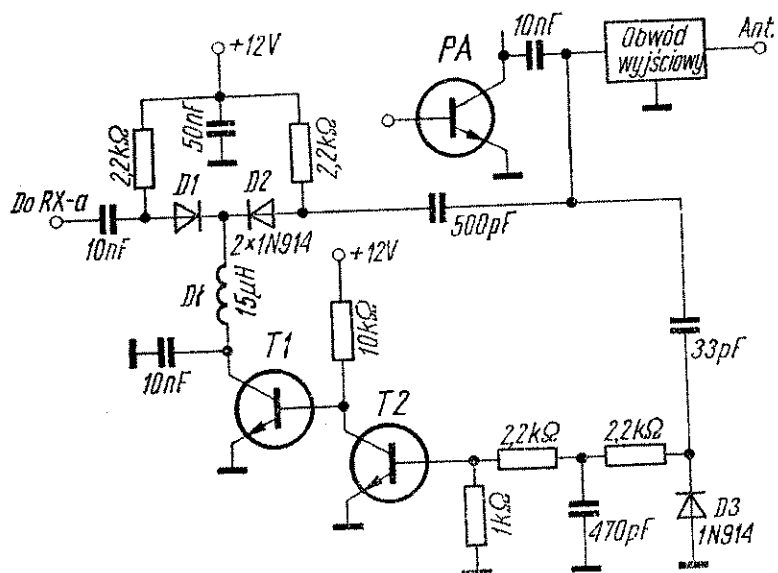


Rys. 3.8. Dwa proste elektroniczne przełączniki antenowe

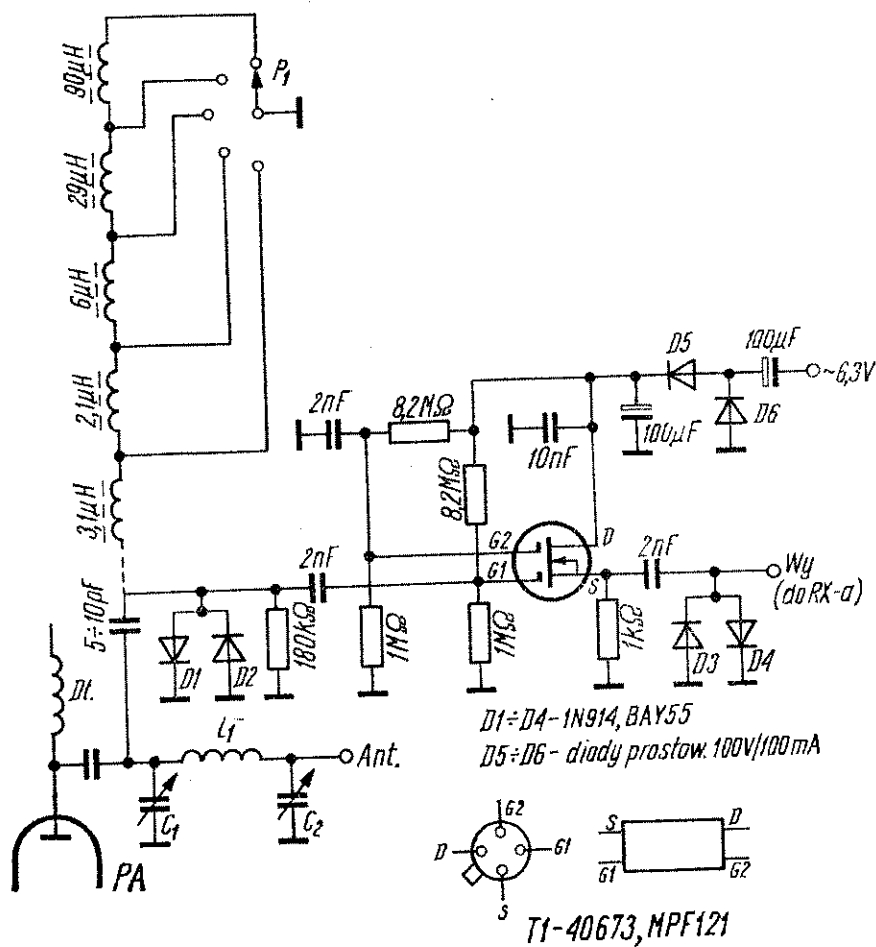
a zasilanie stopni wejściowych odbiornika musi być odłączone podczas nadawania.

Inne rozwiązanie elektronicznego przełącznika antenowego przedstawiono na rys. 3.9.¹⁾ Pomiędzy wejściem obwodu wyjściowego nadajnika a wejściem odbiornika znajduje się diodowy ogranicznik amplitudy, polaryzowany za pośrednictwem tranzystorowego wzmacniacza prądu stałego, pracującego na tranzystorach $T1$ i $T2$. Podczas nadawania niewielka część energii wielkiej częstotliwości z wyjścia nadajnika podawana jest przez kondensator o pojemności 33 pF do prostownika diodowego na diodzie $D3$ i po wyprostowaniu steruje wejście wspomnianego wzmacniacza. W rezultacie tranzystor $T1$ zostaje zatkany, przez diody ogranicznika $D1$ i $D2$ przestaje płynąć prąd i droga sygnału w.cz. do wejścia odbiornika zostaje odcięta. Po zakończeniu nadawania zanika napięcie sterujące wzmacniacz prądu stałego, tranzystor $T1$ zostaje otwarty, diody ogranicznika przewodzą i sygnał z anteny (poprzez obwód wyjściowy nadajnika) dociera do wej-

¹⁾ Opis krótkofalowca UW9WR w „Radio” nr 7/1975.



Rys. 3.9. Diodowy przełącznik anteny z tranzystorowym wzmacniaczem prądu stałego



Rys. 3.10. Elektroniczny przełącznik anteny z tranzystorem polowym

cia odbiornika. Opisany układ współpracował z nadajnikiem QRP o mocy wyjściowej około 2 W. Tłumienie sygnału odbieranego wynosiło około 1 dB, natomiast podczas nadawania tłumienie wzrastało do 40 dB.

Dwubramkowe tranzystory polowe (MOS FET) z zabezpieczeniem, jak na przykład 40673 lub MPF 121, mogą posłużyć do wykonania elektronicznego przełącznika antenowego, tak jak to przedstawiono na rys. 3.10. Schemat ten jest często spotykany w literaturze krótkofalarskiej wielu krajów. Jego zaletą w porównaniu z przełącznikami diodowymi jest wzmocnienie sygnału odbieranego. Sygnał z wejścia obwodu wyjściowego nadajnika jest podawany przez małą pojemność na bramkę $G1$ tranzystora, przy czym diody $D1$ i $D2$ stanowią wstępny ogranicznik amplitudy sygnału. Dla poprawienia odporności odbiornika na sygnały znajdujące się poza pasmem amatorskim do wejścia przełącznika można dołączyć przełączane cewki dla poszczególnych pasm, co zostało zaznaczone na schemacie linią przerywaną. Tranzystor pracuje ze wspólnym drenem, toteż odbiór sygnału następuje ze źródła tranzystora, gdzie także znajduje się diodowy układ zabezpieczający. Podczas nadawania sygnał z własnego nadajnika, ograniczony wstępnie przez diody $D1$ i $D2$, przesterowuje tranzystor, który staje się wówczas ogranicznikiem amplitudy. Opisany przełącznik antenowy jest zasilany wyprostowanym w podwajaczu napięcia napięciem żarzenia 6,3 V, ponieważ początkowo był pomysłany jako dodatkowy zespół do lampowego odbiornika pasmowego. W przypadku zastosowania w urządzeniu tranzystorowym prostownik jest zbędny, a do zasilania układu należy zastosować napięcie od +9 V do +15 V, występujące w odbiorniku i nie wyłączane podczas nadawania.

3.2. Wzmacniacze wielkiej częstotliwości

Zadaniem wzmacniacza w.cz. jest wstępne wzmocnienie odbieranego sygnału na częstotliwości, do której dostrojony jest obwód wejściowy i wyjściowy wzmacniacza, bądź w określonym pasmie częstotliwości — w przypadku wzmacniacza z filtrami pasmowymi. Rzadziej spotyka się wzmacniacze szerokopasmowe dla kilku

pasm amatorskich o sprzężeniu rezystorowo-pojemnościowym. Dzięki wzmacniaczowi w.cz. uzyskuje się poprawę stosunku sygnału do szumu na wyjściu wzmacniacza — w porównaniu z układem odbiorczym bez takiego wzmacniacza, a to dzięki uzyskiwanemu wzmocnieniu z równoczesnym tłumieniem szumów przychodzących z anteny, wprowadzanym przez obwody rezonansowe lub filtry pasmowe. Dobry wzmacniacz w.cz. powinien charakteryzować się możliwie najmniejszymi szumami własnymi (ponieważ szумы te są wzmacniane przez wszystkie pozostałe stopnie odbiornika), dużym i równomiernym na wszystkich pasmach wzmocnieniem, oraz odpornością na przesterowanie dużymi sygnałami na częstotliwościach zbliżonych do odbieranej. Ta ostatnia cecha nabiera coraz większego znaczenia wobec gęstniejącej sieci radiostacji amatorskich i profesjonalnych, szczególnie w dużych skupiskach miejskich i ośrodkach przemysłowych. Ponieważ duże wzmocnienie nie idzie w parze z odpornością na modulację skrośną i intermodulację, a także z minimalnymi szumami, coraz częściej rezygnuje się z dużych wartości wzmocnienia na korzyść dwóch pozostałych cech wzmacniacza. Tam, gdzie to jest możliwe (gdy pozostałe stopnie odbiornika zapewniają duże wzmocnienie) rezygnuje się w ogóle ze wzmacniacza w.cz., na przykład w transceiverze „Atlas”.

Największe wzmocnienie można uzyskać we wzmacniaczu w.cz. zbudowanym na tranzystorze bipolarnym o stromej charakterystyce, pracującym w konfiguracji WE, dopasowanym transformatorowo do selektywnych obwodów na wejściu i wyjściu, z dużym prądem kolektora. Punkt pracy zapewniający maksymalne wzmocnienie nie jest optymalny z punktu widzenia szumów własnych stopnia, a użyty tu element wzmacniająca nie zapewnia dobrej odporności na przesterowanie.

Największą odporność na przesterowanie (ze wzmacniaczy tranzystorowych) zapewnia wzmacniacz w.cz. pracujący na tranzystorze polowym MOS FET lub FET, jednak wzmocnienie jego jest wyraźnie mniejsze niż w przypadku tranzystora bipolarnego. Zwiększenie wzmocnienia przypadającego na jeden stopień można uzyskać stosując wzmacniacz kaskodowy, będący połączeniem dwóch tranzystorów o różnej konfiguracji (np. WE i WB). Jeśli pierwszy stopień wzmacniacza kaskodowego pracuje na tranzy-

storze polowym, a drugi na tranzystorze bipolarnym, to wzmacniacz taki charakteryzuje się dużą odpornością na przesterowanie, a jednocześnie większym wzmocnieniem niż w przypadku kaskody na dwóch tranzystorach polowych.

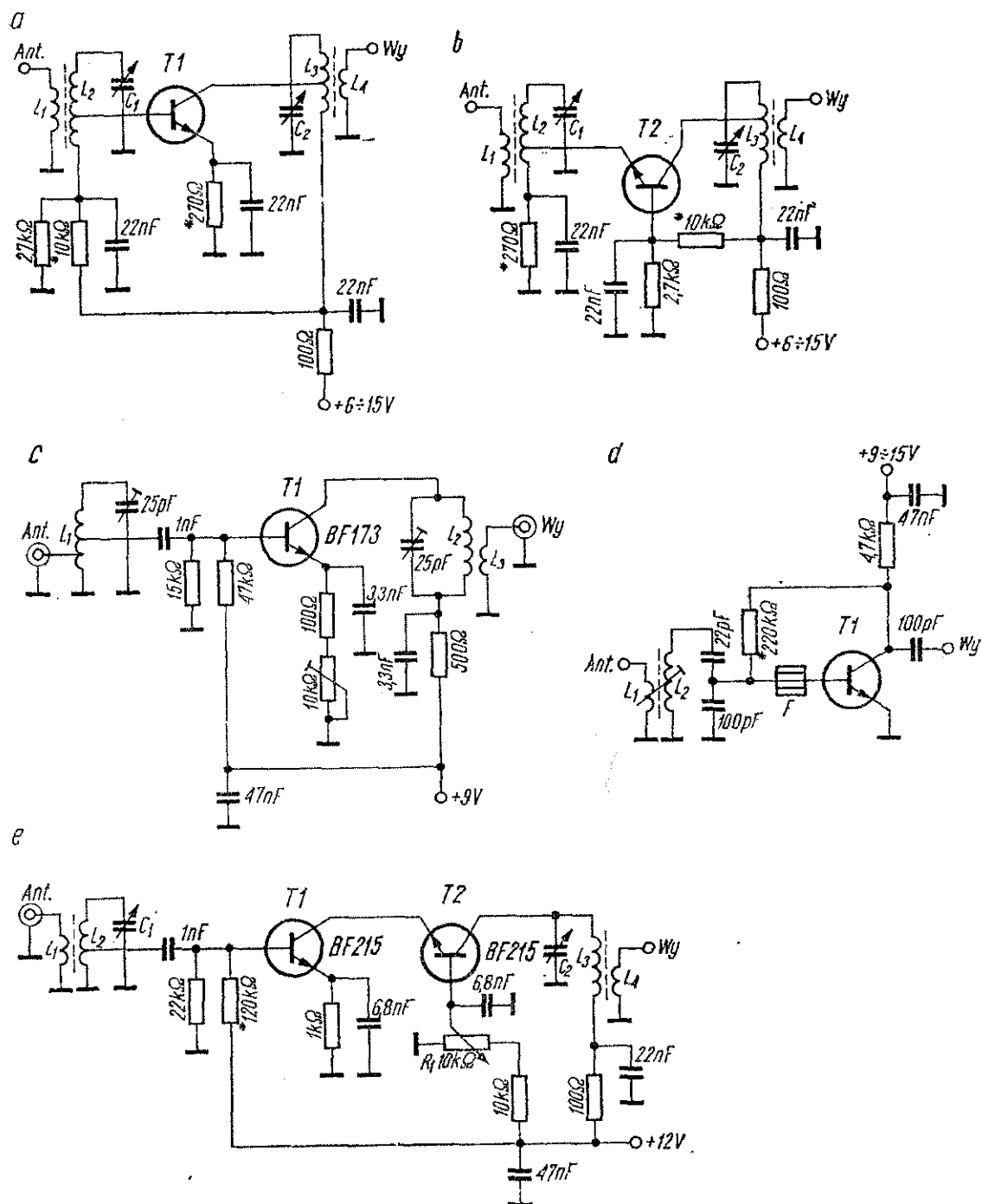
Układy scalone są rzadziej niż tranzystory stosowane we wzmacniaczach w.cz. Wynika to ze stosowania w liniowych układach scalonych przeważnie struktur bipolarnych, nie zapewniających wymaganej odporności na zakłócenia intermodulacyjne. Niemniej jednak wiele typów scalonych wzmacniaczy różnicowych (np. CA 3028) i specjalnie przeznaczonych do tego celu układów stosuje się we wzmacniaczach w.cz.

Zebrano tu schematy różnego rodzaju wzmacniaczy w.cz. zbudowanych na tranzystorach bipolarnych, polowych i na układach scalonych, oddzielnie dla odbiorników KF i UKF. Schematy wzmacniaczy w.cz. na fale krótkie można w większości wypadków wykorzystywać przy budowie wzmacniaczy pośredniej częstotliwości, wymagania bowiem stawiane tym ostatnim są łagodniejsze niż stawiane wzmacniaczom w.cz.

3.2.1. Wzmacniacze w.cz. KF na tranzystorach bipolarnych

Dwa podstawowe układy pracy tranzystorów bipolarnych we wzmacniaczach w.cz. przedstawiono na rys. 3.11a i b. Najczęściej spotykany jest układ WE (rys. 3.11a), ze względu na największe wzmocnienie. Różnice pomiędzy różnymi wersjami tego układu dotyczą głównie wartości elementów i obwodu wejściowego stopnia. Często spotyka się na przykład dzielnik bazowy połączony bezpośrednio z bazą tranzystora, która równocześnie połączona jest przez kondensator z odczepem obwodu wejściowego lub z cewką sprzęgającą. W zależności od typu tranzystora, wartości napięcia zasilającego i żadanego punktu pracy, mogą ulec zmianie wartości jednego z rezystorów dzielnika bazowego i rezystora emiterowego, co zaznaczono na schemacie gwiazdkami.

W niektórych wypadkach pożądane jest zastosowanie konfiguracji WB (rys. 3.11b). Wynika to z warunków dopasowania wejścia i wyjścia, a także braku przesunięcia fazowego, wpływającego na stabilniejszą pracę układu WB w porównaniu z układem WE. Tu także mogą ulec zmianie wartości rezystancji oznaczonych



Rys. 3.11. Przykłady wzmacniaczy wielkiej częstotliwości pracujących na tranzystorach bipolarnych z obwodami LC

gwiazdkami. W obydwu przypadkach obwody rezonansowe na wejściu i wyjściu stopni (L_2C_1 i L_3C_2) dostrojone są do tej samej częstotliwości; mogą być strojone współbieżnie lub mogą wchodzić w skład filtrów pasmowych. Wymiana tranzystorów $n-p-n$ na $p-n-p$ wymaga jedynie zmiany biegunowości napięcia zasilania.

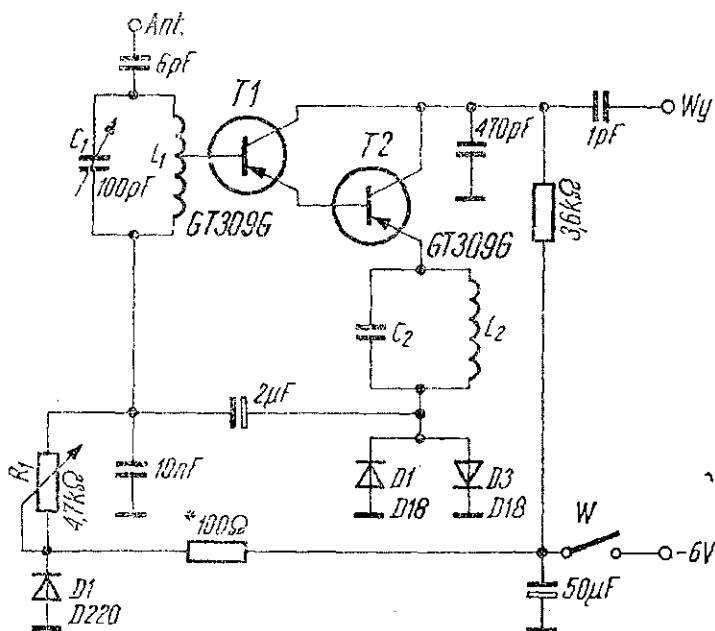
nia. Dla stabilnej pracy wszelkiego rodzaju wzmacniaczy w.cz. konieczne jest dobre odsprzęgnięcie obwodu zasilania i oddzielenie ekranem (kubkami ekranującymi) obwodów LC wejściowego i wyjściowego.

Na rysunku 3.11c przedstawiono schemat przedwzmacniacza w.cz. pracującego przy częstotliwości 29,5 MHz (do odbioru sygnałów np. z Oscara 7 i 8) i zbudowanego na tranzystorze BF 173. Przedwzmacniacz taki znakomicie poprawia czułość odbiornika, zwłaszcza starszego typu. Cewka L_1 ma 16 zwojów przewodu Φ 0,3 mm na korpusie Φ 6 mm, odczep na 4 i 5 zwoju, cewka L_2 ma 18 zwojów nawiniętych takim samym przewodem i na taki sam korpus, natomiast cewka L_3 ma 4 zwoje przewodu w izolacji igelitowej na „zimnym” końcu cewki L_2 . Potencjometr nastawny w obwodzie emiterowym wzmacniacza umożliwi optymalne dobranie wzmocnienia. Także do współpracy z odbiornikiem starszego typu, używanym do odbioru sygnałów Oscara, przeznaczony jest następny wzmacniacz w.cz., którego schemat przedstawiono na rys. 3.11d. Mogą tu pracować różnego typu tranzystory w.cz.: BF 173, BF 180, BF 198, BF 200 itp. Baza tranzystora jest dołączona do obwodu wejściowego przez dzielnik pojemnościowy. Na doprowadzeniu bazy znajduje się malutki „koralik” ferrytowy, zapobiegający wzbudzeniu się stopnia na UKF. Obciążenie stopnia jest rezystorowe.

Jeśli potrzebne jest większe wzmocnienie niż zdolny jest zapewnić pojedynczy wzmacniacz w.cz. lub p.cz., to stosuje się wzmacniacze kaskodowe, będące (w wersji bipolarnej) połączeniem wzmacniacza o wspólnym emiterze (WE), zapewniającego duże wzmocnienie, ze wzmacniaczem o wspólnej bazie (WB) o większej rezystancji wyjściowej i nie odwracającego fazy sygnału. Przykład wzmacniacza kaskodowego przedstawiono na rys. 3.11e. Użyto w nim tranzystorów BF 215, lecz praktycznie w pasmach KF mogą pracować tu różne tranzystory w.cz. Potencjometr w obwodzie bazy drugiego tranzystora służy do regulacji wzmocnienia całego układu. Jeśli regulacja jest zrealizowana w inny sposób, to baza tranzystora powinna być dołączona do dzielnika złożonego z dwóch rezystorów o tej samej wartości. Ze względu na szeregowo połączenie tranzystorów (z punktu widzenia prądu zasilania), napięcie przypadające na jeden tranzystor

wynosi w przybliżeniu połowę napięcia zasilania. Wobec tego przy mniejszych napięciach (w granicach 5...9 V) stosuje się wzmacniacze kaskodowe o zasilaniu równoległym. Inne przykłady wzmacniaczy kaskodowych, na tranzystorach polowych i mieszanych (tranzystor unipolarny + tranzystor bipolarny) podano dalej.

Popularne dawniej mnożniki dobroci, działające na zasadzie od tłumiania obwodu wejściowego odbiornika za pomocą dodatkowej lampy lub tranzystora obecnie straciły swą popularność, ponieważ podobne efekty, jak poprawę czułości odbiornika i po-



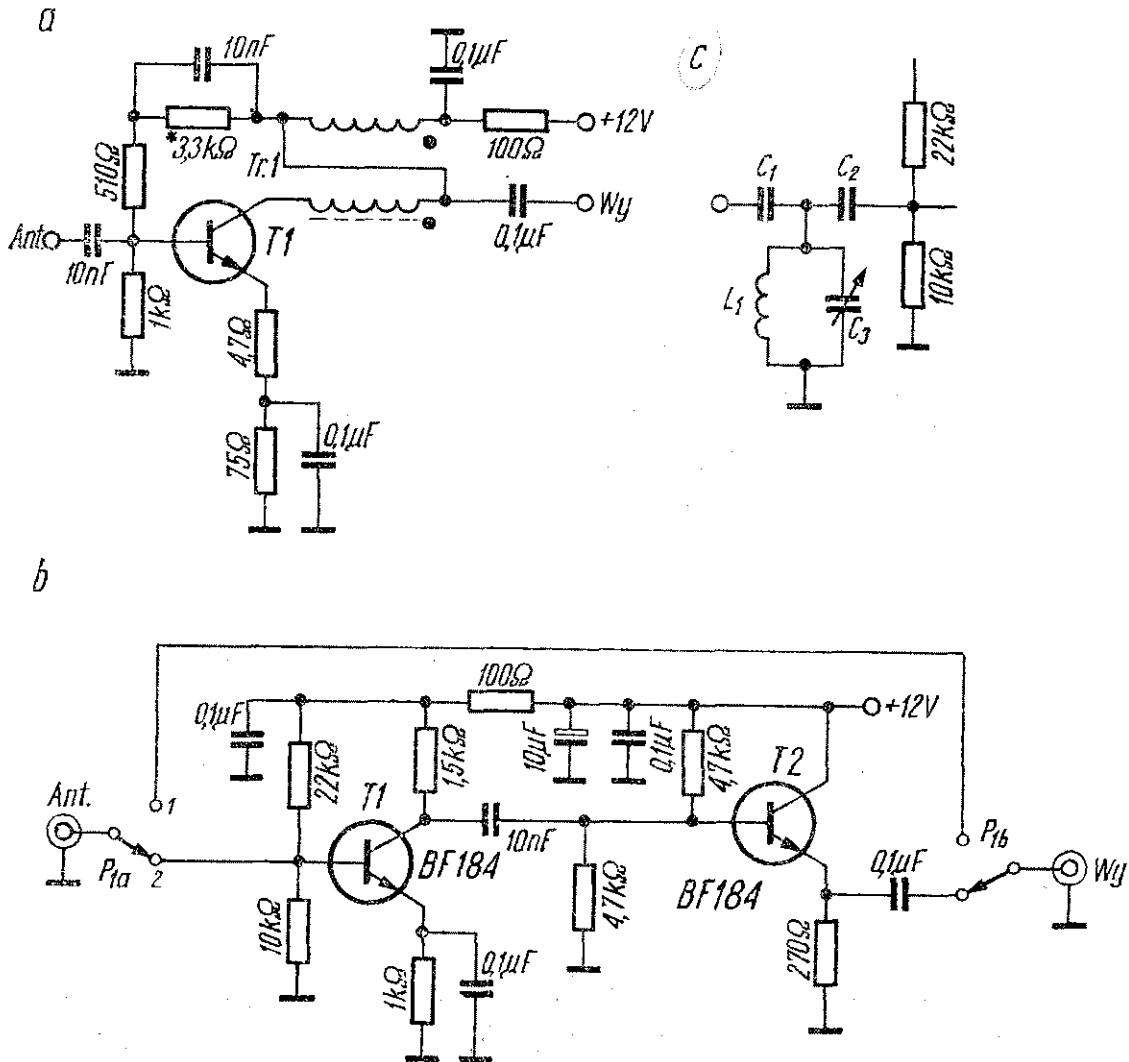
Rys. 3.12
Wzmacniacz w.cz.
z mnożnikiem dobroci

większenie tłumienia obwodu wejściowego dla częstotliwości leżących poza pasmem uzyskuje się prostszymi metodami. Niemniej jednak w wielu przypadkach, szczególnie w przypadku starszych typów odbiorników, za pomocą mnożnika dobroci można uzyskać znaczną poprawę wspomnianych parametrów odbiornika. Przykład wzmacniacza w.cz. z mnożnikiem dobroci przedstawiono na rys. 3.12. Szczególnie wyczuwalne jest działanie mnożnika dobroci na wyższych pasmach amatorskich, gdzie dobroć obwodów jest znacznie mniejsza niż na mniejszych częstotliwościach.

Przedstawiony tu mnożnik dobroci składa się z obwodu wejściowego z cewką L_1 , pary tranzystorów typu GT 309G, połączo-

nych w układzie Darlingtona i z „aktywnej” cewki L_2 . Dioda $D1$ ustala punkt pracy tranzystorów, przy którym występuje największe wzmocnienie, a diody $D2$ i $D3$ zapobiegają powstaniu oscylacji. Odtłumianie obwodu wejściowego reguluje się potencjometrem R_1 . Odtłumianie ma miejsce przy częstotliwości, do której jest dostrojony obwód wejściowy, strojony kondensatorem C_1 . Zamiast użytych w układzie tranzystorów germanowych można użyć nowoczesnych krzemowych tranzystorów w.cz. Należy wówczas zamienić biegunowość zasilania.

Dwa przykłady krótkofalowych wzmacniaczy szerokopasmowych zbudowanych na tranzystorach bipolarnych przedstawiono na rys. 3.13. Pierwszy z nich (rys. 3.13a) zawiera pojedynczy tranzystor w.cz. i ma na wyjściu szerokopasmowy transformator wielkiej częstotliwości, nawinięty na rdzeń toroidalny. W zależ-



Rys. 3.13. Szerokopasmowe wzmacniacze w.cz. na pasma KF

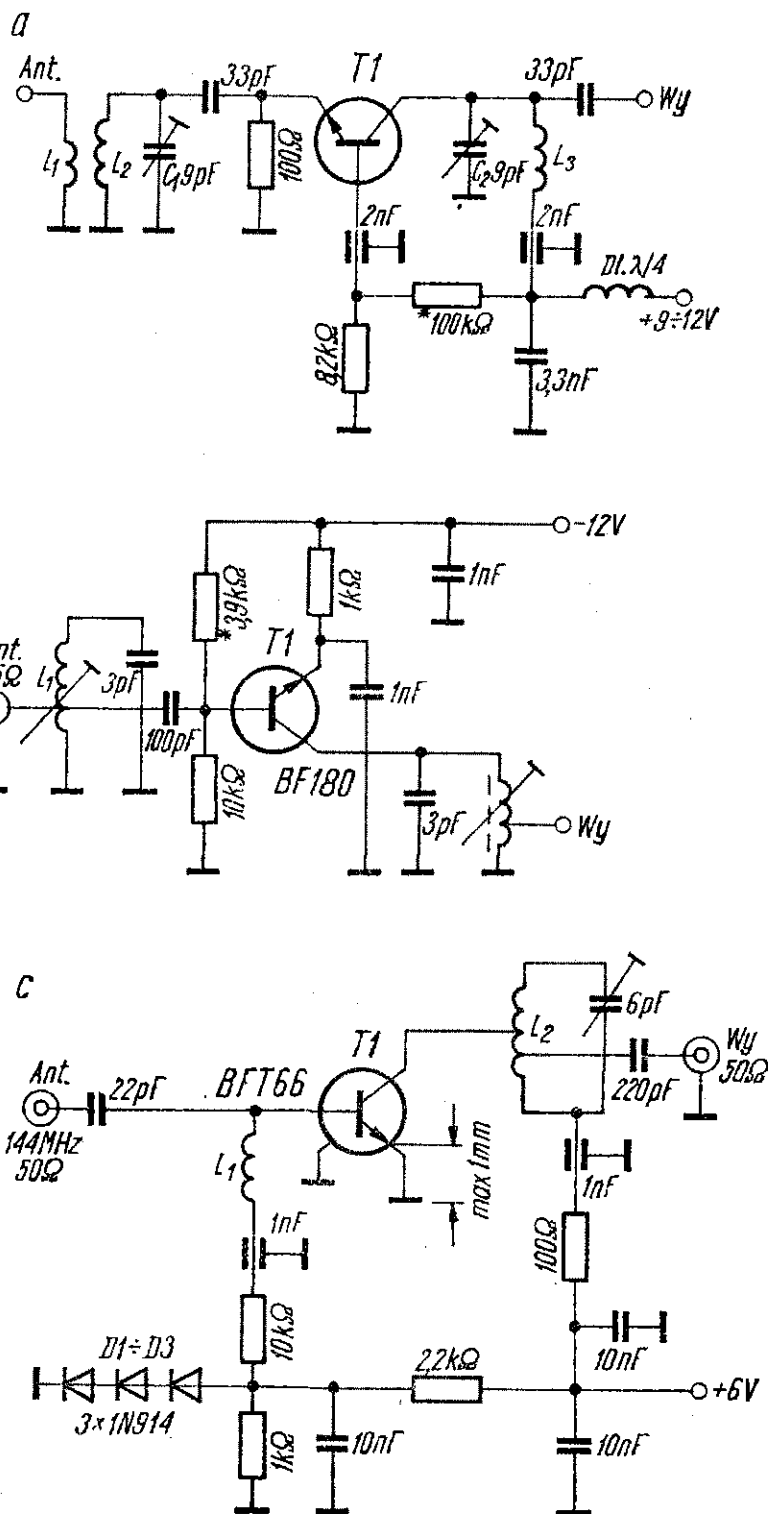
ności od wymaganego zakresu częstotliwości pracy i od materiału, z którego wykonany jest rdzeń, uzwojenie tego transformatora powinno zawierać 2×10 do 2×25 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,3 mm w emalii. Kropki na schemacie oznaczają początki uzwojeń. Wzmacniacz ma ujemne sprzężenie zwrotne z wyjścia na bazę tranzystora, poprawiające szerokopasmowość oraz niewielki, nie blokowany rezystor w emiterze, zapobiegający tendencjom do niestabilnej pracy.

— Drugi szerokopasmowy wzmacniacz KF (rys. 3.13b) zawiera dwa tranzystory BF 184 lub podobne, pracujące w konfiguracjach WE (T_1) i WK (T_2). Wzmacniacz może być wykonany w formie przystawki: metalowego pudełka z gniazdami wejścia i wyjścia, przełącznikiem P_1 i ewentualnie także z własnym źródłem zasilania (12 V). W pierwszej pozycji przełącznika P_1 wzmacniacz jest ominięty, a ew. trzecia sekcja przełącznika odłącza napięcie zasilania. Włączenie wzmacniacza powoduje znaczny wzrost siły sygnału odbieranych stacji, co szczególnie jest zauważalne przy złych warunkach propagacyjnych. Odporność na modulację skrośną nie jest w tym wzmacniaczu zbyt duża, toteż lepsza jest pasmowa wersja tego wzmacniacza, opisana przez DL9CE w czasopiśmie „CQ DL” nr 7/1975. W tej wersji pomiędzy styk 2 przełącznika P_{1a} a bazę tranzystora T_1 włączony jest, za pośrednictwem kondensatorów C_1 i C_2 , obwód rezonansowy składający się z cewki L_1 i kondensatora zmiennego C_3 . Sposób połączenia tych elementów przedstawiono na rys. 3.13c. Wzmocnienie opisanego układu zawiera się w granicach od 27 dB do 35 dB — w zależności od pasma. Dla pasm 3,5 i 7 MHz pojemności C_1 i C_2 powinny wynosić po 47 pF, maksymalna pojemność C_3 powinna wynosić 360 pF, a indukcyjność cewki — 4 μ H. Dla pasma 14 MHz wartości te powinny wynosić odpowiednio: 27 pF, 100 pF i 1 μ H, a dla pasm 21 i 28 MHz: 12 pF, 50 pF i 0,75 μ H.

3.2.2. Wzmacniacze w.cz. UKF zbudowane na tranzystorach bipolarnych

Wzmacniacze w.cz. odbiorników UKF nie różnią się zasadniczo od krótkofalowych wzmacniaczy w.cz. Jedynie częściej stosuje się tu konfigurację WB, ze względu na większą częstotliwość gra-

niczną takiego układu i stabilniejszą pracę. Pozostałe różnice dotyczą obwodów rezonansowych i samego montażu, który musi zawierać bardzo krótkie połączenia i zapewniać dobre ekranowanie poszczególnych stopni.



Rys. 3.14. Wzmacniacze w.cz. na pasmo 144 MHz działające na tranzystorach bipolarnych

Trzy przykłady UKF-owych wzmacniaczy w.cz. 144 MHz pracujących na tranzystorach bipolarnych przedstawiono na rys. 3.14. Wzmacniacz w konfiguracji WB przedstawiono na rys. 3.14a. W układzie tym można wykorzystywać łatwo dostępne tranzystory o mniejszej częstotliwości granicznej, nawet popularne BC 107 lub BF 520. Wzmocnienie pojedynczego stopnia jest zazwyczaj zbyt małe (w tej konfiguracji) toteż często buduje się na wejściu konwertera lub odbiornika UKF dwa takie wzmacniacze, jeden za drugim. W przedstawionym układzie bardzo ważne jest krótkie połączenie bazy tranzystora z kondensatorem przepustowym. Pozostałe doprowadzenia tranzystora także powinny być krótkie. Obwód zasilania stopni UKF wykonuje się zazwyczaj na zewnątrz ekranującego pudełka za kondensatorami przepustowymi, oddzielając poszczególne stopnie dławikami „ćwierćfalowymi” lub rezystorami 100 Ω , dodatkowo zablokowanymi kondensatorami ceramicznymi 3,3 do 10 nF. W dzielnikach polaryzacji baz tranzystorów często stosuje się potencjometry nastawne, które umożliwiają dobranie optymalnego prądu bazy, już podczas ostatecznego strojenia. Ewentualnie można później zastąpić te potencjometry odpowiednimi rezystorami stałymi.

Tranzystory o dużych częstotliwościach granicznych, np. z grupy tranzystorów BF 180 ... BF 200, można z powodzeniem wykorzystywać w pasmie 144 MHz w konfiguracji WE, na przykład w układzie przedstawionym na rys. 3.14b. Na wejściu i wyjściu tego wzmacniacza znajdują się równoległe obwody rezonansowe strojone indukcyjnościami (rdzeniami mosiężnymi, aluminiowymi lub z materiału ferrytowego U 11, przy czym dwa pierwsze rodzaje rdzeni zmniejszają indukcyjność cewki w miarę wkręcania rdzenia). Dopasowanie anteny, wejścia tranzystora i obciążenia wzmacniacza zrealizowano za pomocą odczepów na cewkach. Szczególnie krytyczny jest odczep, do którego dołączona jest antena: powinien być dobrany podczas strojenia odbiornika za pomocą generatora szumu.

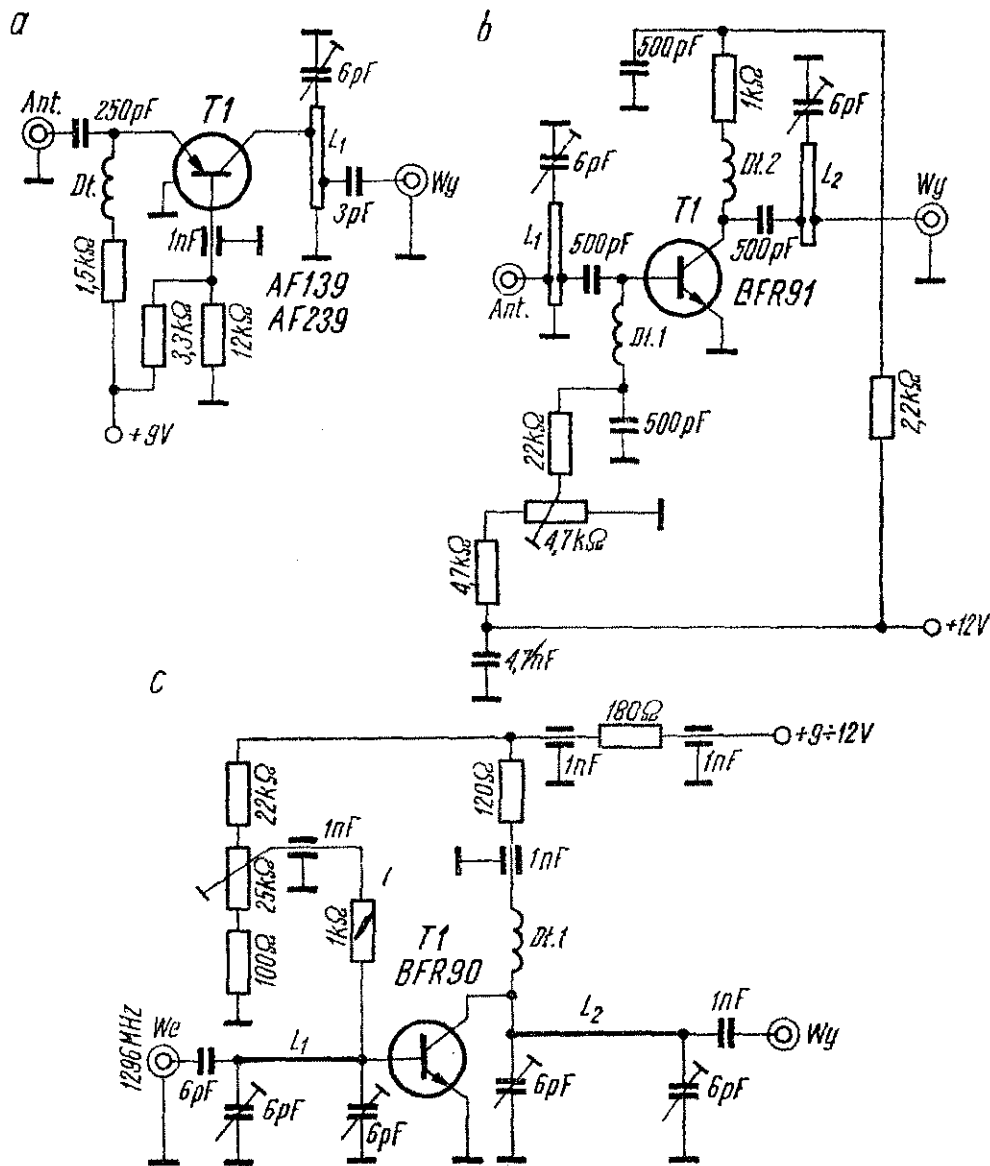
W numerze 3/1976 czasopisma „Dubus” krótkofalowiec DJ7VY opisał przedwzmacniacz na pasmo 144 MHz z tranzystorem BFT 66 (rys. 3.14c). Ten mikrofalowy tranzystor przy napięciu zasilania 6 V i prądzie kolektora 12 mA zapewnia współczynnik szumów 1,1 dB i wzmocnienie wynoszące około 24 dB (w pasmie

144 MHz). Tak dobre parametry mogą być uzyskane jedynie przy prawidłowym montażu i zastosowaniu odsprzęgnięcia, zapobiegającego wzbudzeniom. Konieczne jest, aby długość doprowadzenia emitera od obudowy do powierzchni masy na płycie drukowanej nie była większa niż 1 mm, co zaznaczono na schemacie. Przedpięcie bazy tranzystora jest stabilizowane trzema krzemowymi diodami: $D1 \div D3$. Obwód wejściowy stopnia ma prostą konstrukcję ponieważ rezystancja wejściowa tranzystora w układzie WE wynosi w przybliżeniu 50Ω . Cewki L_1 i L_2 nawinięte są na średnicę 6,5 mm i zawierają po 5 zwojów srebrzonego przewodu Φ 1 mm, nawiniętych na długości 8,5 mm. Odczepy na cewce L_2 znajdują się po 1,5 i 2 zwojach od „zimnego” końca cewki.

Jeden z najstarszych germanowych tranzystorów AF 139, stosowanych dla częstotliwości UKF i jego młodszy „brat” AF 239 mogą pracować nie tylko w pasmie 144 MHz, ale także w pasmie 432 MHz, w tym przypadku w konfiguracji WB (rys. 3.15a). Dławik wejściowy zawiera 7 zwojów przewodu Φ 0,5 mm nawiniętych na średnicę 6 mm (powietrznie), a cewka L_1 — to pasek miedzi na płycie montażowej z laminatu o szerokości 2 mm i długości 60 mm. Kolektor tranzystora jest dołączony w odległości 10 mm od „gorącego” końca linii, a wejście 15 mm od uziemionego końca.

Coraz częściej we wzmacniaczach w.cz. na pasma 432 i 1296 MHz używane są mikrofalowe tranzystory BFR 90 i BFR 91. Charakteryzują się one wielką częstotliwością graniczną ($f_T = 5000$ MHz), małymi szumami i dużym wzmocnieniem (na 500 MHz szumy: 1,9 do 2,4 dB i wzmocnienie: 16,5 do 19,5 dB). Dwa ostatnie schematy z rys. 3.15 ilustrują zastosowanie tych tranzystorów we wzmacniaczach w.cz. na pasmo 432 i 1296 MHz.

Wzmacniacz z rys. 3.15b (opisany przez F1CCJ w czasopiśmie „Radio REF” nr 11/1975) charakteryzuje się wzmocnieniem wynoszącym około 15 dB, dobrą liniowością i małymi zniekształceniami intermodulacyjnymi. Na wejściu i wyjściu wzmacniacza znajdują się linie paskowe z odczepami dla dopasowania impedancji wejściowej i wyjściowej równej 75Ω . Dławik $D11$ ma 10 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,3 mm w emalii, nawiniętych powietrznie, a $D12$ ma 12 zwojów takiego samego przewo-



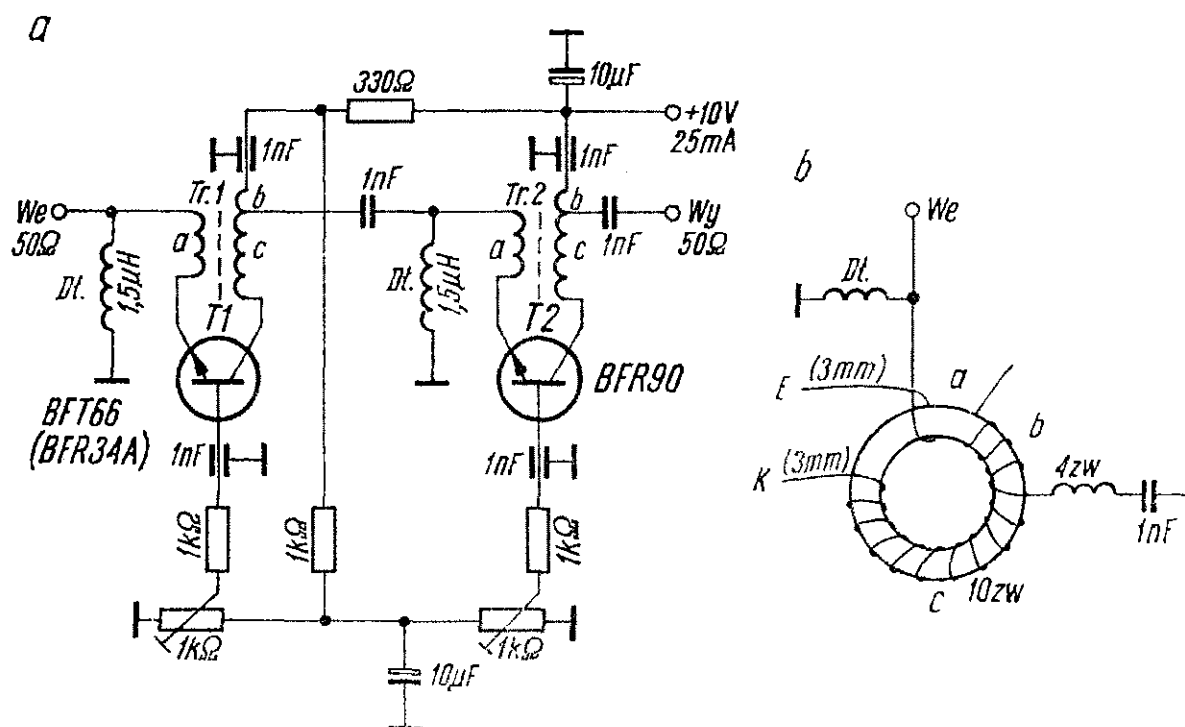
Rys. 3.15. Wzmacniacze w.cz. na wyższe pasma UKF z tranzystorami bipolarnymi

du, nawiniętych na rezystorze 1 kΩ/0,25 W. Cewki L_1 i L_2 (linie paskowe) mają szerokość 8 mm i długość 59 mm.

Wzmacniacz na pasmo 1296 MHz, opisany w „Radio Communication” nr 6/1974 przez G3RPE (rys. 3.15c) pracuje na tranzystorze BFR 90, także w konfiguracji WE. Na wejściu znajduje się filtr typu π złożony z linii L_1 (20 mm przewodu miedzianego srebrzonego o średnicy 3,2 mm) i dwóch trymerów po 6 pF. Baza tranzystora jest polaryzowana z dzielnika napięcia w sposób umożliwiający regulację punktu tranzystora. W kolek-

torze tranzystora znajduje się dławik $Dl1$ wykonany przez nawinięcie 4 zwojów przewodu Φ 1 mm na średnicy 3,2 mm. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się identyczny filtr typu π jak na wejściu. Wzmocnienie omawianego wzmacniacza dochodzi do 8 dB.

Szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. na ogół nie stosuje się w pasmach UKF, ze względu na duże różnice częstotliwości poszczególnych pasm. Niemniej jednak nowoczesne tranzystory BFT 66 i BFR 90 umożliwiają wykonanie takiego wzmacniacza o wielostronnym zastosowaniu, wzmocnieniu wynoszącym około



Rys. 3.16. Szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. UKF

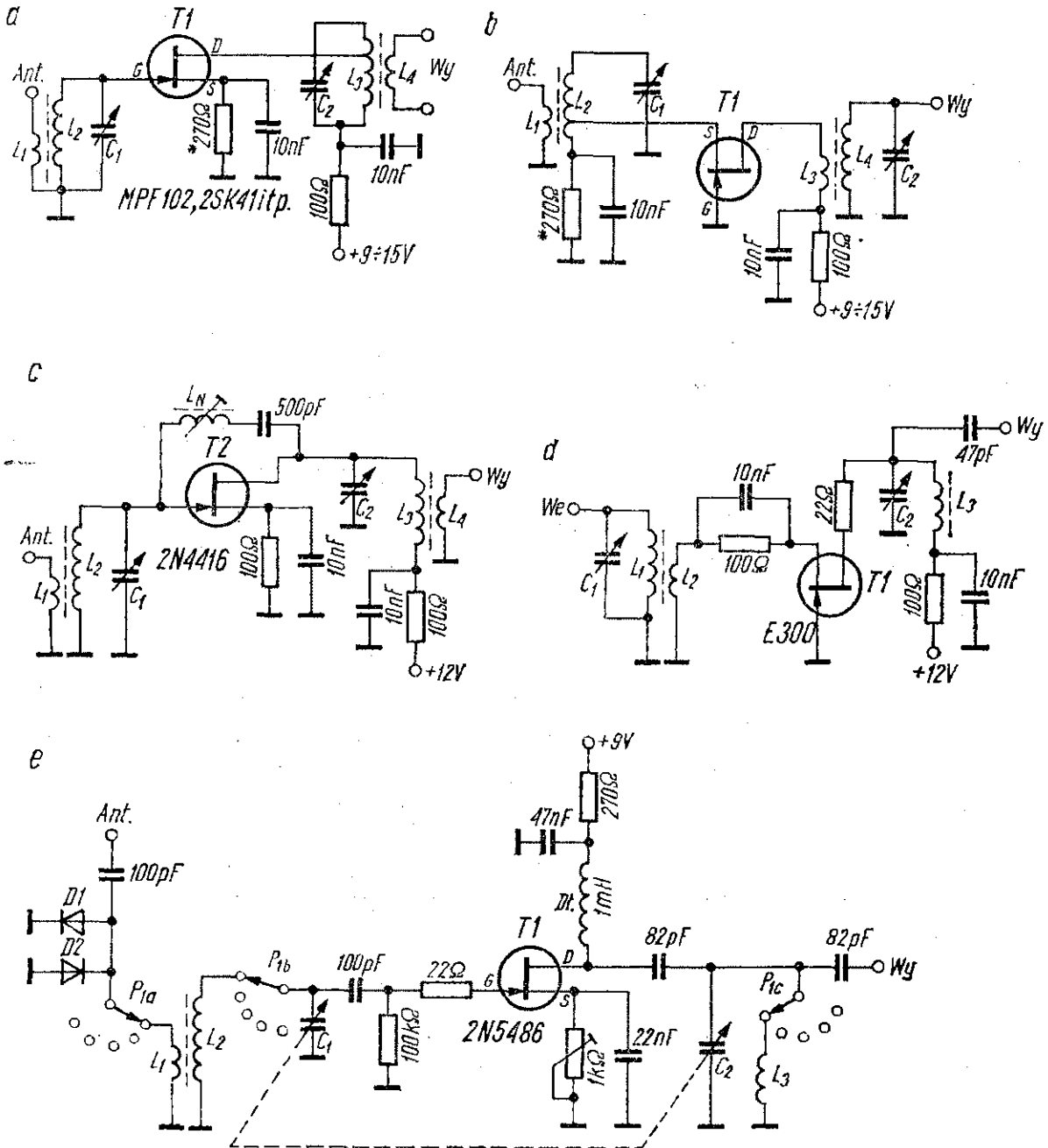
21 dB i pasmie 250 MHz (rys. 3.16). Wzmacniacz ten opisał DJ7VY w „CQ DL” nr 2/1978. Obydwa tranzystory pracują w konfiguracji WB, z punktami pracy ustawianymi indywidualnie za pomocą potencjometrów nastawnych. Z tranzystorami współpracują dwa identyczne transformatory w.cz. nawinięte w sposób pokazany na rys. 3.16b. Uzwojenie wejściowe ma 1 zwoj, a uzwojenie kolektorowe ma 14 zwojów z odczepem po 10 zwoju licząc od kolektora. Wszystkie uzwojenia nawinięte są przewodem Φ 0,15 mm na rdzenie toroidalne o średnicy 2,5 mm. Dzięki wprowadzonemu w ten sposób ujemnemu sprzę-

zeniu zwrotnemu uzyskano dużą szerokopasmowość i stabilną pracę tranzystorów. Wzmacniacz jest zasilany napięciem 10 V przy poborze prądu wynoszącym około 25 mA.

3.2.3. Wzmacniacze w.cz. KF zbudowane na tranzystorach polowych

Coraz większą dostępność tranzystorów polowych złączowych i z izolowaną bramką powoduje, że dzięki swoim zaletom tranzystory te zdecydowanie wypierają tranzystory bipolarne ze stopni wzmocnienia w.cz. nowoczesnych odbiorników KF i UKF.

Przykłady wzmacniaczy krótkofalowych pracujących na tranzystorach polowych złączowych zebrano na rys. 3.17. Podobnie jak w przypadku tranzystorów bipolarnych dominują dwie konfiguracje: najczęściej stosowana konfiguracja ze wspólnym źródłem (rys. 3.17a, będąca odpowiednikiem lampowego układu o podstawie katodowej i układu o wspólnym emiterze zbudowanego na tranzystorze bipolarnym oraz konfiguracja o wspólnej bramce (rys. 3.17b), odpowiadająca układom: z uziemioną siatką i ze wspólną bazą. Wzmacniacze pracujące na tranzystorach unipolarnych są bliższe układowo wzmacniaczom lampowym niż wzmacniaczom na tranzystorach bipolarnych. Pracuje się tu najczęściej przy ujemnej polaryzacji bramki, uzyskiwanej dzięki spadkowi napięcia na rezystorze włączonym w obwód źródła. Nie ma tu dzielników ustalających prąd spoczynkowy tranzystora. Ustalanie punktu pracy odbywa się poprzez zmianę wartości rezystancji w źródle. Dlatego też często rezystor ten jest oznaczony gwiazdką na schematach (jako rezystor dobierany, zmienny), szczególnie w tych układach, które są przystosowane do współpracy z tranzystorami polowymi różnego typu, lub też jest to rezystor nastawny. Podobnie jak bipolarna konfiguracja WE, wzmacniacz z tranzystorem polowym ze wspólnym źródłem na największe wzmocnienie, odwraca fazę sygnału i ma średnie rezystancje: wejściową i wyjściową. Odpowiednio układ ze wspólną bramką ma małą rezystancję wejściową i nie odwraca fazy, dzięki czemu jest także dość często stosowany we wzmacniaczach w.cz. We wzmacniaczu z rys. 3.17b źródło tranzystora jest dołączone do odczepu cewki obwodu wejściowego (właśnie ze względu na małą rezystancję wejściową tranzystora), a dolny koniec cewki jest dołą-



Rys. 3.17. Przykłady wzmacniaczy w.cz. KF pracujących na tranzystorach polowych złączowych

czony do masy przez rezystor $270\ \Omega$ zablokowany kondensatorem. Spadek napięcia na tym rezystorze decyduje o punkcie pracy tranzystora. Jeśli wygodniej jest dołączyć dolny koniec cewki bezpośrednio do masy, to rezystor ustalający punkt pracy, razem z kondensatorem, można włączyć pomiędzy odczep na cewce a źródło tranzystora.

W niektórych wypadkach (szczególnie dla częstotliwości KF i w pasmach UKF) tranzystor polowy w układzie ze wspólnym

źródłem wykazuje we wzmacniaczu w.cz. tendencję do niestabilności, wywołaną pojemnością złącza dren—bramka. W takim przypadku istnieje konieczność przeprowadzenia neutralizacji szkodliwej pojemności, np. w układzie przedstawionym na rys. 3.17c. Obwód neutralizacji zawiera cewkę L_N połączoną szeregowo z kondensatorem i włączoną pomiędzy bramkę i dren tranzystora. Obwód ten stroi się na największe tłumienie stopnia z odłączonym zasilaniem przy częstotliwości pracy wzmacniacza lub w pasmie o największej częstotliwości — w przypadku wzmacniaczy wielopasmowych z przełączanymi obwodami.

Na rysunku 3.17d przedstawiono przykład wykorzystania doskonałego tranzystora polowego E 300 we wzmacniaczu o wspólnym źródle. Rezystor ustalający punkt pracy stopnia ma tu wartość 100Ω i jest włączony pomiędzy źródło a górny koniec cewki sprzęgającej.

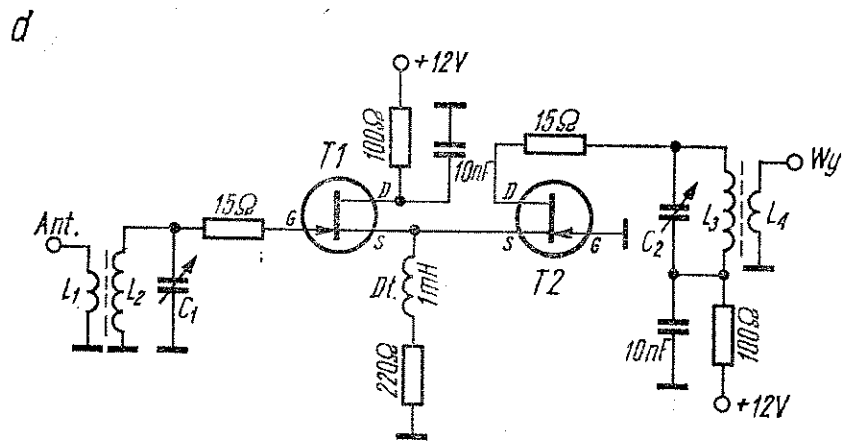
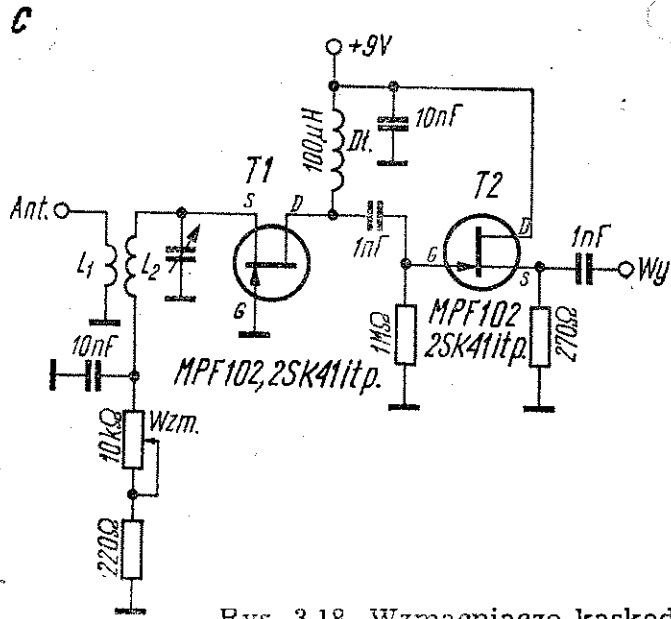
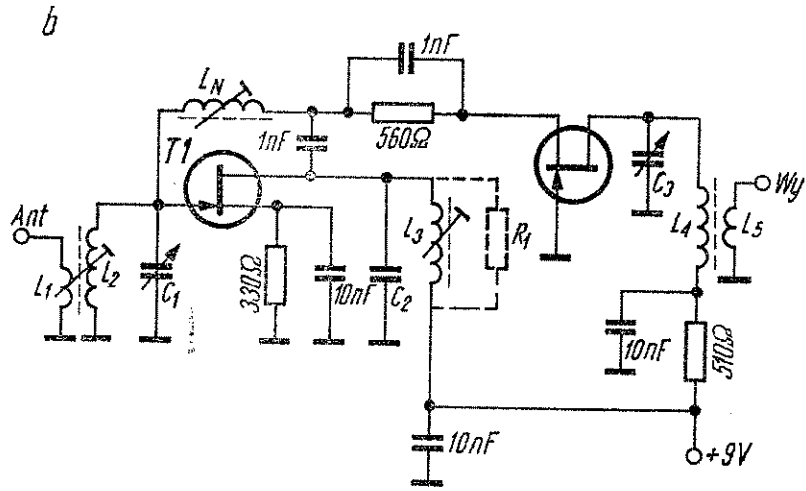
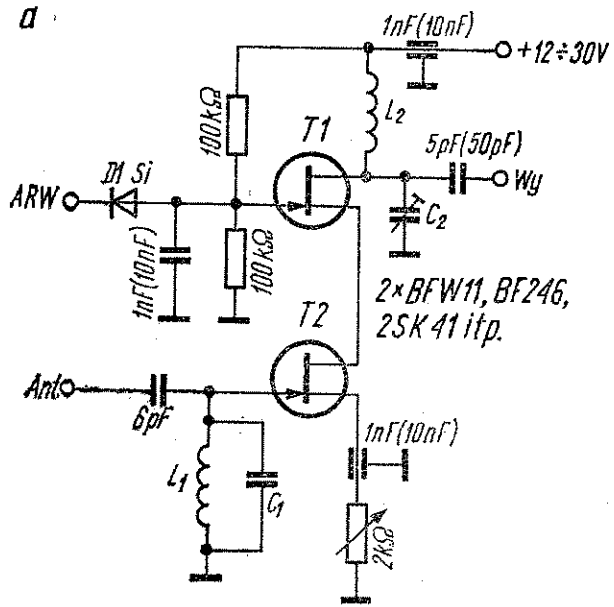
W przedstawionych poprzednio schematach nie uwzględniono przełączania cewek, natomiast na schemacie z rys. 3.17e pokazano także przełącznik cewek wzmacniacza w.cz., tyle że dla uproszczenia rysunku narysowano cewki tylko jednego pasma. Na wejściu układu znajduje się diodowy układ zabezpieczający stopień wejściowy, znany już z wcześniejszego omówienia. Każde odbierane pasmo ma własną cewkę obwodu rezonansowego, nawiniętą razem z cewką antenową L_1 . Obydwie cewki są dołączone jednym końcem do masy. Obwód rezonansowy jest oddzielony od bramki kondensatorem 100 pF . Bramka jest połączona z masą rezystorem upływowym, a tuż przy obudowie tranzystora do obwodu bramki jest włączony rezystor 22Ω , zapobiegający oscylacjom pasożytniczym. W obwodzie źródła tranzystora znajduje się potencjometr nastawny $1 \text{ k}\Omega$, którym można dokładnie ustawić wzmocnienie stopnia. Dren jest zasilany przez dławik 1 mH , a kondensator 82 pF oddziela od obwodu drenu rezonansowy obwód wyjściowy wzmacniacza, strojony współbieżnie z obwodem wejściowym. Takie rozwiązanie pozwala na połączenie dolnych końcówek cewek obwodu wyjściowego z masą, co może być wygodne ze względów konstrukcyjnych. Tak wykonany wzmacniacz może dać napięciowe wzmocnienie około 15 dB w całym zakresie fal krótkich. Większe wzmocnienie można uzyskać stosując dwa tranzystory polowe w układzie kaskodowym lub kaska-

dowym (kaskoda jest w tym przypadku połączeniem wzmacniacza ze wspólnym źródłem wzmacniaczem o wspólnej bramce, układ kaskadowy natomiast jest dowolnym innym połączeniem stopni wzmocnienia), jednym z przedstawionych na rys. 3.18.

Dwa pierwsze schematy (rys. 3.18a i b) przedstawiają wzmacniacze kaskodowe pracujące na tranzystorach polowych: w pierwszym przypadku przy zasilaniu szeregowym, bez neutralizacji, z automatyczną i ręczną regulacją wzmocnienia i przy zasilaniu równoległym, z neutralizacją — w drugim przypadku. Ręczna regulacja wzmocnienia w układzie z rys. 3.18a polega na powiększaniu ujemnego przedpięcia bramki w miarę zwiększania rezystancji w źródle tranzystora $T1$. Do bramki drugiego tranzystora doprowadzono napięcie ARW za pośrednictwem diody krzemowej $D1$. Napięcie ARW zmienia się od około 11 V przy braku sygnału, do zera przy maksymalnym poziomie sygnału. Dioda $D1$ wprowadza próg działania automatyki. Gdy napięcie ARW maleje od 11 V do około 5 V — dioda nie przewodzi i nie następuje obniżenie wzmocnienia kaskody. Dalszy wzrost poziomu odbieranego sygnału powoduje zmniejszenie się napięcia automatyki poniżej 5 V, przewodzenie diody i zmniejszenie się napięcia polaryzacji bramki, a w konsekwencji zmniejszenie się wzmocnienia układu. Na schemacie z rys. 3.18a podano przy niektórych elementach podwójne wartości: wartości podane w nawiasach odnoszą się do układu pracującego w pasmach KF, wartości pozostałe natomiast (bez nawiasów lecz znajdujące się obok wartości w nawiasach) odnoszą się do pasma 144 MHz.

W obydwu kaskodach mogą pracować różne typy polowych tranzystorów złączowych o kanale typu n , w tym także dostępne w kraju tranzystory 2SK 41. Druga kaskoda (z neutralizacją — rys. 3.18b) może także być wykonana z różnymi typami tranzystorów polowych. W obwodzie drenu tranzystora $T1$ znajduje się obwód rezonansowy C_2L_3 . Obwód ten nie jest przestrajany w pasmie, toteż dla powiększenia jego szerokopasmowości można równoległe do niego włączyć rezystancję od 2 do 10 k Ω . Wzmocnienie napięciowe opisanej kaskody w pasmie 28 MHz z tranzystorami MPF 102 osiągało wartość 35 dB.

Dwa następne schematy przypominają schematy wzmacniaczy kaskodowych, lecz nimi nie są. Schemat z rys. 3.18 c. jest połą-

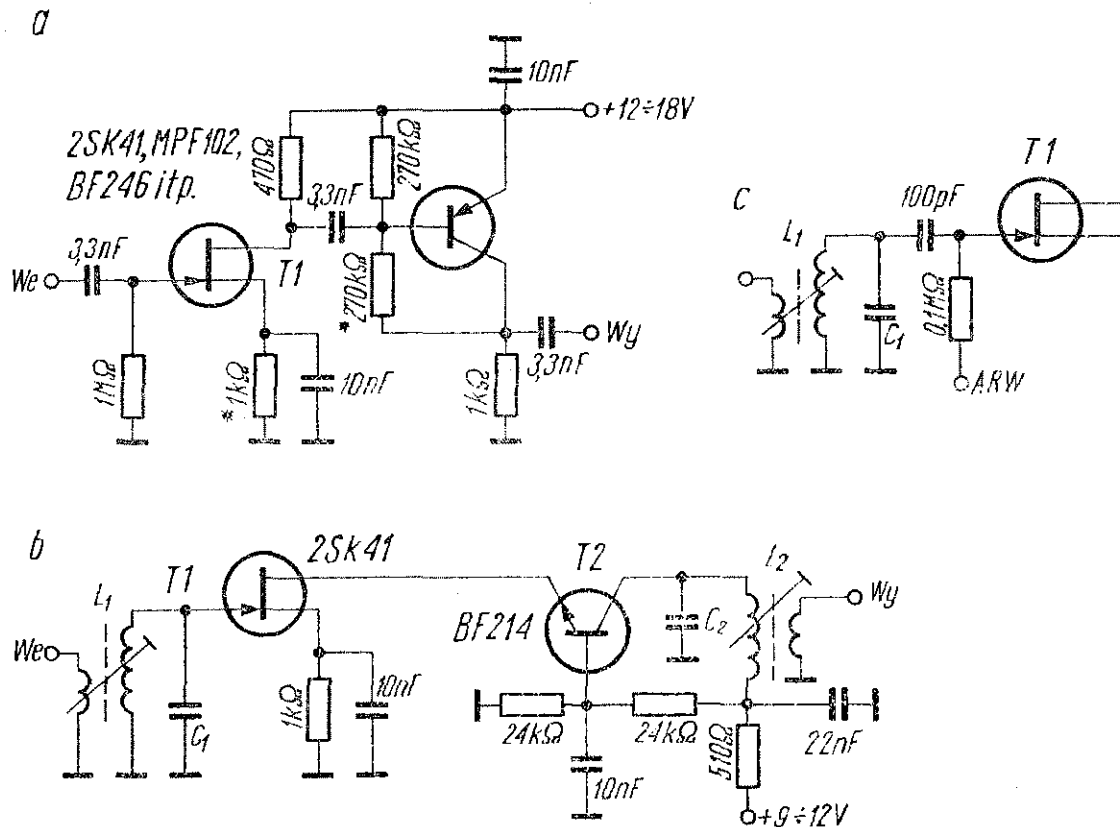


Rys. 3.18. Wzmacniacze kaskodowe i kaskadowe zbudowane na tranzystorach polowych

zeniem wzmacniacza o wspólnej bramce ze wzmacniaczem o wspólnym drenie. Układ charakteryzuje się małą rezystancją wejściową i wyjściową oraz brakiem przesunięcia fazowego. Nadaje się doskonale do modernizacji starszych typów odbiorników, gdzie może być umieszczony w postaci niewielkiego modułu i włączany pomiędzy obwody wejściowe a pierwszy stopień odbiornika. Układ opisał W1ICP w czasopiśmie „QST” nr 4/1970.

Układ kaskadowy z rys. 3.18d stanowi połączenie stopnia o wspólnym drenie ze wzmacniaczem o wspólnej bramce. Obydwa stopnie są sprzężone przez wspólny dławik o indukcyjności 1 mH w połączonych razem źródłach tranzystorów. Takie połączenie tranzystorów zapewnia dużą rezystancję wejściową, nie tłumiącą obwodu wejściowego, a także dużą rezystancję wyjściową. Wzmocnienie układu wynosi 25 dB.

Dobre rezultaty daje również łączenie w kaskadzie lub w kaskadzie wzmacniaczy w.cz. zbudowanych na tranzystorach unipolarnych z bipolarnymi. Dwa przykłady takiego łączenia przedstawiono na rys. 3.19. Pracujący na wejściu tranzystor połowy, naj-



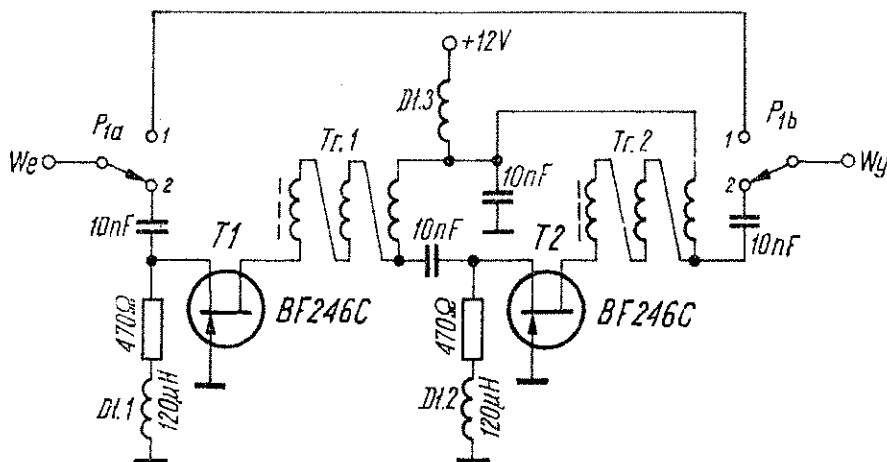
Rys. 3.19. Wzmacniacze w.cz. pracujące na tranzystorach unipolarnych i bipolarnych

częściej w układzie ze wspólnym źródłem, zapewnia podwyższoną odporność na zakłócenia intermodulacyjne i wzmacnia sygnał w granicach 8 do 15 dB, toteż właściwości drugiego tranzystora (szumy, kształt charakterystyki) nie mają już wielkiego znaczenia.

Na rysunku 3.19a przedstawiono schemat szerokopasmowego wzmacniacza o wzmacnieniu wynoszącym około 100 V/V przy częstotliwości 1 MHz, do około 20 na 40 MHz (40 dB do 26 dB). Tranzystor polowy pracuje tu ze wspólnym źródłem, drugi stopień natomiast — na tranzystorze *p-n-p* pracuje w konfiguracji WE. Dobór tranzystorów do obydwu stopni nie jest krytyczny. Może jednak zajść konieczność korekty punktów pracy przez zmianę wartości rezystancji oznaczonych na schemacie gwiazdkami.

Następny schemat (rys. 3.19b) przedstawia kaskodę z pierwszym stopniem zbudowanym na tranzystorze polowym ze wspólnym źródłem i z drugim stopniem na tranzystorze bipolarnym w układzie WB. Jest to „oszczędnościowa” kaskoda, stosowana częściej w okresie trudnej dostępności tranzystorów polowych. Do tego wzmacniacza można dołączyć automatykę zmieniając nieco schemat obwodu wejściowego, tak jak to przedstawiono na rys. 3.19c.

Bardzo interesujący dwustopniowy wzmacniacz szerokopasmowy KF w zastosowaniu do transceivera ATLAS 210 opisał

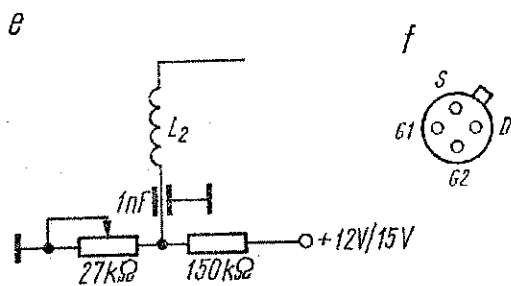
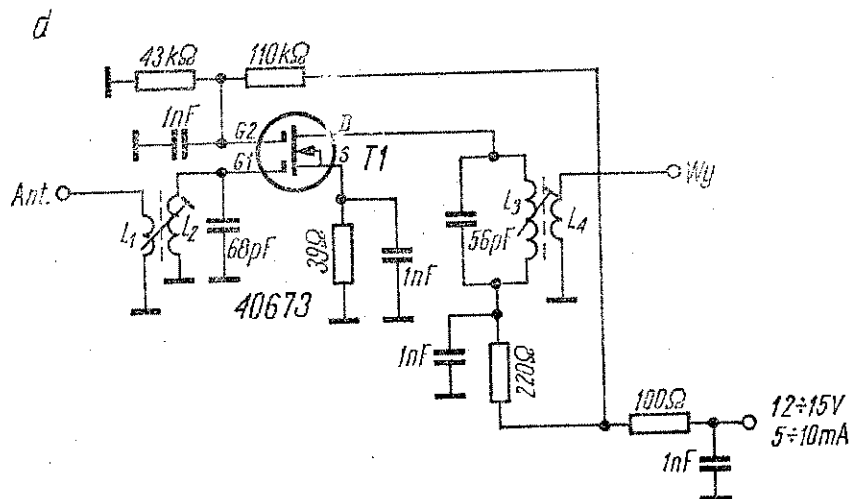
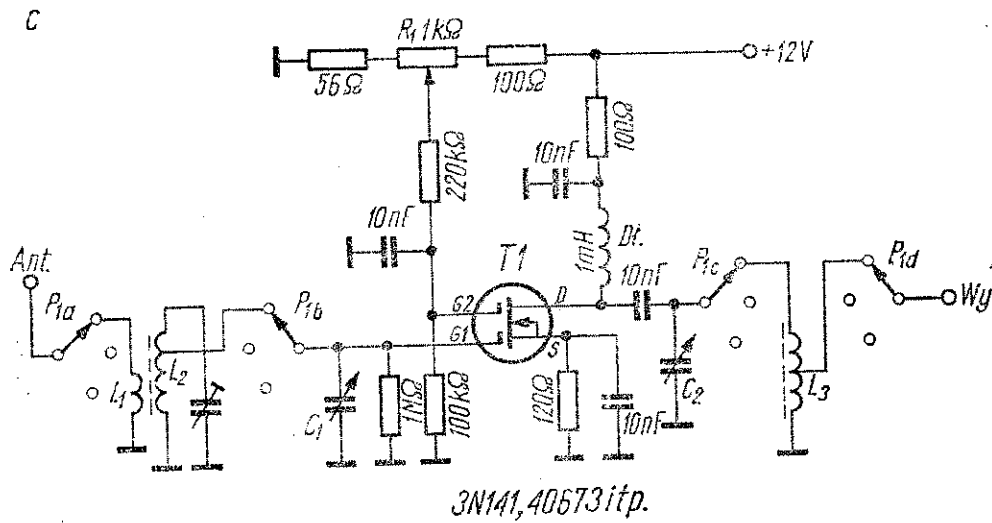
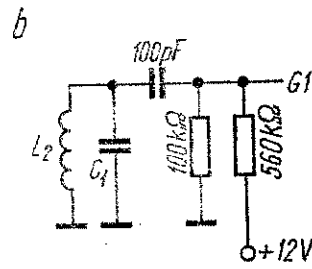
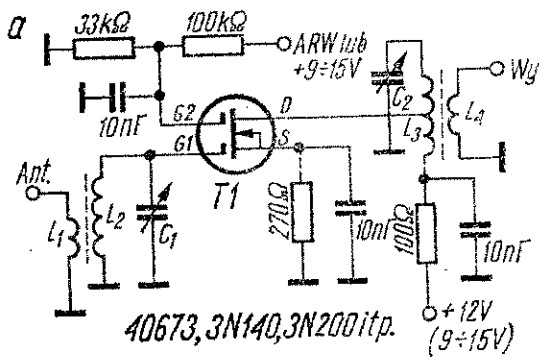


Rys. 3.20. Szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. KF działający na tranzystorach polowych

DL7Y w czasopiśmie „CQ DL” nr 7 z 1978 r. Schemat tego wzmacniacza przedstawiono na rys. 3.20. Jest on włączany przełącznikiem P_1 pomiędzy wejściowe filtry pasmowe a mieszacz. Użyte w nim szerokopasmowe transformatory w.cz. zostały nawinięte na rdzenie toroidalne Siemens R6,3N30 i zawierają 3×12 zwojów. Zamiast przełącznika lepiej zastosować cztery pojedyncze przekaźniki kontaktronowe, zmontowane na płycie wzmacniacza. Według przedstawionego schematu można poeksperymentować z dostępnymi w Polsce elementami, na przykład z tranzystorami 2SK 41 lub BF 256 i rdzeniami z materiału ferrytowego U 31 lub F 81.

Wzmocnienie zbliżone do wzmocnienia kaskody, a jednocześnie jeszcze lepsze parametry wielkosygnałowe (odporność na przesterowanie) zapewniają wzmacniacze w.cz. pracujące na dwubramkowych tranzystorach polowych MOS FET. W układzie wzmacniacza jedna bramka jest sterowana sygnałem w.cz., a druga bramka jest polaryzowana i uziemiona dla w.cz. Przykłady wzmacniaczy w.cz. dla pasm krótkofalowych z dwubramkowymi tranzystorami MOS FET zebrano na rys. 3.21. Na rysunku 3.21a przedstawiono najprostszy schemat takiego wzmacniacza. Z tranzystorem typu 40673 spadek napięcia na rezystorze w źródle powinien wynosić około 2,7 V (prąd płynący przez tranzystor wynosi wówczas 10 mA). Osiąga się to przy dodatniej polaryzacji bramki G_2 , która w tym przypadku wynosi około 4 V względem masy. Dzielnik, za pomocą którego polaryzowana jest bramka, może zamiast do plusa zasilania być dołączony do obwodu automatyki, w którym wzrost poziomu odbieranego sygnału powoduje obniżenie się napięcia regulującego. W niektórych przypadkach również bramka G_1 może wymagać dodatniej polaryzacji. Wówczas należy zastosować rozwiązanie z rys. 3.21b, oddzielając obwód od bramki kondensatorem i polaryzując tę bramkę z dzielnika.

Na rysunku 3.21c przedstawiono schemat wzmacniacza zbudowanego na dwubramkowym tranzystorze polowym do transceivera FTdx100/150, opisany przez OZ4DX w „Amatőr Radio” nr 12/1973. Dla uproszczenia narysowano jedynie cewki jednego zakresu. Bramka G_1 pracuje z niewielkim ujemnym przedpięciem, równym spadkowi napięcia na rezystorze w źródle (120 Ω). Regu-



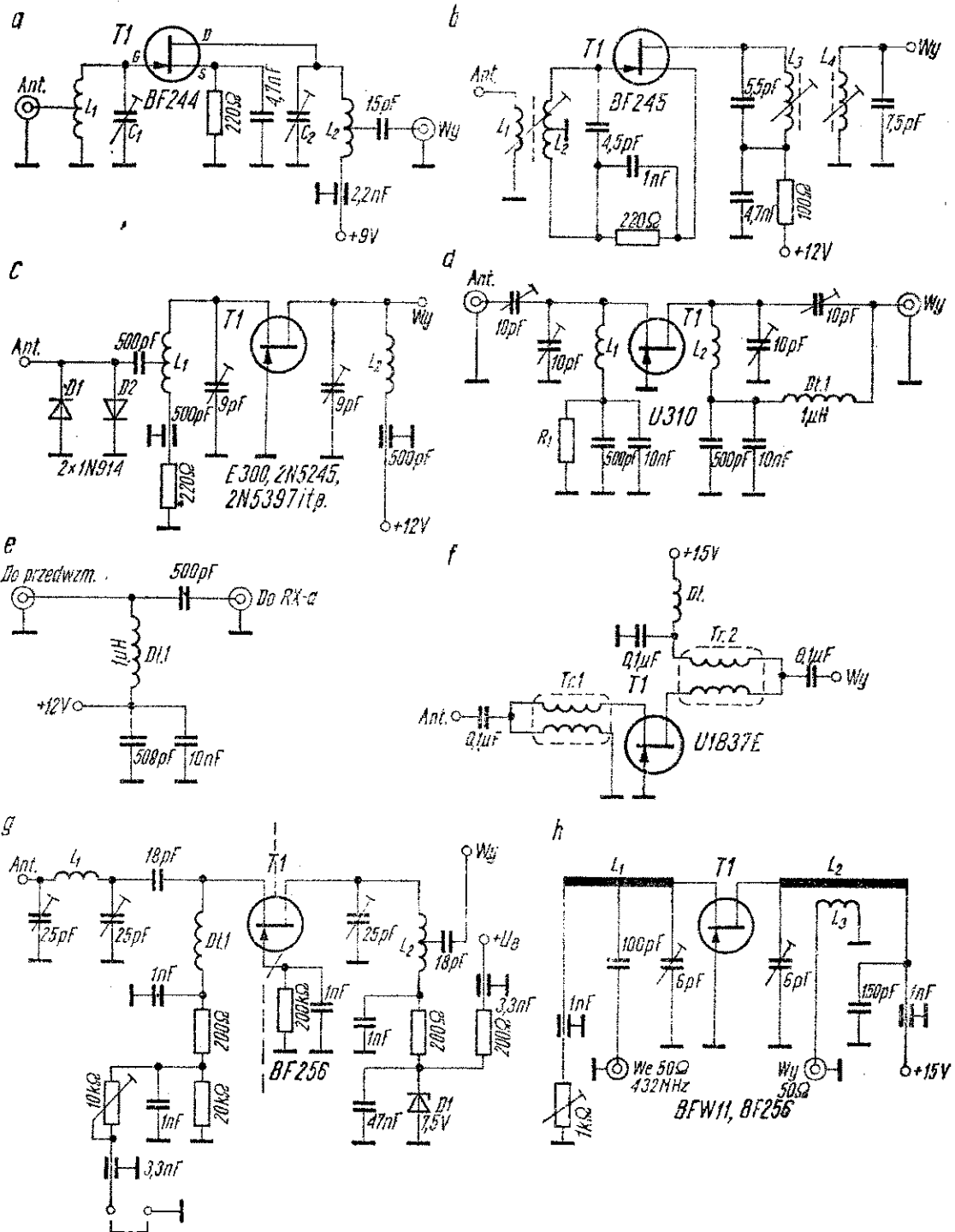
Rys. 3.21. Wzmacniacze w.c.z. KF pracujące na tranzystorach MOS FET

lacja wzmocnienia jest zrealizowana za pomocą potencjometru R_1 , którym można zmieniać w dużych granicach napięcie polaryzacji bramki G2. W obwodzie drenu znajduje się dławik 1 mH, a po kondensatorze sprzęgającym 10 pF znajduje się przełączany obwód wyjściowy wzmacniacza.

W czasopiśmie „Dubus” (nr 3/1976) krótkofalowiec W3TMZ zaleca stosowanie opisanego tam przedwzmacniacza zbudowanego na dwubramkowym tranzystorze polowym 40673 do odbiornika na pasmo 28 MHz, przy odbiorze sygnałów z Oscara. Schemat tego przedwzmacniacza przedstawiono na rys. 3.21d. Różni się on od rys. 3.21a praktycznie tylko wartościami elementów. Wzmocnienie tego układu na częstotliwości 29,5 MHz zawiera się w granicach 15 do 20 dB. Cewka L_1 ma 2 zwoje przewodu nawojowego 1 mm nawiniętego od strony „zimnego” końca L_2 , cewka L_2 ma 10 zwojów takiego samego przewodu na korpusie Φ 6,5 mm, cewka L_3 jest taka sama jak L_2 , a cewka L_4 jest taka sama jak L_1 (nawinięta na wspólny korpus z L_3). Do układu można wprowadzić ręczną regulację wzmocnienia w sposób przedstawiony na rys. 3.21e. Rozmieszczenie wyprowadzeń tranzystora 40673 i podobnych z grupy 3N 140—3N 200 przedstawiono na rys. 3.21f.

3.2.4. Wzmacniacze w.cz. UKF zbudowane na tranzystorach polowych

Przykłady schematów wzmacniaczy w.cz. UKF zbudowanych na tranzystorach polowych zebrano na rys. 3.22. Pierwsze dwa schematy obejmują układy o wspólnym źródle. Wzmacniacz z rys. 3.22a daje wzmocnienie wynoszące około 9 dB w pasmie 144 MHz. Cewki mają po 5 zwojów srebrzonego przewodu Φ 1 mm nawiniętych powietrznie na średnicy 10 mm. Kondensatory C_1 i C_2 są trymerami powietrznymi o maksymalnej pojemności 10 pF. Odczepy na cewkach należy dobrać podczas strojenia: na cewce L_1 — na najmniejszy współczynnik szumów, na cewce L_2 — na największe wzmocnienie w żądanym pasmie częstotliwości. Wzmacniacz może być umieszczony przy antenie: do tego zastosowania należy go wbudować do szczelnej obudowy, zaopatrzonej we współosiowe gniazda wejścia i wyjścia. Schemat z rys. 3.22b przedstawia wejście konwertera HS 1000Jx na pasmo



Rys. 3.22. Wzmacniacze w.cz. UKF zbudowane na polowych tranzystorach złączowych

144 MHz. W stopniu tym zastosowano ciekawy sposób neutralizacji przez dołączenie obwodu źródła tranzystora do części cewki L_1 . Taki sposób neutralizacji zapewnia stabilną pracę stopnia w szerokim zakresie częstotliwości. Zamiast tranzystora BF 245 stosowano z powodzeniem w tym układzie łatwiej dostępny tranzystor 2SK 41. Wyniki były zupełnie dobre. Cewki nawinięto powietrznie na średnicy 8 mm przewodem srebrzonym Φ 1 mm: L_1 — 2 zwoje, L_2 — 6 zwojów, L_3 — 7 zwojów i L_4 — 6 zwojów.

Przegląd układów wzmacniających o wspólnej bramce otwiera rys. 3.22c. Jest to pierwszy stopień konwertera lansowanego przez krótkofalowca WA3HMK na pasmo 144 MHz. Zastosowano w nim doskonały tranzystor polowy E 300. Na wejściu wzmacniacza znajduje się diodowy ogranicznik sygnału, chroniący tranzystor wejściowy przed zniszczeniem sygnałem własnego nadajnika. Cewka L_1 ma 6 zwojów nawiniętych przewodem Φ 1,3 mm na średnicy 10 mm z odczepem 2,5 zwoja od dołu. Cewka L_2 ma 4,75 zwoja i jest nawinięta tak jak L_1 . Trymery obwodów rezonansowych są ceramiczne i mają maksymalną pojemność $9 \div 10$ pF. Przy użyciu innego tranzystora może zajść konieczność wymiany rezystora w źródle (oznaczonego gwiazdką). Następny schemat — to antenowy przedwzmacniacz „księżycowy” (do prób łączności przez odbicie od Księżyca) opisany przez W2AZL. Zastosowano tu najlepszy z osiągalnych (w momencie budowy przedwzmacniacza) tranzystorów polowych UKF: U 310. Uzyskiwano na nim minimalny współczynnik szumów 1,5 dB. Obydwie cewki mają po 5 zwojów przewodu Φ 1 mm nawiniętych na średnicy 6,3 mm. Trymery mają maksymalną pojemność 10 pF, a pozostałe kondensatory są ceramiczne — dyskowe. Rezystor R_1 należy dobrać tak, aby prąd płynący przez tranzystor wynosił w przybliżeniu 10 mA. Przedwzmacniacz jest zasilany napięciem 12 V przez współosiowy kabel antenowy; dlatego też pomiędzy wyjście przedwzmacniacza a dolny koniec cewki L_2 włączono dławik w.cz. o indukcyjności 1 μ H. Sposób podawania napięcia zasilania do kabla współosiowego od strony aparatury przedstawiono na rys. 3.22e. Napięcie zasilające jest podawane przez dławik 1 μ H i jest chronione przed zwarcieniem

cewką wejściową odbiornika przez oddzielenie składowej stałej kondensatorem 500 pF.

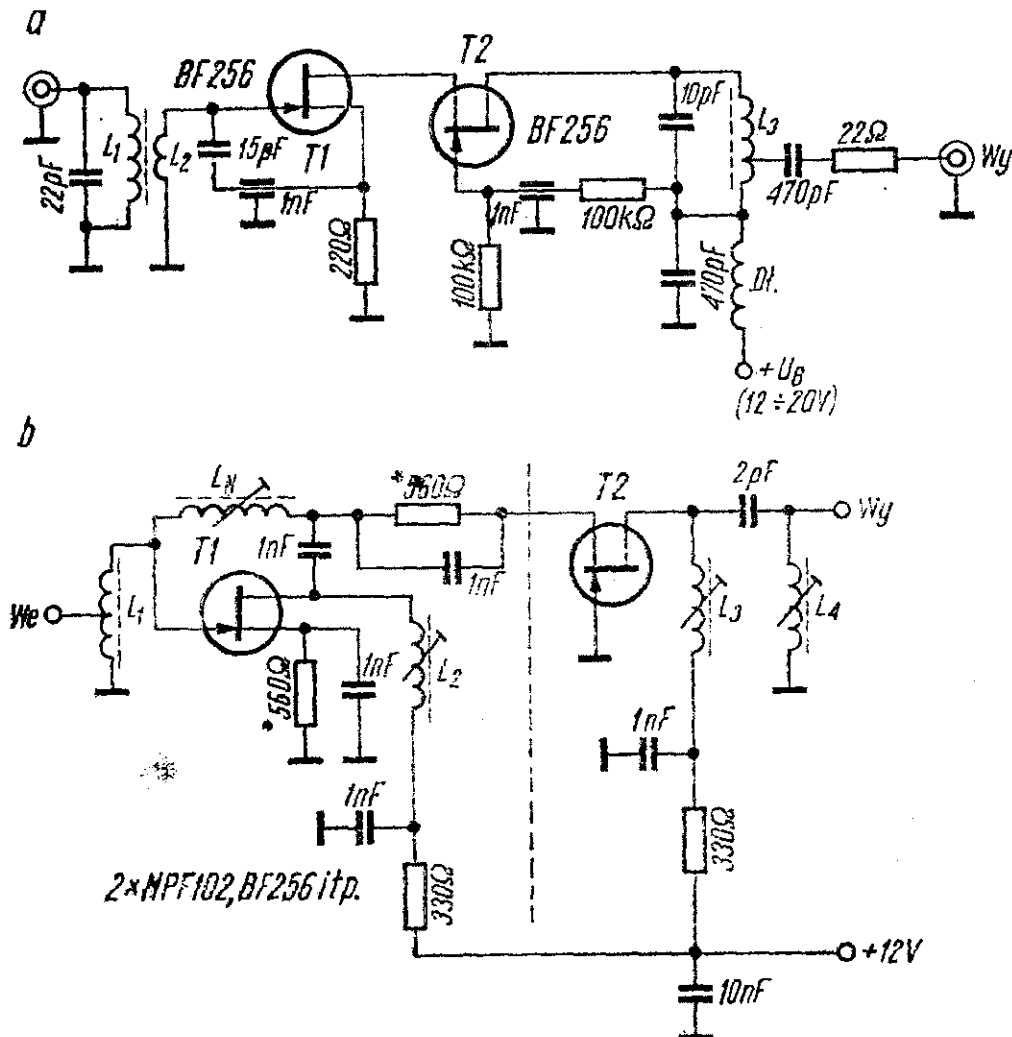
Aperiodyczny wzmacniacz w.cz. o minimalnej liczbie części składowych przedstawiono na rys. 2.22f. Tranzystor U 1837E pracuje tu przy zerowej polaryzacji bramki i ma na wejściu i wyjściu transformatory wielkiej częstotliwości nawinięte na rdzeniach toroidalnych. Do eksperymentów z tego rodzaju wzmacniaczem można zastosować kompletne symetryzatory z głowic telewizyjnych lub same rdzenie od tych symetryzatorów.

Często przy próbach pracy przez przemiennik „B” Oscara 7 okazuje się, że czułość sprzętu odbiorczego, wystarczająca do przeprowadzania „zwykłych” łączności na dystansie 100... 300 km jest zbyt mała. Można doraźnie temu zaradzić, bez przeróbki konwertera lub całego odbiornika, stosując prosty przedwzmacniacz na tranzystorze polowym BF 256 w układzie ze wspólną bramką, np. według schematu przedstawionego na rys. 3.22g (opisanego przez krótkofalowca SP9ADU w „Biuletynie PZK” nr 10/1977). Ponieważ zazwyczaj potrzebne jest niezbyt wielkie wzmocnienie, a generalna zasada budowy odbiorników wymaga stosowania możliwie najmniejszego wzmocnienia przed stopniem decydującym o selektywności, toteż układ ze wspólną bramką jest tu najodpowiedniejszy, szczególnie że nie wymaga neutralizacji i zapewnia stabilną pracę wzmacniacza. Użyto tu dostępnego czasami na rynku tranzystora polowego BF 256, jednego z najlepszych spotykanych w kraju, którego wytwórca podaje liczbę szumów około 1,2 dB w pasmie 150 MHz.

Na wejściu wzmacniacza użyto filtru typu π , który daje możliwość płynnej zmiany sprzężenia z anteną, a tym samym umożliwia uzyskanie minimalnej liczby szumów wzmacniacza. W obwodzie źródła znajduje się rezystor nastawny, który umożliwia precyzyjne ustawienie punktu pracy tranzystora podczas strojenia wzmacniacza. Zwieracz połączony z tym rezystorem powinien być rozwierany podczas nadawania. Napięcie zasilania wzmacniacza jest stabilizowane stabilistorem D1 o napięciu Zenera 7,5 V. Cewka L_1 ma 4 zwoje przewodu srebrzonego Φ 1 mm, nawinięte na średnicy 6 mm, długość nawinięcia wynosi około 10 mm. Cewka L_2 ma 6 zwojów nawiniętych jak L_1 , ale na długości 15 mm; odczep znajduje się w odległości 1÷3 zw. od strony masy. Dła-

wik $Dt1$ został wykonany przez nawinięcie 0,5 m przewodu nawojowego Φ 0,15÷0,2 mm na rezystorze MŁT (1 W), o rezystancji nie mniejszej niż 1 k Ω . We wzmacniaczu użyto trymerów garnuszkowych o maksymalnej pojemności 25 pF (wartość ta nie jest krytyczna, podobnie jak nie są krytyczne wartości kondensatorów odsprężających). Zamiast potencjometru nastawnego można zastosować potencjometr z gałką i dobierać wzmocnienie układu zależnie od potrzeb. Wzmacniacz może być zasilany napięciem w granicach 9 do 12 V, przy poborze prądu w granicach 8 do 25 mA.

Ostatni schemat (rys. 3.22h) zawiera przykład wzmacniacza o wspólnej bramce na pasmo 432 MHz. Linia wejściowa (L_1) ma długość 60 mm, z odczepem w odległości 40 mm od strony kondensatora przepustowego. Linia wyjściowa (L_2) ma długość 70 mm. Cewka sprzęgająca z wyjściem jest pętelką wykonaną z przewo-

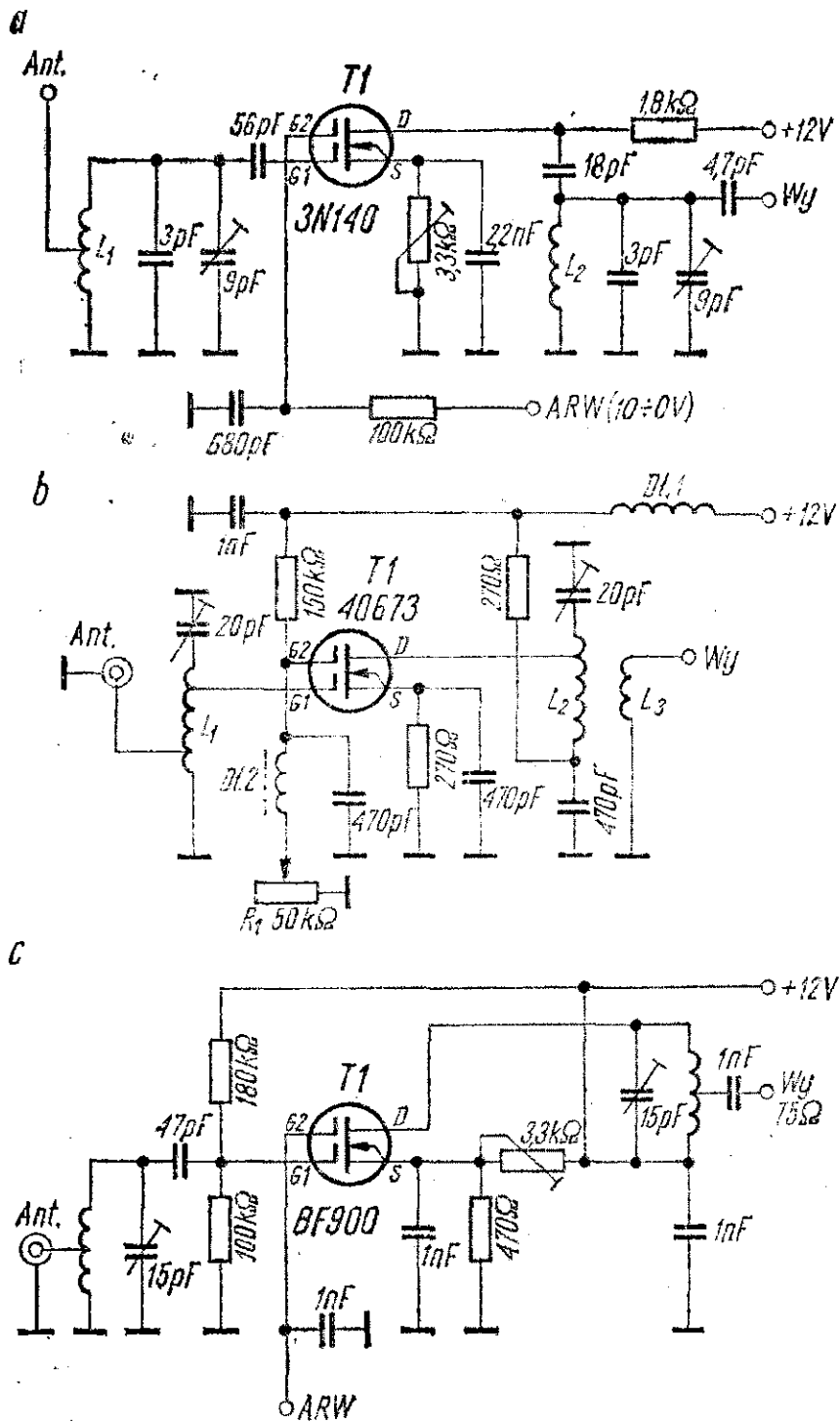


Rys. 3.23. Kaskadowe wzmacniacze w.cz. UKF zbudowane na połowych tranzystorach złączowych

du o długości 20 mm, zbliżoną do L_2 w pobliżu kondensatora przepustowego. Można także wyjście wzmacniacza dołączyć przez kondensator 100 pF do cewki L_2 w odległości około 40 mm od kondensatora przepustowego.

Dwa schematy wzmacniaczy kaskodowych zbudowanych na tranzystorach polowych na pasmo 144 MHz przedstawiono na rys. 3.23. Na rysunku 3.23a przedstawiono kaskodę o zasilaniu szeregowym, dającą wzmocnienie w granicach 12÷15 dB. Ze względu na szeregowe połączenie tranzystorów układ ten bardziej jest odpowiedni do urządzeń o większym napięciu zasilania (12 20 V). Przy mniejszych napięciach zasilających odpowiedniejsza będzie kaskoda o zasilaniu równoległym, której schemat przedstawiono na rys. 3.23b. Układ ten jest bardziej rozbudowany niż poprzedni: między innymi dodano tu cewkę neutralizującą. Dane cewek: L_1 — 6 zwojów przewodu Φ 0,5 mm na korpusie o średnicy 8 mm z rdzeniem, odczep po 1,75 zwoja od dołu, cewka L_2 ma 4 zwoje, tak jak L_1 , cewka L_3 zawiera 5 zwojów jak wyżej, cewka L_4 — 4 zwoje i L_N — 9 zwojów, także przewodem Φ 0,5 mm na korpusie Φ 8 mm z rdzeniem aluminiowym lub mosiężnym. Obydwa stopnie kaskody powinny być oddzielone od siebie ekranem.

Trzy schematy wzmacniaczy w.cz. na pasmo 144 MHz na dwubramkowych tranzystorach MOS FET zebrano na rys. 3.24. W pierwszym wzmacniaczu pracuje tranzystor 3N 140 (bez zabezpieczenia wewnętrznego), dając wzmocnienie w granicach 15÷÷20 dB. Potencjometr nastawny w źródle tranzystora umożliwia dobranie optymalnego punktu pracy. Możliwe jest zrealizowanie ręcznej lub automatycznej regulacji wzmocnienia. W tym celu należy wolny koniec rezystora 100 k Ω , połączonego z drugą bramką, dołączyć do napięcia ARW, zmieniającego się od około 10 V przy braku sygnału, do wartości bliskiej zera przy bardzo silnym sygnale odbieranym. Przy regulacji ręcznej należy ten punkt dołączyć do suwaka potencjometru, włączonego pomiędzy plus napięcia zasilającego a masę. Cewki zostały nawinięte powietrznie na średnicy 5 mm przewodem srebrzonym Φ 1 mm i zawierają: L_1 — 6 zwojów z odczepem po 1÷1,5 zwoja od dołu, i L_2 — 7 zwojów. Ze względu na brak zabezpieczenia złącz tranzystora wewnątrz struktury podczas wlotowywania tranzystora należy



Rys. 3.24. Wzmacniacze w.cz. UKF pracujące na tranzystorach MOS FET

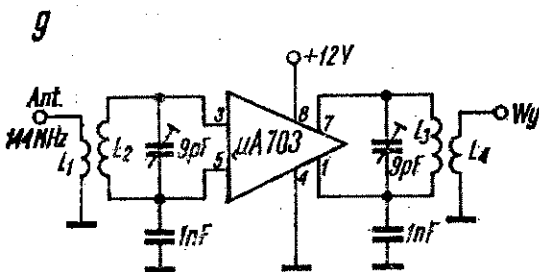
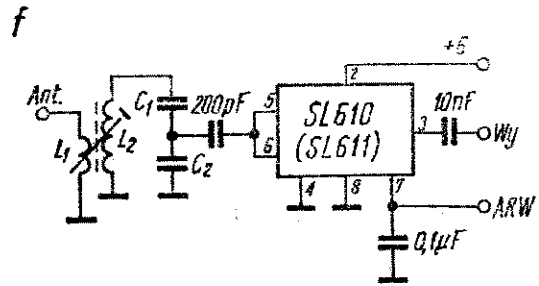
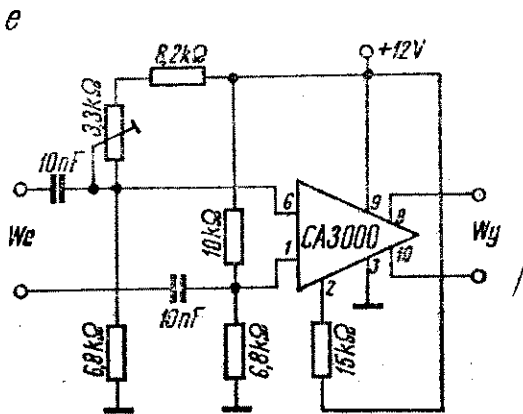
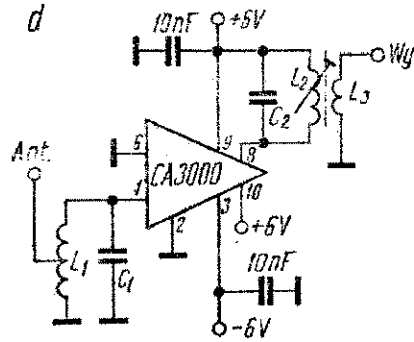
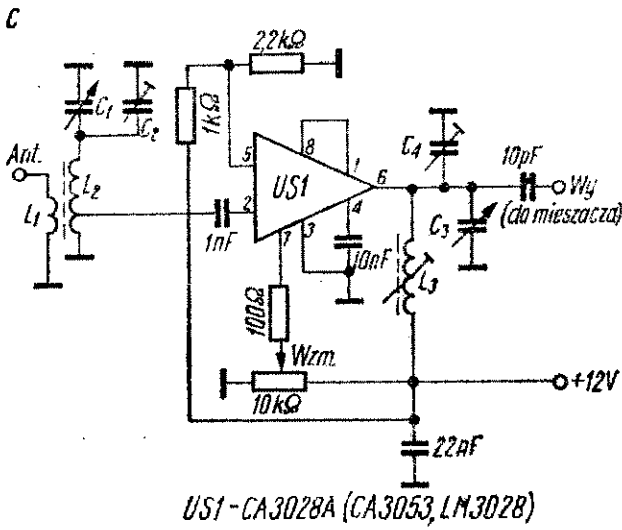
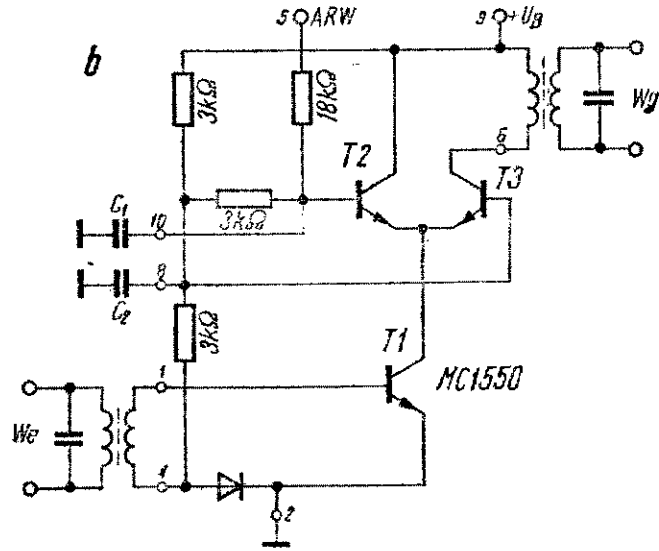
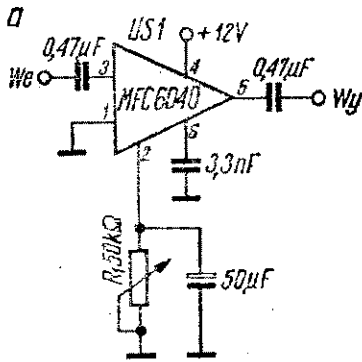
zachować szczególną ostrożność (tranzystor powinien mieć zwarte wszystkie końcówki tuż przy obudowie gumką przewodzącą lub przez okręcenie cienkim drucikiem), a przy współpracy z nadajnikiem trzeba zabezpieczyć wejście odbiornika diodami lub w inny skuteczny sposób. Lepszy jest pod tym względem tranzystor typu 40673, użyty w układzie przedstawionym na rys. 3.24b, ponieważ wewnętrzne zabezpieczenie bramek zwalnia użytkow-

nika z dodatkowych środków ostrożności. Potencjometr R_1 we wzmacniaczu z rys. 3.24b umożliwia ręczną regulację wzmocnienia. Cewka L_1 nawinięta jest na średnicy 8 mm i zawiera 5 zwojów rozciągniętych na długości 15 mm. Odczepy znajdują się w odległości 1 zwoju od masy (odczep antenowy) i 3 zwoje od masy. Cewka L_2 jest taka sama, lecz bez odczepów, cewka L_3 natomiast stanowi jeden zwój izolowanego przewodu nawiniętego na L_2 w pobliżu „zimnego” końca uzwojenia. Dławik $D11$ zawiera kilka zwojów cienkiego przewodu nawojowego, nawiniętych na małym pierścionku ferrytowym, dławik $D12$ natomiast jest „koralikiem” ferrytowym, nałożonym na połączenie między $G2$ a suwak potencjometru R_1 . Schemat wzmacniacza w.cz. z rys. 3.24c także niewiele się różni od pozostałych. Przewidziano tu zastosowanie ARW, tak jak w pierwszym schemacie z tego rysunku. Źródło tranzystora BF 900 dołączono tu do dzielnika, złożonego z potencjometru nastawnego $3,3\text{ k}\Omega$ oraz z rezystorem $470\ \Omega$. W tym układzie punkt pracy tranzystora jest w mniejszym stopniu zależny od prądu płynącego przez tranzystor.

3.2.5. Wzmacniacze w.cz. zbudowane na układach scalonych

Jak już wspomniano, układy scalone nie są zbyt często stosowane w stopniach wzmocnienia wielkiej częstotliwości. Stosuje się je zazwyczaj tam, gdzie nie wymaga się bardzo dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne lub tam, gdzie wymagany jest duży zakres regulacji wzmocnienia, np. w odbiornikach do radiolokacji amatorskiej. Spotykane są bowiem często układy wzmacniające, które zapewniają wzmocnienie rzędu 6 czy 20 dB, ale umożliwiają także uzyskanie tłumienia sygnału 20, 40, a nawet 60 dB. Taka dynamika regulacji wzmocnienia w.cz. trudna jest do uzyskania we wzmacniaczach tranzystorowych.

Wiele przykładowych schematów wzmacniaczy w.cz. na układach scalonych zebrano na rys. 3.25. Wzmacniacz z rys. 3.25a, zbudowany na układzie scalonym MFC 6040, jest w większym stopniu tłumikiem sygnału niż wzmacniaczem, ponieważ w zależności od położenia suwaka potencjometru R_1 można uzyskiwać maksymalne wzmocnienie sygnału 6 dB, bądź tłumienie, dochodzące w skrajnym położeniu potencjometru do 85 dB.



Rys. 3.25. Wzmacniacze w.cz. pracujące na układach scalonych

Najczęściej do wzmacniania w.cz. używa się scalonych wzmacniaczy różnicowych. Na rysunku 3.25b przedstawiono schemat budowy wewnętrznej wzmacniacza różnicowego MC 1550, wykorzystanego jako wzmacniacz w.cz. Struktury tranzystorowe T1 i T3, wchodzące w skład układu scalonego tworzą kaskodę (T1 stanowi wzmacniacz w konfiguracji WE, a T3 — WB). Tranzystor T2 został wykorzystany do regulacji wzmocnienia. Baza tego tranzystora jest uziemiona dla w.cz., toteż oddziałuje na nią jedynie stałe napięcie regulacyjne, z układu ręcznej lub automatycznej regulacji wzmocnienia. Zmiany tego napięcia powodują zmiany potencjału emitera T3 względem bazy tego tranzystora i w rezultacie wpływają na wartość wzmocnienia całego układu.

Do najpopularniejszych wzmacniaczy różnicowych stosowanych we wzmacniaczach w.cz. i p.cz. należy układ scalony CA 3028A. Schemat kompletnego wzmacniacza w.cz. na tym tranzystorze, z ręczną regulacją wzmocnienia, przedstawiono na rys. 3.25c. Maksymalne wzmocnienie układu może dochodzić do 49 dB, a maksymalna częstotliwość pracy — do 100 MHz.

Wzmacniacz różnicowy CA 3000 jest także stosowany we wzmacniaczach w.cz., gdzie w układzie z rys. 3.25d daje wzmocnienie od 25 do 30 dB, ale przy zmianie polaryzacji bazy tranzystora regulacyjnego (końcówka 6) pozwala na osiągnięcie maksymalnego tłumienia do około 60 dB. Zatem dynamika regulacji wzmocnienia wynosi tu aż 90 dB, co jest cenną właściwością tego wzmacniacza. Niedogodnością układu z rys. 3.25d jest konieczność zasilania układu scalonego dwoma napięciami: +6 V i -6 V względem masy. Niedogodności tej pozwala uniknąć układ z rys. 3.25e. W tym przypadku układ CA 3000 pracuje jako wzmacniacz symetryczny, w którym korekcja symetrii napięć wyjściowych może być dokonywana potencjometrem nastawnym.

Firma Plessey, znana z produkcji liniowych układów scalonych serii SL 600, doskonałych do budowy urządzeń radiokomunikacyjnych i wymagających niewielkiej liczby zewnętrznych elementów, produkuje specjalnie dla wzmacniaczy w.cz. układy SL 610 i SL 611. Przykład wzmacniacza w.cz. z tymi układami przedstawiono na rys. 3.25f. Obydwa typy układów można wykorzystywać do 100 MHz, mają małe szумы własne i są mało podatne na modulację skrośną. Maksymalne wzmocnienie, uzyskiwane dzięki

tym układom jest zawarte w granicach 22 do 26 dB, a dynamika regulacji wzmacnienia przekracza 50 dB. Pełny zakres regulacji wzmacnienia uzyskuje się przy zmianie napięcia ARW (lub RRW) od około +2 V (maksymalne wzmacnienie) do około +5 V. Nominalne napięcie zasilania dla układów scalonych Plessey wynosi 6 V, a maksymalne 9 V.

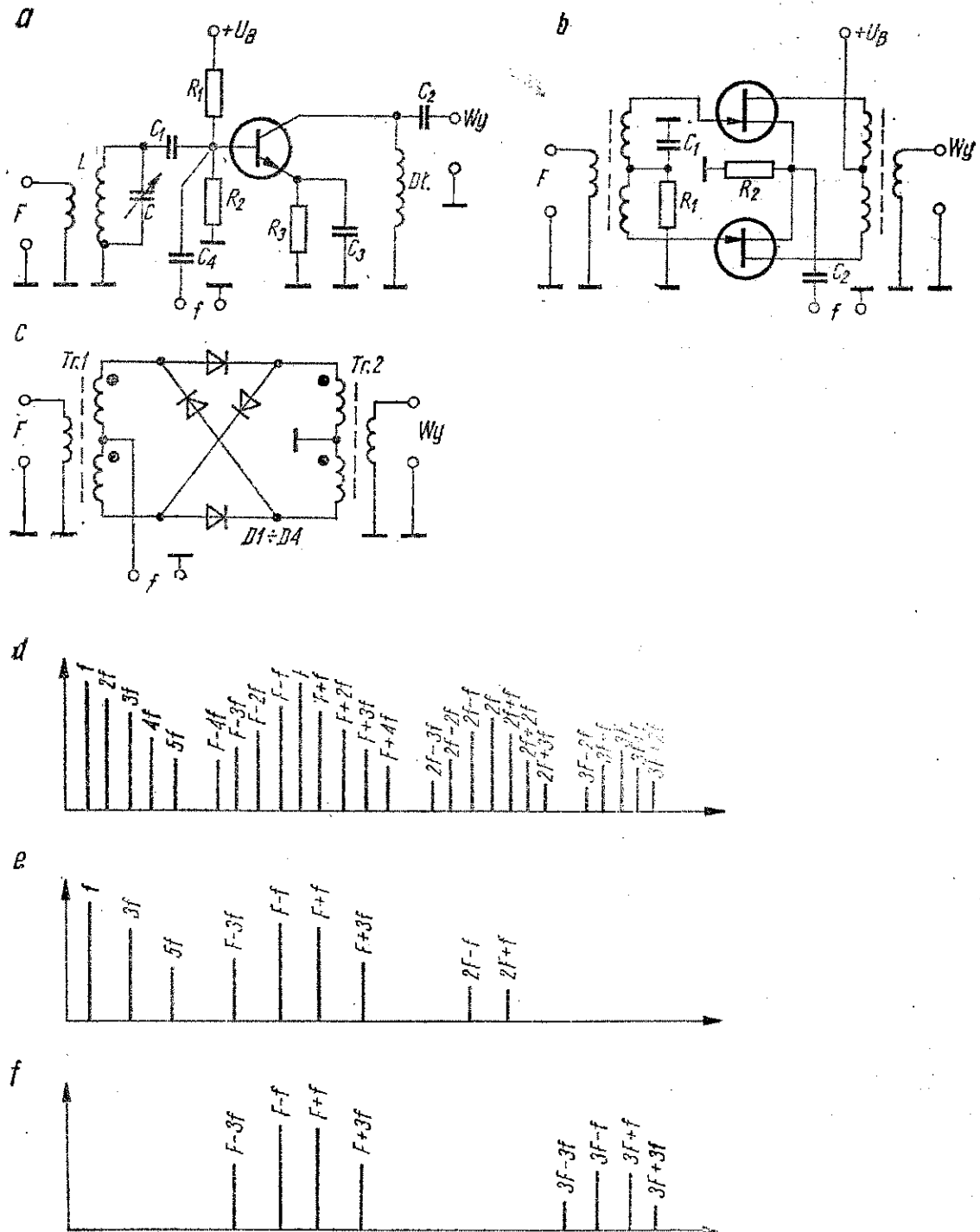
Ostatnim przykładem stosowania układów scalonych we wzmacniaczach w.cz. jest schemat z rys. 3.25g, gdzie układ scalony $\mu A 703$ pracuje na częstotliwości 144 MHz. Ten układ scalony może być w przedstawionym układzie wykorzystywany do około 200 MHz. Wzmacnienie na częstotliwości 100 MHz przekracza nieco 20 dB, przy szerokości pasma 5 MHz i szumach 6 dB. Przy 200 MHz wzmacnienie spada do 14 dB. Dla pasma 144 MHz cewki L_2 i L_3 powinny mieć po 5 zwojów przewodu Φ 1 mm, nawiniętych na średnicy 8 mm (powietrznie). Cewki sprzęgające L_1 i L_4 mają po jednym zwoju izolowanego przewodu Φ 0,5÷0,7 mm i są wciśnięte pomiędzy zwoje cewek rezonansowych.

3.3. Mieszacze, stopnie przemiany częstotliwości

Z obwodów wejściowych odbiornika lub po wzmacniaczu w.cz. sygnał odbierany jest podawany w odbiorniku superheterodynowym na wejście mieszacza, którego zadaniem jest zmieszanie sygnału o częstotliwości odbieranej z sygnałem lokalnego generatora (heterodyny), aby w rezultacie otrzymać sumę lub różnicę tych częstotliwości — częstotliwość pośrednią. W sprzęcie radiokomunikacyjnym generator lokalny stanowi zazwyczaj oddzielny stopień, choć spotyka się także mieszacze zbudowane razem z generatorami na jednym tranzystorze, czy układzie scalonym.

Trzy podstawowe rodzaje mieszaczy przedstawiono na rys. 3.26. Przykład najbardziej rozpowszechnionego mieszacza na tranzystorze bipolarnym pokazano na rys. 3.26a. Sygnał o częstotliwości odbieranej (F), wyselekcjonowany w obwodzie rezonansowym LC, jest podawany na bazę tranzystora $T1$. Równocześnie do bazy jest doprowadzony sygnał z generatora lokalnego o częstotliwości f . Dzięki nieliniowości charakterystyki tranzystora w wybranym punkcie pracy (w pobliżu zakrzywienia charakterystyki)

wystarczy aby amplituda jednego z doprowadzonych sygnałów (w tym przypadku sygnału z generatora) przekroczyła wartość $10 \div 20$ mV, a na wyjściu tranzystora pojawią się nowe częstotliwości, będące różnymi kombinacjami częstotliwości doprowadzonych do mieszacza. Mieszanie odbywa się na złączu baza—emiter,



Rys. 3.26. Porównanie podstawowych rodzajów mieszaczy

produkty mieszania sterują bazę tranzystora i w rezultacie w obwodzie kolektora amplituda ich jest większa niż na bazie — zostają wzmocnione, przy czym największe wzmocnienie zachodzi dla tych produktów mieszania, które są najbardziej zbliżone do częstotliwości, na którą nastrojony jest obwód w kolektorze. Przy szerokopasmowym obwodzie wyjściowym widmo częstotliwości występujących na wyjściu mieszacza zawiera bardzo wiele częstotliwości kombinowanych. Przedstawiono to z pewnym uproszczeniem na rys. 3.26d. Widać z tego wykresu¹⁾, że na wyjściu mieszacza zrównoważonego (a taki właśnie jest omawiany) znajdują się obydwie doprowadzone częstotliwości, ich kolejne harmoniczne i wzajemne kombinacje tych częstotliwości.

Częstotliwość z generatora lokalnego może być w omawianym układzie doprowadzona w różny sposób: tak jak na rys. 3.26a, szeregowo z obwodem LC oraz do emitera tranzystora przez kondensator C_3 , który wówczas musi być odłączony od masy. Ze względu na liczne częstotliwości na wyjściu tego mieszacza bardzo rzadko stosuje się go do torów nadawczych i to z selektywnymi obwodami rezonansowymi na wyjściu.

Znacznie korzystniejszy pod tym względem jest mieszacz zrównoważony, przedstawiony przykładowo na rys. 3.26b. Może być wykonany na diodach, na tranzystorach bipolarnych i na tranzystorach polowych. Widmo częstotliwości na wyjściu takiego mieszacza przedstawiono na rys. 3.26e. Dzięki doprowadzeniu sygnału odbieranego F pomiędzy bazy układu następuje różnicowanie układu dla tej częstotliwości i nie występuje ona na wyjściu. Nie występują także parzyste harmoniczne sygnału f i kombinacje parzystych harmonicznych tego sygnału z drugim sygnałem doprowadzonym. Liczba kombinacji harmonicznych wyższego stopnia jest znacznie ograniczona. Ułatwia to bardzo dalsze formowanie sygnału: dzięki mniejszej liczbie częstotliwości na wyjściu mieszacza i większym odstępom pomiędzy nimi, do wyselekcjonowania pożądanej częstotliwości można zastosować mniejszą liczbę obwodów.

Jeszcze mniejszą liczbę częstotliwości na wyjściu daje mieszacz podwójnie zrównoważony, którego schemat przedstawiono na

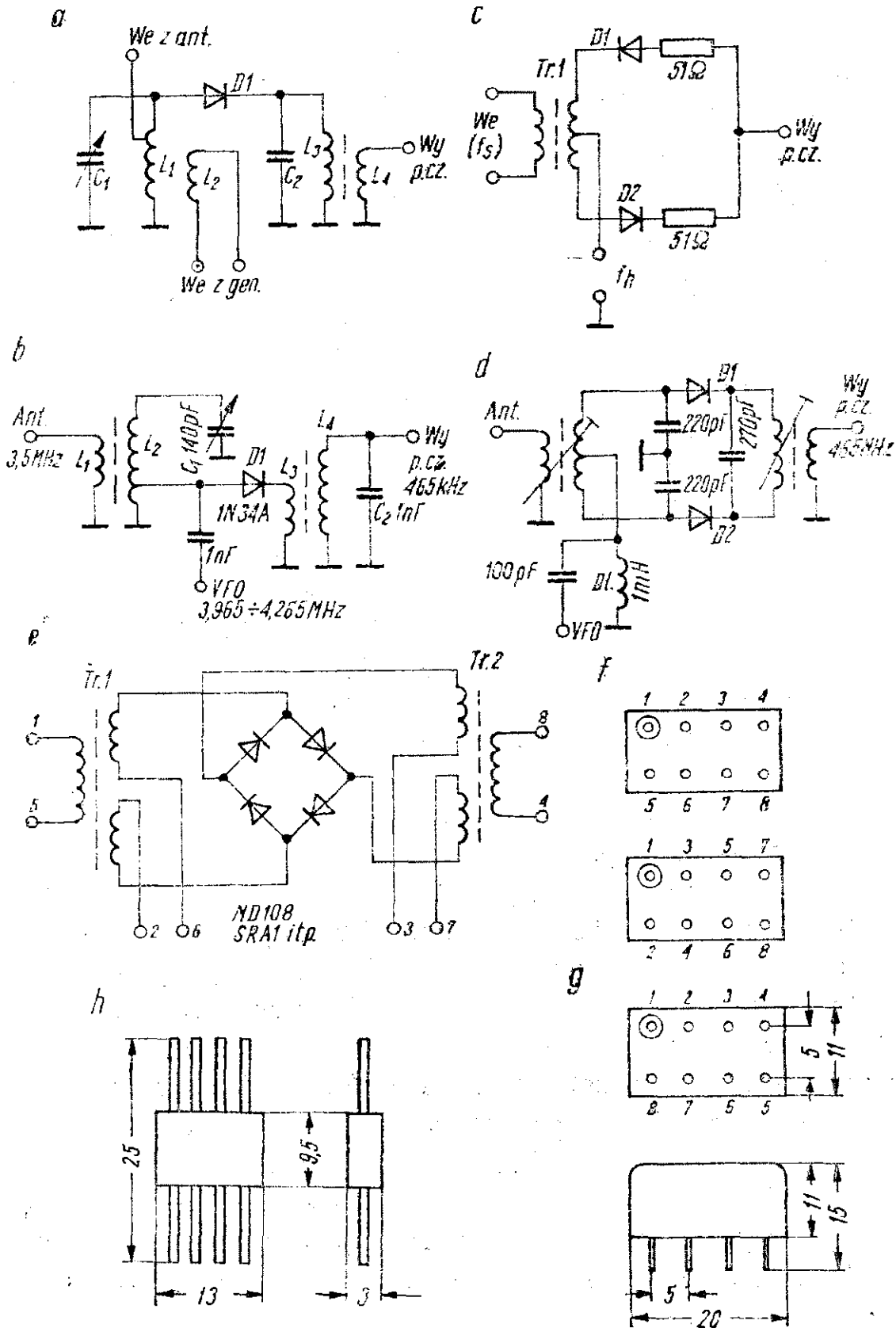
¹⁾ Na podstawie artykułu krótkofalowca DL1VU zamieszczonego w czasopiśmie „CQ DL” nr 1/1977.

rys. 3.26c. Spotykany jest zazwyczaj w wersji szerokopasmowej i jest zbudowany na diodach w.cz., diodach Schottky'ego i na scalonych zespołach 4 odpowiednio połączonych tranzystorów bipolarnych (np. UL 1000L). Zrównoważenie zachodzi tu dla obydwu częstotliwości doprowadzonych do mieszacza, toteż nie występują one na wyjściu (wykres z rys. 3.26f). Na wyjściu występuje suma i różnica częstotliwości doprowadzonych, suma i różnica częstotliwości odbieranej z trzecią harmoniczną częstotliwości heterodyny oraz bardzo odległe (a więc o małej amplitudzie i łatwe do odfiltrowania) kombinacje trzeciej harmonicznej częstotliwości odbieranej z częstotliwością heterodyny i jej trzecią harmoniczną.

3.3.1. Mieszacze diodowe

Schematy praktyczne mieszaczy diodowych zebrano na rys. 3.27. Mieszacze z pojedynczą diodą (rys. 3.27a) praktycznie nie są stosowane w odbiornikach KF, a tylko na wyższych pasmach UKF, ponieważ tylko tam trudno je zastąpić mieszaczami tranzystorowymi dającymi wzmocnienie, a wielkie częstotliwości doprowadzone do mieszacza zapewniają odpowiednio duży odstęp pomiędzy kombinacjami częstotliwości na wyjściu mieszacza. W mieszaczu tym obwód L_1C_1 jest dostrojony do częstotliwości odbieranej, do cewki sprzęgającej L_2 doprowadzony jest sygnał z generatora, a częstotliwość pośrednia jest wyselekcjonowana przez obwód rezonansowy L_3C_2 i za pośrednictwem cewki L_4 jest podawana na wzmacniacz p.cz. Rzadko spotykany w praktyce mieszacz krótkofalowy na pojedynczej diodzie przedstawiono na rys. 3.27b. Wejściowy obwód rezonansowy jest tu strojony kondensatorem C_1 w pasmie 3,5 MHz. Dioda mieszająca (dowolnego typu) jest dołączona do odczepu cewki, aby swoją małą rezystancją nie tłumiała obwodu. Do tego samego punktu doprowadzony jest sygnał z VFO. Po diodzie znajduje się zwykły obwód pośredniej częstotliwości 465 kHz. Tłumienie przemiany wynosi tu około 3 dB.

Diodowe mieszacze zrównoważone także wprowadzają tłumienie rzędu 3 dB, ale usuwają z produktu wyjściowego niepożądane częstotliwości. Dwa przykłady dwudiodowych mieszaczy zrównoważonych przedstawiono na rysunkach 3.27b i c. I te układy nie są często spotykane w urządzeniach krótkofalowych.



Rys. 3.27. Mieszacze diodowe

Niewątpliwie najczęściej stosowanym w praktyce mieszaczem diodowym jest podwójnie zrównoważony mieszacz szerokopasmowy zbudowany na 4 diodach germanowych, krzemowych lub z gorącymi nośnikami (*hot-carrier-diode*, dioda Schottky'ego), o schemacie przedstawionym na rys. 3.26c. Układ ten, omówiony już w rozdziale 2.21, może pełnić rolę modulatora zrównoważonego, mieszacza i demodulatora SSB. Dwa zawarte w nim transformatory różnicowe powinny być nawinięte na pierścieniowe rdzenie ferrytowe, z możliwie dokładną symetrią. O ile w zastosowaniu do formowania sygnału SSB używa się w tym układzie zazwyczaj diod germanowych bardzo dokładnie sparowanych, to w przypadku mieszacza częściej używa się diod krzemowych, o większych częstotliwościach granicznych, a ich dobranie nie musi być tak precyzyjne.

Wiele firm elektronicznych produkuje szerokopasmowe mieszacze podwójnie zrównoważone o podobnej konstrukcji, używając w nich diod z gorącymi nośnikami. Schemat z numeracją wyprowadzeń takiego mieszacza przedstawiono na rys. 3.27e. Zestawienie najczęściej spotykanych mieszaczy znajduje się w tabelicy 3.3 a) — typów przeznaczonych do pracy przy mniejszych częstotliwościach (do pasma 432 MHz włącznie) i w tabelicy 3.3 b) — typów mogących pracować jeszcze w pasmie 1296 MHz. Mieszacze pierwszej grupy są zamknięte w metalowych kubeczkach prostopadłościennych o wymiarach $11 \times 20 \times 11$ mm z ośmioma wyprowadzeniami szpilkowymi. Trzy różne sposoby numeracji wyprowadzeń przedstawiono na rys. 2.27f (numeracja końcówek na schemacie odnosi się do pierwszego rysunku wyprowadzeń). Końcówka 1 zawsze jest oznaczona kolorem. Mieszacze grupy drugiej zamknięte są w obudowach o wymiarach przedstawionych na rys. 3.27h. Przykłady zastosowań omawianych fabrycznych mieszaczy zrównoważonych zebrano na rys. 3.28. Mieszacz zrównoważony SRA-1 (rys. 3.28a) pracuje w odbiorniku krótkofalowym na pasmo $1,8 \div 2$ MHz. Obwód rezonansowy w drenie wzmacniacza w.c.z. zbudowanego na tranzystorze polowym (T_1) składa się z cewki L_1 i wypadkowej pojemności szeregowo połączonych kondensatorów 220 pF i 680 pF. Kondensatory te tworzą równocześnie dzielnik dopasowujący wejście mieszacza diodowego. Do drugiej cewki sprzęgającej mieszacza (pomiędzy końcówką 8 a masę)

Tablica 3.3

Zestawienie najczęściej spotykanych mieszaczy podwójnie zrównoważonych produkcji fabrycznej zbudowanych na diodach z gorącymi nośnikami

a) typy zalecane do stosowania aż do pasma 432 MHz włącznie¹⁾

Wytwórca i typ mieszacza	Zakres częstotliwości [MHz]	Tłumienie $F \rightarrow F$ [dB]
Anzac MD108	5 ÷ 500	25
Anzac MD109	0,2 ÷ 200	25
Anzac MD142	10 ÷ 100	20
Mini-Circuits SBL-1	1 ÷ 500	30
Mini-Circuits SRA-1	0,5 ÷ 500	30
Mini-Circuits SRA-5	5 ÷ 1500	25
Merrimac 117A	0,5 ÷ 500	30
Merrimac DMS-2-200	1 ÷ 400	30
Cimarron CM-1	5 ÷ 500	25
Cimarron CM-2	5 ÷ 1200	20
Summit 769E	5 ÷ 500	30
Summit 761	3 ÷ 1000	35
Watkins-Johnson M6E	5 ÷ 500	30

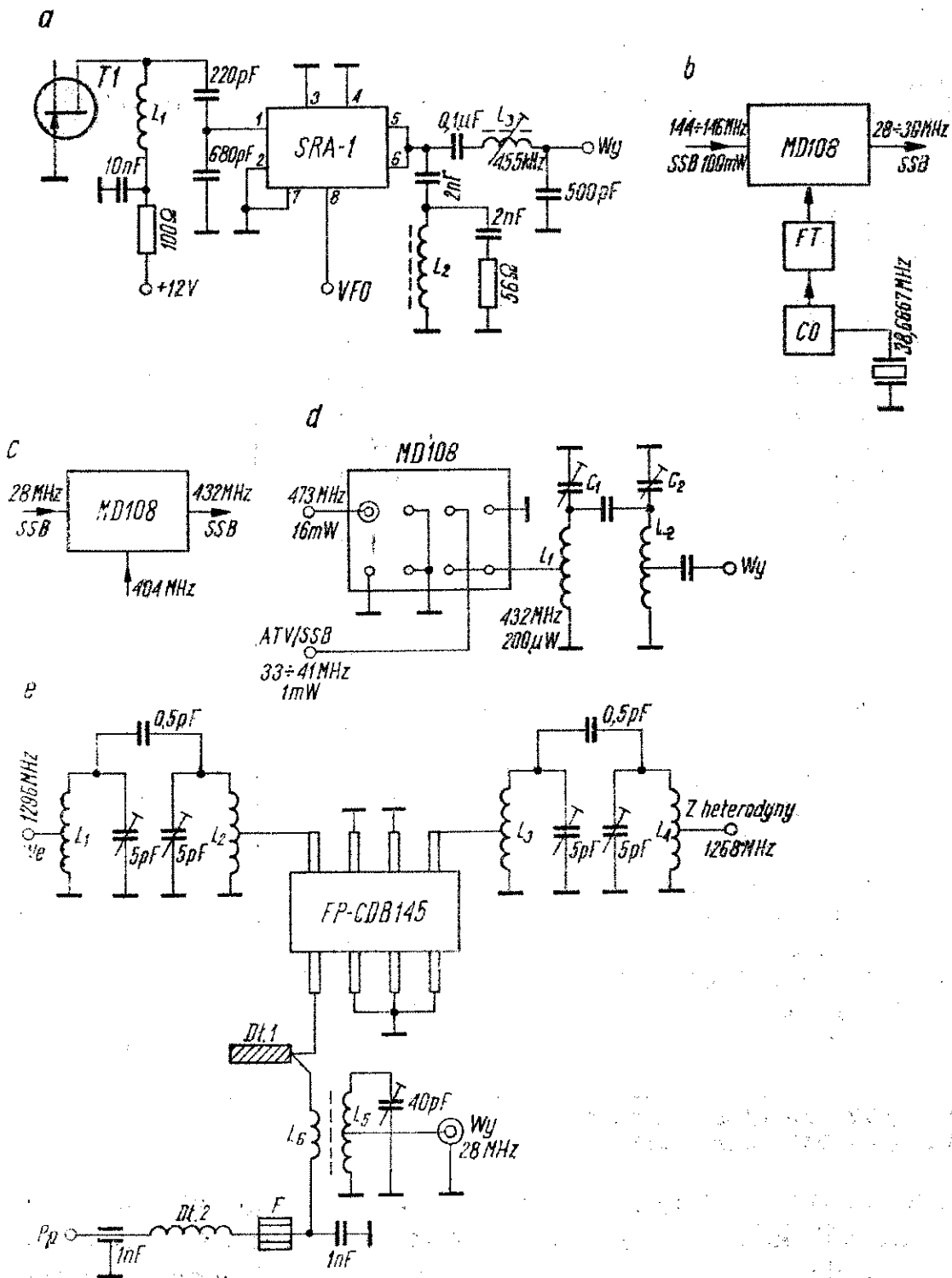
b) typy zalecane do stosowania w pasmie 1296 MHz²⁾

Wytwórca i typ mieszacza	Zakres częstotliwości [MHz]	Tłumienie przemiany [dB]
Olektron Corp. FP-CDB-145	0,5 ÷ 1350	9,0
Merrimac DMF-2A-750	50 ÷ 1500	9,0
Vari-L Company DBM-158	500 ÷ 1500	7,5
Lorch Electronics FC-200ZF15	10 ÷ 1500	8,5
Watkins-Johnson M4A	10 ÷ 1500	8,5
Anzac Electronics MD-614	6000 ÷ 2000	7,5

¹⁾ Według WA6UAM („Ham Radio” nr 9/1977)

²⁾ Według WA6UAM („Ham Radio” nr 7/1975)

doprowadzony jest sygnał z VFO, przestrajanego w granicach 2255 ... 2455 kHz. Na wyjściu mieszacza znajduje się obwód dostrojony do częstotliwości 455 kHz, skąd sygnał przechodzi na pierwszy stopień wzmacnienia pośredniej częstotliwości w układzie kaskody pracującej na dwóch tranzystorach półowych.



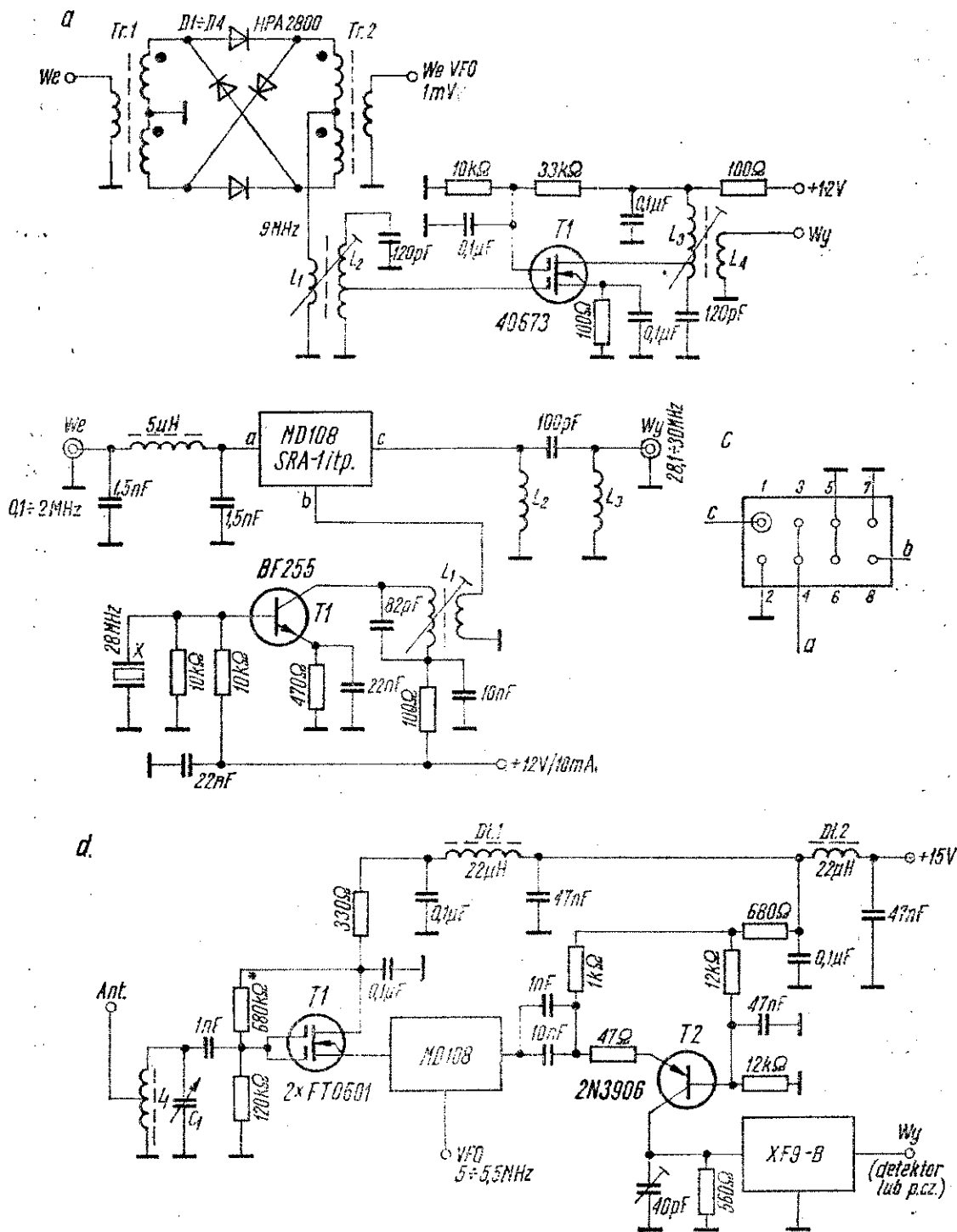
Rys. 3.28. Przykłady stosowania podwójnie zrównoważonych mieszaczy produkcji fabrycznej zbudowanych na diodach z gorącymi nośnikami (hot-carrier-diode)

Dwa następne rysunki (rys. 3.28b i c) przedstawiają blokowo wykorzystanie podwójnie zrównoważonych mieszaczy MD108 w układach transwerterów SSB: w pierwszym przypadku jest to transwerter umożliwiający pracę w pasmie 28 MHz z nadajnikiem (transceiverem) pracującym wyłącznie w pasmie 144 MHz (przemiana częstotliwości „w dół”), w drugim przypadku natomiast (rys. 3.28c) mieszacz jest wykorzystany dla przemiany sygnału z pasma 28 MHz na pasmo 432 MHz.

Także w pasmie 432 MHz zawarta jest wyjściowa częstotliwość mieszacza z rys. 3.28d, który służy do przetworzenia sygnału SSB lub amatorskiej telewizji (ATV), uformowanego w pasmie 33 41 MHz. Na schemacie podane są minimalne poziomy deproprowadzonych mocy. Pomędzy mieszaczem a następującymi po nim stopniami wzmocnienia znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy.

Przykład zastosowania mieszacza FP-CDB-145 z drugiej grupy zestawienia mieszaczy z tablicy 3.3 przedstawiono na rys. 3.28e. Jest to stopień pierwszej przemiany częstotliwości odbiornika na pasmo 1296 MHz. Na wejściu sygnału i wejściu sygnału z heterodyny znajdują się dwuobwodowe filtry pasmowe. Występujące w nich indukcyjności są to linie paskowe o szerokości 3 mm i długości 13 mm, z odczepami w odległości 5 mm od uziemionego końca. Dławik $Dl1$ jest także linią paskową o szerokości 2,5 mm i długości 30,5 mm; $Dl2$ ma indukcyjność 22 μH . Wyjściowy obwód z cewkami L_5 i L_6 jest nawinięty na rdzeń toroidalny Amidon T-50-10; cewka L_5 ma 22 zwoje przewodu Φ 0,65 mm z odczepem po 5 zwojach od dołu, a cewka L_6 ma 5 zwojów nawiniętych takim samym przewodem. Dolny koniec cewki L_6 dołączony jest do filtru odsprzęgającego, złożonego z kondensatora 1 nF, ferrytowego „koralika” F, dławika $Dl2$ i kondensatora przepustowego 1 nF, po którym następuje punkt pomiarowy. Omawiany stopień przemiany opisał WA6UAM w czasopiśmie „Ham Radio” nr 7/1975.

Trzy dalsze przykłady stopni przemiany KF z podwójnie zrównoważonymi mieszaczami diodowymi zebrano na rys. 3.29. Mieszacz z rys. 3.29a jest wykonany amatorsko, tak jak omawiany wcześniej z rys. 3.26c. Użyto tu diod z gorącymi nośnikami typu HPA-2800. Transformatory $Tr1$ i $Tr2$ są nawinięte na rdzenie to-



Rys. 3.29. Przykłady krótkofalowych stopni przemiany z podwójnie zrównoważonymi mieszaczami diodowymi

roidalne o zewnętrznej średnicy 10 mm i zawierają 3×7 zwojów przewodu Φ 0,25 mm. Moc sygnału z VFO powinna wynosić 1 mW. Zakres częstotliwości pracy mieszacza zawiera się w granicach 2...50 MHz. Na wyjściu mieszacza znajduje się obwód dostrojony do częstotliwości 9 MHz, a następnie przedwzmacniacz pośredniej częstotliwości zbudowany na dwubramkowym tranzystorze polowym 40673. Przedwzmacniacz o dobrych parametrach szumowych i dynamicznych jest tu konieczny, ze względu na brak wzmocnienia przemiany. Na wyjściu przedwzmacniacza znajduje się taki sam obwód p.cz. jak na wejściu. Opisany układ przemiany jest fragmentem schematu odbiornika opisanego przez W7ZOI w czasopiśmie „QST” nr 3/1974.

Następny stopień przemiany (rys. 3.29b) z fabrycznym mieszaczem MD 108 (SRA-1 itp.) umożliwia odbiór w pasmie 0,1...2 MHz odbiornikiem z zakresem 28,1...30 MHz. Na wejściu znajduje się filtr dolnoprzepustowy typu π , złożony z cewki o indukcyjności 5 μ H i z dwóch kondensatorów po 1,5 nF. Na wyjściu natomiast znajduje się filtr górnoprzepustowy, w skład którego wchodzi dwie cewki (L_2 i L_3 — po 12 zwojów przewodu Φ 0,6 mm nawiniętych na korpusy o średnicy 5 mm) i kondensator 100 pF. Generator tego stopnia przemiany jest sterowany rezonatorem kwarcowym 28 MHz i pracuje na tranzystorze BF 255 (dobór tego tranzystora nie jest krytyczny: można użyć tu np. tranzystorów BF 214, BF 520 itp.). Cewka L_1 ma 8 zwojów przewodu Φ 0,6 mm i jest także nawinięta na korpus o średnicy 5 mm. Cewka sprzęgająca z mieszaczem ma 1 zwój. Napięcie z generatora pod obciążeniem powinno wynosić około 0,5 V. Generator jest zasilany napięciem 12 V, pobór prądu wynosi około 10 mA. Na rysunku 3.29c przedstawiono rozmieszczenie wyprowadzeń mieszacza. Sygnał odbierany jest doprowadzony do środka wtórnych uzwojeń transformatorów różnicowych, a sygnał z generatora i wyjście układu — do cewek sprzęgających. Układ ten opisał DJ9NY w czasopiśmie „CQ DL” nr 7/1978.

Nietypowy układ wejściowy i stopień przemiany odbiornika DX-owego opisał PAØFIN w czasopiśmie „Electron” nr 6/1977. Schemat tego układu przedstawiono na rys. 3.29d. Na wejściu, po narysowanym w uproszczeniu obwodzie wejściowym L_1C_L , znajdują się dwa połączone równolegle dwubramkowe tran-

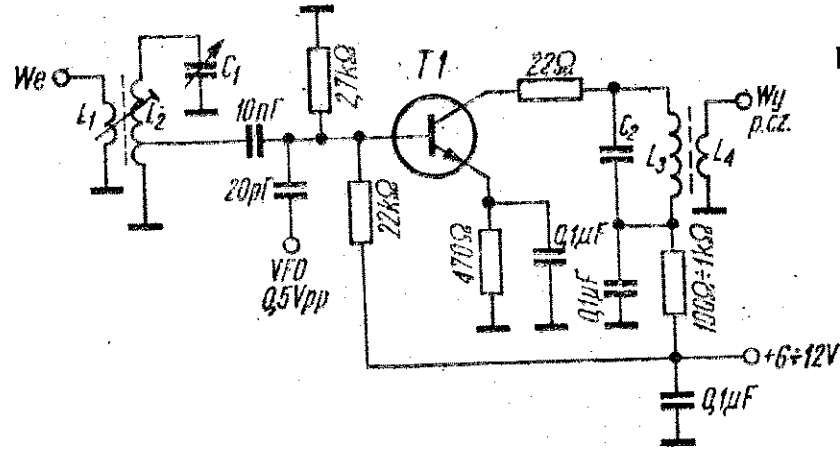
zystory MOS FET typu FTO 601 (lub 40673). Ich bramki także połączone są razem. Tranzystory te pracują w układzie ze wspólnym drenem, przez co ich rezystancja wejściowa jest bardzo duża i nie tłumi obwodów wejściowych, a równocześnie mała rezystancja wyjściowa zapewnia dopasowanie do wejścia fabrycznego mieszacza zrównoważonego MD 108. Taki układ wejściowy jest bardzo odporny na przesterowanie. Zasilanie pierwszego stopnia jest bardzo starannie odsprężone. Po mieszaczu znajduje się transformator impedancji — przedwzmacniacz pośredniej częstotliwości na tranzystorze *p-n-p* typu 2N 3906 w konfiguracji WB. Jego zadaniem jest dopasowanie impedancji wyjściowej mieszacza (50Ω) do impedancji wejściowej filtra XF9-B. Po filtrze kwarcowym może znajdować się bezpośrednio aktywny produkt detektor lub jednostopniowy wzmacniacz p.cz. Z opisanym układem współpracuje VFO, pracujący w zakresie 5 ... 5,5 MHz.

3.3.2. Mieszacze tranzystorowe i zbudowane na układach scalonych

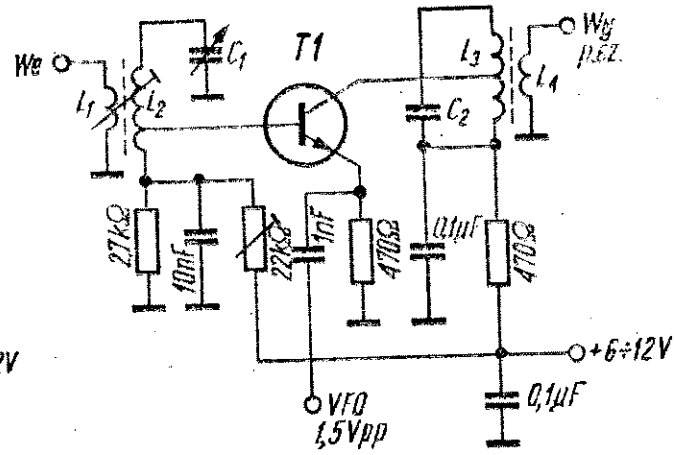
Zaletą tych mieszaczy jest uzyskiwane wzmocnienie przemiany (w przeciwieństwie do mieszaczy diodowych, wprowadzających kilkudecybelowe tłumienie sygnału). Kilka przykładów mieszaczy na tranzystorach bipolarnych zebrano na rys. 3.30. Mieszacze takie nie są najlepsze z punktu widzenia odporności na przesterowanie, ale dają największe wzmocnienie przemiany i są najczęściej spotykane w odbiornikach i transceiverach tranzystorowych, zwłaszcza wcześniejszej konstrukcji.

Mieszacz z rys. 3.30a ma wejście dopasowane do obwodu z odcepem na cewce L_2 (narysowano tu, podobnie jak w pozostałych przykładach mieszaczy i w większości wcześniej omówionych wzmacniaczy w.cz., obwód wejściowy tylko dla jednego pasma). Punkt pracy tranzystora w obszarze największego zakrzywienia charakterystyki jest ustalony za pomocą dzielnika w obwodzie bazy. Także do bazy doprowadzony jest sygnał z VFO lub innego generatora lokalnego. Potrzebna jest amplituda tego sygnału (około 0,5 V). W obwodzie kolektora tranzystora znajduje się rezystor 22Ω przeciwdziałający wzbudzeniu się mieszacza. Obwód

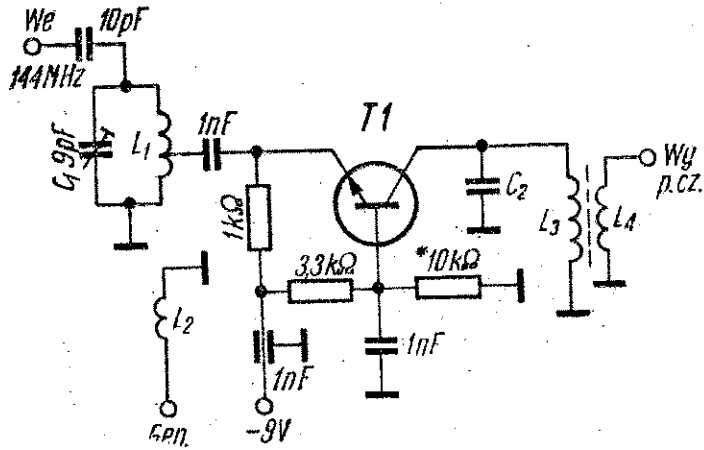
a



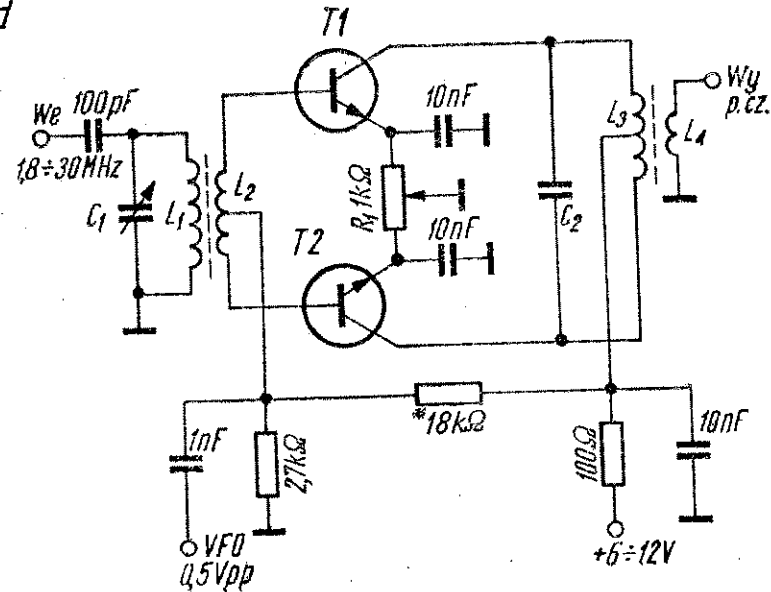
b



c



d



Rys. 3.30. Przykłady mieszaczy tranzystorowych działających na tranzystorach bipolarnych

C_2L_3 jest nastrojony na częstotliwość pośrednią, L_4 jest cewką sprzęgającą z następnym stopniem (wzmacniaczem p.cz.), bezpośrednio lub przez filtr. Dobre odsprężenie zasilania mieszacza ma zadanie zapobiegania wzbudzeniu się toru mieszacz—wzmacniacz p.cz. na częstotliwości pośredniej.

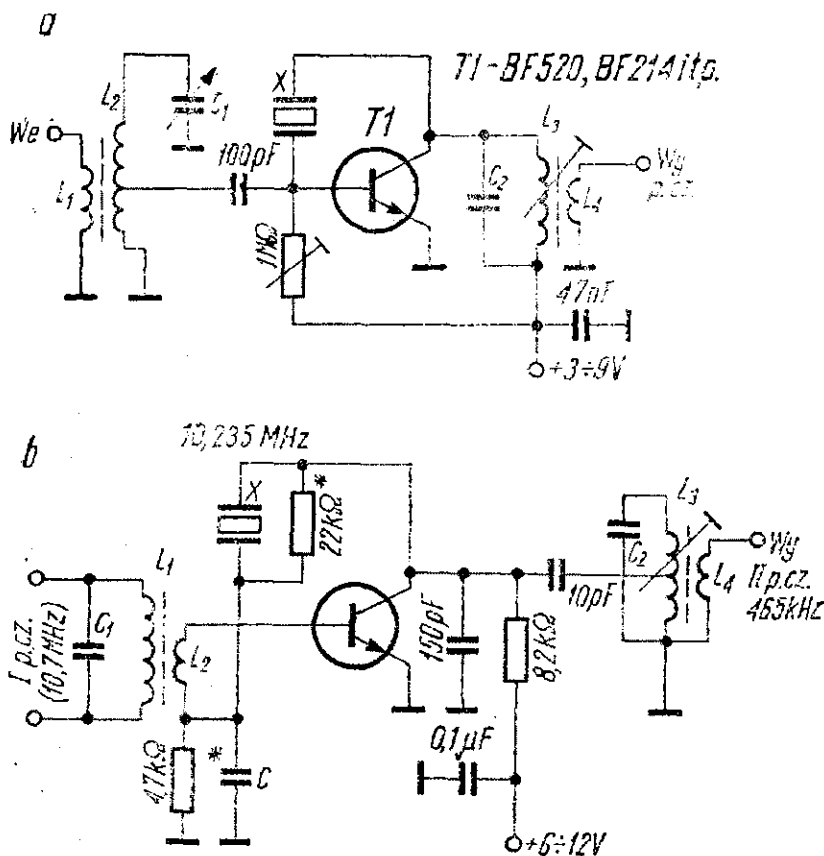
Drugi mieszacz (rys. 3.30b) ma nieco inaczej dołączony dzielnik bazowy, bo do dolnej końcówki cewki L_2 . Punkt dołączenia dzielnika musi być zablokowany kondensatorem w granicach 5 50 nF. Sygnał z generatora lokalnego (VFO) jest doprowadzony do emitera $T1$. W tym przypadku wymagana jest trzykrotnie większa amplituda napięcia z generatora w porównaniu z układem poprzednim.

W pasmach UKF, zwłaszcza przy stosowaniu tranzystorów o częstotliwości granicznej niewiele przekraczającej częstotliwość pracy lub dla zapewnienia stabilnej pracy mieszacza stosuje się czasem mieszacz na tranzystorze bipolarnym w układzie WB, np. według rys. 3.30c. Sygnał z generatora jest tu podawany przez cewkę sprzęgającą L_2 , ale może być także podawany przez kondensator na emiter tranzystora. Mieszacz ten daje mniejsze wzmocnienie przemiany niż dwa poprzednie. Możliwe jest także konstruowanie mieszaczy, które dla jednego doprowadzonego sygnału będą stanowiły stopień w konfiguracji WE, a dla drugiego w konfiguracji WB. Na przykład w mieszaczu z rys. 3.30c można doprowadzić sygnał z generatora (z niskoomowej cewki sprzęgającej) do odłączonego od masy dolnego wyprowadzenia kondensatora 1 nF, połączonego z bazą tranzystora, a w przypadku znacznej różnicy pomiędzy częstotliwościami wejściową i heterodyny układ dla sygnału wejściowego będzie zachowywał się jak układ WB, natomiast będzie wymagał mniejszej amplitudy sygnału z generatora. Można też odwrócić sytuację: do bazy doprowadzić sygnał odbierany z małej impedancji obwodu wejściowego, a do emitera sygnał z generatora o znacznie mniejszej częstotliwości. Wówczas dla sygnału z generatora mieszacz będzie zachowywał się jak w przypadku konfiguracji WB, a dla wejściowego sygnału — jak w konfiguracji WE.

Zrównoważone mieszacze tranzystorowe zbudowane na tranzystorach bipolarnych stosowane są najczęściej w torach formowania sygnału nadajników, gdzie zależy nam na zmniejszeniu licz-

by niepożądanych częstotliwości w obwodzie wyjściowym. Na rysunku 3.30d przedstawiono schemat takiego mieszacza. Tranzystory w.cz. $T1$ i $T2$ (dowolne tranzystory w.cz., dobrane jednakże pod względem charakterystyk i częstotliwości granicznej, odpowiednio do zastosowania) są sterowane przeciwsobnie przez symetryczną cewkę sprzęgającą L_2 , sprzężoną indukcyjnie z wejściowym obwodem rezonansowym L_1C_1 . Kolektory tych tranzystorów są dołączone do symetrycznego obwodu wyjściowego L_3C_2 , nastrojonego na częstotliwość pośrednią. W emiterach tranzystorów znajduje się potencjometr nastawny $1\text{ k}\Omega$ (R_1) z uziemionym suwakiem. Potencjometr ten umożliwi korygowanie niewielkich różnic w parametrach tranzystorów, a więc dokładne zrównoważenie mieszacza, decydujące o stopniu wytłumienia niektórych częstotliwości — produktów mieszania. Emitery są uziemione dla w.cz. przez zablokowanie kondensatorami 10 nF .

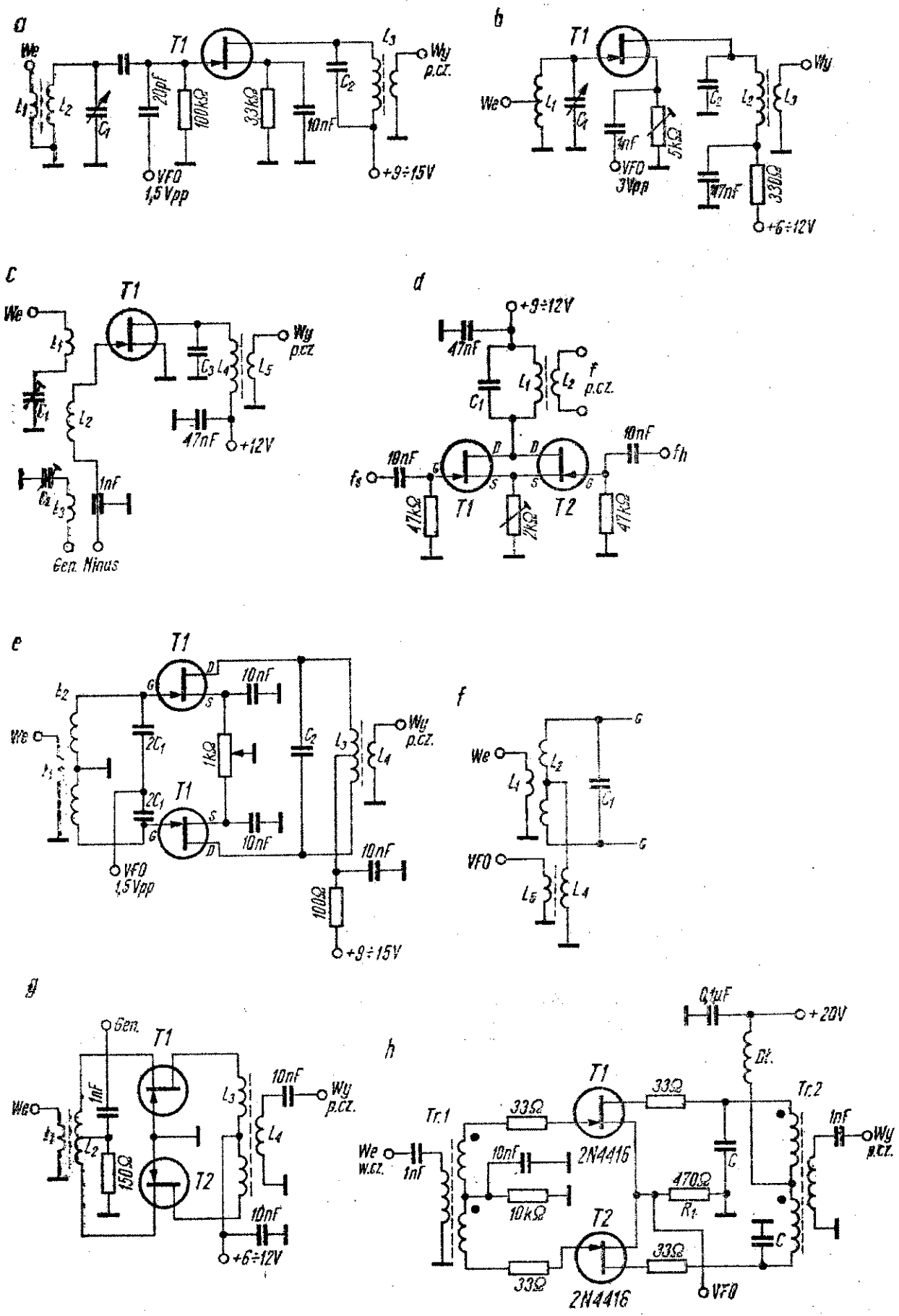
W radiofonicznych odbiornikach AM, nawet bardziej rozbudowanych, stosuje się mieszacze samodrgające, w których jeden stopień pełni dwie role: mieszacza i przestrajanego generatora



Rys. 3.31. Tranzystorowe mieszacze samodrgające

lokalnego. Dla potrzeb radiokomunikacyjnych takie uproszczone rozwiązania nie nadają się. Wymóg stabilności częstotliwości nie pozwala na rozwiązania kompromisowe, bo przecież zimny punkt pracy tranzystora jest potrzebny do stabilnej generacji częstotliwości, a inny dla sprawnego mieszacza. Jedyne dopuszczalne w radiokomunikacji amatorskiej mieszacze samodrgające mogą pracować w stopniu drugiej przemiany częstotliwości, z generatorem sterowanym kwarcem. Dwa przykłady takiego stopnia przemiany, różniące się praktycznie tylko sposobem polaryzacji bazy tranzystora, przedstawiono na rys. 3.31. W obu przypadkach kwarc, pracujący na częstotliwości podstawowej, włączony jest między kolektor a bazę tranzystora. Kondensator C w układzie z rys. 3.31b należy dobrać podczas uruchamiania stopnia. Zazwyczaj jego pojemność wypada w pobliżu 330 pF.

Podobnie jak w przypadku wzmacniaczy w.cz. większa niż w tranzystorach bipolarnych rezystancja wejściowa i większa odporność na modulację skrośną tranzystorów polowych decyduje o coraz częstszym stosowaniu ich także w mieszaczach. Układy mieszaczy zbudowane na tranzystorach polowych nie różnią się specjalnie od układów z tranzystorami bipolarnymi. Do celów odbiorczych stosuje się przeważnie pojedyncze tranzystory w mieszaczach, do celów nadawczych zaś — przeważnie mieszacze zrównoważone na dwóch tranzystorach polowych. Na rysunku 3.32 zebrano schematy kilku takich mieszaczy. Rysunek 3.32a przedstawia schemat często spotykanego mieszacza w układzie o wspólnym źródle, z sygnałem odbieranym i sygnałem z VFO doprowadzonym do bramki tranzystora. Punkt pracy tranzystora zależy od wartości rezystora w źródle. Jego wartość dla różnych typów tranzystorów może być różna. Amplituda napięcia z VFO powinna być tu około trzykrotnie większa niż w przypadku podobnego mieszacza zbudowanego na tranzystorze bipolarnym. Na rysunku 3.32b przedstawiono drugą możliwość doprowadzenia sygnału z generatora lokalnego do mieszacza: mianowicie do źródła tranzystora, przy czym amplituda tego sygnału musi być w przybliżeniu dwukrotnie większa niż w poprzednim przypadku. Jeszcze jeden sposób podawania sygnału z generatora do mieszacza przedstawiono na rys. 3.32c. Jest on spotykany czasem w odbiornikach na pasma UKF. Obwód szeregowy L_1C_1 jest dostro-



Rys. 332. Przykłady mieszaczy zbudowanych na tranzystorach unipolarnych, złączowych

jony do częstotliwości sygnału odbieranego, cewka L_2 sprzęga pozostałe cewki z bramką tranzystora, a obwód szeregowy L_3C_2 nastrojony jest na częstotliwość generatora lokalnego. Przez cewkę L_2 podawane jest przedpięcie dla tranzystora. Obwód L_4C_3 jest nastrojony na częstotliwość pośrednią.

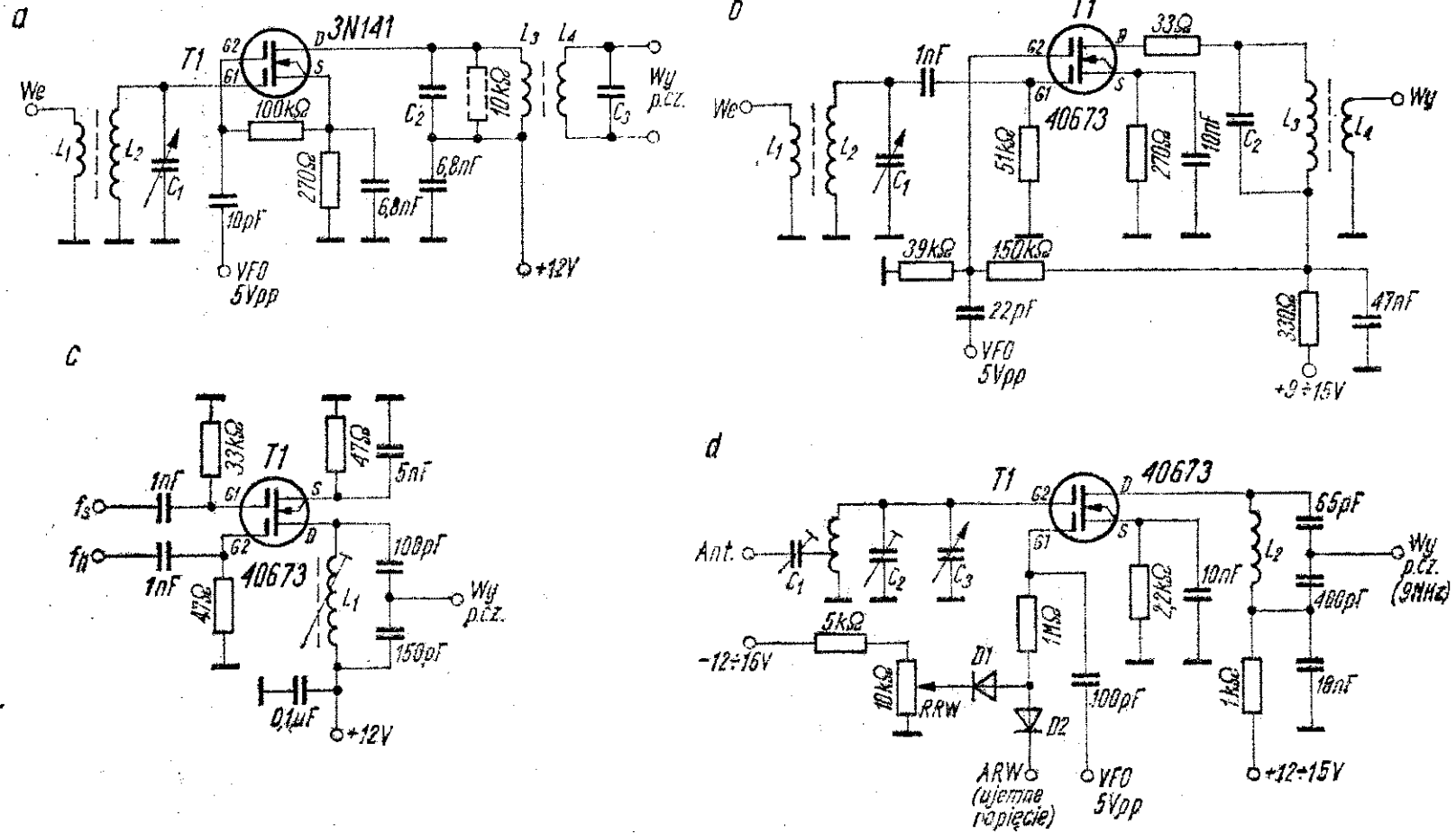
Mieszacz z rysunku 3.32d składa się z dwóch stopni sprzężonych przez wspólny rezystor w źródłach i pracujących ze wspólnym obwodem wyjściowym L_1C_1 . Mieszacz jest bardzo prosty, a jednocześnie sprawny. Szczególnie wygodny jest do stosowania w stopniach przemiany UKF, na przykład w pasmie 432 MHz. Bramki tranzystorów w takim przypadku dołącza się bezpośrednio do odczepów cewek (linii współosiowych lub paskowych) obwodu sprzęgającego z wzmacniaczem w.c.z. i obwodu ostatniego stopnia powielającego sygnał generatora lokalnego.

Następne schematy z rys. 3.32 przedstawiają dwutranzystorowe mieszacze zrównoważone. Układ z rysunku 3.32e odpowiada mieszaczowi na tranzystorach bipolarnych, przedstawionemu wcześniej na rys. 3.30d. Między źródłami tranzystorów znajduje się potencjometr o wartości tak dobranej (ewentualnie z dodatkowymi rezystorami szeregowymi), aby uzyskać wymagany punkt pracy. Cewka L_2 ma odczep dokładnie w połowie, natomiast kondensatory tego obwodu, przez które równocześnie podawany jest sygnał z VFO mają pojemność dwukrotnie większą niż wymagana pojemność obwodu. Obwód wyjściowy (p.c.z.) także jest symetryczny. Schemat alternatywnego obwodu wejściowego przedstawiono na rys. 3.32f. Środek cewki L_2 jest tu połączony z masą przez dodatkową cewkę L_4 , która jest sprzężona indukcyjnie z cewką wyjściową toru generatora lokalnego L_5 .

W mieszaczu zrównoważonym, przedstawionym na rys. 3.32g tranzystory mają uziemione bramki, a sygnał odbierany i sygnał z generatora są doprowadzone do źródeł tranzystorów. Takie rozwiązanie zalecane jest dla pasm UKF. Ostatni przykład mieszacza zrównoważonego, zbudowanego na złączowych tranzystorach polowych przedstawiono na rys. 3.32h. Na wejściu znajduje się szerokopasmowy transformator w.c.z. $Tr1$, dołączony za pośrednictwem rezystorów antyparazytowych do bramek tranzystorów. Sygnał z generatora jest doprowadzony do połączonych razem źródeł tranzystorów. W drenach znajduje się wyjściowy transfor-

mator w.cz. o uzwojeniu pierwotnym wprowadzonym w rezonans na częstotliwości pośredniej przez odpowiednio dobrane jednakowe kondensatory C . Wartość rezystora ustalającego punkt pracy (R_1) została dobrana dla tranzystorów typu 2N4416, ale oczywiście mogą w tym układzie, jak zresztą we wszystkich poprzednich, pracować dowolne inne tranzystory polowe.

Dwubramkowe tranzystory polowe z izolowaną bramką (MOS FET) są najbardziej odpowiednie do budowy aktywnych mieszaczy (dających wzmocnienie przemiany). Sygnał odbierany i sygnał z generatora lokalnego doprowadza się tu do dwóch różnych wejść (bramek), a dzięki izolacji bramek nie ma tu innego oddziaływania sygnałów wejściowych na siebie jak tylko przez nośniki w złączu tranzystora. Nie występuje więc oddziaływanie silnego sygnału odbieranego na częstotliwość heterodyny, ani też wsteczne przenikanie sygnału generatora w stronę anteny. Duże rezystancje wejściowe nie obciążają także źródeł sygnałów, także obwody rezonansowe, z których podawane są sygnały, mogą mieć dużą dobroć, warunkującą dobrą filtrację niepożądanych częstotliwości. Kilka przykładów schematów mieszaczy zbudowanych na takich tranzystorach zebrano na rys. 3.33. W zależności od typu tranzystora i od układu bramki omawianego tranzystora mogą otrzymywać niewielką ujemną polaryzację w stosunku do źródła, zerową lub dodatnią. W mieszaczu z rysunku 3.33a dzięki spadkowi napięcia na rezystorze w źródle bramka 1, dołączona do obwodu wejściowego ma polaryzację ujemną, bramka 2 natomiast, do której doprowadzono sygnał z VFO, ma polaryzację zerową, dzięki dołączeniu rezystora upływowego bramki do źródła. W układzie z rysunku 3.33b bramka 1 także ma ujemną polaryzację, bramka 2 natomiast jest spolaryzowana z dzielnika, dzięki czemu ma „sztywne” przedpięcie, niezależne od prądu płynącego przez tranzystor. W zależności od wartości rezystorów przedpięcie to może zawierać się w granicach od zera do około +4 V. Przykład mieszacza z obydwoma bramkami spolaryzowanymi niewielkim ujemnym przedpięciem przedstawiono na rys. 3.33c. Wejście sygnału heterodyny jest tu obciążone rezystorem 47 Ω , (wynika to z doprowadzenia sygnału generatora kablem 50 Ω) choć oczywiście — przy wysokoomowym źródle sygnału — wartość rezystora upływowego bramki G2 można zwiększyć nawet

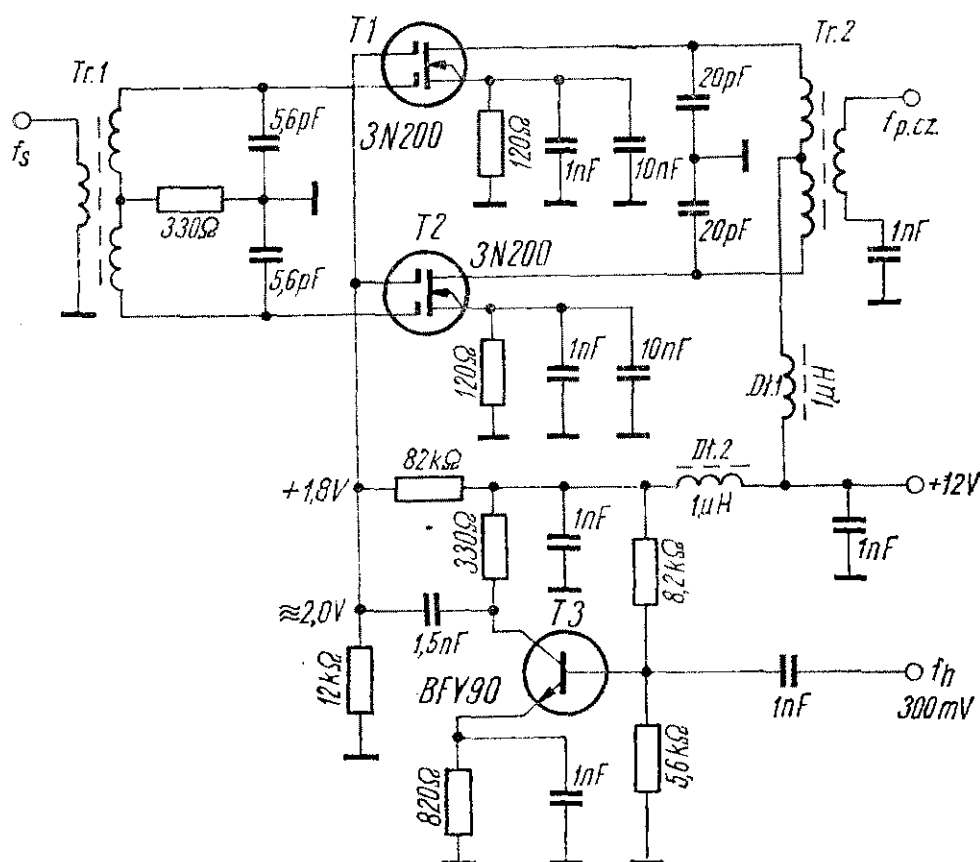


Rys. 3.33. Przykłady mieszaczy działających na dwubramkowych tranzystorach polowych MOS FET

do 100 k Ω . Wyjście pośredniej częstotliwości jest w tym układzie dołączone do dzielnika pojemnościowego, a nie do cewki sprzęgającej, jak w układach poprzednich.

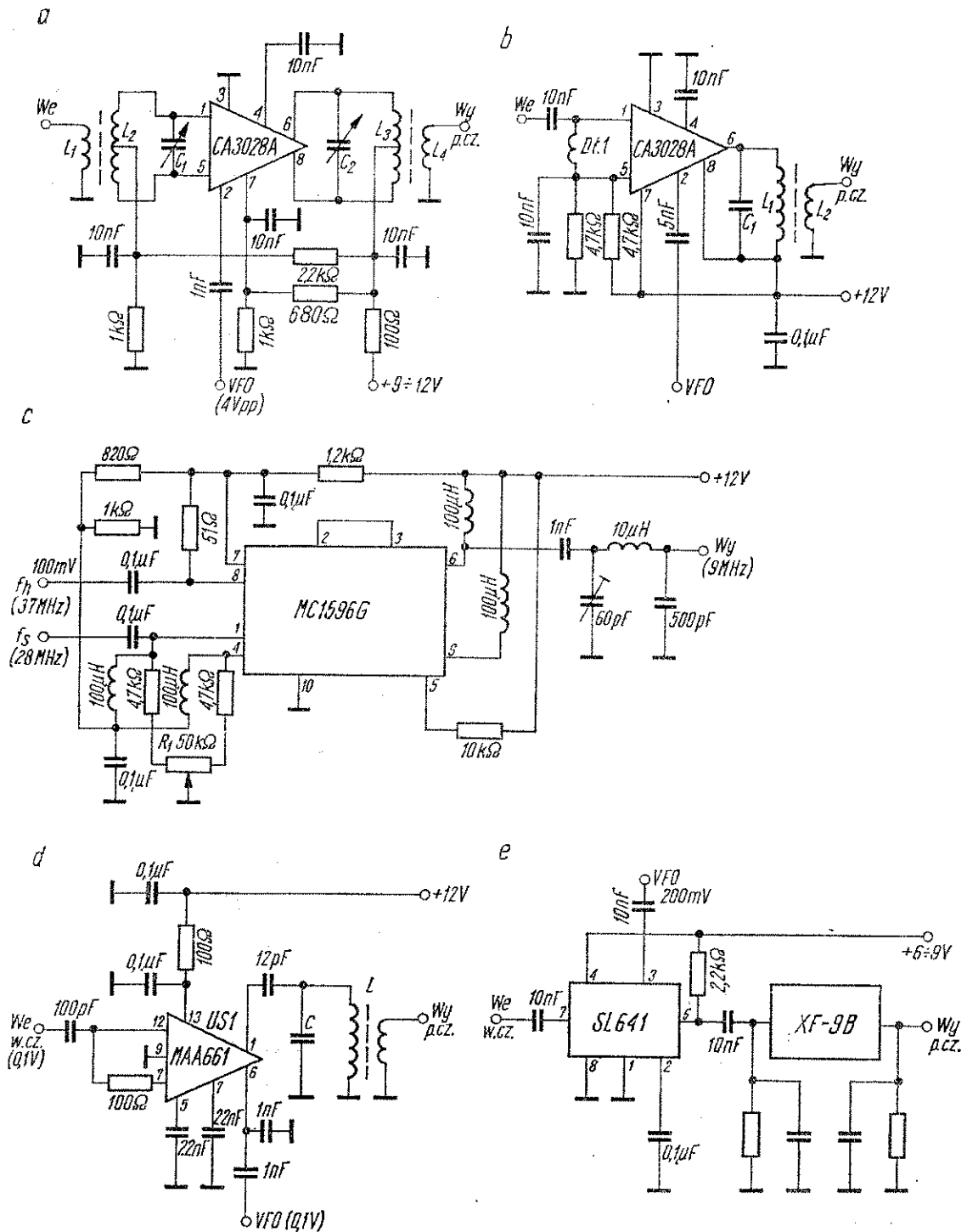
Mieszacz z rysunku 3.33d także nie odbiega wiele od poprzednich. Zamieniono tu miejscami bramki (sygnał jest podawany do bramki G2), wprowadzono ręczną regulację wzmacnienia i przewidziano możliwość dołączenia ARW. Obydwie regulacje odbywają się za pomocą ujemnego napięcia. Tu, jak i w poprzednio omówionych układach na dwubramkowych tranzystorach MOS FET, potrzebna jest większa niż w przypadku innych tranzystorów amplituda napięcia z generatora, dochodząca do 5 V. Jednak znaczne wzmacnienie przemiany (10÷15 dB), omówione wcześniej dobre odseparowanie źródeł sygnałów i duża odporność na modulację skrośną sprawiają, że powszechne stosowanie takich mieszaczy w odbiornikach hamują jedynie trudności z nabyciem w kraju takich tranzystorów.

Na zakończenie przeglądu mieszaczy tranzystorowych przedstawiono na rys. 3.34 schemat mieszacza zrównoważonego zbudowa-



Rys. 3.34. Mieszacz zrównoważony zbudowany na dwubramkowym tranzystorze polowym

nego na dwóch dwubramkowych tranzystorach MOS FET typu 3N 200 (tranzystory tego typu są szczególnie zalecane do mieszaczy na pasmo 144, a nawet 432 MHz). Sygnał wejściowy jest podawany na bramki G1 przeciwsośnie, bramki G2 natomiast są



Rys. 3.35. Mieszacze zbudowane na układach scalonych

połączone razem, otrzymują niewielką dodatnią polaryzację i są sterowane sygnałem heterodyny za pośrednictwem wzmacniacza — separatora pracującego na tranzystorze T3. Wyjściowy obwód p.cz. jest symetryczny.

Wśród mieszaczy pracujących na układach scalonych przeważają mieszacze zawierające wzmacniacze różnicowe. Schemat takiego mieszacza pracującego na układzie scalonym CA 3028A przedstawiono na rys. 3.35. Bazy obydwu tranzystorów pary różnicowej tego wzmacniacza różnicowego są sterowane z symetrycznego obwodu L_2C_1 (wyprowadzenia 1 i 5). W obwodzie kolektorów tych tranzystorów (wyprowadzenia 6 i 8) znajduje się także obwód symetryczny L_3C_2 nastrojony na częstotliwość pośrednią. Emitery pary różnicowej są połączone wewnątrz struktury układu scalonego z kolektorem tranzystora źródła prądowego, natomiast baza tego tranzystora (końcówka 2) jest sterowana sygnałem z generatora lokalnego (VFO) amplitudą około 4 V. W praktyce częściej spotyka się mieszacze zbudowane na układzie scalonym CA 3028A wykonane według schematu z rys. 3.35b. W mieszaczu tym uziemiono dla w.cz. bazę jednego tranzystora pary różnicowej (końcówka 5) i kolektor drugiego tranzystora (końcówka 8). Pozwoliło to na uproszczenie układu, a w szczególności umożliwiło zrezygnowanie z symetrycznych obwodów rezonansowych przy zachowaniu zalet mieszacza zrównoważonego.

Schemat podwójnie zrównoważonego mieszacza na układzie scalonym MC 1596G (MC 1496G) produkcji Motoroli przedstawiono na rys. 3.35c. Charakteryzuje się on wzmocnieniem przemianym wynoszącym blisko 20 dB, bardzo dobrą dynamiką i niewielką zawartością częstotliwości niepożądanych.

Mieszacz zrównoważony z układem scalonym MAA 661, którego schemat przedstawiono na rys. 3.35d może pracować jako pierwszy mieszacz odbiornika lub w torze formowania sygnału w nadajniku. Charakteryzuje się dobrym tłumieniem częstotliwości niepożądanych i dobrą izolacją sygnału generatora lokalnego w stosunku do wejścia w.cz. i wyjścia p.cz.

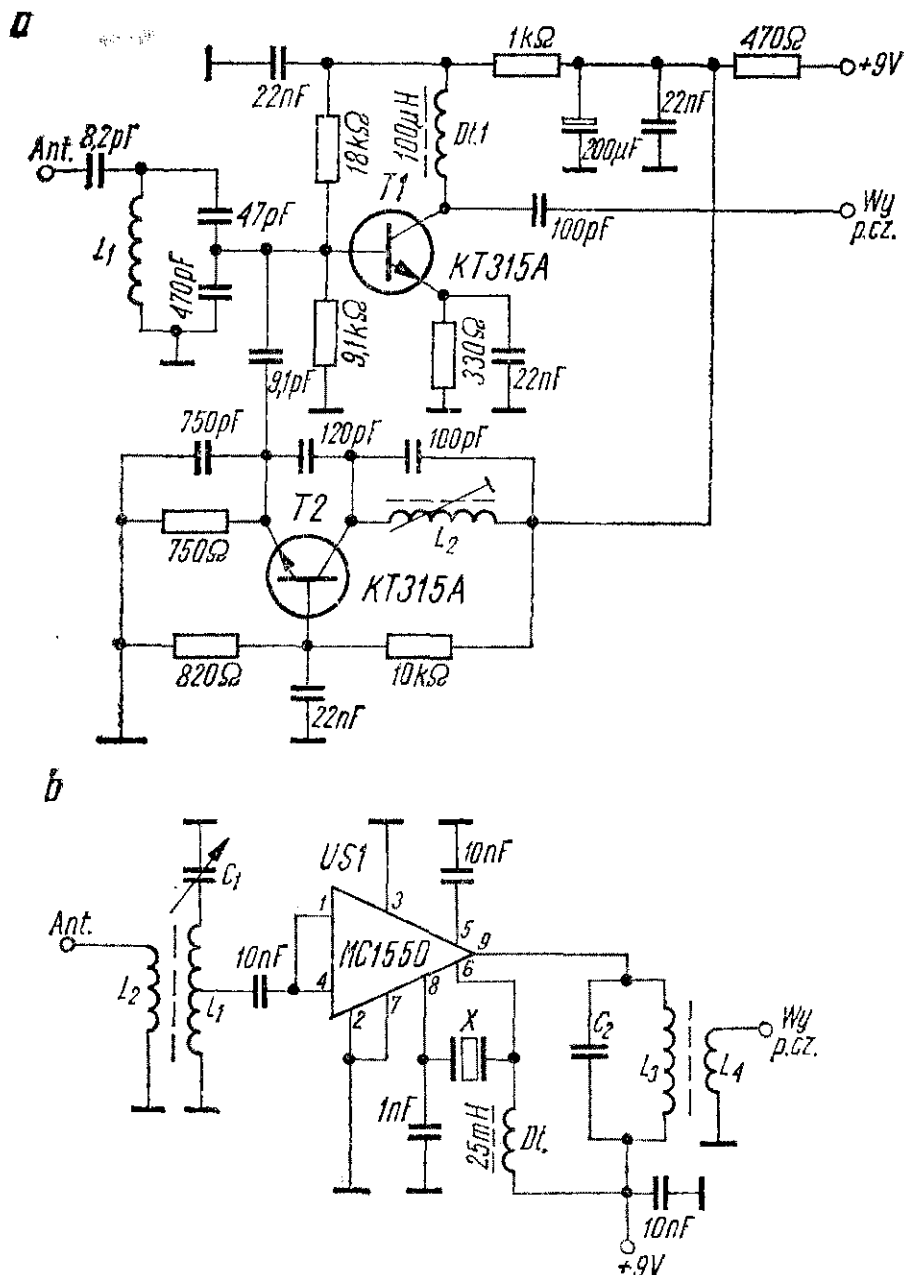
W wielokrotnie wspominatej serii układów scalonych SL 600 produkcji firmy Plessey znajdują się dwa układy przeznaczone do mieszaczy i odznaczające się dobrymi parametrami przy niewielkiej liczbie elementów zewnętrznych: SL 640 i SL 641, mogą-

ce pracować także jako modulatory i demodulatory SSB. Mogą one pracować do około 70 MHz. Przy częstotliwości wejściowej 30 MHz tłumienie jej w stosunku do wartości sygnału produktu przemiany (na wyjściu) sięga 40 dB. Przy napięciu wejściowym do 60 mV produkty intermodulacyjne nie przekraczają poziomu -45 dB. Optymalne napięcie z generatora lokalnego wynosi 200 mV. Schemat mieszacza pracującego na układzie scalonym SL 641 przedstawiono na rys. 3.35e.

3.3.3. Przykłady wykonania konwerterów KF

Różne rozwiązania wzmacniaczy w.cz. i mieszaczy omówiono już w poprzednich rozdziałach. W drugiej części książki omówiono też generatory potrzebne do przemiany częstotliwości. Tu zaś i w następnym rozdziale zebrano kilka schematów konwerterów KF i UKF, stanowiących samodzielne, kompletne urządzenia.

Na rysunku 3.36 przedstawiono schematy dwóch prostych konwerterów KF. Pierwszy z nich (rys. 3.36a), opisany przez UA3ACM w czasopiśmie „Radio” nr 1/1977, pracuje na dwóch tranzystorach KT 315A. Jest on przeznaczony do odbioru stacji w pasmie 14,0 ... 14,35 MHz przy połączeniu z dowolnym odbiornikiem z zakresem fal średnich, z dorobionym BFO. Obwód wejściowy z cewką L_1 jest nastrojony na środek odbieranego pasma częstotliwości. Cewka ta zawiera 24 zwoje przewodu Φ 0,25 mm nawinięte na korpusie o średnicy 8 mm z rdzeniem ferrytowym. W kolektorze tranzystora mieszacza (T_1) znajduje się dławik D_{11} nawinięty bezpośrednio na rdzeń ferrytowy (30 do 40 zwojów przewodu Φ 0,08 ... 0,15 mm). Generator lokalny konwertera pracuje w układzie samowzbudnym na częstotliwości około 12,8 MHz z tranzystorem T_2 , w układzie ze wspólną bazą. Cewka L_2 jest nawinięta na taki sam korpus jak L_1 i zawiera 14 zwojów przewodu Φ 0,25 mm. Napięcie zasilania konwertera powinno być stabilizowane. Heterodyna konwertera pracuje na stałej częstotliwości, toteż wybór stacji odbywa się przez przestrajanie współpracującego odbiornika w zakresie 1,2 do 1,55 MHz. Współpracujący odbiornik przy współpracy z konwerterami nie może mieć czynnej anteny ferrytowej, ponieważ wówczas stacje z zakresu średniofalowego uniemożliwią odbiór stacji w pasmie krótkofa-



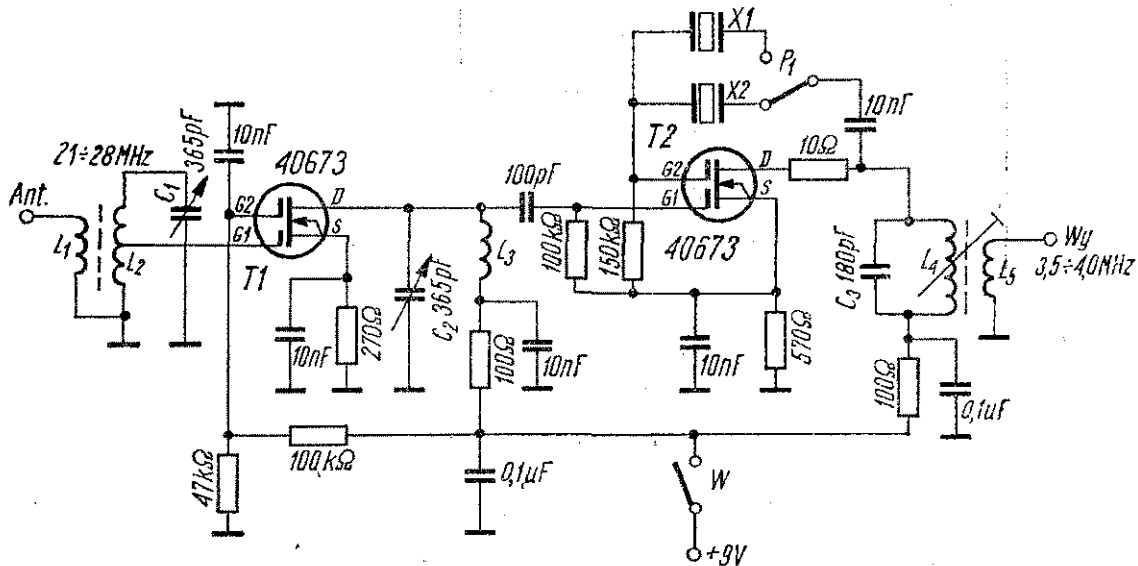
Rys. 3.36. Dwa proste konwertery KF: tranzystorowy i na układzie scalonym

lowym. Zamiast typów tranzystorów wymienionych na schemacie można stosować praktycznie dowolne typy tranzystorów w.cz. Można także zmienić odbierane pasmo lub odbierać kilka pasm przełączając obwód wejściowy i cewki w generatorze. Generator może być przestrajany lub stabilizowany kwarcem. Słowem opisany układ daje początkującym amatorom dużo możliwości eksperymentowania.

Konwerter z rys. 3.36 b pracuje na układzie scalonym MC 1550 i także umożliwia pracę przy różnych częstotliwościach wejścio-

wych i wyjściowych. Użyty tu układ scalony jest wzmacniaczem różnicowym, który może być zastąpiony układem CA 3028A, połówką układu UL 1101 (po dodaniu rezystorów polaryzacji baz), a nawet trzema tranzystorami połączonymi w układ wzmacniacza różnicowego.

Znacznie lepsze parametry ma konwerter, którego schemat przedstawiono nr rys. 3.37 (opis krótkofalowca WIICP w czasopiśmie „QST” nr 3/1974). Jest on przeznaczony do odbioru w



Rys. 3.37. Konwerter KF na pasma 21 i 28 MHz pracujący na tranzystorach polowych MOS FET

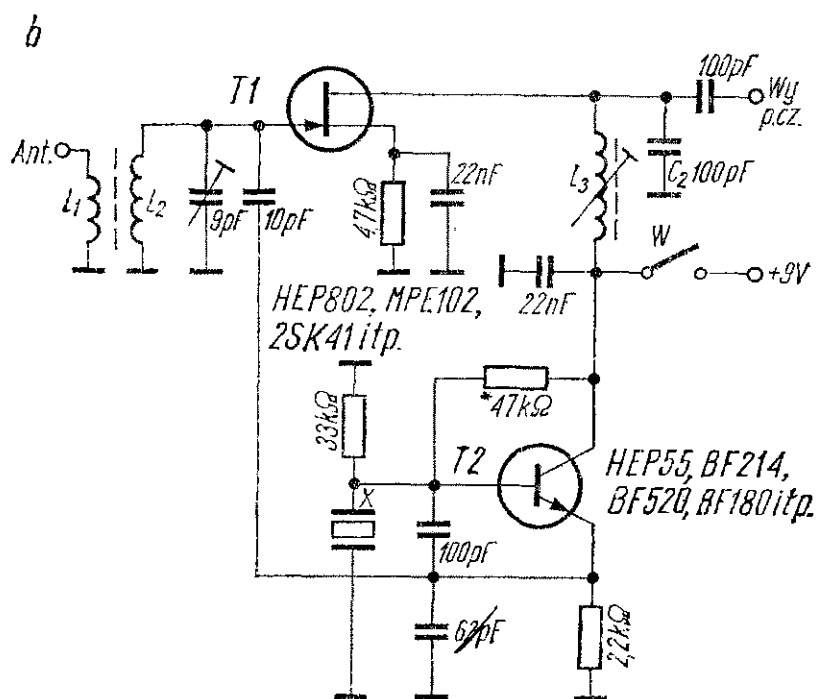
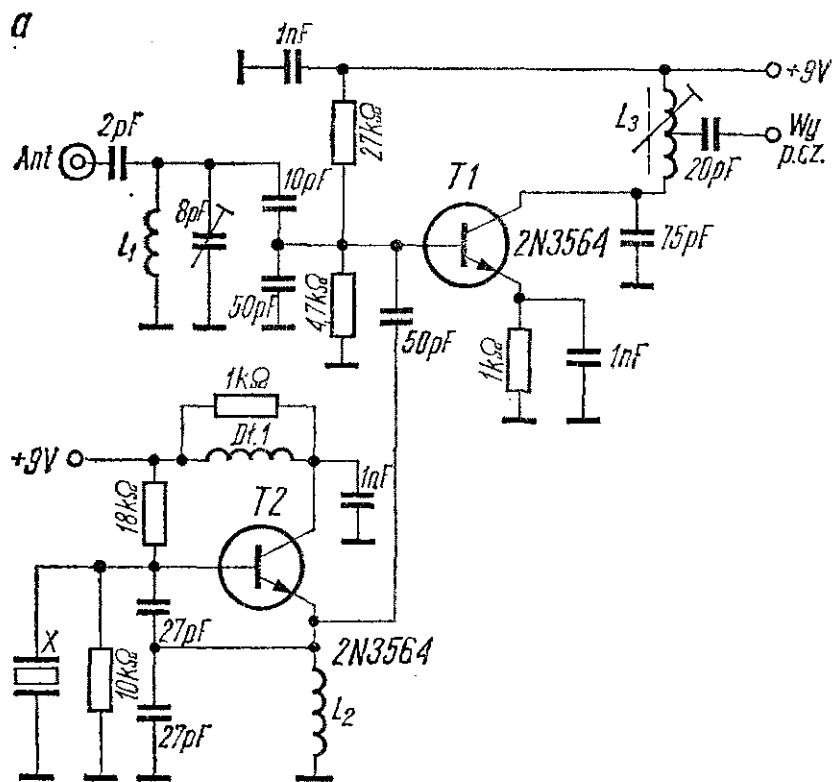
pasmach 21 i 28 MHz przy współpracy z odbiornikiem na pasmo 3,5... 4,0 MHz. Pracują tu dwa dwubramkowe tranzystory MOS FET typu 40673. Pierwszy pracuje we wzmacniaczu w.cz., a drugi jest mieszaczem i równocześnie generatorem kwarcowym. Obwody: wejściowy i mieszacza pokrywają obydwie pasma i są przestrajane dwiema sekcjami kondensatora zmiennego o maksymalnej pojemności 365 pF (C_1 i C_2). Generator kwarcowy pracuje na częstotliwości 17,5 lub 24,5 MHz, w zależności od położenia przełącznika P_1 . Na wyjściu znajduje się obwód L_4C_3 nastrojony na środek pasma 3,5... 4,0 MHz. Konwerter jest zasilany stabilizowanym napięciem 9 V. Także i ten konwerter można przystosować do innego zakresu przestrajanej p.cz. i do innych pasm odbieranych, przez odpowiednią wymianę rezonatorów kwarcowych i obwodów.

W ostatnich latach wielu krótkofalowców pracujących w zakresie UKF zainteresowało się łącznościami przeprowadzonymi przez amatorskie retranslatory kosmiczne z serii OSCAR. Niektóre z nich mają przemienniki z pasma 144 MHz na pasmo 29 MHz. Nie wszyscy jednak mają odbiorniki pokrywające pasmo 29,4... .. 29,5 MHz. Częściej spotykane są odbiorniki pokrywające pasmo 3,5 MHz (choćby odbiorniki z popularnej radiostacji RBM). Trzeba wówczas wykonać odpowiedni konwerter, na przykład według opisu krótkofalowca SP9ADU w „Biuletynie PZK” nr 3/1978. Schemat tego konwertera przedstawiono na rys. 3.38. Pierwszym stopniem odbiornika jest kaskoda zbudowana na dwóch połowych tranzystorach złączowych ($T1$ i $T2$). Drugi stopień pracujący na dwubramkowym tranzystorze MOS FET jest mieszaczem, a heterodyna lokalna pracuje na trzeciej częstotliwości harmonicznej (z kwarcem 8,6 MHz) na bipolarnym tranzystorze $T4$. Ze względu na współpracę konwertera z czułym odbiornikiem ograniczono całkowite wzmocnienie konwertera do około 15 dB, przez dobór wejściowego tranzystora o małym nachyleniu, stosując małe pojemności sprzęgające (oznaczone na schemacie gwiazdkami) oraz przez zmniejszenie impedancji obwodu wyjściowego mieszacza (niezbyt duże Q cewki). Selektowność obwodów wejściowych powinna być jak największa, ze względu na tłumienie lustrzanek i częstotliwości dających z częstotliwością heterodyny i jej harmonicznymi sygnały w pasmie wyjściowym. Obwody wejściowe należy nawinać na rdzenie z ferrytu U 11 lub podobne, natomiast dla obwodu wyjściowego wystarczy ferryt F 81. Rozszerzenie możliwości konwertera można uzyskać zastępując kondensatory stałe C_1 , C_2 i C_3 trzysekcyjnym agregatem przestrajającym obwody w granicach pasma 28...29,8 MHz. Przełączane obwody wejściowe i rezonatory kwarcowe w generatorze umożliwiają odbiór także na innych pasmach KF.

3.3.4. Przykłady wykonania konwerterów UKF

Na rysunku 3.39 przedstawiono dwa proste schematy konwerterów UKF na pasmo 144 MHz. W obydwu przypadkach jeden z dwóch tranzystorów wchodzących w skład każdego konwertera (w pierwszym przypadku bipolarny, w drugim — polowy) jest

mieszaczem poprzedzonym tylko obwodem wejściowym, natomiast drugi tranzystor pracuje w lokalnym generatorze kwarcowym. Oczywiście, takie uproszczenie układu nie pozwala na uzyskanie parametrów umożliwiających łączności DX-owe, ale tak proste konwertery mogą być łatwo wykonane przez początkujących amatorów i to stosunkowo niewielkim kosztem. Warto



Rys. 3.39
Dwa proste
konwertery UKF
na pasmo 144 MHz

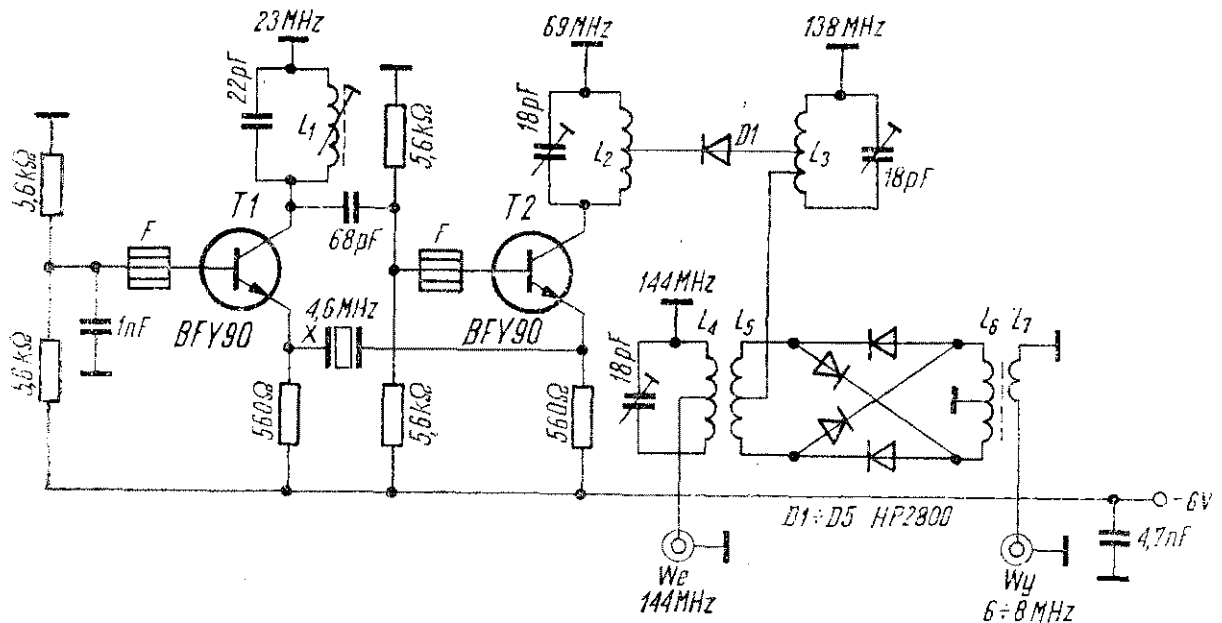
przy okazji zwrócić uwagę, że w sklepach „Bomisu” w wielu miastach kraju sprzedawane są czasami wybrakowane głowice telewizyjne i głowice UKF od odbiorników radiofonicznych, z których wiele części można wykorzystać do konwerterów i odbiorników na pasma amatorskie UKF. Mimo prostoty omawiane konwertery umożliwią na pewno łączności lokalne, a przy współpracy z dobrym odbiornikiem krótkofalowym i dobrą anteną, także odbiór bardziej odległych stacji, zwłaszcza w dobrych warunkach.

Konwerter z rys. 3.39a, opisany w „Ham Radio” nr 8/1970 (przez KΦVQY) był przewidziany do współpracy z samochodowym radiofonicznym odbiornikiem FM i służył do łączności przez przemiennik FM, stąd jego prosta konstrukcja. Do pracy na dalsze odległości wskazane jest poprzedzenie go wzmacniaczem w.cz. Cewki L_1 i L_2 zostały nawinięte na korpusy o średnicy około 6,5 mm i zawierają: L_1 — 3 zwoje przewodu o średnicy 0,65 mm i L_2 — 16 zwojów przewodu Φ 0,5 mm (z rdzeniem ferrytowym). Dławik D_{11} zawiera 25 zwojów przewodu Φ 0,4 mm nawiniętych na rezystor 1 k Ω . Kwarc w generatorze pracuje na trzeciej harmonicznej. Ze względu na częstotliwość pośrednią wybraną przez konstruktora w radiofonicznym pasmie UKF nie trzeba było powielać generowanej częstotliwości. Jeśli natomiast będzie wybrana znacznie mniejsza częstotliwość pośrednia — może zajść konieczność dwu lub trzykrotnego powielania. Cewka L_2 w generatorze pochodzi ze starego odbiornika tranzystorowego z zakresu fal krótkich.

W konwerterze z rys. 3.39b wejściowy mieszacz pracuje na tranzystorze polowym. Poza tym układ tego konwertera nie różni się zasadniczo od poprzedniego.

Holenderski krótkofalowiec PAØGVK opisał w czasopiśmie „Electron” nr 8/1975 interesujący konwerter na pasmo 144 MHz, charakteryzujący się bardzo dużą odpornością na silne sygnały. Konwerter ten (rys. 3.40) w torze odbieranego sygnału ma tylko podwójnie zrównoważony mieszacz zbudowany na diodach z gorącymi nośnikami typu HP 2800. Częstotliwość pośrednia (zakres przestrajanego współpracującego odbiornika) zawiera się w granicach 6 ... 8 MHz. Generator lokalny jest dwustopniowy: pierwszy stopień pracuje na piątej częstotliwości harmonicznej zastosowa-

nego rezonatora kwarcowego (o nominalnej częstotliwości 4,6 MHz), drugi stopień natomiast jest potrajaczem częstotliwości z 23 MHz na 69 MHz). Dalsze podwajanie częstotliwości uzyskuje się dzięki diodzie $D1$, także typu HP 2800. Cewka L_1 strojona jest rdzeniem ferrytowym do rezonansu z kondensatorem 22 pF na częstotliwości 23 MHz (konstruktor nie podał liczby zwojów), cewka L_2 ma 8 zwojów nawiniętych na korpus o średnicy 5 mm,



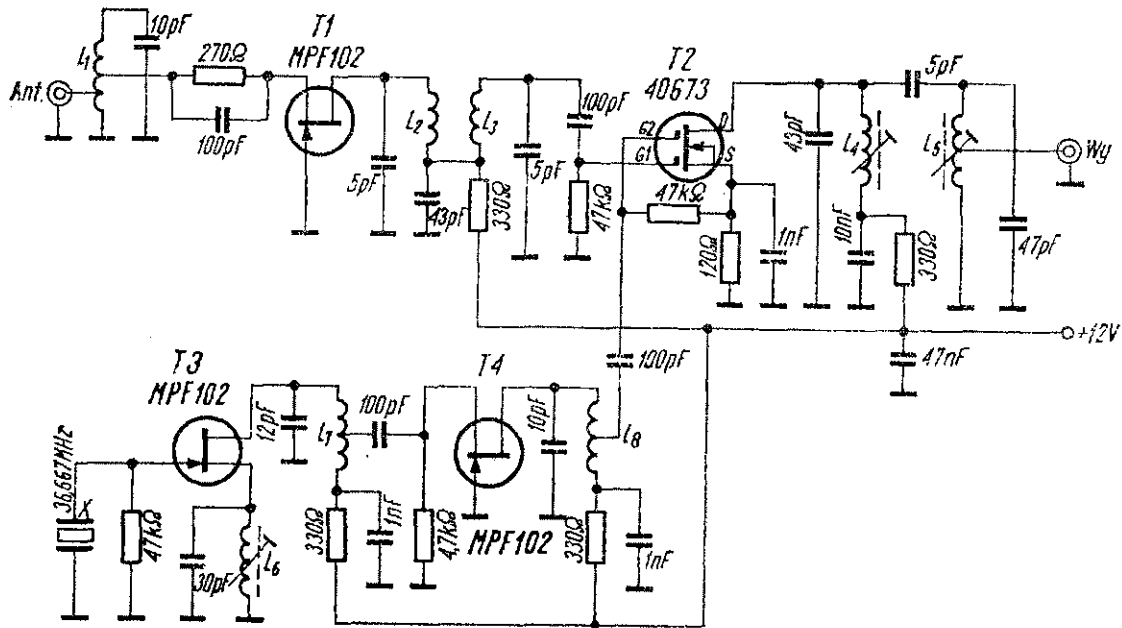
Rys. 3.40. Konwerter na pasmo 144 MHz z wejściowym mieszaczem diodowym zbudowanym na diodach z gorącymi nośnikami

odczep po 1,5 zwoja od masy, cewka L_3 ma 5 zwojów, także na korpusie o średnicy 5 mm, z odczepami po 1,5 i 2,5 zwoja, cewki L_4 i L_5 mają po 5 zwojów z odczepami w połowie uzwojenia. Cewki L_6 i L_7 są nawinięte równocześnie trzema przewodami (6 zwojów) na ferrytowym rdzeniu toroidalnym o średnicy 6 mm. Na wyprowadzenia baz tranzystorów zostały nałożone małe „perelki” z ferrytu typu F 81.

Opisany konwerter musi współpracować z odbiornikiem o dużej czułości, ponieważ nie ma wzmacniacza w.c., a mieszacz wnosi kilkudecybelowe tłumienie.

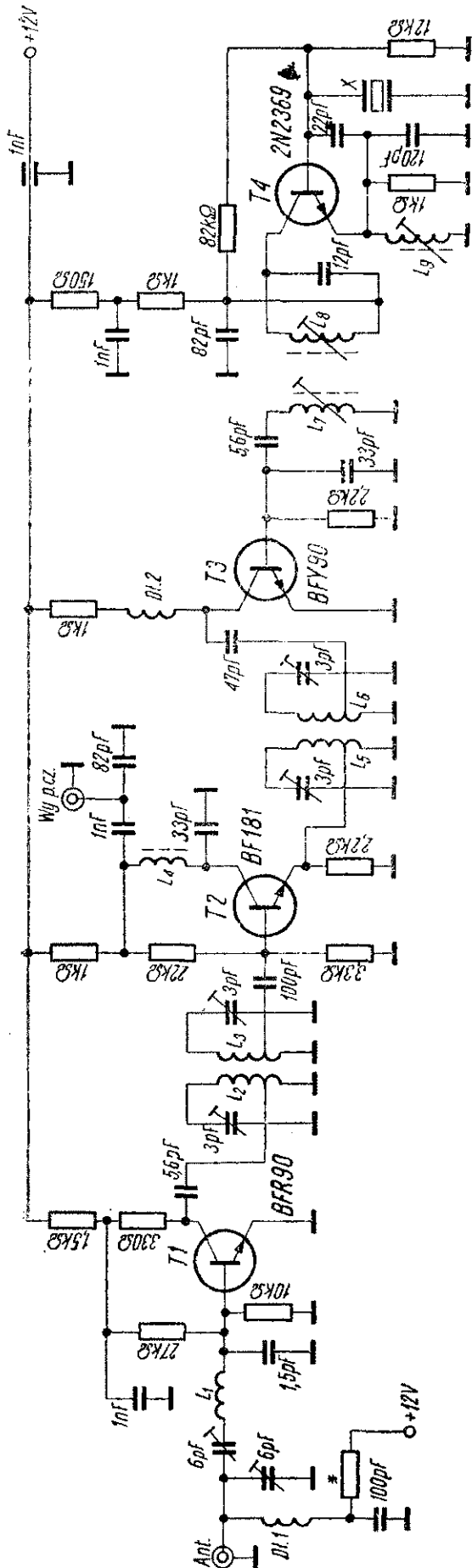
Bardziej rozbudowany konwerter na pasmo 144 MHz na tranzystorach polowych przedstawia schemat z rys. 3.41 (opis znajduje się w czasopiśmie „QST” nr 8/1973. Współpracuje on z odbiornikiem krótkofalowym z zakresem 28 ... 30 MHz. Tak wysoka częstotliwość pośrednia zmniejsza możliwość przenikania syg-

nałów bezpośrednio na wejście współpracującego odbiornika. Mogą zagrażać jedynie silne lokalne radiostacje amatorskie pracujące w pasmie 28 MHz. Na wejściu konwertera znajduje się wzmacniacz w.cz. zbudowany na tranzystorze polowym, w układzie ze wspólną bramką, który zapewnia stabilną pracę bez konieczności neutralizowania wzmacniacza. Pomędzy stopniami znajduje się



Rys. 3.41. Konwerter na pasmo 144 MHz z tranzystorami polowymi

filtr pasmowy z cewkami L_2 i L_3 . Dwubramkowy tranzystor polowy typu 40673 pracuje jako mieszacz obciążony filtrem pasmowym na pasmo 28 ... 30 MHz z cewkami L_4 i L_5 . Generator lokalny pracuje na dwóch złączowych tranzystorach polowych. Pierwszy stopień toru generatora jest generatorem trzeciej harmonicznej z równoczesnym potrajaniem, natomiast drugi stopień to wzmacniacz-separator o wspólnej bramce. Cewka L_1 ma 5 zwojów nawiniętych przewodem Φ 1 mm na średnicy 10 mm z odczepami po 0,75 i 1,25 zwoja, cewka L_2 ma 5 zwojów, a L_3 4 zwoje — przewód i średnica nawinięcia jak L_1 . Cewki L_4 i L_5 są nawinięte na rdzeń toroidalny o zewnętrznej średnicy 7 mm i zawierają po 18 zwojów przewodu Φ 0,35 mm. Odczep na cewce L_5 jest wykonany po 4 zwojach od uziemionego końca. Cewki L_7 i L_8 mają po 5 zwojów z odczepami po 3 zwojach od „zimnego” końca cewki. Przewód i średnica nawinięcia jest taka jak cew-



Rys. 3.42. Konwerter na pasmo 432 MHz

ki L_1 . Wzmocnienie całkowite konwertera zawarte jest w granicach od 17 do 24 dB, współczynnik szumów 2,0 do 2,4 dB, pasmo przepustowe dla spadku wzmocnienia o 1 dB zawiera się w granicach 143,9 do 146,4 MHz.

Ostatni schemat przeglądu konwerterów (rys. 3.42) odnosi się do konwertera na pasmo 432 MHz (konstrukcja krótkofalowca PAØCJN, opis w czasopiśmie „Electron” nr 6/1977). Na wejściu konwertera znajduje się wzmacniacz w.c.z. na tranzystorze BFR 90 w konfiguracji WE. Po filtrze pasmowym następuje mieszacz pracujący na tranzystorze BF 181, sterowany w bazie sygnałem odbieranym. Do emitera tego tranzystora doprowadzony jest sygnał z toru generatora lokalnego, także przez filtr pasmowy. Generator kwarcowy zbudowany na tranzystorze 2N 2369 jest sterowany rezonatorem kwarcowym 44,888 MHz lub 67,333 MHz. W pierwszym przypadku potrzebne jest 9-krotne powielenie, a w drugim 6-krotne, aby uzyskać na emiterze tranzystora mieszacza czę-

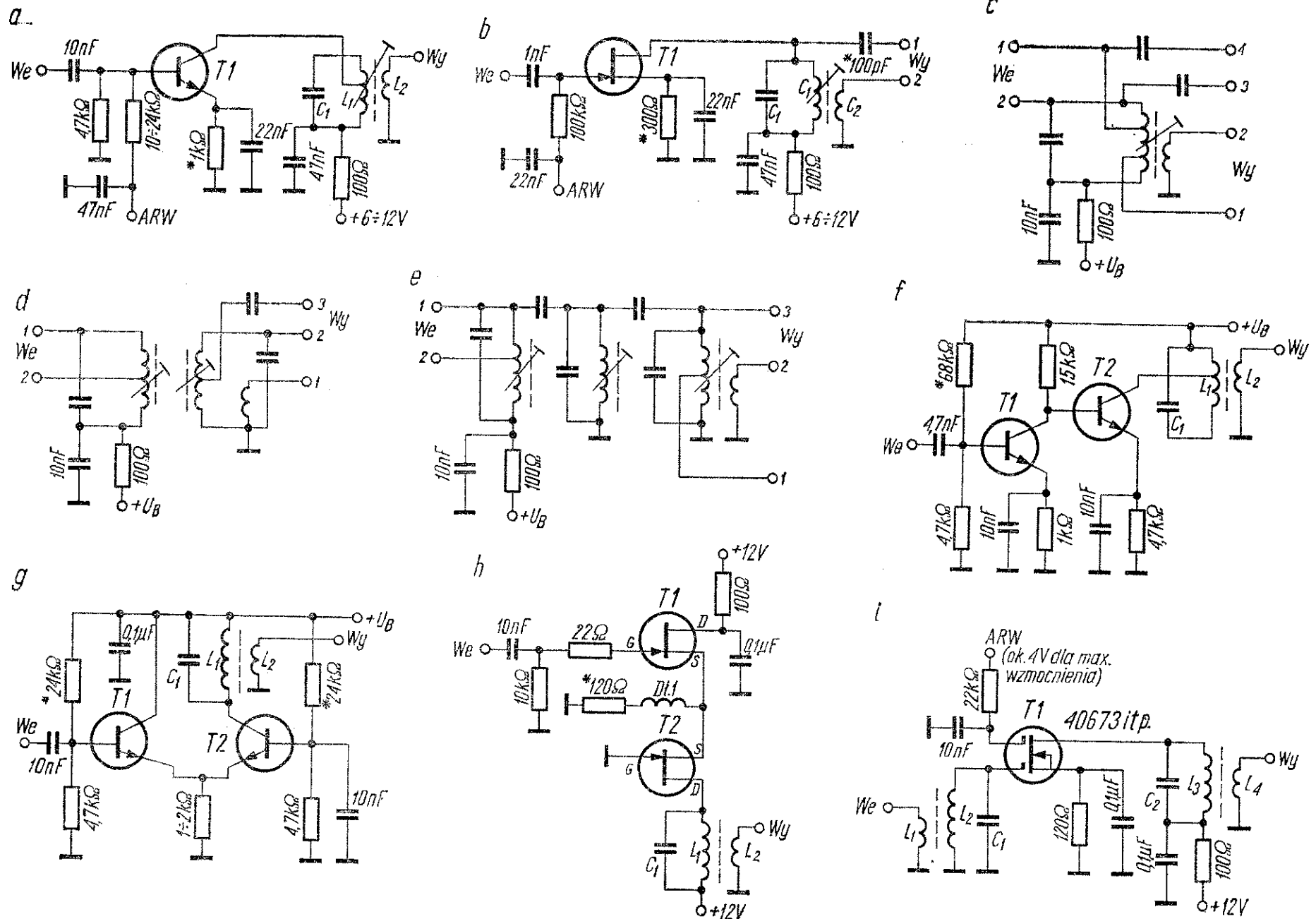
stotliwość 404 MHz, konieczną dla otrzymania pośredniej częstotliwości w pasmie 28÷30 MHz. Cewka L_1 zawiera 1,75 zwojów przewodu Φ 1 mm nawiniętych na średnicy 5,5 mm. Cewka L_2 ma 3,5 zwoja przewodu Φ 0,8 mm nawinięte na średnicy 5 mm, długość uzwojenia wynosi 8 mm, odczep znajduje się po 1,25 zwoja. Cewka L_3 jest taka sama jak cewka L_2 , lecz odczep ma po 0,25 zwoja. Cewka L_5 ma 4,5 zwoja, tak jak cewka L_2 i odczep po 1,5 zwoja, a cewka L_6 ma także 4,5 zwoja z odczepem po 2,75 zwoja. Cewki L_7 i L_8 są jednakowe i mają po 4,75 zwoja, także są nawinięte na średnicy 5 mm przewodem Φ 0,8 mm. Cewka L_4 jest nawinięta odpowiednio do wybranej częstotliwości pośredniej, a cewka L_9 — w zależności od użytego kwarcu (konstruktor nie podaje bliższych danych).

3.4. Wzmacniacze p.cz.

Wzmacniacze pośredniej częstotliwości mało różnią się od omówionych już wzmacniaczy w.cz. Warunki ich pracy są „łagodniejsze”: pracują na jednej częstotliwości, stale z tymi samymi obwodami, otrzymują większe napięcie sterujące, a częstotliwości pracy są zazwyczaj mniejsze niż wzmacniaczy w.cz. Jedynie całkowite wzmocnienie toru (na jednej częstotliwości) jest tu większe niż w przypadku wzmacniaczy w.cz. Z powyższych powodów ograniczono przegląd wzmacniaczy p.cz. do najczęściej spotykanych lub najbardziej zalecanych układów, ze szczególnym uwzględnieniem stosowania układów scalonych, które we wzmacniaczach w.cz. znajdują mniejsze zastosowanie.

3.4.1. Tranzystorowe wzmacniacze p.cz.

Na rysunku 3.43 zebrano szereg schematów pojedynczych stopni tranzystorowych wzmacniaczy pośredniej częstotliwości. Najczęściej spotykany jest układ z rys. 3.43a zbudowany na tranzystorze bipolarnym $n-p-n$ lub $p-n-p$, w konfiguracji WE. W zależności od użytego tranzystora — a można tu stosować bardzo wiele typów tranzystorów — mogą ulec zmianie wartości niektórych rezystancji (w dzielniku bazowym i w emiterze tran-



s. 3.43. Przegląd tranzystorowych wzmacniaczy pośredniej częstotliwości

zystora). Uzyskiwane wzmocnienie zawiera się w granicach 20 do 30 dB. Napięcie automatyki (dodatnie) maleje przy wzroście sygnału. Powoduje to zmniejszenie się wzmocnienia stopnia. Przy pracy bez automatyki wejście ARW należy dołączyć do dodatniego bieguna napięcia zasilania i odpowiednio dobrać wartość jednego z rezystorów dzielnika bazowego. Na rysunku 3.43b przedstawiono schemat pojedynczego stopnia wzmocnienia p.cz. na tranzystorze polowym w układzie ze wspólnym źródłem. W zależności od użytego tranzystora należy zmienić wartość rezystancji w źródle. Narysowano dwa wyjścia wzmocnionego sygnału: przez kondensator z obwodu rezonansowego L_1C_1 dla wysoko-omowego obciążenia (1) np. przez następny stopień na tranzystorze polowym oraz z cewki sprzęgającej (2) — dla obciążenia układem niskoomowym, np. detektorem.

Pożądanе wzmocnienie p.cz. w odbiorniku (60 do 80 dB) uzyskuje się łącząc szeregowo dwa lub trzy stopnie pojedyncze. Zazwyczaj pożądaną selektywność uzyskuje się w odbiornikach radiokomunikacyjnych bezpośrednio po mieszaczu, stosując filtry omówione w rozdziałach 2.2.3 i 2.2.4. Tłumienie tych filtrów dla częstotliwości sąsiadujących z pasmem przepuszczanym jest zwykle bardzo dobre, lecz czasem nawet w odległości kilkunastu lub kilkudziesięciu kHz od częstotliwości środkowej filtru mogą wystąpić obszary w widmie częstotliwości o niewielkim tłumieniu. Dlatego też zalecane jest (szczególnie przy prostych filtrach amatorskiej konstrukcji) stosowanie pomiędzy wzmacniaczami p.cz. obwodów rezonansowych lub filtrów pasmowych, powiększających tłumienie toru dla częstotliwości leżących poza pasmem przepuszczania zasadniczego filtru. Kilka schematów takich obwodów zebrano na rys. 3.43c, d i e. Każdy z tych układów sprzęgających ma na rysunku kilka wejść i wyjść, które wykorzystuje się w zależności od rezystancji wyjściowych i wejściowych tranzystorów współpracujących z tymi obwodami.

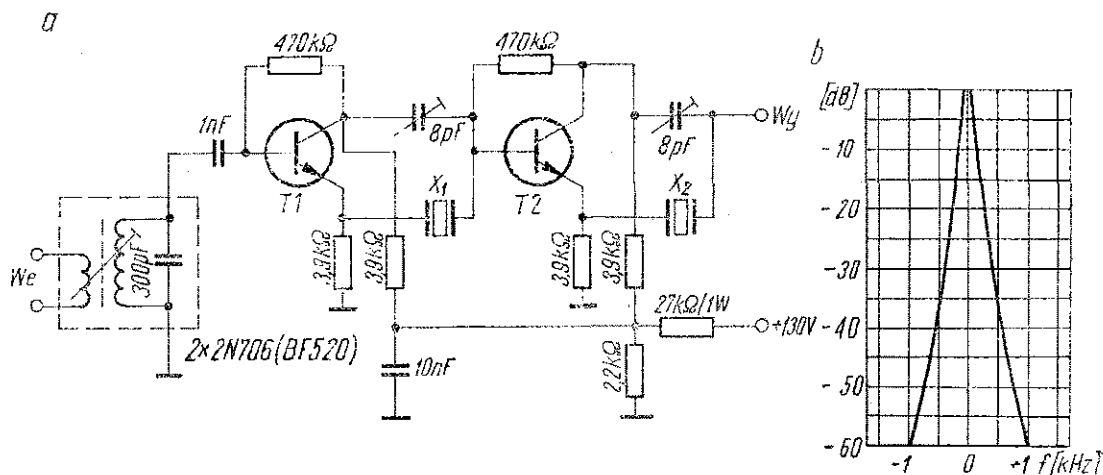
Wzmacniacze ze wspólną bazą (bramką) oraz wzmacniacze kaskodowe stosuje się rzadziej w torach p.cz. odbiorników (schematy omówiono w rozdziale 3.2). Trzy następne schematy z rys. 3.43 przedstawiają dwutranzystorowe stopnie wzmocnienia p.cz., także rzadziej spotykane we wzmacniaczach w.cz. Na rysunku 3.43f przedstawiono schemat wzmacniacza o dwóch tranzystorach bipo-

larnych w układzie WE, sprzężonych bezpośrednio. Wzmocnienie tego wzmacniacza sięga 50 dB, wymaga on jednak starannego dobrania punktu pracy ze względu na bezpośrednie połączenie tranzystorów.

W następnym wzmacniaczu (rys. 3.43g) pierwszy tranzystor pracuje w konfiguracji WK (jako wtórnik emiterowy), drugi tranzystor natomiast — w konfiguracji WB. Obydwa tranzystory są sprzężone za pośrednictwem rezystora emiterowego. Układ ten charakteryzuje mniejsze wzmocnienie niż w przypadku poprzedniego wzmacniacza, stabilna praca i duże rezystancje wejściowa i wyjściowa, nie tłumiące współpracujących z nimi obwodów rezonansowych. Taki sam wzmacniacz, z zastosowaniem tranzystorów polowych, przedstawiono na rys. 3.43h. Wzmocnienie tego układu wynosi w przybliżeniu 25 dB. Dławik *Dł1* zastosowano ze względu na małą częstotliwość pracy wzmacniacza (455 kHz). Przy większych częstotliwościach dławik może mieć mniejszą indukcyjność, można nawet pominąć go. Ostatni schemat z omawianego rysunku (rys. 3.43i) przedstawia stopień wzmacniacza p.cz. z dwubramkowym tranzystorem polowym. Układ ma wiele zalet takich jak: duże wzmocnienie, duże rezystancje (wejściowa i wyjściowa), stabilna praca (bez tendencji do wzbudzeń — przy prawidłowym montażu) i małe szумы, a także mała wrażliwość na przesterowanie. Te ostatnie właściwości sprawiają, że omawiany układ jest szczególnie zalecany na początek toru wzmocnienia p.cz. Do bramki *G2* dołączona jest automatyka o maksymalnym napięciu +4 V. Obniżenie się tego napięcia powoduje spadek wzmocnienia.

Schemat tranzystorowego wzmacniacza p.cz. — filtru do odbioru CW, przeznaczonego do wbudowania do fabrycznego transceivera SSB, przedstawiono na rys. 3.44a. Wiele typów fabrycznych transceiverów SSB ma możliwość nadawania telegraficznego, nie ma jednak możliwości zwięzienia wstęgi odbieranego sygnału, co utrudnia odbiór, zwłaszcza słabszych stacji. Aby uniknąć tego utrudnienia stosuje się dwie metody: zwięzanie odbieranego pasma akustycznego (o czym więcej w rozdziale 3.6) lub zwięzanie pasma we wzmacniaczu p.cz., na przykład przez dołączenie układu z rys. 3.44 pomiędzy mieszacz, a wejście właściwego wzmacniacza p.cz. Omawiany układ zawiera dwa tranzystory

i dwa identyczne rezonatory kwarcowe o częstotliwości nominalnej leżącej w pasmie przepuszczania filtra SSB transceivera. Wzmocnienie tranzystorów równoważne jest tłumieniu wnoszonemu przez obwód wejściowy i rezonatory kwarcowe, tak że wypadkowe wzmocnienie całego układu równa się zero. Charak-



Rys. 3.44. Tranzystorowy wzmacniacz p.cz. — filtr do odbioru CW w transceiverze SSB

terystrykę układu (tłumienie w funkcji odstrojenia od częstotliwości środkowej) przedstawiono na rys. 3.44b.

Czasami łączy się w torze p.cz. wzmacniacz tranzystorowy ze wzmacniaczem na układzie scalonym, np. w przypadku kiedy wzmocnienie samego układu scalonego jest niedostateczne lub gdy część toru pośredniej częstotliwości, następująca bezpośrednio po filtrze pracuje także podczas nadawania (w transceiverze). Układy takie omówiono w następnym rozdziale.

3.4.2. Wzmacniacze p.cz. pracujące na układach scalonych

W stopniach wzmocnienia pośredniej częstotliwości odbiorników i transceiverów stosuje się trzy różne grupy rozwiązań układowych, w których stosowane są układy scalone.

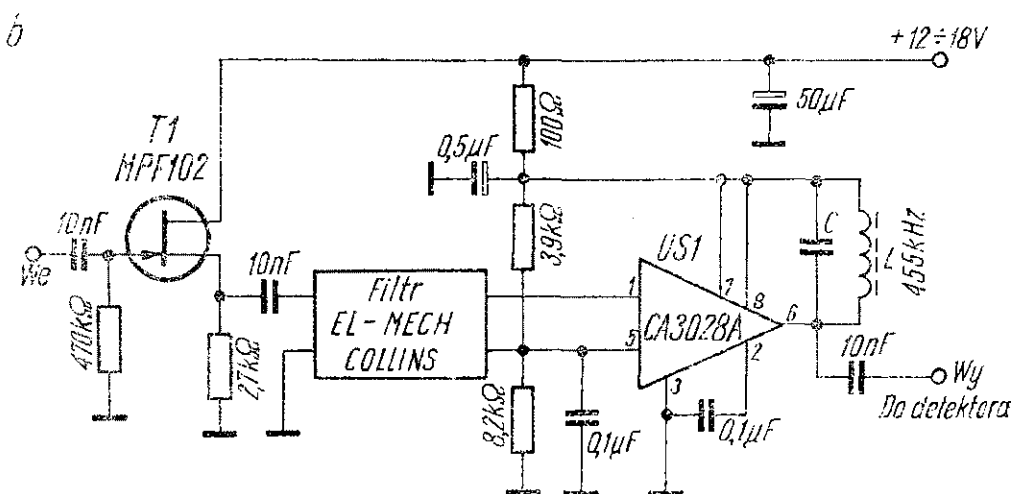
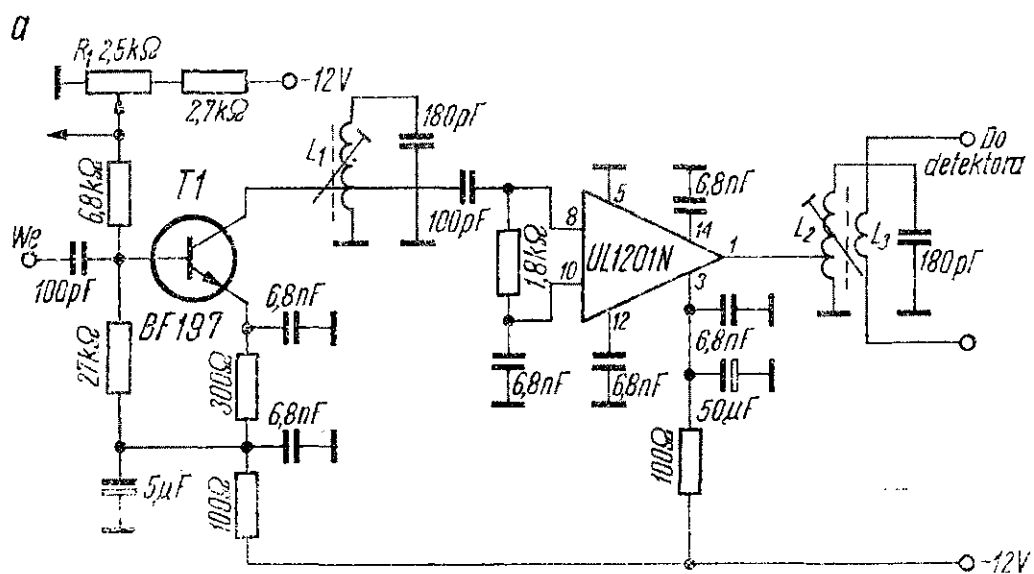
1. Wspomniane na końcu poprzedniego rozdziału połączenie stopnia tranzystorowego ze wzmacniaczem scalonym, najczęściej różnicowym (tzw. hybrydowe wzmacniacze p.cz.).

2. Wzmacniacze zbudowane na scalonych wzmacniaczach róż-

nicowych (zazwyczaj 2—3 szt.), łączonych szeregowo dla uzyskania wystarczającego wzmocnienia.

3. Wzmacniacze jednostopniowe (rzadziej dwustopniowe) pracujące na układach scalonych przeznaczonych specjalnie dla tego celu lub do zastosowań zbliżonych (np. do telewizyjnych wzmacniaczy p.cz.).

Dwa schematy z pierwszej grupy wymienionych rozwiązań przedstawiono na rys. 3.45. Schemat z rysunku 3.45a jest fragmentem schematu transceivera na pasmo 3,5 MHz, opracowanego przez SP9BWJ. Sygnał z czterokwarcowego filtra SSB steruje bazę tranzystora T1. W kolektorze tego tranzystora znajduje się obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość 4370 kHz, skąd wzmocniony wstępnie sygnał przechodzi na wejście scalonego wzmacniacza p.cz. UL 1201N. Na wyjściu tego



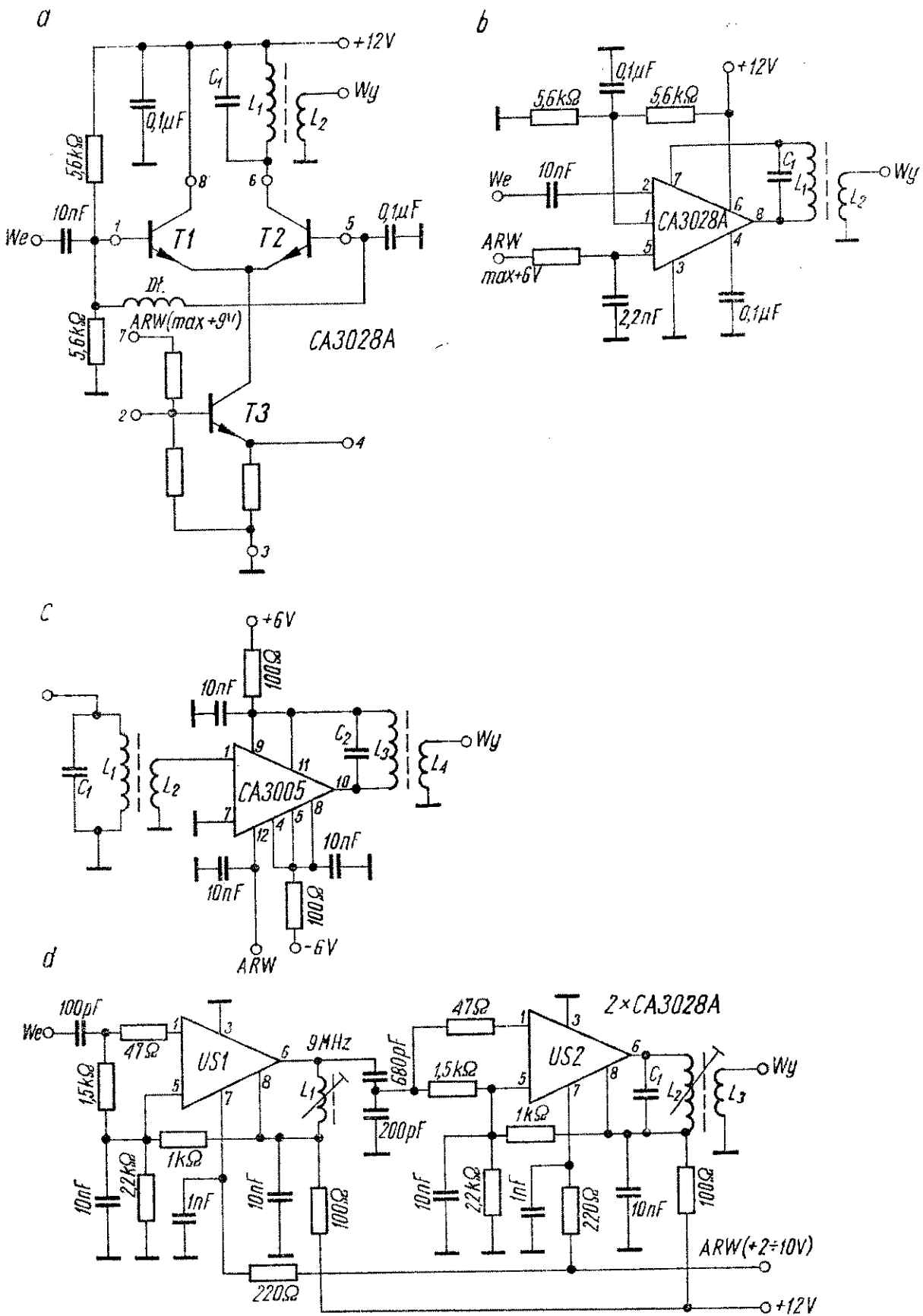
Rys. 3.45. Hybrydowe wzmacniacze p.cz.

układu znajduje się następny obwód p.cz. z cewką sprzęgającą, współpracującą z detektorem. W opisanym wzmacniaczu p.cz. nie przewidziano automatycznej regulacji wzmocnienia, jedynie stopień tranzystorowy objęty jest ręczną regulacją wzmocnienia (potencjometrem R_1) razem z pierwszym stopniem wzmocnienia w.cz.

W następnym przykładzie (rys. 3.45b) stopień tranzystorowy znajduje się przed filtrem SSB, co jest celowe w przypadku mieszaczy nie dających wzmocnienia (diodowych) lub dla dopasowania wielkiej impedancji wyjściowej mieszacza do niezbyt dużej impedancji wejściowej filtru — co ma miejsce właśnie w tym przypadku. Po filtrze znajduje się pojedynczy stopień wzmocnienia zbudowany na wzmacniaczu różnicowym CA 3028A, a następnie sygnał jest podawany do detektora SSB.

Kilka przykładów stopni wzmocnienia p.cz., pracujących na scalonych wzmacniaczach różnicowych, zebrano na rys. 3.46. W pierwszym przykładzie (rys. 3.46a) pracuje popularny układ CA 3028A w układzie różnicowym. Narysowano budowę wewnętrzną układu aby można było łatwiej prześledzić działanie tego stopnia, a także następnego, także z układem CA 3028A. W omawianym układzie sygnał jest podawany na bazę tranzystora $T1$, którego kolektor jest uziemiony dla w.cz. przez zablokowanie do masy kondensatorem o pojemności $0,1 \mu\text{F}$. Dzielnik składający się z dwóch rezystancji po $5,6 \text{ k}\Omega$ wyznacza napięcie polaryzacji baz obu tranzystorów pary różnicowej. Zamiast diodki, przez którą polaryzowana jest baza tranzystora $T2$, można zastosować rezystor $1 \text{ k}\Omega$. Baza ta jest zablokowana do masy kondensatorem, a w obwodzie kolektora tranzystora $T2$ znajduje się obwód wyjściowy. Elementem sprzęgającym obydwie tranzystory pary różnicowej jest tranzystor źródła prądowego $T3$, o bazie sterowanej stałym napięciem uzyskanym dzięki ręcznej lub automatycznej regulacji wzmocnienia. Maksymalne wzmocnienie ma miejsce przy napięciu $+9 \text{ V}$.

Drugi przykład użycia układu CA 3028A (rys. 3.46b) odpowiada wzmacniaczowi kaskodowemu. Sterowana jest baza tranzystora źródła prądowego ($T3$), który ma uziemiony dla w.cz. emiter (zablokowane kondensatorem wyprowadzenie 4). Baza tranzystora $T1$ jest polaryzowana z dzielnika i także jest zablokowana

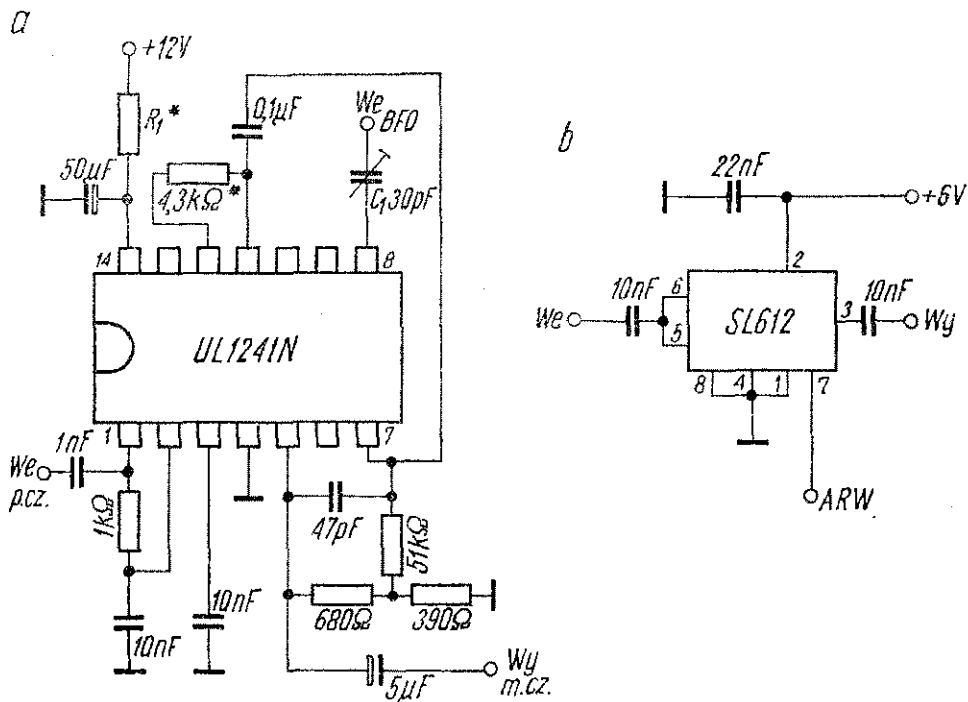


Rys. 346. Wzmacniacze p.cz. pracujące na scalonych wzmacniaczach różnicowych

(tranzystor pracuje w konfiguracji WB). W obwodzie kolektora tego tranzystora znajduje się obwód L_1C_1 . Drugi tranzystor pary różnicowej (T2) ma kolektor zasilany bezpośrednio i bazę zablokowaną do masy kondensatorem. Do tej bazy doprowadzone jest napięcie ARW, mniejsze niż +6 V dla maksymalnego wzmocnienia. Następny stopień wzmocnienia p.cz. w omawianych układach (rys. 3.46c) pracuje z układem CA 3005. Dzięki zasilaniu napięciami +6 V i -6 V względem masy układ jest bardzo prosty. Zmiana napięcia regulującego na końcówce 12 układu scalonego od -3,8 V do -6 V zmienia wzmocnienie stopnia od zera do maksimum.

Schemat dwustopniowego wzmacniacza p.cz. zbudowanego na układach scalonych CA 3028A przedstawiono na rys. 3.46d. Maksymalne wzmocnienie dochodzi do 70 dB. Pełny zakres zmian wzmocnienia uzyskuje się przy zmianach napięcia ARW w granicach od 10 V (maksymalne wzmocnienie) do 2 V. W szereg z wejściem obu układów scalonych włączone zostały rezystory po 47 Ω , mające zapobiegać oscylacjom pasożytniczym.

Dwa inne rozwiązania wzmacniaczy p.cz. działających na układach scalonych przedstawiono na rys. 3.47. W pierwszym przy-



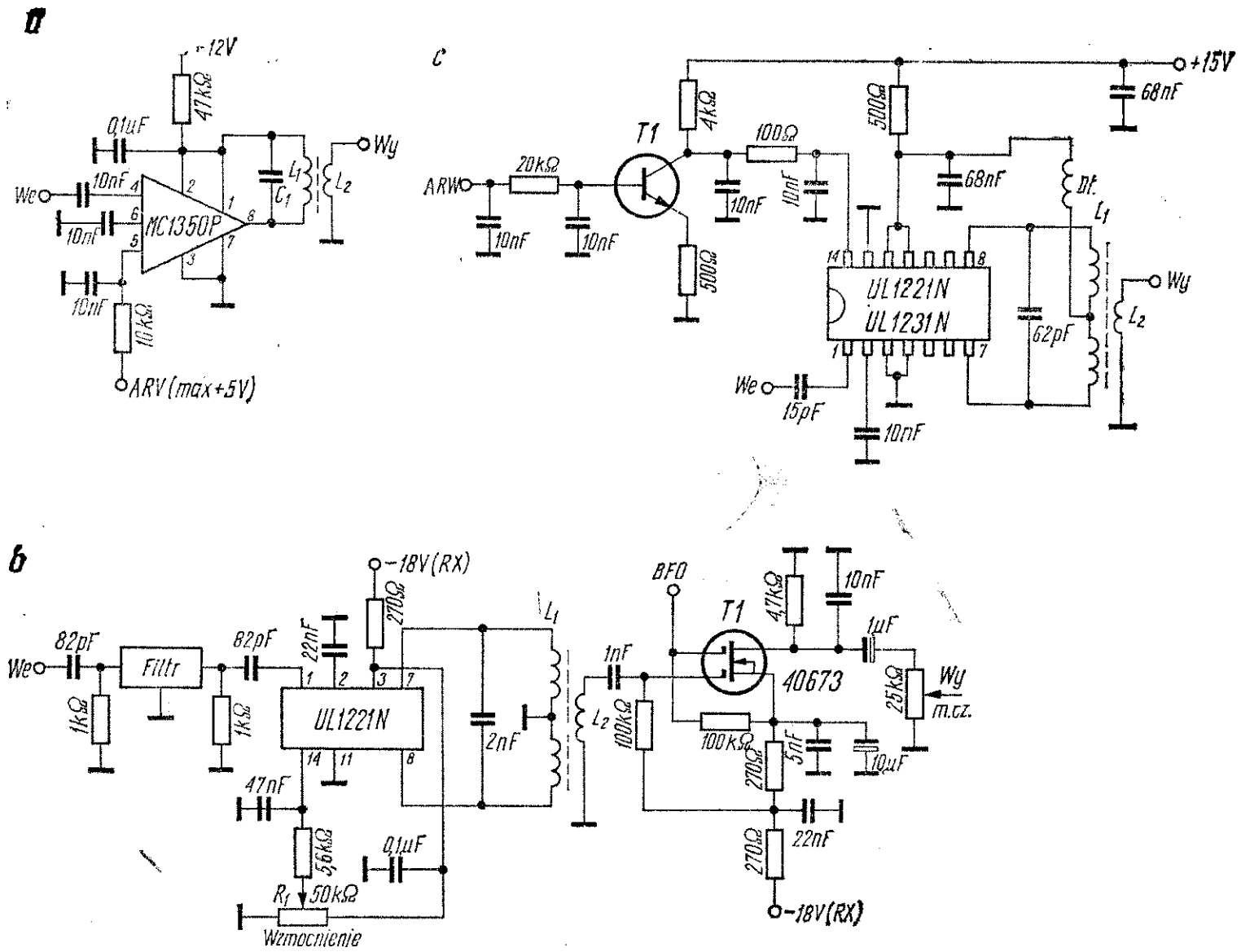
Rys. 3.47. Inne rozwiązania wzmacniaczy p.cz. działających na układach scalonych

padku wykorzystano układ UL 1241 jako wzmacniacz p.cz. i detektor sygnałów CW i SSB, połączony z przedwzmacniaczem małej częstotliwości, wystarczającym do odbioru słuchawkowego lub sterowania scalonego wzmacniacza mocy typu UL 1401 L. Rezystor R_1 dobiera się w zależności od napięcia zasilania; przy 12 V wartość jej powinna wynosić 100 Ω . Trymer C_1 ustawia się na największą czułość wzmacniacza przy najmniejszych szumach, co powinno mieć miejsce przy pojemności około 15 pF. Nie przewidziano dołączenia automatyki, toteż regulacja wzmocnienia powinna następować w poprzednich stopniach.

Następny wzmacniacz p.cz. pracuje na układzie SL 612 (rys. 3.47b). Układ ten ma wzmocnienie 34 dB (wg katalogu), częstotliwość graniczną 15 MHz i zakres regulacji ARW około 70 dB. Zazwyczaj stosuje się dwa identyczne układy połączone szeregowo. Napięcie zasilania może być zawarte w granicach 6 do 9 V, pobór prądu jednego układu wynosi około 3,5 mA.

Wielu amatorów z dobrymi wynikami stosuje w stopniach p.cz. swoich odbiorników i transceiverów układy scalone przeznaczone zasadniczo do telewizyjnych wzmacniaczy p.cz. Przykłady takich rozwiązań zebrano na rys. 3.48. W pierwszym przykładzie (rys. 3.48a) zastosowano układ scalony MC 1350P, zawierający trzy wzmacniacze różnicowe i zapewniający maksymalne wzmocnienie wynoszące około 50 dB do częstotliwości 45 MHz. Zakres ARW wynosi 60 dB w całym zakresie częstotliwości pracy. Maksymalne wzmocnienie występuje przy napięciu ARW równym +5 V. Następny układ (rys. 3.48b) został opisany w „Biuletynie PZK” przez krótkofalowca SP1EHI. Używa on układu UL 1221N do pracy w transceiverze na częstotliwości 4550 kHz. Uzyskiwane wzmocnienie osiąga wartość 60 dB. Konstruktor zrezygnował z układu ARW zadowolając się regulacją ręczną, za pomocą potencjometru R_1 . Po wzmacniaczu p.cz. następuje produkt detektor na dwubramkowym tranzystorze polowym typu 40673. Cewka L_1 ma 2×15 zwojów przewodu nawojowego Φ 0,1 mm w bawelnie, a cewka L_2 ma 5 zwojów. Obydwie cewki nawinięto w kubku od cewki p.cz. 465 kHz.

Podobny układ zastosował krótkofalowiec SP3CAI na częstotliwości 8250 kHz (rys. 3.48c). Różnica dotyczy układu regulacji



Rys. 3.48. Wzmacniacze p.cz. zbudowane na telewizyjnych układach scalonych

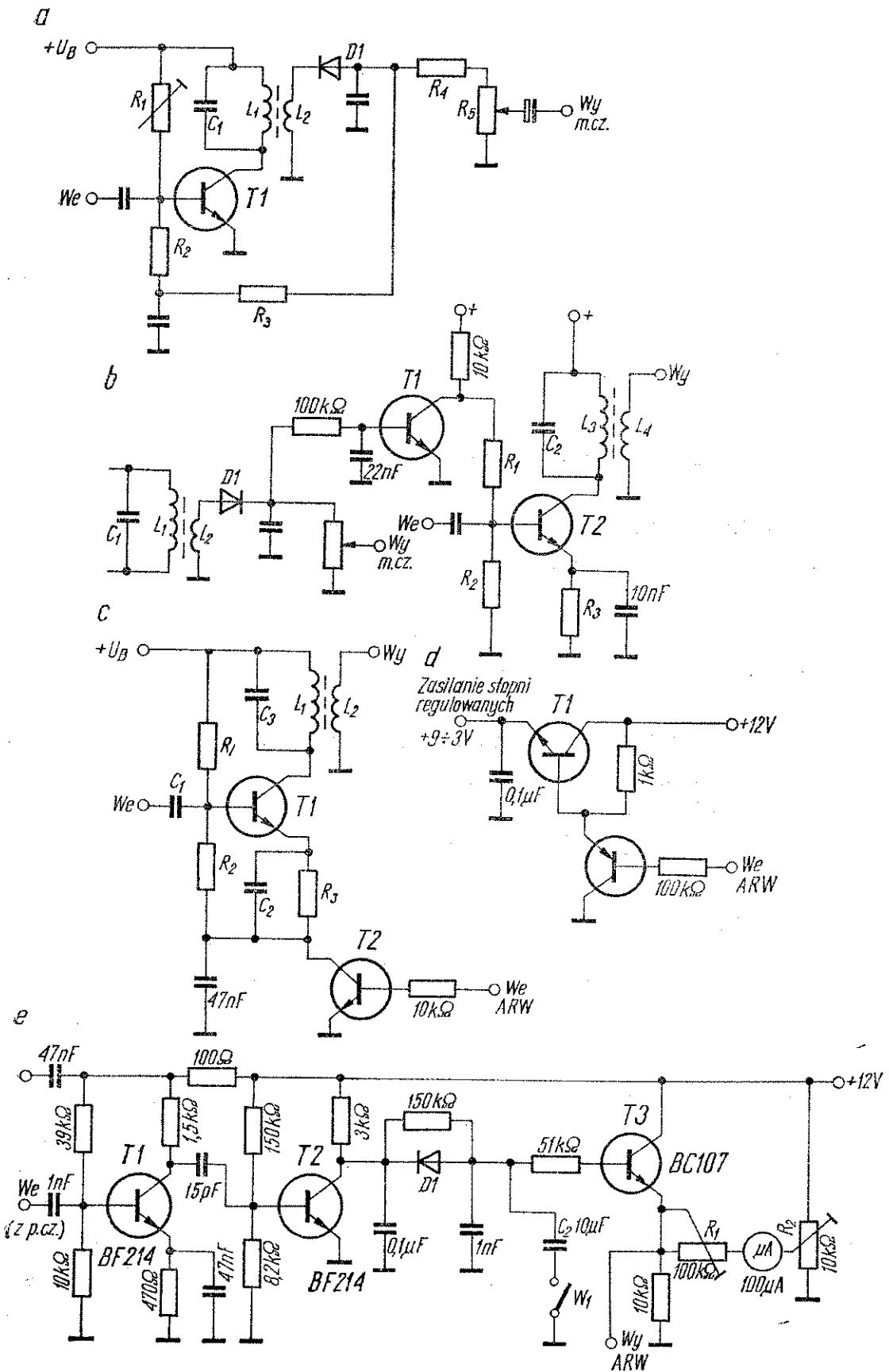
wzmocnienia. Zastosowano tu układ ARW z tranzystorowym wzmacniaczem prądu stałego zbudowanym na tranzystorze $T1$. Cały układ jest zasilany napięciem 15 V, dodatnim względem masy, podczas gdy poprzedni układ był zasilany napięciem ujemnym. Cewka L_1 ma 2×12 zwojów, a cewka L_2 — 10 zwojów. Dławik $D1$ nawinięty jest na rdzeń dostrojczy w czerwonej oprawce polistyrenowej i zawiera 80 zwojów przewodu Φ 0,1 mm w jedwabiu.

Dalsze przykłady wzmacniaczy p.cz. z tranzystorami i z układami scalonymi, z bardziej rozbudowanymi układami automatyki i z wskaźnikami poziomu odbieranego sygnału zebrano w następnym rozdziale.

3.4.3. Układy automatyki i S-metry

Automatyczna regulacja wzmacnienia (ARW) jest układem sprzężenia zwrotnego, zmniejszającym wzmacnienie wzmacniacza w.cz. oraz wzmacniacza p.cz. (rzadziej także wzmacnienie mieszacza i stopni m.cz.), przy wzroście poziomu odbieranego sygnału. W rezultacie działania automatyki sygnały oddziałujące na wejście odbiornika o różnych amplitudach, są odbierane mniej więcej z jednakowym natężeniem, przy czym oczywiście sygnały najslabsze, na poziomie maksymalnej czułości odbiornika, będą odbierane słabiej — na tle szumów — jako że układ ARW może tylko zmniejszyć czułość odbiornika przy odbiorze silniejszych sygnałów.

Najprostszy przykład układu ARW przedstawiono na rys. 3.49a. Sygnał pośredniej częstotliwości zostaje poddany detekcji na diodzie $D1$. Składowa stała o wartości zależnej od poziomu sygnału doprowadzonego do detektora oddziałuje na bazę tranzystora za pośrednictwem rezystorów R_3 i R_2 przesuując punkt pracy tranzystora i zatykając go tym bardziej, im silniejszy jest sygnał odbierany. Rezystor R_1 dobiera się na największe wzmacnienie stopnia przy najmniejszym poziomie sygnału. Przy tranzystorach p - n - p w stopniach regulowanych i przy tym układzie regulacji dioda musi być włączona odwrotnie. Taki układ ARW jest wystarczający w odbiornikach radiofonicznych, w odbiornikach radiokomunikacyjnych natomiast stosuje się bardziej rozbudowane



Rys. 3.49. Zasada działania i praktyczne układy ARW

układy ARW, ze wzmacniaczami prądu stałego, a czasem nawet z dodatkowymi wzmacniaczami p.cz. dla toru automatyki. Przykładowy schemat układu ARW ze wzmacniaczem prądu stałego przedstawiono na rys. 3.49b. Wzmacniacz ten, pracujący na tranzystorze $T1$, jest sterowany składową stałą z detektora w taki sposób, że wzrost napięcia ponad napięcie U_{BE0} tranzystora (około 0,6 V dla tranzystora krzemowego — co decyduje w tym przypadku o istnieniu progu działania ARW, poniżej którego automatyka nie działa) powoduje przepływ prądu przez tranzystor $T1$ i dalej obniżenie się napięcia podawanego na dzielnik bazowy tranzystora $T2$, który jest jednym ze stopni regulowanych w torze w.cz. lub p.cz.

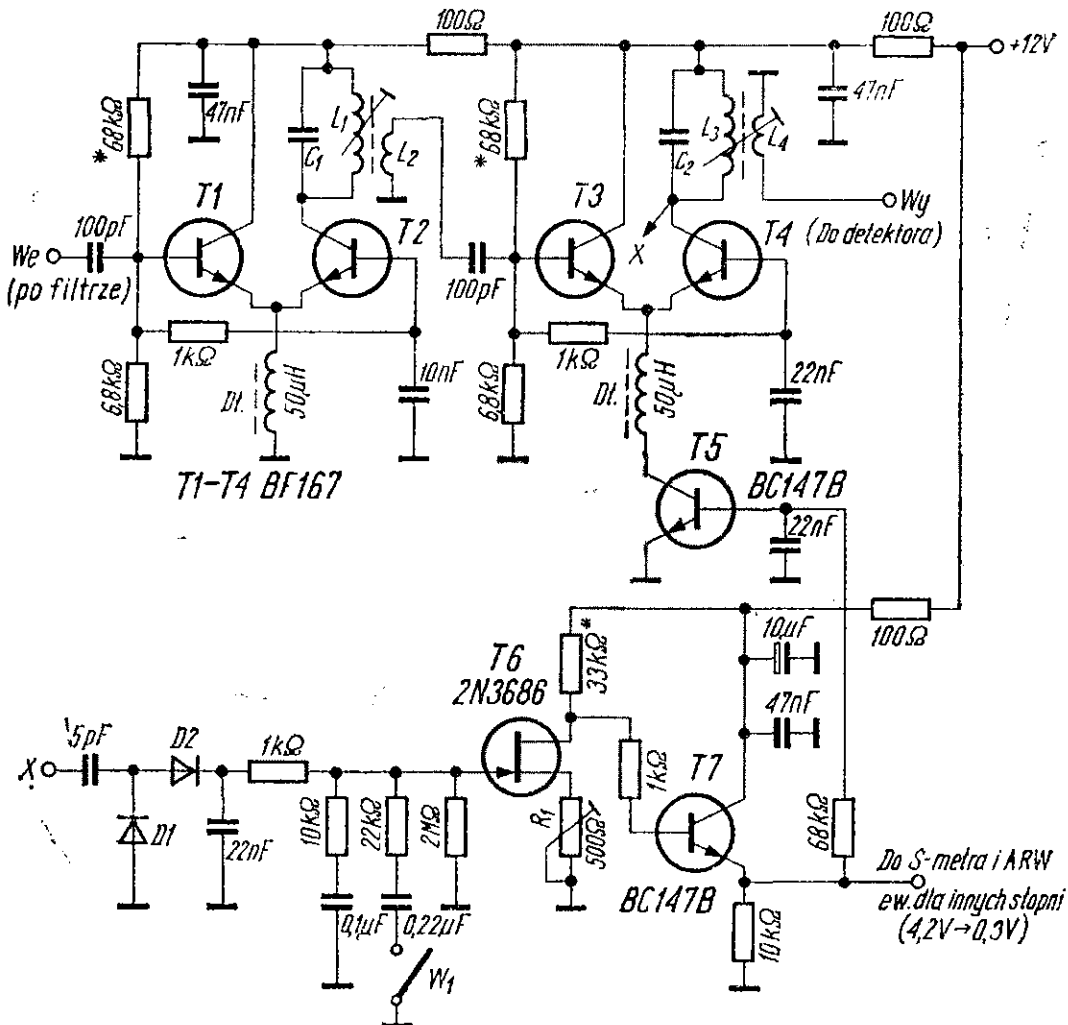
Inny sposób regulacji przedstawiono na rys. 3.49c. W szereg z zasilaniem regulowanego stopnia, pracującego na tranzystorze $T1$, włączony jest regulujący tranzystor $T2$ sterowany stałym napięciem z układu ARW. Maksymalne wzmocnienie $T1$ ma miejsce wówczas, kiedy napięcie ARW ma wartość zbliżoną do +3 V. Tranzystor $T2$ przewodzi i prawie całe napięcie zasilające przypada na stopień z tranzystorem $T1$, który wówczas ma maksymalne wzmocnienie. Spadek napięcia ARW, wywołany wzrostem sygnału, powoduje wzrost rezystancji tranzystora $T2$, zwiększenie się spadku napięcia na nim i odpowiednie zmniejszenie się napięcia przypadającego na stopień regulowany.

Podobny układ przedstawiono na rys. 3.49d. Został on wypróbowany z układami p.cz. i ARW przedstawionym na rys. 3.52. Za jego pośrednictwem można zasiląć kilka stopni wzmocnienia, np. wzmacniacz w.cz. i mieszacz. Przy napięciu wejściowym 12 V i bez sygnału odbieranego (napięcie ARW ma wówczas największą wartość dodatnią względem masy) napięcie na wyjściu regulatora jest największe (około 9 V). Przy bardzo silnym sygnale odbieranym napięcie to spada do około 3 V. Dobór tranzystorów nie jest krytyczny. Jako $T1$ można zastosować tranzystor z grupy BC 107—BC 109, a jako $T2$ — BC 177 (typu $p-n-p$).

Rozbudowany układ automatyki opisał SP9AGQ w „Biuletynie PZK” nr 11/1977. Schemat tego układu przedstawiono na rys. 3.49e. Pierwszy stopień z tranzystorem $T1$ jest rezystorowym wzmacniaczem p.cz. dla automatyki. Po wzmocnieniu sygnał zostaje doprowadzony do detektora automatyki zbu-

dowanego na tranzystorze T2. Baza tego tranzystora jest spolaryzowana tuż przed progiem przewodzenia (około 0,55 V). Przy braku sygnału na kolektorze tranzystora T2 panuje pełne napięcie zasilania i takie samo napięcie panuje też na bazie wtórnika T3 i na wyjściu ARW. Po pojawieniu się sygnału, przewodzący wówczas tranzystor T2 rozładowuje kondensator C₁, napięcie na bazie T3 obniża się, podobnie jak i na wyjściu ARW. Stałą czasową tego procesu można zwiększyć dołączając kondensator C₂ wyłącznikiem W₁. Do wyjścia ARW dołączony jest S-metr (mikroamperomierz 100 μA). Rezystor nastawny R₁ służy do ustawienia czułości S-metra, a R₂ — do ustawienia zera.

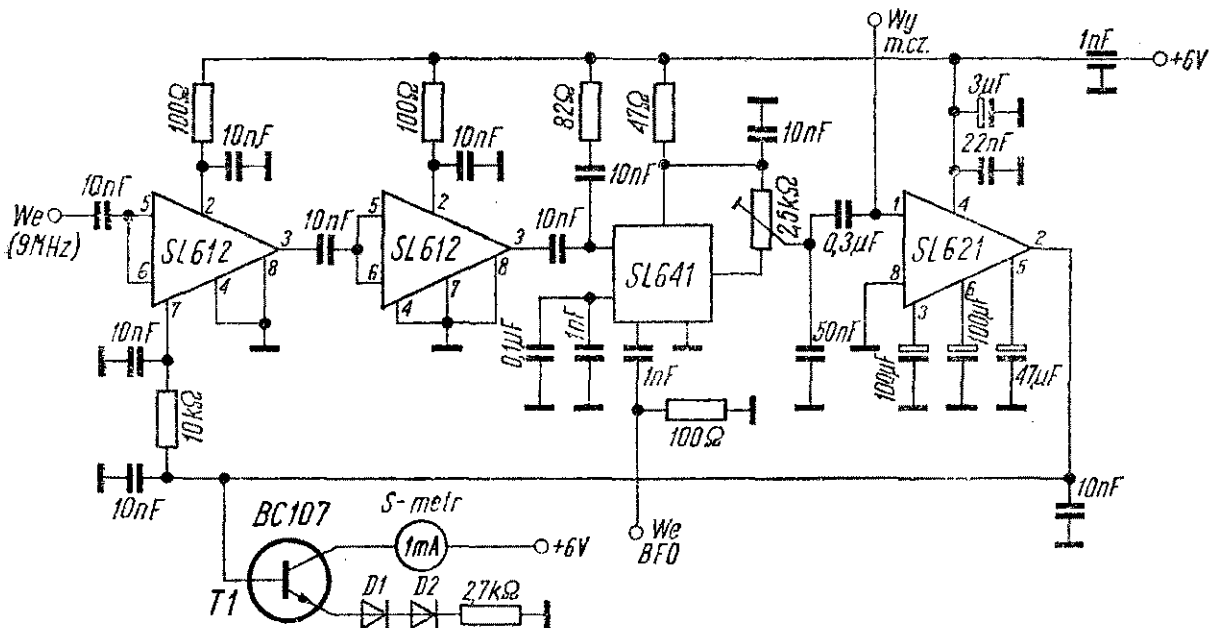
Schemat tranzystorowego wzmacniacza p.cz. z rozbudowanym układem ARW, wykonanego przez krótkofalowca SP1EHI przed-



Rys. 3.50. Tranzystorowe wzmacniacze p.cz. z automatyką

stawiono na rys. 3.50. Wzmacniacz zawiera dwie pary tranzystorów BF 167 sprzężonych emiterami. Układ tego typu pracuje stabilnie i daje się skutecznie regulować. Pierwszy stopień zbudowany na tranzystorach *T1* i *T2* nie jest objęty automatyką, aby nie powodować zmian obciążenia filtra SSB, z którym stopień ten bezpośrednio współpracuje. Maksymalne wzmocnienie wzmacniacza p.cz. wynosi 58 dB. Z wyjścia wzmacniacza sterowany jest układ ARW, zawierający detektor automatyki na diodach *D1* i *D2* i wzmacniacz prądu stałego na tranzystorach *T6* i *T7*. Tranzystor *T5* jest tranzystorem regulacyjnym, działającym w taki sam sposób jak *T2* z rys. 3.49c. Zwiększenie stałej czasowej układu automatyki uzyskuje się przez włączenie wyłącznika *W₁*. Rezystorem nastawnym *R₁* ustawia się próg działania automatyki. Mimo objęcia automatyką tylko jednego stopnia wzmacniacza p.cz. uzyskuje się zakres działania ARW około 50 dB. Zakres ten można zwiększyć obejmując regulację ARW także i wzmacniacz w.cz. odbiornika. Do emitera *T7* można dołączyć S-metr, na przykład w układzie jak na rys. 3.49e.

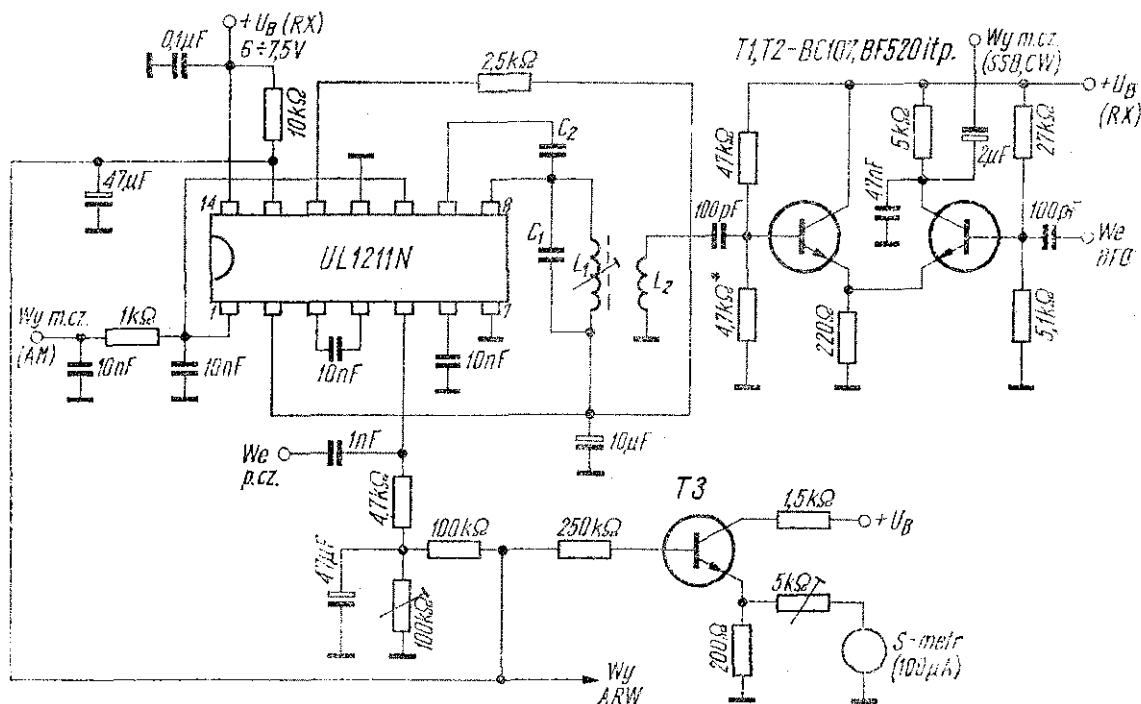
Kompletny schemat wzmacniacza p.cz. ze wzmacniaczem automatyki i S-metrem zbudowanym na układach scalonych „Plessey” z serii SL 600 przedstawiono na rys. 3.51. Wzmacniacz p.cz. współpracuje z filtrem kwarcowym XF-9B. Po dwóch stopniach



Rys. 3.51. Wzmacniacz p.cz. z automatyką i S-metrem zbudowany na układach „Plessey”

wzmocnienia pracujących na układach SL 612 następuje detektor SSB i CW z układem scalonym SL 641. Po detektorze sygnał m. cz. rozdziela się na wejście wzmacniacza m.cz. i na detektor automatyki ze wzmacniaczem, pracujący na układzie scalonym SL 621. Automatyka oddziałuje jedynie na pierwszy stopień wzmocnienia p.cz. Do obwodu automatyki dołączony jest S-metr, zawierający wzmacniacz prądu stałego na tranzystorze T1 i miliamperomierz o czułości 1 mA.

Scalony wzmacniacz p.cz. UL 1211N przeznaczony jest do odbiorników AM/FM i jest z racji łatwej dostępności i dużego wzmocnienia chętnie stosowany także w amatorskim sprzęcie krótkofalarskim. Zawarty w tym układzie stopień różnicowy, przeznaczony oryginalnie do sterowania detektora FM, może być wykorzystany do innych celów. Między innymi można go wyko-



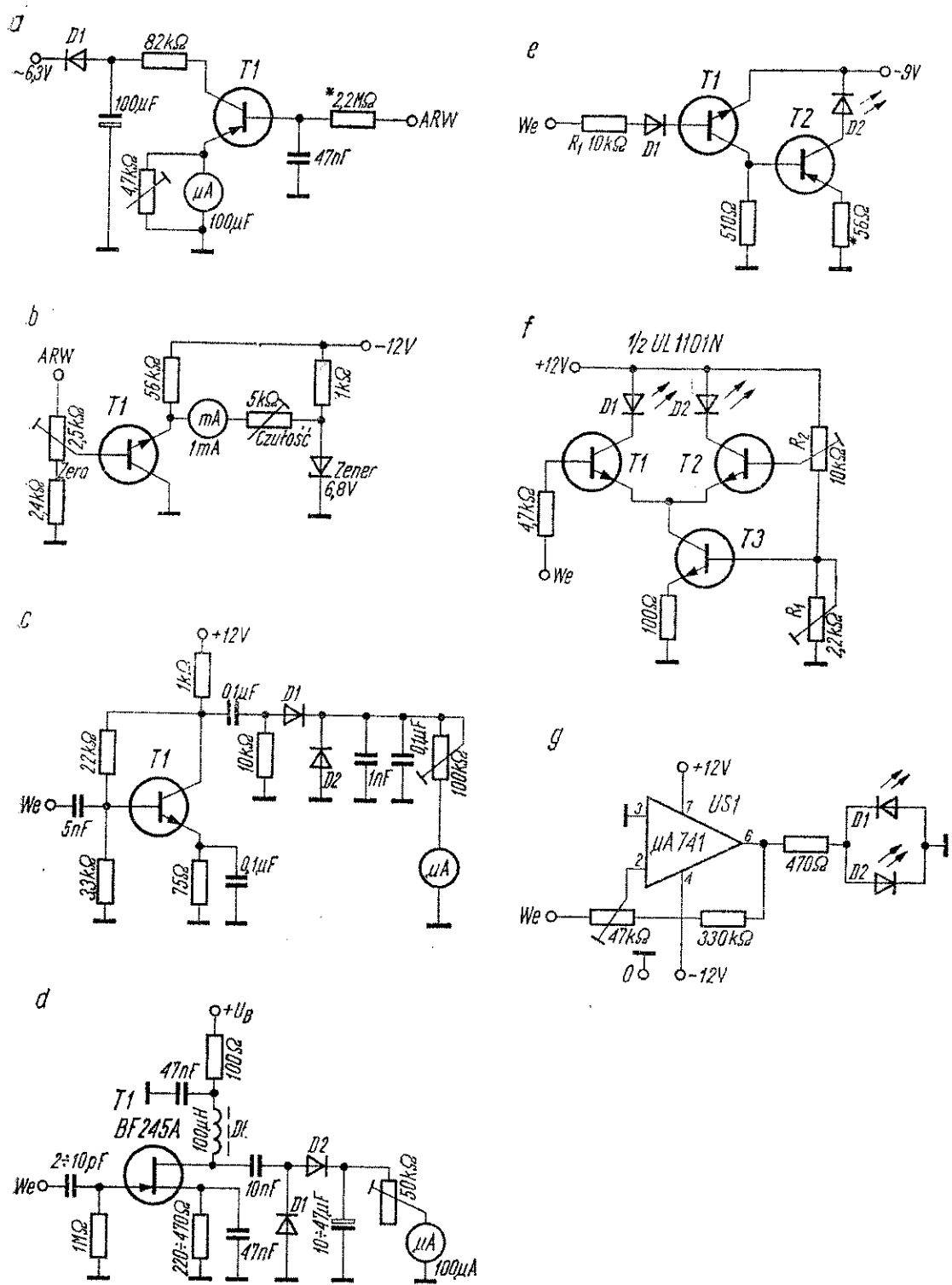
Rys. 3.52. Wzmacniacz p.cz. z automatyką i S-metrem (oprac. SP5WW i SP5QU)

rzystać do wzmacniania prądu stałego ARW, tak jak to zrobiono w układzie przedstawionym na rys. 3.52. Dwa pierwsze wzmacniacze zawarte w układzie UL 1211N są wykorzystane do wzmocnienia sygnału, który następnie przez obwód rezonansowy L_1C_1 z cewką sprzęgającą L_2 jest podawany na wejście różnicowego

produkt detektora zbudowanego na tranzystorach $T1$ i $T2$. Równocześnie przez kondensator C_2 sterowany jest tranzystorowy detektor AM, zawarty w układzie scalonym. Kolektor tranzystora tego detektora połączony jest bezpośrednio z bazą pierwszego tranzystora wolnej pary różnicowej w układzie scalonym (połączenie między wyprowadzeniami 1 i 10). W kolektorze drugiego tranzystora tej pary znajduje się rezystor $10\text{ k}\Omega$, zablokowany do masy kondensatorem elektrolitycznym $47\text{ }\mu\text{F}$. Równocześnie kolektor ten połączony jest z układem rezystorów ustalających punkt pracy pierwszego wzmacniacza z układu scalonego, objętego automatyką. Stąd też pobierane jest napięcie do sterowania układu ARW dla innych stopni odbiornika i dla S-metra z tranzystorem $T3$. Punkt pracy układu bez wysterowania ustala się potencjometrem nastawnym $100\text{ k}\Omega$. Regulacja automatyczna tego typu jest bardzo skuteczna. S-metr bez sygnału wskazuje maksymalne położenie. Wychylenie zmniejsza się odpowiednio do natężenia odbieranego sygnału, przy czym największe zagęszczenie skali ma miejsce przy maksymalnych sygnałach (powyżej S 9).

Schematy różnych wskaźników dostrojenia i S-metrów zebrano na rys. 3.53. Prosty S-metr z rys. 3.53a jest szczególnie dogodny dla odbiorników starszego typu (lampowych). Wyprostowane napięcie żarzenia zasila tranzystorowy wzmacniacz prądu stałego, w obwodzie emitera którego włączony jest mikroamperomierz zbocznikowany rezystorem nastawnym. Baza tranzystora jest sterowana napięciem z układu ARW o wartości ujemnej, wzrastającej przy wzroście sygnału.

Następny prosty S-metr, opisany przez WAØNHD jest sterowany także napięciem ARW. Przyrząd wychyłowy o czułości 1 mA włączony jest do przekątnej mostka, złożonego z pozostałych elementów układu. Pojawienie się napięcia z układu ARW powoduje rozrównoważenie mostka. Układ jest wyposażony w dwa potencjometry nastawne: do ustawienia zera i czułości przyrządu. Dwa następne schematy przedstawiają S-metry z tranzystorowymi wzmacniaczami sygnału i diodowymi prostownikami. W układzie z rys. 3.53c we wzmacniaczu pracuje tranzystor bipolarny dowolnego typu, przeznaczony do wzmacniania w.cz. Po prostowniku diodowym włączony jest mikroamperomierz $100\text{ }\mu\text{A}$ w szereg z rezystorem nastawnym, po-



Rys. 3.53. Różne układy wskaźników dostrojenia i S-metrów

zwalającym na regulację czułości miernika. W następnym przykładzie (rys. 3.53d) użyto tranzystora polowego typu BF 245A. Poza tym układ ma podobną konstrukcję do poprzedniego. Ze względu na dużą rezystancję wejściową tranzystora polowego pojemność sprzęgająca z wzmacniaczem p.cz. jest bardzo mała (od 2 do 10 pF) i dołączenie układu, nawet do lampowego odbiornika, nie obciąża ani nie rozstraja obwodu, do którego układ został dołączony.

Następne schematy z rys. 3.53 zawierają przykłady stosowania diod elektroluminescencyjnych (LED) we wskaźnikach dostrojenia. Na rysunku 3.53e dioda świecąca włączona jest do obwodu kolektora drugiego stopnia dwustopniowego wzmacniacza prądu stałego na tranzystorach komplementarnych. Wejście wskaźnika dołącza się do wyjścia wzmacniacza p.cz. (do niskiego odczepu cewki obwodu rezonansowego lub do cewki sprzęgającej). Wartość rezystancji R_1 powinna być możliwie największa, tak aby jednak układ działał jeszcze prawidłowo. Pojawienie się silnej fali nośnej powoduje zgaśnięcie diody. Bez sygnału lub przy słabych sygnałach dioda świeci. Pobór prądu przez układ przy świeceniu diody wynosi około 10 mA.

Schemat wskaźnika dostrojenia do odbiornika FM przedstawiono na rys. 3.53f. Układ ten, opisany przez PAŒJOZ w czasopiśmie „Electron” nr 5/1976, zawiera niewielką liczbę elementów. Zamiast trzech tranzystorów można użyć połowy układu scalonego UL1101N (jeden wzmacniacz różnicowy). Wejście wskaźnika (bazę tranzystora $T1$) dołącza się do końcówki 8 układu scalonego TBA 120, pracującego w układzie demodulatora FM. Wartość napięcia w tym punkcie zależy od dostrojenia. Podczas uruchamiania układu należy najpierw ustawić potencjometr nastawny R_1 na 1 V spadku napięcia na rezystorze emiterowym tranzystora $T3$. Następnie bez sygnału na wejściu odbiornika należy ustawić potencjometr R_2 tak, aby żadna dioda nie świeciła. Dioda $D1$ świeci wówczas, kiedy odbierany sygnał ma większą częstotliwość niż częstotliwość na którą jest nastrojony odbiornik, dioda $D2$ natomiast świeci w sytuacji odwrotnej. Przy dokładnym dostrojeniu świecą obie diody.

Do tego samego celu służy wskaźnik dostrojenia, którego schemat przedstawiono na rys. 3.53g. Wykorzystano tu wzmacniacz

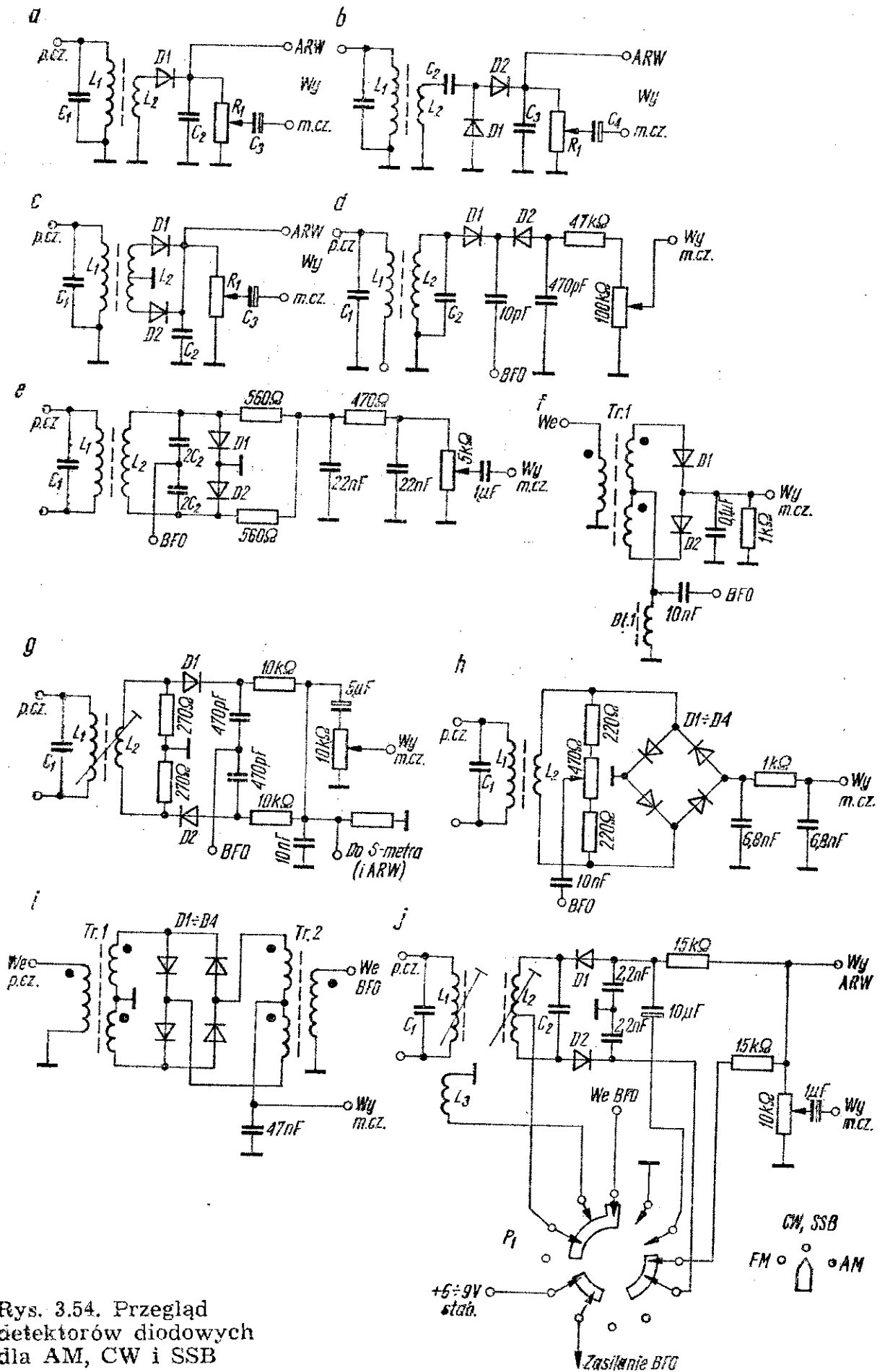
operacyjny, do którego wyjścia dołączono dwie przeciwnie włączone diody elektroluminescencyjne. W tym układzie diody nie świecą po dokładnym dostrojeniu do stacji. Od położenia suwaka rezystora nastawnego zależy czułość wskaźnika. Im układ jest czulszy, tym mniejsze odstrojenie sygnalizowane jest świeceniem diody. Niedogodnością układu jest konieczność zasilania wzmacniacza operacyjnego napięciami $+12\text{ V}$ i -12 V względem masy.

3.5. Detektory

Foniczne sygnały akustyczne są przenoszone za pomocą zmodulowanej fali nośnej. Modulacji może podlegać jej amplituda, przy transmisji AM i SSB lub częstotliwość lub faza — przy FM. Odtworzenie w odbiorniku sygnałów akustycznych odbywa się w układach detekcyjnych, których najistotniejszym elementem jest dioda próżniowa lub półprzewodnikowa, tranzystor lub układ scalony. Najprostsze są układy detekcyjne do odbioru AM, zawierające jedną lub dwie diody. Nieco bardziej złożone są demodulatory FM. Natomiast demodulacja SSB i odbiór CW wymagają dodatkowego źródła sygnału (odtworzenia fali nośnej) z generatora pomocniczego (BFO). Układy takich generatorów można znaleźć w rozdziale 2.1. Tu natomiast zebrano układy detekcyjne dla wszystkich wspomnianych rodzajów emisji dostępnych dla krótkofalowców polskich. Przyjęto podział na detektory diodowe i zbudowane na pozostałych elementach półprzewodnikowych. W każdej z tych grup wydzielono demodulatory FM.

3.5.1. Detektory diodowe

Układy detekcyjne diodowe do odbioru AM, CW i SSB zebrano na rys. 3.54. Schemat najprostszego detektora AM przedstawiono na rys. 3.54a. Zmodulowany sygnał p.cz. z obwodu rezonansowego L_1C_1 jest podawany za pośrednictwem cewki sprzęgającej L_2 na diodę $D1$. Półokresy wyprostowanego sygnału ładują kondensator C_2 rozładowywany przez rezystor R_1 , który jednocześnie pełni rolę potencjometru siły głosu. Wartości tych elementów są tak dobrane aby rozładowywanie następowa-



Rys. 3.54. Przegląd detektorów diodowych dla AM, CW i SSB

ło powoli i nadażało za zmianami amplitudy m.cz. Odtworzone w ten sposób napięcie akustyczne zostaje podane za pośrednictwem kondensatora C_3 na wejście wzmacniacza akustycznego. Na następnym rysunku (rys. 3.54b) przedstawiono schemat detektora AM z podwajaczem napięcia, o większej impedancji wejściowej niż układ poprzedni i o większym napięciu wyjściowym m.cz. Taki układ jest często stosowany w układach ARW. W detektorze z rys. 3.54c zastosowano dwupołówkowe prostowanie sygnału w.cz. Następuje tu wierniejsze odtworzenie sygnału modulującego. Odbiór sygnałów CW i SSB za pomocą wymienionych detektorów jest możliwy pod warunkiem doprowadzenia do diody także sygnału z BFO i przy małym poziomie sygnału odbieranego (około 0,5 V na diodzie).

Demodulacja sygnałów SSB polega na zmieszaniu ich z sygnałem z BFO i następnie poddaniu sygnału, z odtworzoną w ten sposób, falą nośną, normalnej detekcji amplitudowej. Stosunek poziomów obu sygnałów doprowadzonych do detektora iloczynowego ma wpływ na wielkość zniekształceń. Omówione wcześniej modulatory i mieszacze diodowe mogą być używane zasadniczo także jako demodulatory, ponieważ proces demodulacji jest także procesem mieszania, niemniej jednak istnieją układy najbardziej zalecane dla każdego z tych pokrewnych zastosowań.

Przeгляд detektorów umożliwiających normalny odbiór CW i SSB (detektorów iloczynowych, zwanych także produkt detektorami) rozpoczyna dwudiodowy detektor z rys. 3.54d. Bez sygnału BFO przeciwnie skierowane diody nie przewodzą. Dopiero podanie sygnału BFO polaryzuje diody w kierunku przewodzenia w ujemnych półokresach.

Trzy następne dwudiodowe detektory są zróżnoważone dla sygnału p.cz., lecz symetria uzwojenia wtórnego tranzystora p.cz. została osiągnięta w różny sposób. W układzie z rys. 3.54e — przez podzielenie pojemności wtórnego obwodu rezonansowego na dwa kondensatory, każdy o pojemności dwukrotnie większej niż pojemność obwodu, w układzie z rys. 3.54f — przez wyprowadzenie środka uzwojenia wtórnego transformatora w.cz. i w układzie z rys. 3.54g — przez włączenie równolegle do uzwojenia wtórnego dwóch rezystorów. Wszystkie trzy układy dają zbliżone rezultaty z tym, że układ z rys. 3.54f jest szerokopasmowy i zmontowany

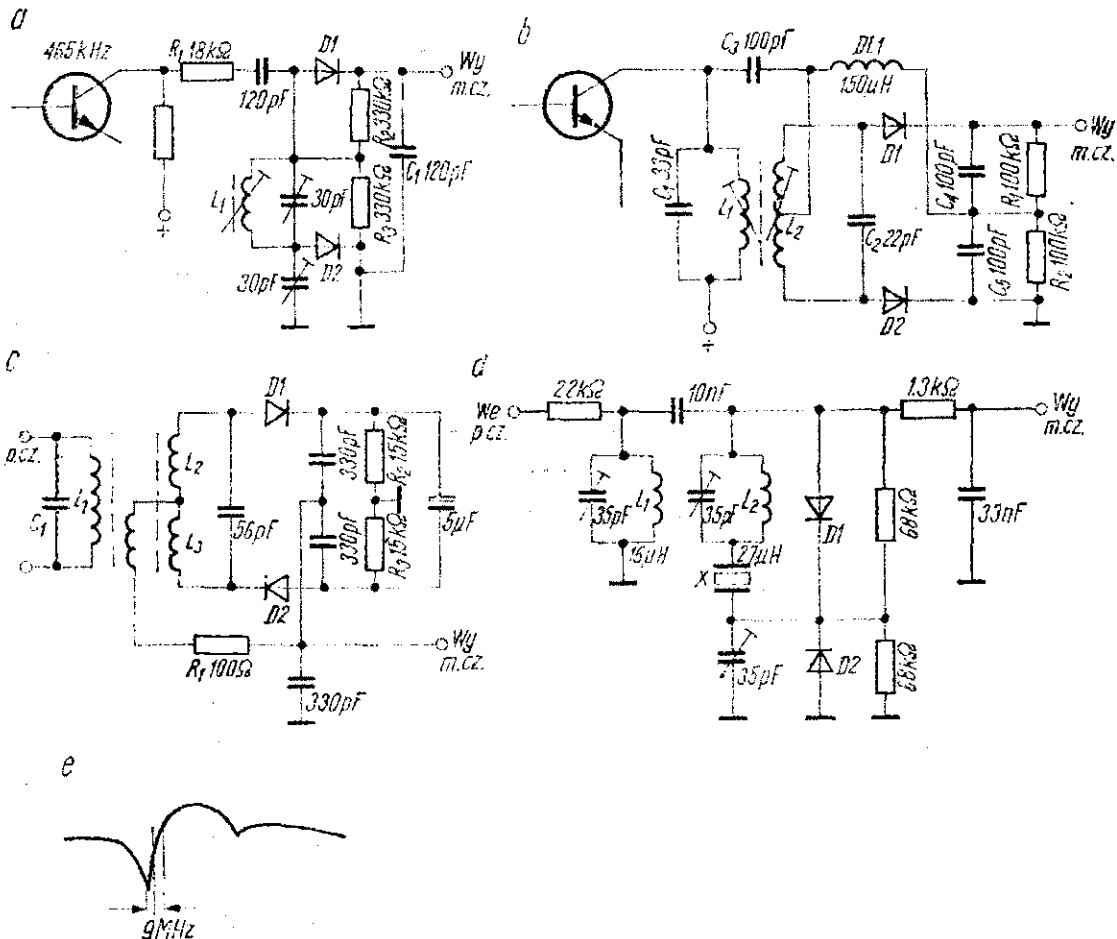
w postaci modułu może być użyty do odbiorników z różnymi częstotliwościami pośrednimi. Transformator T_{r1} jest nawinięty na toroidalny rdzeń ferrytowy równocześnie trzema przewódami. Kropki na schemacie oznaczają początki (lub końce) uzwojeń. Celowe jest używanie demodulatorów zrównoważonych ponieważ w takich układach wsteczne przenikanie sygnału BFO jest bardzo małe. Jest to szczególnie ważne w przypadku użycia demodulatora bezpośrednio na wejściu odbiornika, w odbiorniku z bezpośrednią przemianą częstotliwości. Schemat zrównoważonego produktu detektora na czterech diodach przedstawiono na rys. 3.54h. Jego sprawność jest większa niż detektorów dwudiodowych, lecz wymaga on czterech diod, dobranych pod względem rezystancji w kierunku przewodzenia, przy czym nie jest tu potrzebna taka dokładność jak w przypadku modulatorów zrównoważonych.

Produkt detektor podwójny zrównoważony, znany z wcześniejszych przykładów zastosowania w modulatorze i mieszaczu przedstawiono na rys. 3.54i. Zawiera on dwa różnicowe transformatory w.cz. nawinięte na rdzenie toroidalne, oraz cztery dobrane diody. W zastosowaniu do odbiornika z bezpośrednią przemianą częstotliwości, szczególnie dla większych częstotliwości z zakresu KF, stosuje się w tym układzie diody z gorącymi nośnikami (diody Schottky'ego).

Schemat uniwersalnego detektora diodowego do odbioru emisji AM, CW, SSB i FM przedstawiono na rys. 3.54j (opis krótkofalowców VK3AFM i VK3ABP w australijskim czasopiśmie „Amateur Radio”). W pozycji przełącznika P_1 jak na rysunku zasilanie BFO jest włączone, sygnał z BFO jest doprowadzony do środka uzwojenia cewki L_2 i dioda D_2 jest włączona w obwód, dzięki czemu układ przybiera postać dwudiodowego produktu detektora, umożliwiającego odbiór CW i SSB. Przekręcenie rotora przełącznika o jedną pozycję w lewo powoduje wyłączenie zasilania BFO, odłączenie od BFO środka cewki L_2 i połączenie jego z cewką L_3 . Dioda D_2 jest nadal włączona w układ, a do punktu jej połączenia z rezystorem $15\text{ k}\Omega$ zostaje dołączona końcówka kondensatora elektrolitycznego $10\text{ }\mu\text{F}$. W ten sposób układ przybiera postać detektora stosunku — demodulatora FM. Przystawienie natomiast przełącznika w pozycję AM powoduje dołączenie środka cewki L_2

do masy oraz wyłączenie z układu diody D2. BFO oczywiście nadal nie pracuje, kondensator elektrolityczny jest odłączony.

W ostatnich latach, w związku z przekazywaniem krótkofalowcom wyeksploatowanych radiotelefonów UKF—FM wzrosło zainteresowanie pracą FM w pasmie 144 MHz. Posiadacze UKF-owych odbiorników przeznaczonych do odbioru emisji AM mogą odbierać emisję FM na zboczu krzywej rezonansowej obwodu współpracującego z detektorem AM. Przy stromej krzy-



Rys. 3.55. Detektory do odbioru sygnałów z modulacją częstotliwości

wej zmiany chwilowej wartości częstotliwości fali nośnej powodują zmiany chwilowej wartości amplitudy sygnału doprowadzonego do diody, gdzie sygnał ulega detekcji tak jak sygnał AM. Ten prosty sposób odbioru FM jest związany z dużymi zniekształceniami. Schematy detektorów przeznaczonych specjalnie do odbioru FM zebrano na rys. 3.55. W układzie z rysunku 3.55a rów-

noległy obwód rezonansowy z cewką L_1 dostrojony jest do częstotliwości większej od środkowej, sygnał jest demodulowany przez diodę $D1$, natomiast przy częstotliwości mniejszej obwód ma charakter indukcyjny i jest demodulowany przez diodę $D2$. Napięcie wyjściowe jest sumą napięć na rezystorach R_2 i R_3 , przez które ładowany jest kondensator C_1 . Na rysunku 3.55b przedstawiono schemat dyskryminatora fazowego, w którym chwilowe zmiany częstotliwości sygnału w stosunku do częstotliwości środkowej, do której dostrojony jest obwód dyskryminatora, powodują przesunięcie fazy napięcia względem prądu w obwodzie i dodawanie, względnie odejmowanie się napięć (napięcie na cewce L_2 i napięcia podawanego przez kondensator C_3). W rezultacie napięcie na wyjściu detektora odwzorowuje zmiany jakim w procesie modulacji uległa chwilowa wartość częstotliwości (lub fazy) fali nośnej. Dyskryminator musi być poprzedzony ogranicznikiem amplitudy, czyli przesterowanym stopniem wzmocnienia, obcinającym wierzchołki przebiegu. Ogranicznik amplitudy jest zbyteczny w przypadku użycia do demodulacji sygnału detektora stosunku przedstawionego na rys. 3.55c, który sam pełni także funkcję ogranicznika. Diody są tu włączone szeregowo i spadek napięcia na rezystorach R_2 i R_3 wywołuje ładowanie kondensatora elektrolitycznego. Podczas pracy detektora nie zmienia się wartość tego napięcia, zmienia się jedynie stosunek spadków napięć na wspomnianych rezystorach, a w rezultacie zmienia się napięcie względem masy na wyjściu m.cz. detektora. Wartości pojemności i rezystancji na schematach 3.55b i c odnoszą się do częstotliwości 10,7 MHz.

W radiokomunikacji FM, przy niewielkich dewiacjach (3 do 5 kHz) stosuje się często dyskryminatory kwarcowe (np. przedstawiony na rys. 3.55d), w których nie występuje wzrost zniekształceń wywołany rozstrojeniem się obwodu. Doprowadzenie do wejścia tego układu napięcia o wartości międzyszczytowej 1 V sygnału p. cz. z dewiacją 5 kHz powoduje pojawienie się na wyjściu również 1 V sygnału akustycznego (wartość międzyszczytowa). W detektorze tym wykorzystuje się zmiany impedancji rezonatora kwarcowego w funkcji częstotliwości, przedstawione na rys. 3.55e. Detektor musi być poprzedzony ogranicznikiem am-

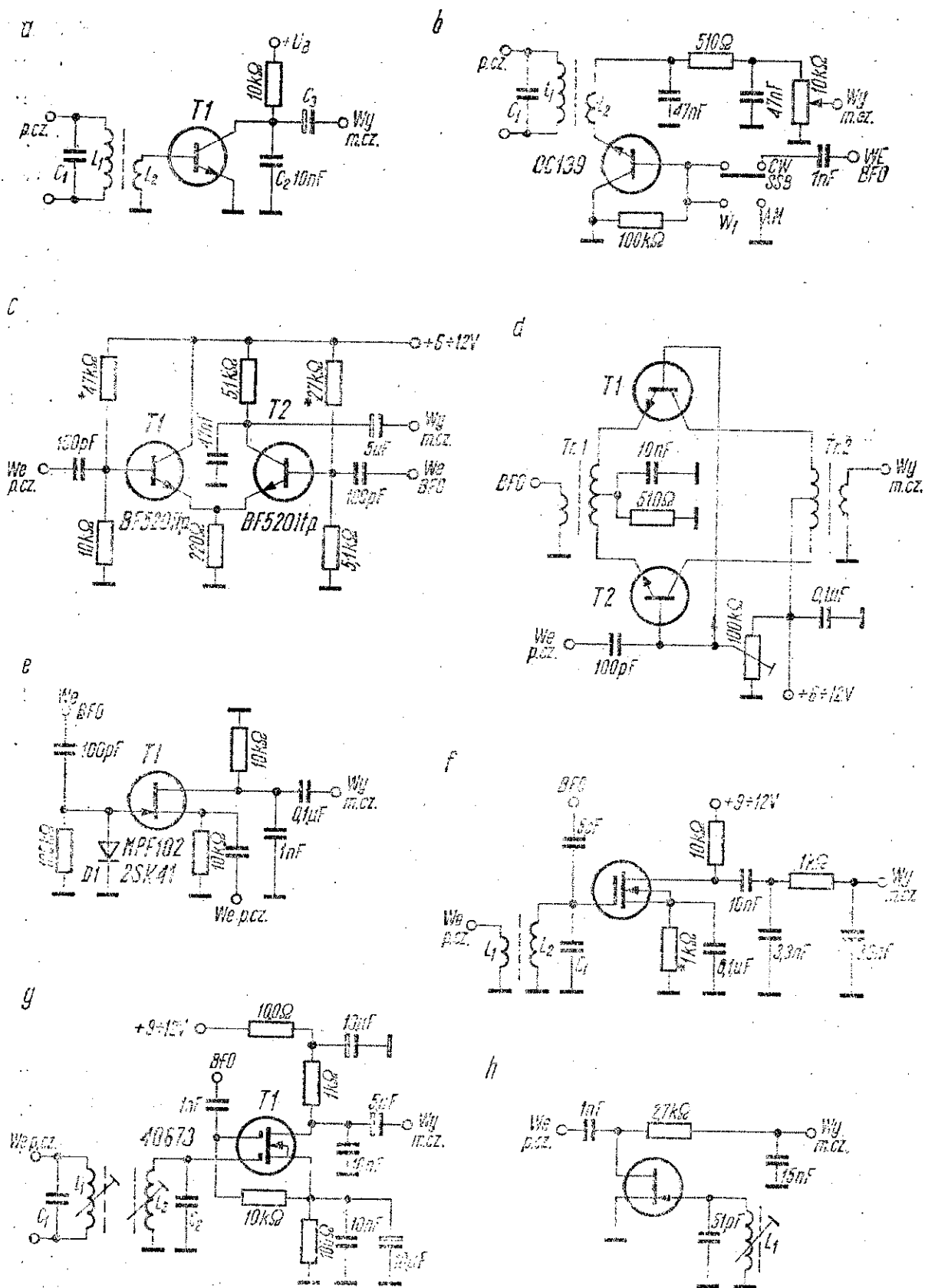
plitudy. Układ ten opracował w zastosowaniu amatorskim krótkofalowiec WAØJYK (opis w czasopiśmie „Ham Radio” nr 10/1975).

3.5.2. Detektory tranzystorowe i na układach scalonych

Tranzystorowe detektory i pracujące na układach scalonych stosuje się ze względu na uzyskiwane wzmocnienie sygnału, co umożliwia zmniejszenie liczby stopni odbiornika, a także ze względu na większe rezystancje wejściowe, mniej obciążające źródła sygnału niż demodulatory diodowe i lepszą separację obu źródeł. Kilka schematów detektorów tranzystorowych zebrano na rys. 3.56. Schemat pierwszy (rys. 3.56a) — to detektor AM, pracujący na złączu emiter — baza tranzystora. Prąd bazy steruje przepływem prądu kolektora, w którego obwodzie znajduje się rezystor obciążenia, skąd wzmocniony sygnał m.cz. podawany jest do dalszych stopni.

Na rysunku 3.56b przedstawiono schemat prostego detektora AM, CW-SSB, nie wymagającego zasilania. Przy sterowaniu bazy sygnałem z BFO układ pracuje jako produkt detektor, natomiast po zwarceniu bazy tranzystora do masy — jak detektor AM (na złączu emiter — baza). W detektorze tym najlepiej pracują germanowe tranzystory *n-p-n*. Ze względu na brak zrównoważenia układu w układach tranzystorowych może występować wsteczne przenikanie sygnału BFO. Z tego powodu, a także ze względu na większą czułość korzystniejszy jest dwutranzystorowy detektor, którego schemat przedstawiono na rys. 3.56c, choć jest znacznie bardziej rozbudowany. Jest to omówiony już wcześniej mieszacz różnicowy, sterowany sygnałem p.cz. i sygnałem BFO. Schemat detektora zrównoważonego na tranzystorach bipolarnych przedstawiono na rys. 3.56d. Sygnał odbierany podawany jest na połączone razem bazy tranzystorów, a sygnał z BFO przez aperiodyczny transformator w.cz. *Tr1* — symetrycznie do obu emiterów. W obwodzie kolektorów znajduje się transformator m.cz. *Tr2* o symetrycznym uzwojeniu pierwotnym. Tranzystory polowe są stosowane też w detektorach.

Na rysunku 3.56e przedstawiono schemat produkt detektora zbudowanego na tranzystorze polowym, pracującego bez zasilania,



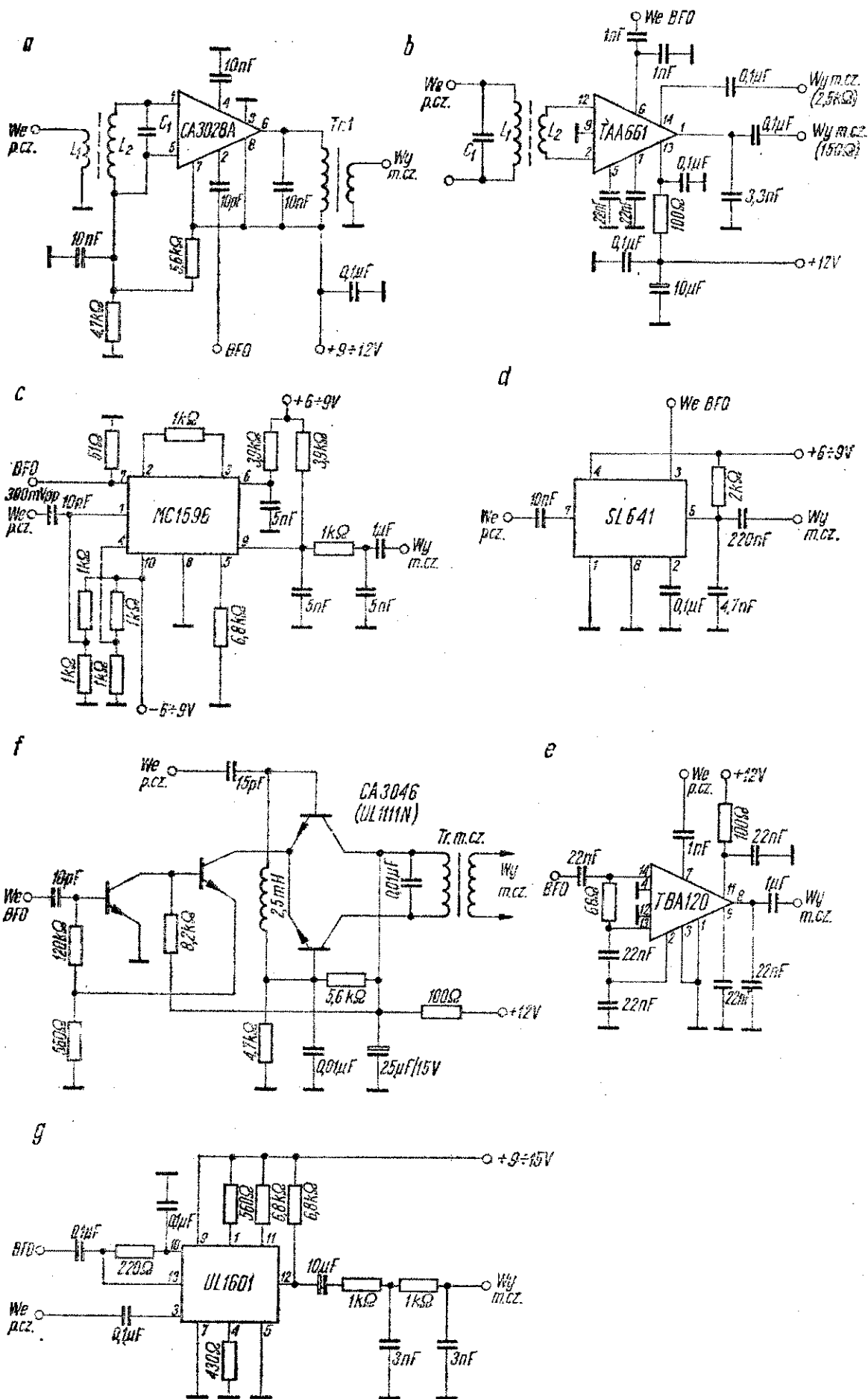
Rys. 3.56. Detektory tranzystorowe

a na rysunku 3.56f — schemat produkt detektora zbudowanego na tranzystorze polowym z izolowaną bramką (MOS FET). W układzie tym mogą także pracować złączowe tranzystory polowe. Obydwa sygnały są tu doprowadzone do bramki, a z drenu odbiera się sygnał m.cz. przez prosty filtr złożony z rezystora $1\text{ k}\Omega$ i dwóch kondensatorów o pojemności $3,3\text{ nF}$. W następnym układzie (rys. 3.56g) pracuje dwubramkowy tranzystor polowy MOS FET. Sygnał p.cz. i sygnał BFO doprowadza się do dwóch różnych bramek tranzystora, dzięki czemu ich wzajemny wpływ jest znikomy. Na wejściu detektora znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy p.cz. $L_1C_1 - L_2C_2$, nie tłumiony przez wejście tranzystora, ze względu na bardzo dużą rezystancję wejściową tranzystora polowego z izolowaną bramką. Sygnał m.cz. odbiera się z obwodu drenu.

Schemat prostego demodulatora FM na tranzystorze polowym przedstawiono na rys. 3.56h. Obwód z cewką L_1 jest dostrojony do częstotliwości środkowej sygnału doprowadzonego do wejścia demodulatora. Typ użytego tu tranzystora polowego może być dowolny. Pojemność kondensatora obwodu (51 pF) przyjęto dla częstotliwości pośredniej $6,5\text{ MHz}$.

Najmniejszych sygnałów do procesu demodulacji wymagają układy scalone. W demodulatorach SSB — produkt detektorach wykorzystuje się wzmacniacze różnicowe, na przykład układ CA 3028A, układy scalone o bardziej złożonej strukturze (MC 1596, TBA 120), a także układy przewidziane do innego zastosowania, jak np. dekodery stereo UL 1601N.

Schematy produkt detektorów zbudowanych na układach scalonych zebrano na rys. 3.57. Na pierwszym schemacie (rys. 3.57a) przedstawiono produkt detektor ze wzmacniaczem różnicowym CA 3028A. Sygnał z BFO jest tu podawany na bazę tranzystora źródła prądowego, podczas gdy sygnał p.cz. podawany jest pomiędzy bazy pary różnicowej. W obwodzie kolektorów tych tranzystorów znajduje się uzwojenie pierwotne transformatora małej częstotliwości $Tr1$, skąd sygnał podawany jest do dalszych stopni wzmacnienia w.cz. Układ scalony TAA 661, produkowany w Czechosłowacji pod oznaczeniem MAA 661 doskonale nadaje się do wykorzystania w produkt detektorze (według rys. 3.57b). Układ scalony zawiera wzmacniacz p.cz. (wielostopniowy, z ogra-



Rys. 3.57. Detektory zbudowane na układach scalonych

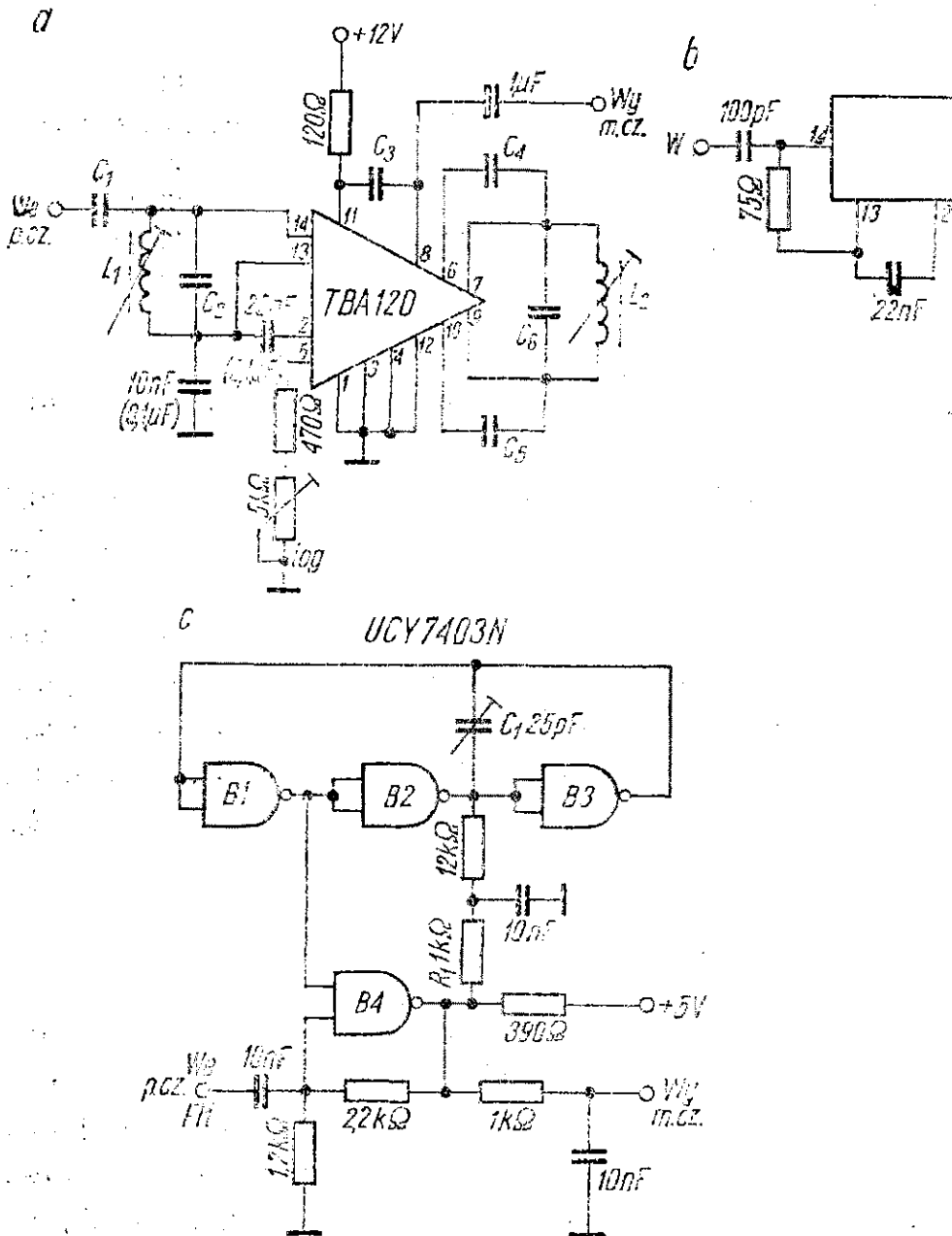
nicznikiem amplitudy) mogący pracować w zakresie częstotliwości od 5 kHz do 60 MHz. Ze względu na ograniczanie amplitudy na poziomie 0,25 V tor wzmacnienia p.cz. w zastosowaniu układu jako produkt detektora używa się do separacji i ograniczania sygnału z BFO. Zysk detektora w układzie z rys. 3.57b zawarty jest w granicach 12 do 16 dB. Na rysunku 3.57c przedstawiono schemat demodulatora jednowstęgowego z zastosowaniem układu scalonego MC 1596. Dla prawidłowej demodulacji amplituda BFO powinna wynosić około 300 mV, a amplituda zmodulowanego sygnału p.cz. powinna być zawarta w granicach 0,5 do 5 V.

Schemat wykorzystania scalonego demodulatora SSB firmy Plessey typu SL 641 przedstawiono na rys. 3.57d. Układ ten może także być wykorzystany w modulatorze SSB i mieszaczu. Amplituda sygnału z BFO nie powinna być mniejsza niż 200 mV. Układ scalony TBA 120, którego odpowiednikiem jest krajowy układ UL 1242N, o wielu wzmacniaczach różnicowych połączonych w szereg może posłużyć do wykonania czulego produktu detektora w układzie z rys. 3.57e. W układzie tym (według krótkofalowca PAOKSB) wzmacnienie osiąga wartość około 60 dB przy częstotliwości 5 MHz. Napięcie sygnału z BFO może wynosić zaledwie 1 mV, a napięcie sygnału p.cz. — do 20 mV. W tych warunkach napięcie wyjściowe m.cz. wynosi około 1 V. Krótkofalowiec K411R opublikował w czasopiśmie „QST” nr 11/1973 interesujący układ produktu detektora do odbiornika z bezpośrednią przemianą częstotliwości, nadający się doskonale także do odbiorników superheterodynowych. Wykorzystano w nim 4 tranzystory z układu scalonego RCA CA 3046 (rys. 3.57f), zamiast którego można zastosować krajowy układ UL 1111N.

W ostatnim przykładzie produkt detektora z układem scalonym (rys. 3.57g) wykorzystano krajowy dekodery stereofoniczny UL 1601N (opis krótkofalowca SP9AGQ w „Biuletynie PZK”, nr 6—7/1977). Układ ten zawiera modulator zrównoważony i może być wykorzystany w procesie modulacji lub demodulacji sygnału SSB. Jako demodulator układ ten może pracować jeszcze przy częstotliwości 10,7 MHz (w układzie modulatora może pracować do około 5 MHz).

Dwa przykłady zastosowania układów scalonych do demodulacji sygnałów FM przedstawiono na rys. 3.58. Na rysunku 3.58a

podano schemat wykorzystania układu TBA 120 (UL 1442N) jako wzmacniacza-ogranicznika i demodulatora FM. Na częstotliwości 5,5 MHz wzmocnienie napięciowe układu dla p.c.z. wynosi około 68 dB, przy napięciu wejściowym dla progu ograniczania w



Rys. 3.58. Detektory FM pracujące na układach scalonych

granicach 30 do 60 μV i przy napięciu wyjściowym m.c.z. nieco ponad 0,5 V. Potencjometr 5 k Ω służy do regulacji wzmocnienia. Indukcyjności cewek zależą od częstotliwości pracy układu. Wartości elementów nie podane na schemacie zależą również od częstotliwości i zostały zebrane w tabelicy 3.4. Zamiast obwodu wejś-

Tablica 3.4

Wartości elementów demodulatora FM z rys. 3.58a w zależności od częstotliwości

Element	$f=5,5$ [MHz]	$f=10,7$ [MHz]	$f=465$ [kHz]
C_1	47 pF	27 pF	100 pF
C_2	220 pF	120 pF	rezystor 470 Ω
C_3	22 nF	22 nF	22 nF
C_4	56 pF	27 pF	100 pF
C_5	56 pF	27 pF	100 pF
C_6	1,5 nF	400 pF	1,6 nF

ciowego L_1C_2 można zastosować układ wejściowy przedstawiony na rys. 3.58b.

W drugim demodulatorze FM pracuje cyfrowy układ scalony TTL typu UCY 7403 (rys. 3.58b — opis krótkofalowca OK11KE w „Radioamaterskim Zprawodaju” nr 10/7/1977). Bramki B_1 , B_2 i B_3 tworzą generator sterowany napięciem o częstotliwości zależnej od pojemności kondensatora C_1 . Bramka B_4 pracuje jako komparator fazowy. Wartości elementów odnoszą się do częstotliwości 10,7 MHz. Maksymalna dewiacja może wynosić 300 kHz. Zakres synchronizacji układu zależy od wartości rezystancji R_1 .

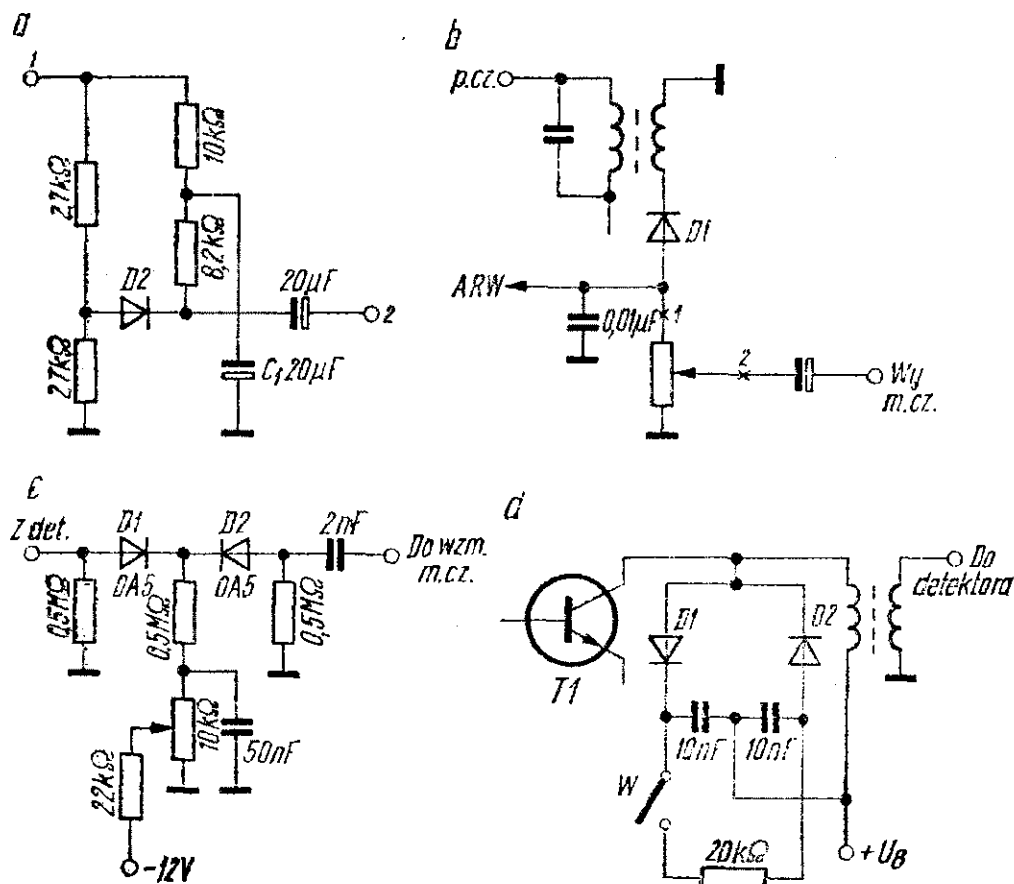
3.6. Wzmacniacze m.cz. w odbiornikach

Zadaniem wzmacniacza m.cz. jest wzmocnienie słabego sygnału z detektora (kilkanaście lub kilkadziesiąt miliwoltów) do poziomu kilkudziesięciu miliwatów mocy akustycznej (dla słuchawek) lub kilkuset miliwatów (dla głośnika), możliwie wiernie i bez szumów. Zadanie to może spełnić praktycznie każdy wzmacniacz akustyczny tranzystorowy lub z układem scalonym, stosowany w radiowym i telewizyjnym sprzęcie powszechnego użytku.

W niektórych wypadkach zachodzi konieczność użycia ogranicznika zakłóceń impulsowych, bądź też ograniczenia pasma akustycznego (np. w odbiorniku o bezpośredniej przemianie częstotliwości lub dla czytelniejszego odbioru CW); stosuje się wtedy dodatkowe układy omówione dalej.

3.6.1. Ograniczniki zakłóceń impulsowych, wzmacniacze m.cz. z kształtowaniem charakterystyki

Ograniczniki zakłóceń impulsowych ułatwiają odbiór słabych sygnałów zakłóconych przez trzaski pochodzące z wyładowań atmosferycznych, trzaski z sieci energetycznej lub pochodzące z układów zapłonowych silników spalinowych. Zakłócenia te mają dwie cechy odróżniające je od sygnałów użytecznych: krótszy czas trwania i większą amplitudę, co pozwala na wydzielenie ich z odbieranego sygnału. Stosuje się dwa sposoby ograniczania tych zakłóceń: ograniczenie ich amplitudy do poziomu szczytowej wartości odbieranego sygnału oraz układy zmniejszające gwałtownie wzmacnienie odbiornika na bardzo krótki czas trwania impulsu zakłócającego. Wykonywane są ograniczniki szeregowy i równoległy, jednostronne i dwustronne. Kilka przykładów ograniczników zakłóceń impulsowych zebrano na rys. 3.59. Pierwszy z nich (rys. 3.59a, opracowanie krótkofalowca G3XGP), przeznaczony do odbiornika tranzystorowego, włącza się pomiędzy punkty ozna-



Rys. 3.59. Ograniczniki zakłóceń impulsowych

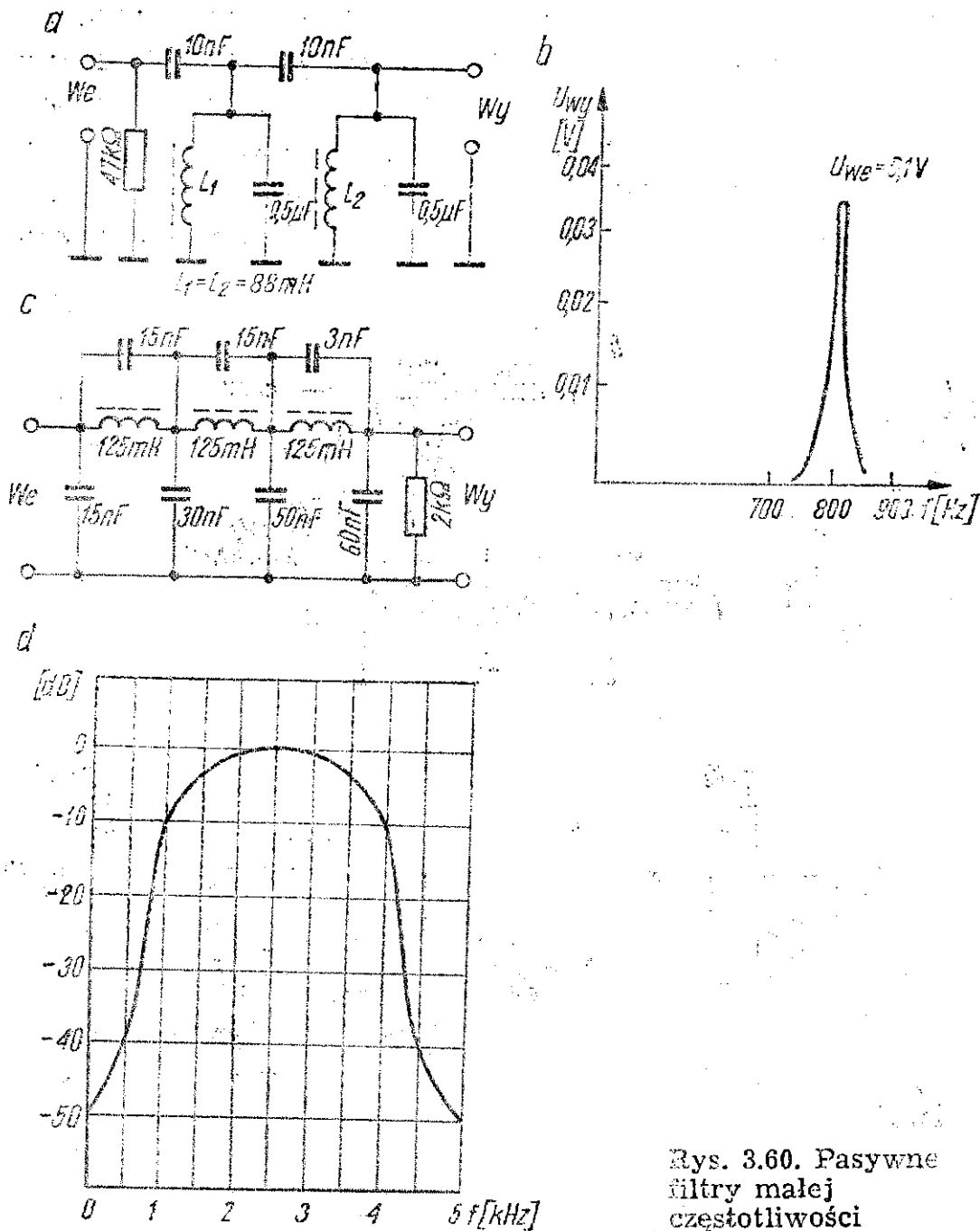
czony cyframi na schemacie detektora diodowego (rys. 3.59b). Ogranicznik ten reaguje na szybkość zmian napięcia otrzymanego z detektora zbudowanego na diodzie $D1$. Przy wolno zmieniającym się napięciu dioda $D2$ przewodzi, natomiast przy szybkich zmianach amplitudy w przypadku zakłóceń dioda jest zatykana, ponieważ kondensator C_1 nie zdąży się przeładować.

Ogranicznik z rysunku 3.59c ma taki sam układ jak ogranicznik dewiacji stosowany w modulatorze FM. W zależności od położenia suwaka potencjometru zmienia się poziom ograniczania. Im większe ograniczanie, tym mniejsza jest amplituda zakłóceń, jednak zbyt duże ograniczanie może spowodować powstanie zniekształceń sygnału m.cz. Bardzo skuteczny jest ogranicznik z rys. 3.59d. Napięcie na kolektorze tranzystora $T1$ (ostatniego stopnia wzmocnienia p.cz.) zmienia się przy zmianach amplitudy sygnału. Kondensatory ogranicznika ładują się odpowiednio do napięcia na diodach $D1$ i $D2$. Przy pojawieniu się zakłóceń impulsowych ograniczają je obustronnie. Wyłącznik W służy do odłączenia ogranicznika.

W celu ograniczenia pasma częstotliwości w torze m.cz. odbiornika, aby niezależnie od uzyskanej selektywności w torze p.cz. poprawić wypadkową selektywność odbiornika, można stosować proste filtry LC, np. według schematów przedstawionych na rys. 3.60. Pierwszy filtr (rys. 3.60a) przeznaczony jest do odbioru CW. Zawiera on dwie cewki po 88 mH nawinięte w kubkowych rdzeniach ferrytowych i cztery kondensatory. Obliczony jest on na częstotliwość środkową 800 Hz. Jego charakterystykę przedstawiono na rys. 3.60b.

Nieco bardziej rozbudowany jest filtr LC z rys. 3.60c, przeznaczony do odbioru fonii. Szerokość pasma przepuszczanego na poziomie -10 dB wynosi około 3 kHz i wzrasta do 4 kHz przy poziomie -40 dB. Charakterystykę filtru przedstawiono na rys. 3.60d. Użyto w nim trzech jednakowych cewek o indukcji 125 mH.

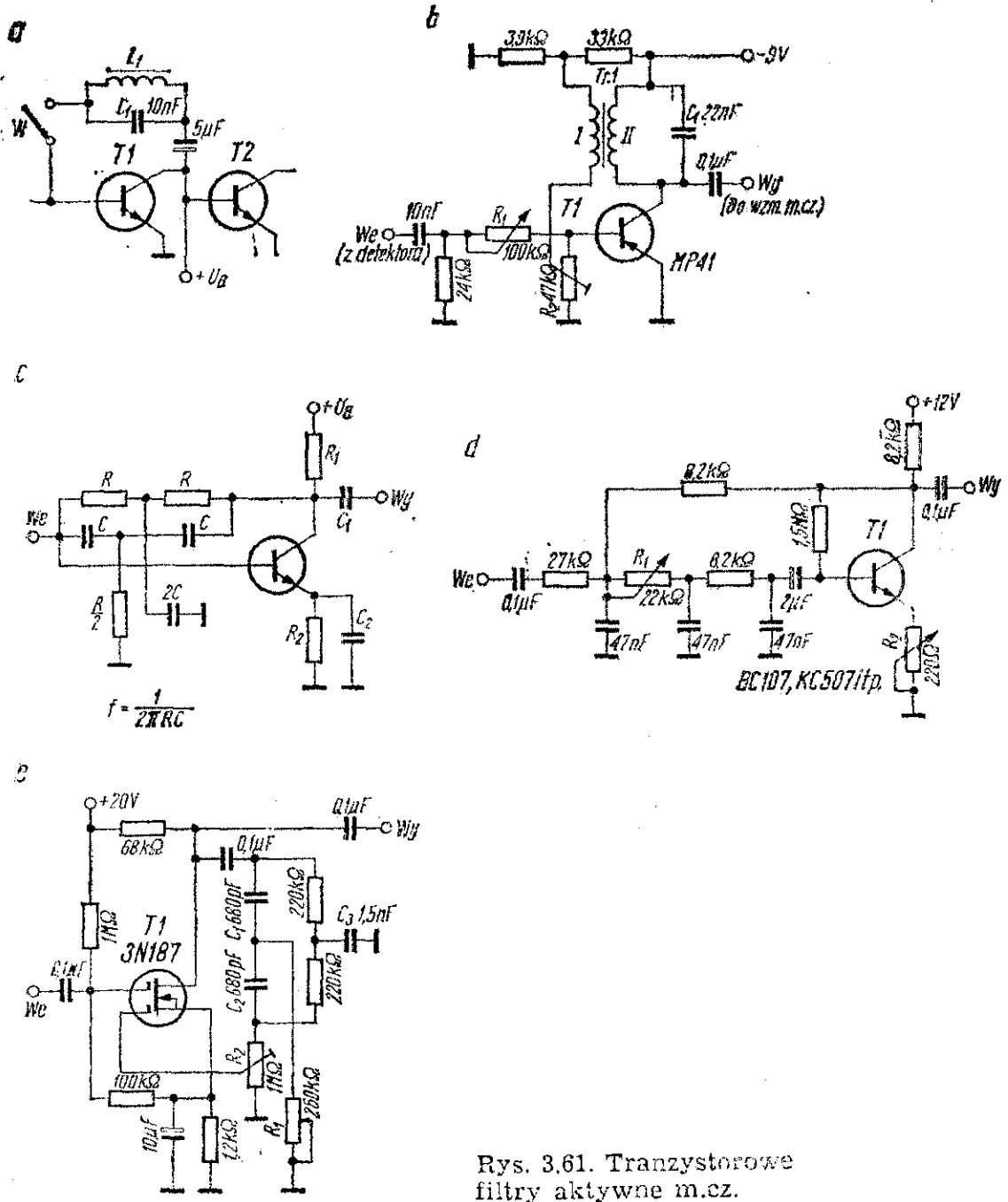
Częściej bywają stosowane aktywne filtry m.cz., pozwalające w niektórych przypadkach na płynną lub skokową zmianę środkowej częstotliwości przepustowej i szerokości pasma. W tranzystorowych filtrach aktywnych (amplifiltrach) stosuje się mostki lub przesuwniki fazowe RC, włączając je pomiędzy wejście i wyjście



Rys. 3.60. Pasywne filtry małej częstotliwości

cie wzmacniacza. Jeśli taki człon sprzęgający ma największą impedancję dla częstotliwości środkowej układu, to włącza się go do gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego, natomiast w przypadku kiedy ma on najmniejszą impedancję — włącza się go do gałęzi dodatniego sprzężenia zwrotnego, w taki jednakże sposób, aby nie doszło do powstania drgań. W rezultacie wzmocnienie stopnia jest największe przy częstotliwości pracy. Kilka tranzystorowych wzmacniaczy selektywnych zebrano na rys. 3.61. Na rysunku 3.61a przedstawiono jeden ze stopni m.cz., w którym sprzęgnięto

kołektor tranzystora z bazą równoległym obwodem rezonansowym L_1C_1 . Przy włączonym wyłączniku W występuje ujemne sprzężenie zwrotne, zmniejszające wzmocnienie stopnia tym bardziej, im częstotliwość wzmacnianego sygnału bardziej jest odległa od częstotliwości rezonansowej filtra. Za pomocą amplifiltru z rysunku 3.61b można regulować przepuszczane pasmo



Rys. 3.61. Tranzystorowe filtry aktywne m.cz.

w zakresie od kilkudziesięciu Hz do około 15 kHz. W układzie istnieje dodatnie sprzężenie zwrotne, zależne od ustawienia potencjometru nastawnego R_2 (jeśli w żadnym położeniu tego potencjometru nie występują oscylacje, to należy zamienić końce jednego uzwojenia transformatora), który należy ustawić tuż przed powstaniem drgań. Szerokość przepuszczanego pasma ustawia się potencjometrem R_1 . Transformator $Tr1$ pochodzi ze starego odbiornika tranzystorowego; w obwodzie kolektora pracuje połówka uzwojenia wtórnego. Kondensator C_1 należy dobrać na wymaganą częstotliwość pracy układu, odpowiednio do indukcyjności uzwojenia transformatora. Układ ten opisał krótkofalowiec RH8HAD w czasopiśmie „Radio” nr 7/1974.

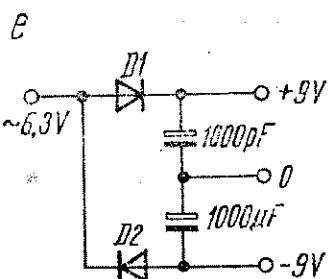
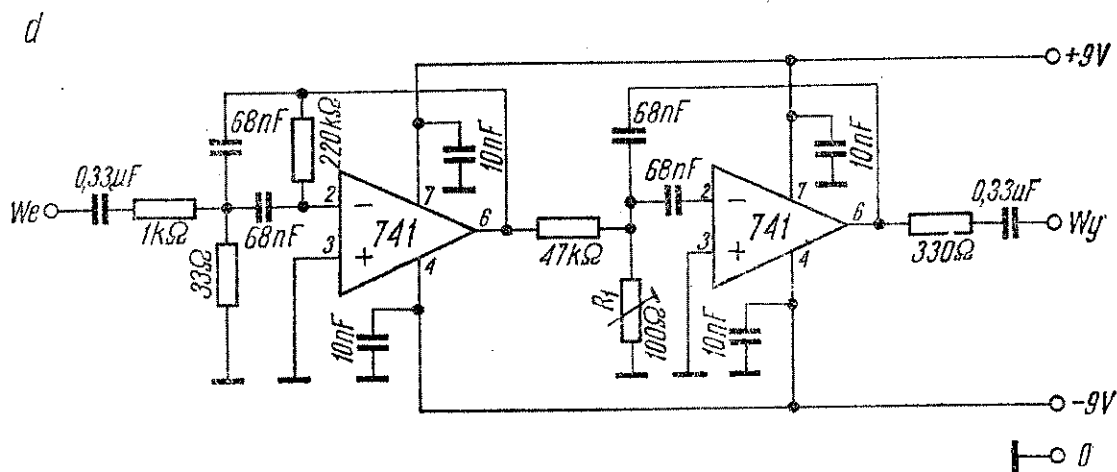
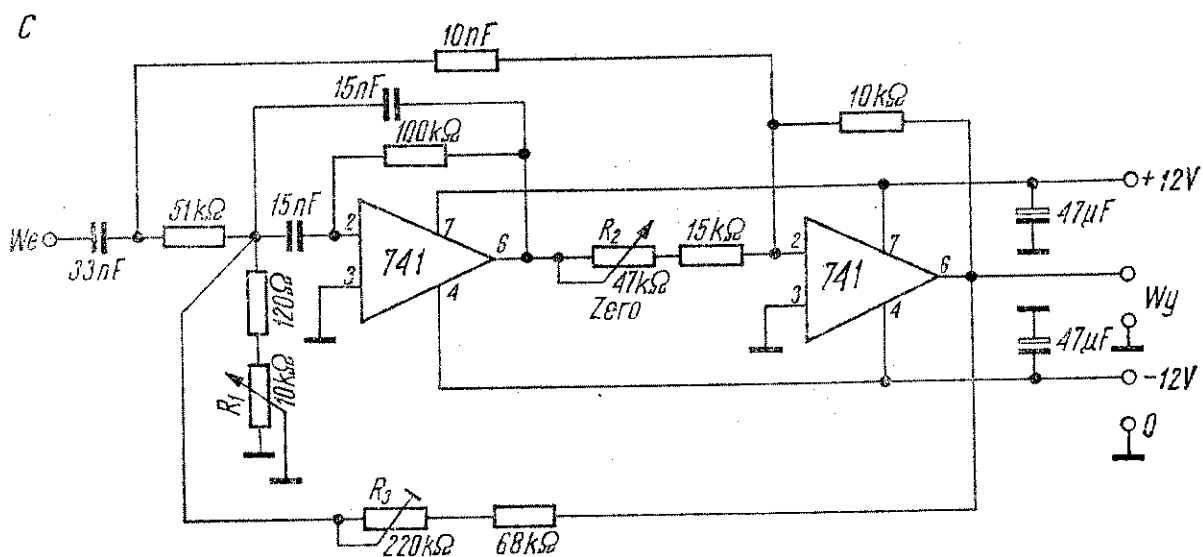
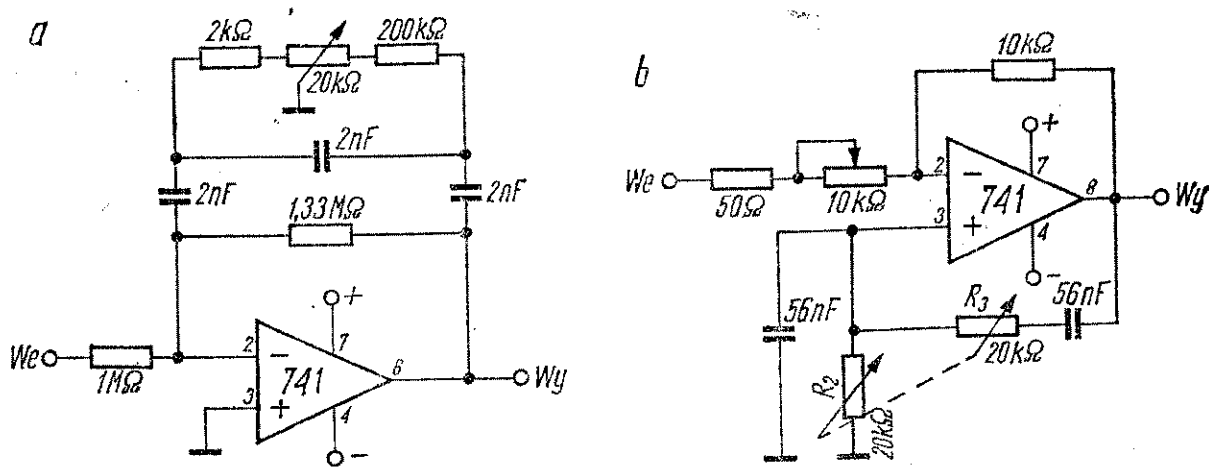
Schemat wzmacniacza selektywnego m.cz. z filtrem „podwójne T” w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys. 3.61c. Filtr ten jest środkowozaporowy toteż przy częstotliwości środkowej $f = \frac{1}{2\pi RC}$ ujemne sprzężenie zwrotne jest najmniejsze i wzmacniacz ma największe wzmocnienie. Jeden stopień wzmocnienia objęty takim ujemnym sprzężeniem ma zazwyczaj zbyt małą selektywność, często więc obejmuje się pętlą sprzężenia zwrotnego dwa stopnie tranzystorowe, sprzężone galwanicznie (z emitera tranzystora drugiego stopnia na bazę tranzystora pierwszego). W układzie z rysunku 3.61d sprzężenie pomiędzy kolektorem tranzystora a bazą zrealizowano za pośrednictwem przesuwnika fazowego. Selektywność układu ustawia się potencjometrem R_2 , a częstotliwość środkową potencjometrem R_1 . Wzmocnienie stopnia na częstotliwości środkowej zależy od wybranej szerokości pasma: przy $B = 300$ Hz wzmocnienie jest równe 1,5 V/V, przy 70 Hz wynosi 5 V/V. Układ ten opisał OK1AYY w czasopiśmie „Radioamatersky Zpravodaj” nr 1/1976. Wzmacniacz selektywny m.cz. zbudowany na tranzystorze polowym z izolowaną bramką typu 3N187 (dwubramkowym) przedstawiono na rys. 3.61e. Zastosowano tu również sprzężenie zwrotne przez filtr RC „podwójne T” pomiędzy wyjściem układu a jedną bramką. Druga bramka jest sterowana sygnałem wejściowym. Potencjometrem R_1 ustawia się częstotliwość środkową amplifiltru, a potencjometrem nastawnym R_2 — wielkość sprzężenia zwrotnego, a więc szerokość pasma. Na sche-

macie podano wartości kondensatorów C_1 , C_2 i C_3 dla częstotliwości 1200 Hz (dla środkowego położenia suwaka R_1). Dla częstotliwości 600 Hz pojemności C_1 i C_2 powinny wynosić po 1300 pF, a $C_3 = 3$ nF.

Scalone wzmacniacze operacyjne, a szczególnie μA 741, stosowane są powszechnie w układach kształtowania charakterystyki częstotliwościowej torów m.cz. odbiorników komunikacyjnych. Tak jak w przypadku amplifiltrów tranzystorowych, kształtowanie charakterystyki uzyskuje się przez człony RC włączone w gałąź sprzężenia zwrotnego. Schematy kilku takich układów zebrano na rys. 3.62. Filtr z rysunku 3.62a z pojedynczym układem scalonym μA 741 obliczony jest na częstotliwość środkową 700 Hz. Dla uzyskania możliwie największej selektywności należy włączyć filtr pomiędzy punkty o dużej rezystancji. Jeśli selektywność toru m.cz. z jednym filtrem będzie niedostateczna, to można połączyć szeregowo dwa identyczne układy. W filtrze aktywnym z rys. 3.62b, zbudowanym także na pojedynczym wzmacniaczu operacyjnym istnieje możliwość regulacji zarówno szerokości przepuszczanego pasma („dobroci” filtru — potencjometrem R_1) jak i częstotliwości środkowej (sprzężonymi potencjometrami R_2 i R_3).

Schemat filtru pasmowo-zaporowego pracującego na dwóch wzmacniaczach operacyjnych przedstawiono na rys. 3.62c. Potencjometrem R_1 ustawia się częstotliwość środkową filtru w zakresie od 350 do 3000 Hz. Potencjometr R_2 służy do ustawiania głębokości wytłumiania na częstotliwości środkowej. Potencjometr nastawny R_3 służy do ustawienia dobroci filtru, co w praktyce jest równoznaczne z regulacją szerokości pasma tłumienia. Pasma to można zmieniać w granicach od 160 do 50 Hz (na poziomie -3 dB). Uzyskiwane tłumienie sięga -65 dB, lecz ze względu na trudność dokładnego ustawienia R_1 przy takim tłumieniu praktycznie wykorzystuje się maksymalne tłumienie nieco ponad -50 dB.

Podobnie jak poprzedni, również filtr aktywny z rys. 3.62d spotykany jest często w czasopismach krótkofalarskich. Prawdopodobnie po raz pierwszy został opisany przez krótkofalowców LA4HK LA2IJ w czasopiśmie „Amator Radio” nr 11/1974. Pracują w nim również dwa wzmacniacze operacyjne μA 741, lecz



Rys. 3.62. Filtry aktywne m.cz. zbudowane na układowach scalonych

jest to filtr środkowoprzepustowy — o częstotliwości środkowej 880 Hz. Szerokość przepuszczanego pasma na poziomie -6 dB równa jest 50 Hz i wzrasta do 640 Hz na poziomie -50 dB. Na rysunku 3.62e przedstawiono sposób zasilania układu z napięcia żarzenia 6,3 V, w przypadku wmontowania go do lampowego odbiornika lub transceivera.

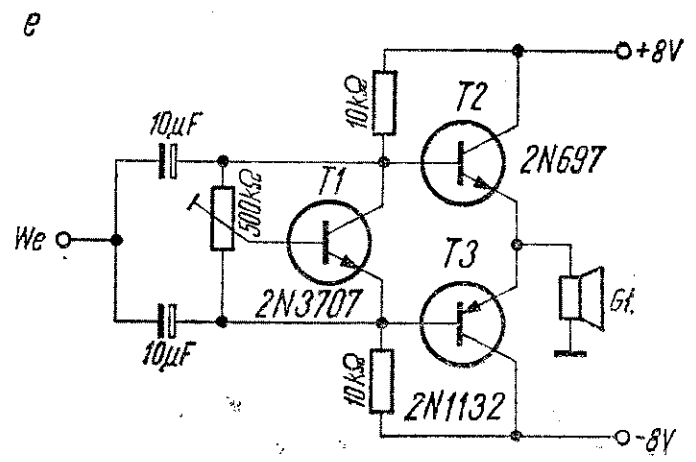
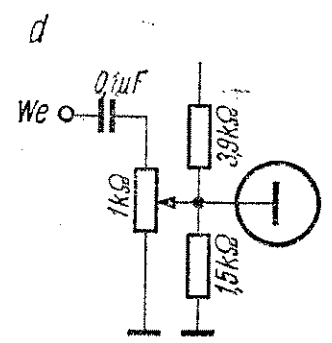
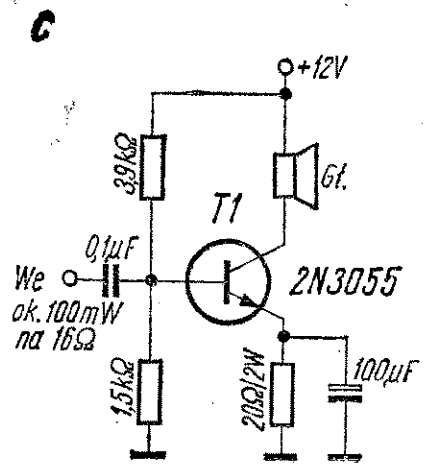
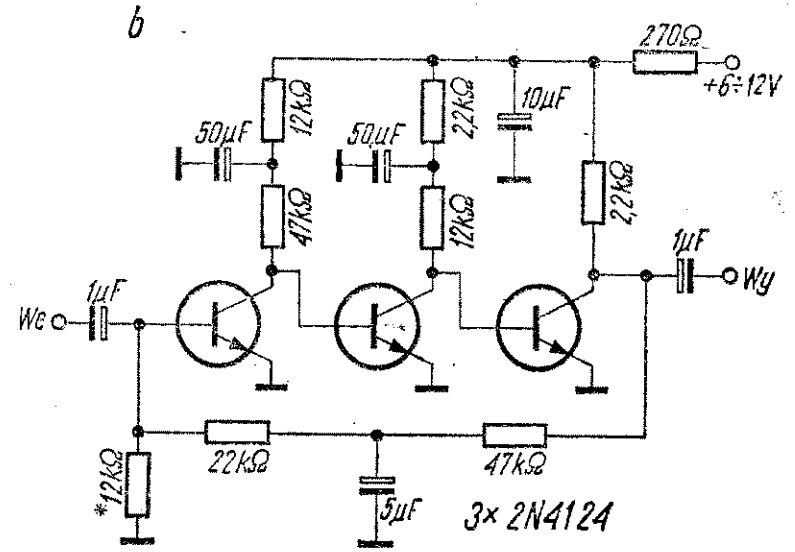
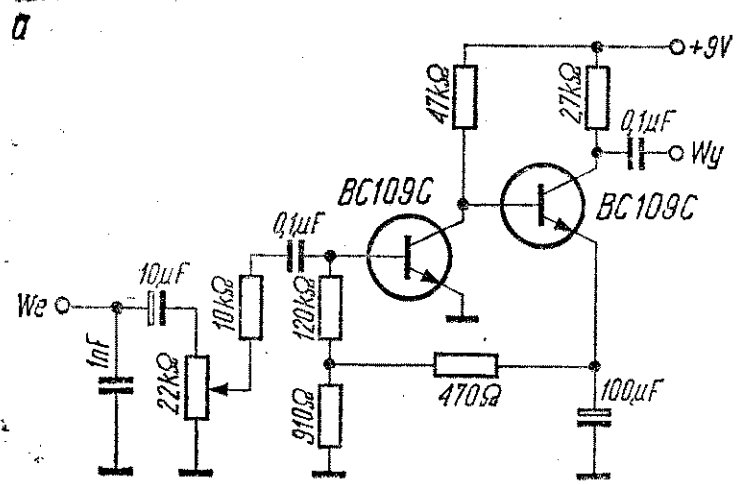
3.6.2. Wyjściowe wzmacniacze m.cz.

W przeglądzie wyjściowym tranzystorowych wzmacniaczy m.cz., przedstawionych na rys. 3.63, ograniczono się do kilku tylko przykładów. Ponieważ schematy i opisy różnych wzmacniaczy m.cz. są dostępne w popularnej literaturze radioamatorskiej.

Na rysunku 3.63a przedstawiono schemat wzmacniacza słuchawkowego, pracującego na dwóch tranzystorach BC 109C, zastosowany przez F9GY w odbiorniku z bezpośrednią przemianą częstotliwości (opis „Radio REF” nr 3/1976). Obydwa tranzystory powinny mieć duży współczynnik wzmocnienia prądowego. Dzięki sprzężeniu zwrotnemu i stabilizacji termicznej wzmacniacz pracuje stabilnie i nie wymaga dobierania elementów.

Bardzo popularny (zwłaszcza w publikacjach amerykańskich) jest trzystopniowy wzmacniacz o bezpośrednim sprzężeniu, którego schemat przedstawiono na rys. 3.63b. Wzmocnienie sięga tu 100 dB. Ze względu na galwaniczne połączenie wszystkich tranzystorów krytyczne jest ustawienie punktu pracy pierwszego stopnia. Wzmacniacz przewidziany jest do obciążenia słuchawkami lub wejściem wzmacniacza mocy.

Następne schematy — to dwa nietypowe wzmacniacze mocy. W układzie z rysunku 3.63c pracuje tranzystor 2N 3055. Maksymalna moc wyjściowa może osiągać wartość 5—7 W przy mocy sterującej wynoszącej około 750 mW. Regulacja mocy wyjściowej może być zrealizowana w sposób przedstawiony na rys. 3.63d. Mostkowy układ komplementarnego wzmacniacza mocy przedstawiono na rys. 3.63e („Electronics” nr 24/1974). Tranzystor T1 ustala punkt pracy tranzystorów stopnia wyjściowego, a jednocześnie stabilizuje go przy zmianach temperatury otoczenia. Wzmacniacz ma niewielką liczbę elementów, lecz pewną niedo-

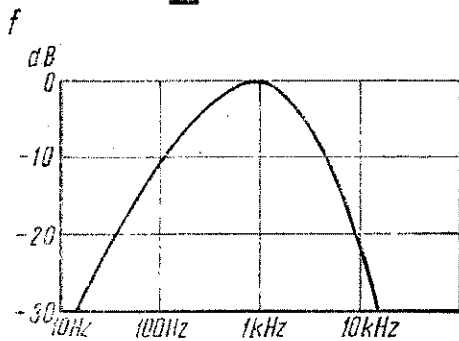
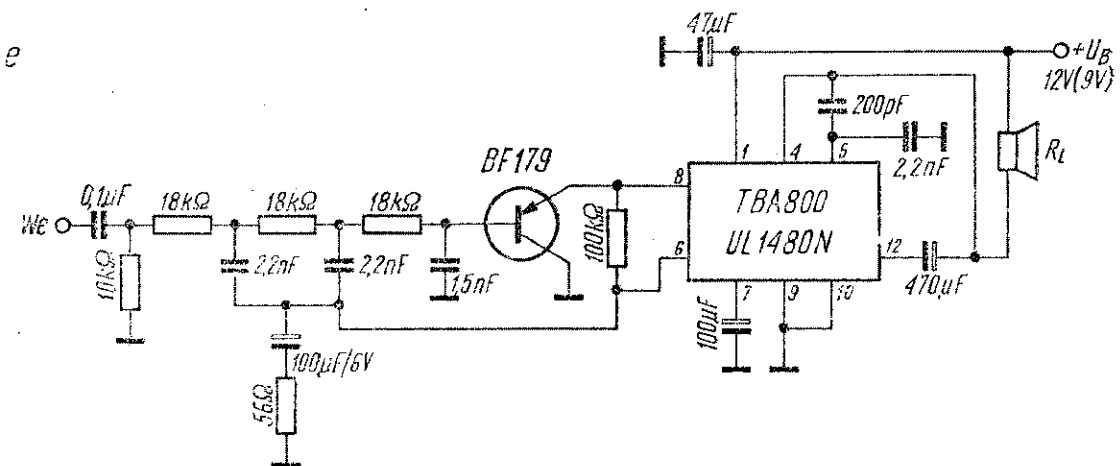
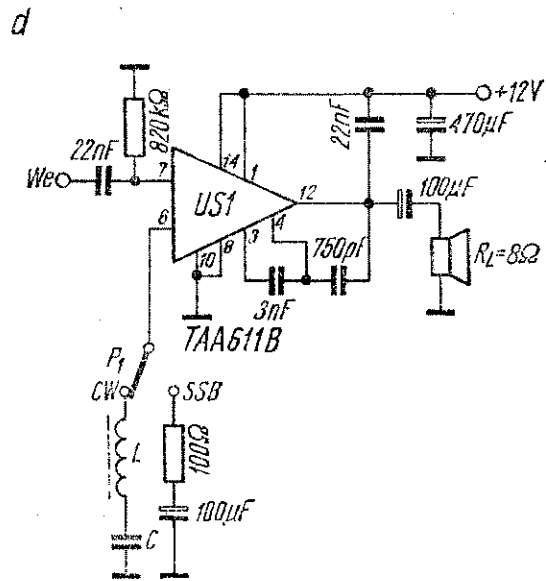
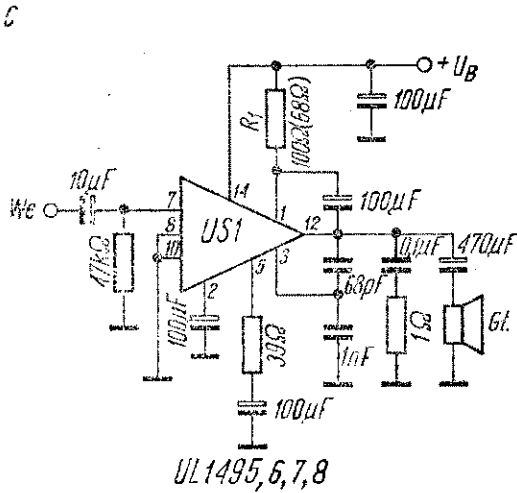
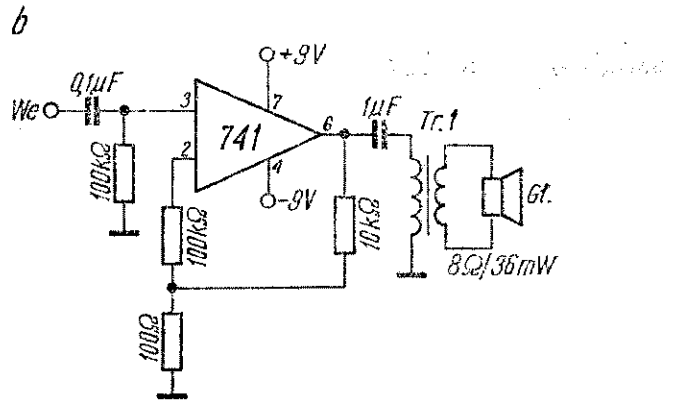
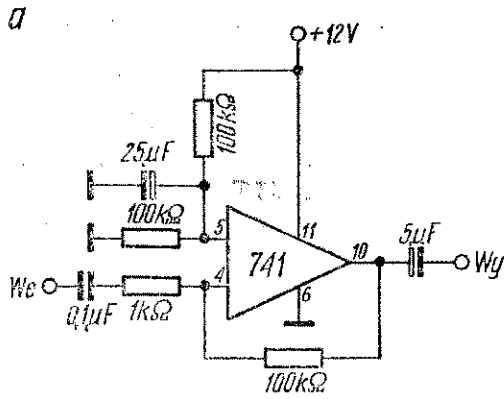


Rys. 3.63. Tranzystorowe wzmacniacze wyjściowe m.cz.

godność stanowi konieczność zasilania go dwoma napięciami względem masy.

Wygodniej jest stosować we wzmacniaczach mocy odbiorników układy scalone. Potrzeba wówczas mniejszej liczby podzespołów, co nie pozostaje bez wpływu na koszt wzmacniacza, mniej miejsca na płycie montażowej i mniej pracy włożonej w zmontowanie wzmacniacza. Kilka przykładowych schematów wzmacniaczy wyjściowych m.cz. zbudowanych z zastosowaniem układów scalonych zebrano na rys. 3.64. Pierwszy wzmacniacz (rys. 3.64a) ze wzmacniaczem operacyjnym $\mu\text{A} 741$ przeznaczony jest do odbioru słuchawkowego. Przy napięciu zasilania 12 V pobór prądu wynosi około 2 mA. Wzmocnienie układu jest wystarczające nawet przy współpracy z detektorem odbiornika o bezpośredniej przemianie częstotliwości. Następny wzmacniacz (rys. 3.64b), także na układzie $\mu\text{A} 741$ współpracuje z małym głośnikiem 8Ω dołączonym do wyjścia wzmacniacza za pośrednictwem transformatora o przekładni $500/8 \Omega$. Moc wyjściowa przy napięciu zasilania 12 V wynosi 36 mW. Zalecany przez wytwórnictwo układ wzmacniacza wyjściowego m.cz. zbudowany na układach scalonych UL 1495, 6, 7 i 8 przedstawiono na rys. 3.64c. Rezystancja R_1 powinna mieć wartość 68Ω tylko w przypadku układu UL 1498. Ponieważ do celów krótkofalarskich nie jest potrzebna moc wyjściowa przekraczająca 1 W, wzmacniacz można zasiląć napięciem w granicach 9 do 12 V. Można także w tym układzie wykorzystywać układy scalone typu UL 1490. W tym przypadku należy odłączyć kondensator elektrolityczny od nóżki 2.

Kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza akustycznego można przeprowadzić także w scalonych wzmacniaczach mocy. Na rysunku 3.64d przedstawiono stopień wyjściowy zbudowany na układzie scalonym TAA 611B z szeregowym obwodem rezonansowym m.cz., włączanym przełącznikiem P_1 do gałęzi sprzężenia zwrotnego. Dla częstotliwości 880 Hz cewka powinna mieć indukcyjność 200 mH, a kondensator C — pojemność 160 nF. Szerokość pasma na poziomie -6 dB wynosi 80 Hz, a na poziomie -20 dB wynosi 350 Hz. Maksymalna moc wzmacniacza wynosi 0,5 W przy napięciu zasilania 12 V i napięciu wejściowym 14 mV. Układ ten opisał SP1CNV w „Biuletynie PZK” nr 6/1976.



Rys. 3.64. Wyjściowe wzmacniacze m.cz. zbudowane na układach scalonych

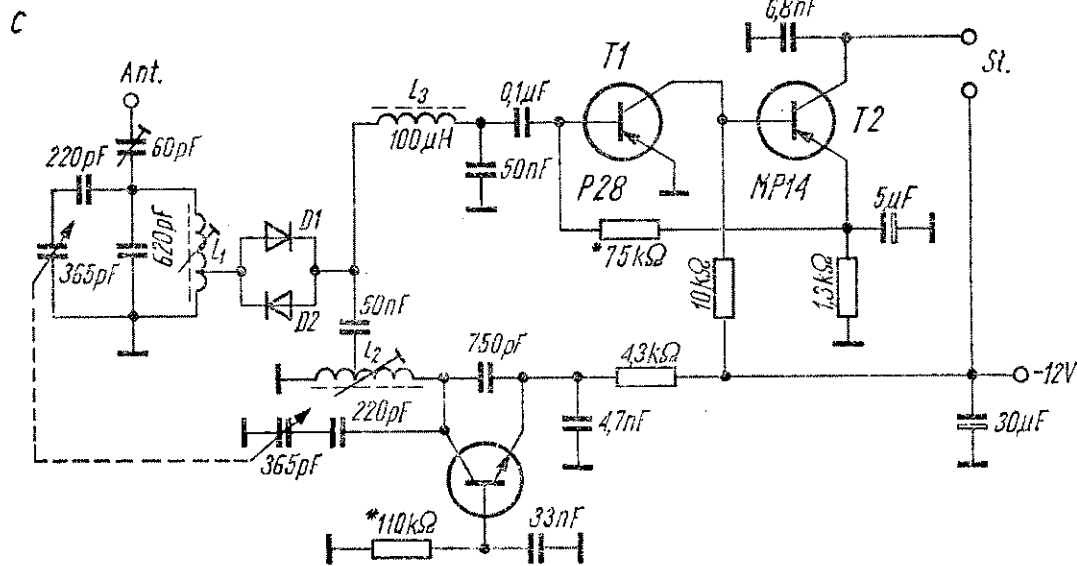
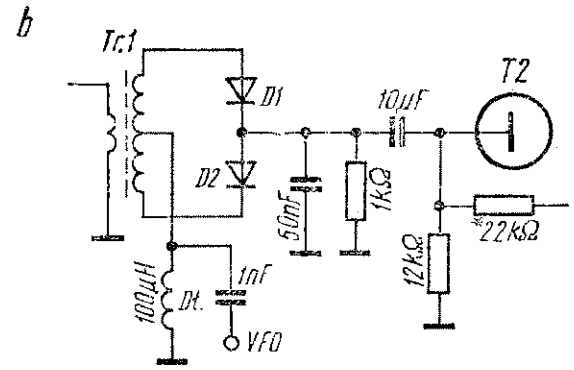
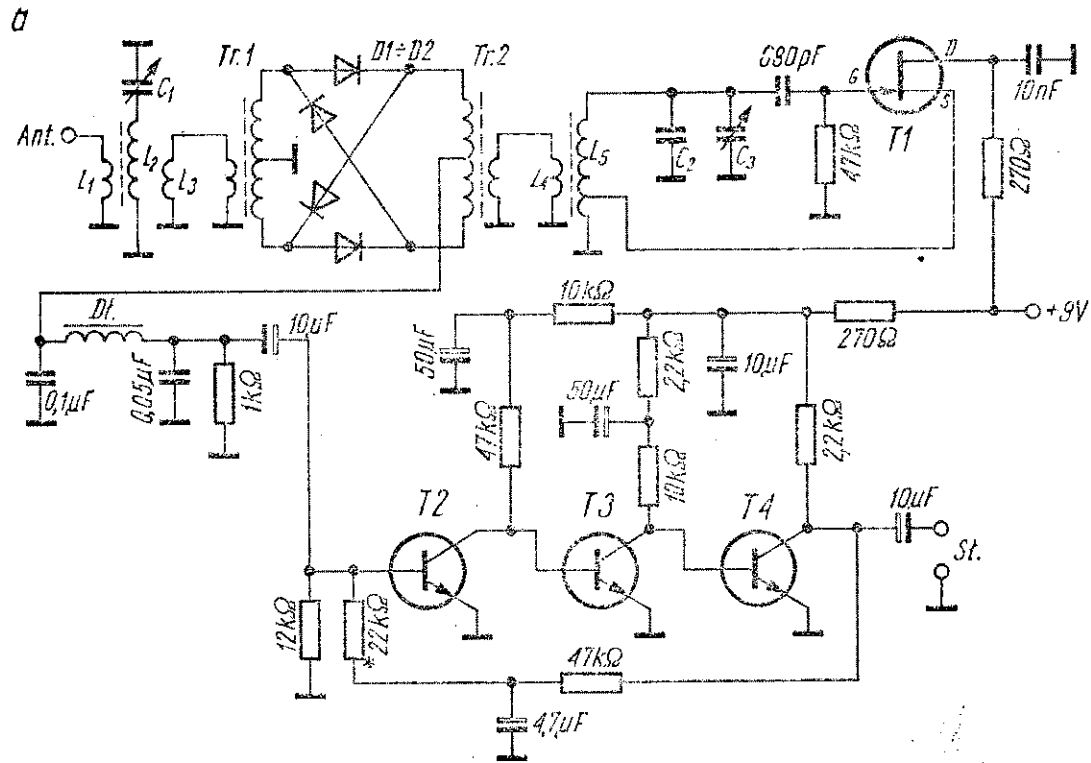
Ograniczenie częstotliwości mniejszych niż 300 Hz i większych niż 3000 Hz zrealizowano we wzmacniaczu wyjściowym z układem scalonym UL1480N, współpracującym z tranzystorem BF179, a przedstawionym na rys. 3.64e. Charakterystykę częstotliwościową układu przedstawiono na rys. 3.64f (opis krótkofalowca SP5CCC w „Biuletynie PZK” nr 10/1977).

3.7. Przykłady wykonania odbiorników

Na zakończenie przeglądu układów odbiorczych zebrano kilka schematów odbiorników o różnych układach, różnym poziomie technicznym i zbudowanych z zastosowaniem różnych elementów półprzewodnikowych. Na początku będą przedstawione dwa odbiorniki o bezpośredniej przemianie częstotliwości (rys. 3.65). Mimo prostego układu odbiorniki takie często są budowane przez nasłuchowców, bądź też jako część odbiorcza „urlopowych” transceiverów CW, a nawet SSB. Na rysunku 3.65a pokazano schemat takiego prostego odbiornika na pasmo 3,5 MHz (z czasopisma „Radio REF” nr 2/1969), zawierającego po obwodzie wejściowym podwójnie zrównoważony demodulator pierścieniowy, VFO na tranzystorze polowym i wzmacniacz m.cz. o wzmocnieniu wynoszącym około 100 dB. Odbiornik umożliwia odbiór sygnałów rzędu pojedynczych mikrowoltów (za pomocą słuchawek).

Na rysunku 3.65b przedstawiono uproszczony demodulator pracujący na dwóch diodach i bez filtru m.cz. Podobny odbiornik można wykonać także dla większych częstotliwości z zakresu KF, jednak wówczas dobrze jest zastosować w demodulatorze diody z gorącymi nośnikami i dodać stopień wzmocnienia w.cz.

Następny odbiornik ma jeszcze prostszą konstrukcję (opis krótkofalowca RA3AEE w czasopiśmie „Radio” nr 11 z 1977 r.). Przeznaczony jest także do odbioru w pasmie 3,5 MHz. Z rezonansowym obwodem wejściowym współpracuje prosty dwudiodowy demodulator, do którego także doprowadzony jest sygnał z przestrajanego generatora zbudowanego na tranzystorze T3. Słuchawkowy wzmacniacz m.cz. pracuje na tranzystorach T1 i T2 sprzężonych bezpośrednio.

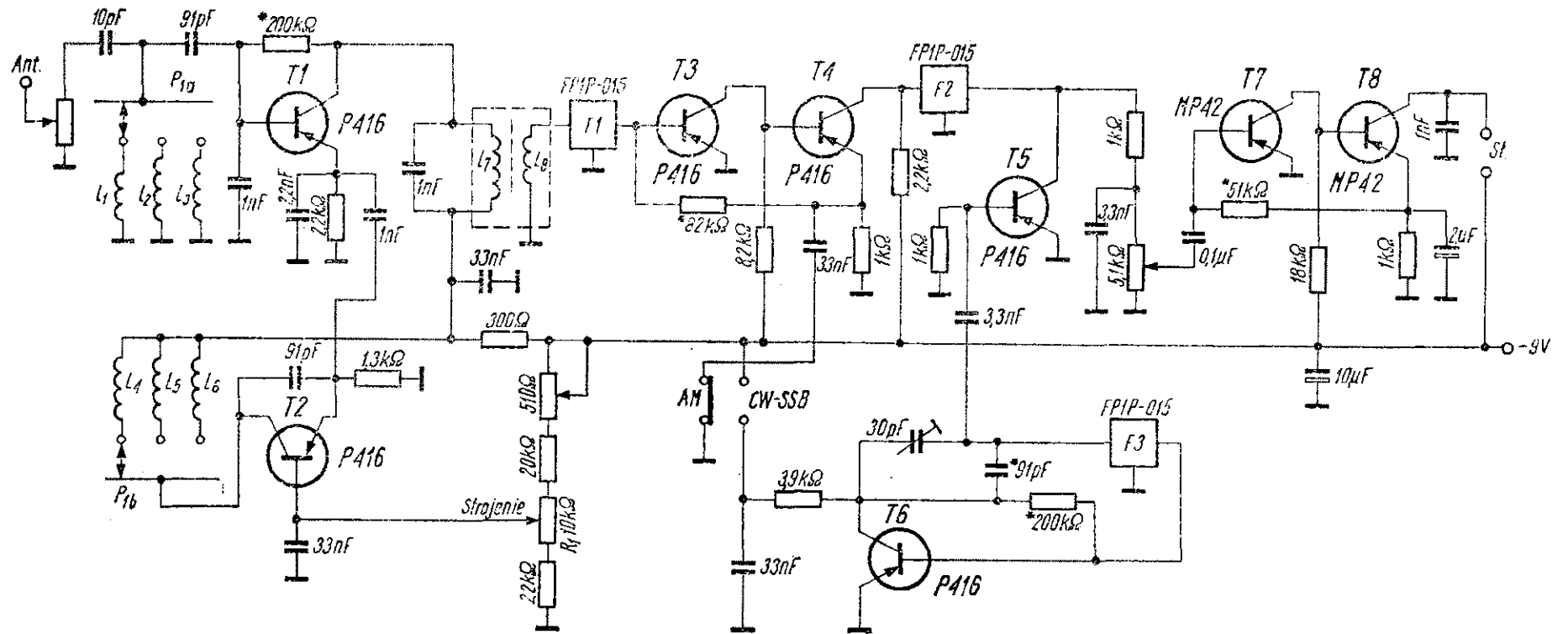


Rys. 3.65. Dwa odbiorniki z bezpośrednią przemianą częstotliwości

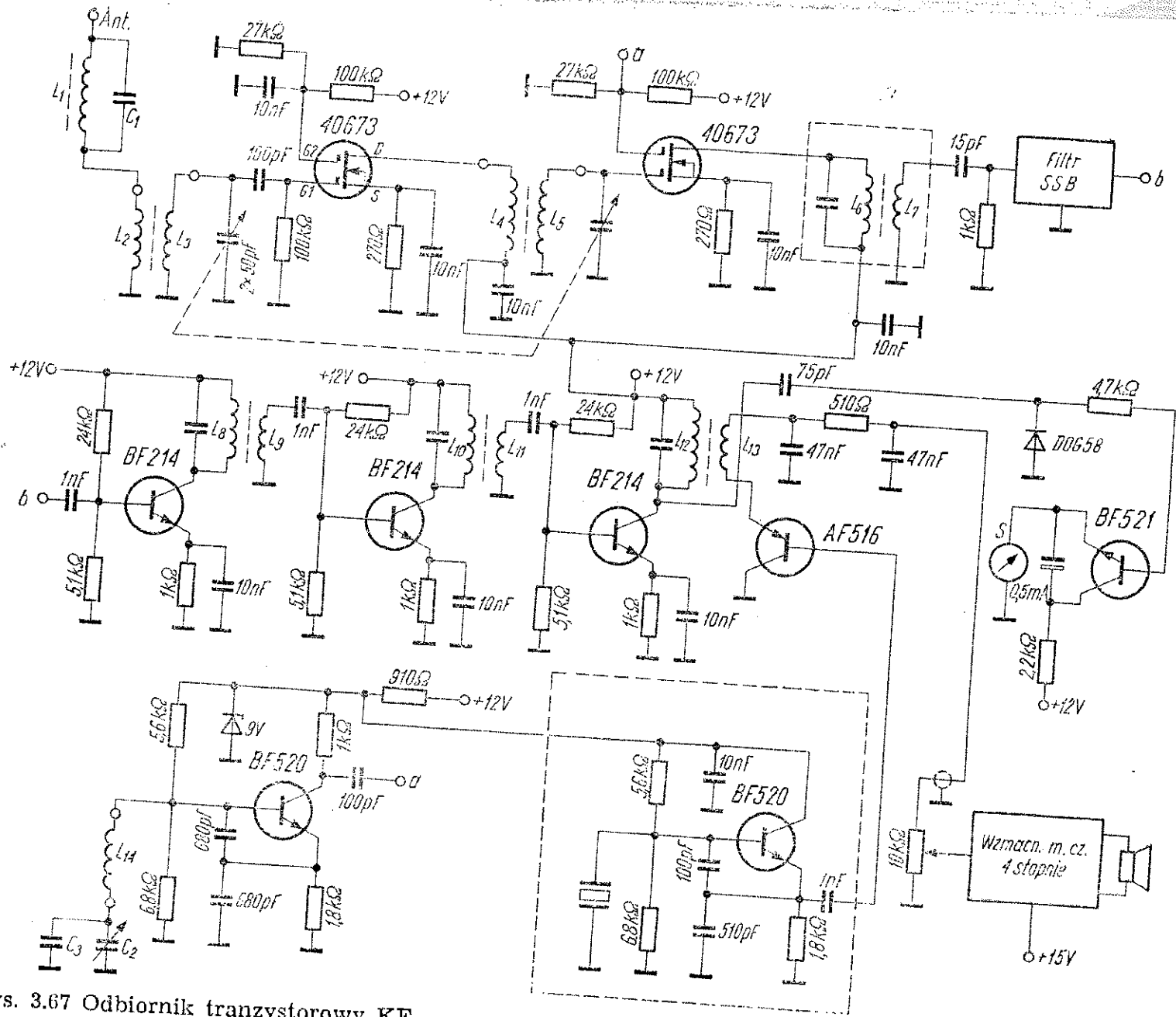
Schemat odbiornika superheterodynowego z filtrami piezoceramicznymi pracującego na tranzystorach *p-n-p* przedstawiono na rys. 3.66 (opis RA3AAE w „Radio” nr 3/1976). Jest to prosta konstrukcja, przeznaczona głównie dla nasłuchowców. Umożliwia odbiór AM, CW i SSB w pasmach 3,5 do 7 i 14 MHz. Na wejściu odbiornika znajduje się mieszacz, do emitera którego doprowadzony jest sygnał z lokalnego generatora, przestrajanego przez zmianę warunków pracy tranzystora *T2* (potencjometr R_1). We wzmacniaczu p.cz. pomiędzy dwoma filtrami FP1P-015 pracują dwa tranzystory sprzężone bezpośrednio. Do tranzystorowego detektora z tranzystorem *T5* doprowadzony jest sygnał z BFO na tranzystorze *T6*, pracującego z takim samym filtrem jak użyte w stopniu p.cz. Słuchawkowy wzmacniacz m.cz. pracuje na tranzystorach *T7* i *T8*.

Tranzystorowy odbiornik KF (rys. 3.67), opisany w numerze 1/1978 „Biuletynu PZK” przeznaczony jest do pracy w pasmach 3,5 i 14 MHz. We wzmacniaczu w.cz. i mieszaczu pracują dwubramkowe tranzystory MOS FET typu 40673, co umożliwi osiągnięcie dużej czułości odbiornika i odporności na modulację skrośną. Po mieszaczu następuje filtr kwarcowy na środkową częstotliwość 3316 kHz, a po nim trzystopniowy wzmacniacz p.cz. na tranzystorach BF 214. Produkt detektor pracuje na tranzystorze germanowym bez zasilania prądem stałym, a wzmacniacz S-metra i obydwa generatory (VFO i BFO) pracują na tranzystorach BF 520. Uzupełnieniem układu jest wzmacniacz m.cz. (schemat blokowy).

Znacznie bardziej rozbudowany i o jeszcze lepszych parametrach jest odbiornik przedstawiony na rys. 3.68. Przeznaczony jest także, podobnie jak poprzednio opisany, do odbioru w pasmach 3,5 i 14 MHz. Są to pasma najchętniej wykorzystywane przez ogół krótkofalowców, a równocześnie umożliwiające prostą budowę odbiornika lub transceivera z filtrem kwarcowym 9 MHz (pojedyncza przemiana częstotliwości, VFO przestrajane dla obu pasm w zakresie 5,0 do 5,5 MHz). Na wejściu odbiornika znajdują się przełączane, oddzielnie strojone obwody wejściowe, dołączone do pierwszej bramki mieszczą na tranzystorze *T1*. Do drugiej bramki doprowadzony jest sygnał z VFO, zawierającego generator pracujący na tranzystorze polowym *T2* i dwustopniowy separator

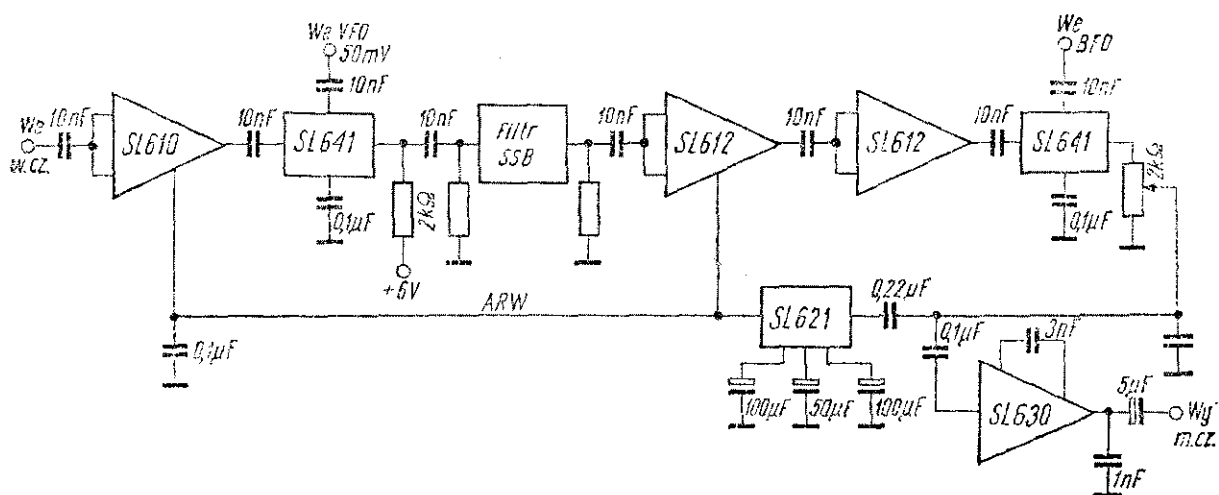


Rys. 3.66. Tranzystorowy odbiornik dla nasłuchowca



Rys. 3.67 Odbiornik tranzystorowy KF

zakończony wtórnikiem emiterowym. Sygnał z VFO wyprowadzony jest także na zewnątrz do współpracy z nadajnikiem (w celu umożliwienia jednoczesnego strojenia). Po mieszaczu znajduje się filtr kwarcowy XF-9B, a następnie wzmacniacz p.cz. z układem scalonym MC 1350P. Produkt detektor jest dwudiodowy, a BFO zbudowany na tranzystorze polowym T7 jest sterowane rezonatorem kwarcowym. Po przedwzmacniaczu m.cz. na tranzystorach T10 i T11, znajduje się wzmacniacz wyjściowy oraz układ automatycznej regulacji wzmocnienia na tranzystorach T5 i T6. Układem ARW objęty jest tylko wzmacniacz p.cz. wyposażony także w ręczną regulację wzmocnienia. Podczas nadawania do diody D5 doprowadzone jest napięcie dodatnie 12 V. Przełącznikiem P₃ można włączyć ogranicznik zakłóceń impulsowych pracujący na diodach D6 i D7, bądź zewrzeć do masy wejście wzmacniacza m.cz. podczas nadawania.



Rys. 3.69. Uproszczony schemat odbiornika działającego na układach scalonych „Plessey”

Uproszczony schemat odbiornika KF, zbudowanego z zastosowaniem układów scalonych „Plessey” (bez obwodów wejściowych, BFO i VFO) przedstawiono na rys. 3.69. Schemat zawiera: wzmacniacz w.cz. (z układem SL 610), mieszacz (z układem SL 641), filtr kwarcowy 9 MHz, dwustopniowy wzmacniacz p.cz. (z układem SL 612), produkt detektor (SL 641), układ automatyki (SL 621) i wzmacniacz m.cz. (z układem SL 630). Schematy aplikacyjne poszczególnych układów użytych w odbiorniku zostały opisane w odpowiednich rozdziałach.

Jeszcze jedną koncepcję budowy odbiornika KF przedstawiono na rys. 3.70. W odbiorniku zastosowano: podwójną przemianę częstotliwości, krajowe filtry piezoceramiczne w obu torach p.cz. (10,7 MHz i 465 kHz) oraz przestrajanie diodami pojemnościowymi. Użyto trzech krajowych układów scalonych: w stopniach pierwszej i drugiej przemiany częstotliwości (UL 1111N), we wzmacniaczu drugiej p.cz., detektorze i wzmacniaczu automatyki (UL 1211N) oraz we wzmacniaczu m.cz. (UL 1495, w części odbiornika nie ujętej na schemacie). Zastosowano również 4 tranzystory: w pierwszym stopniu odbiornika (w kaskodzie razem z jedną strukturą tranzystorową z układu scalonego UL 1111N), w generatorze pierwszej przemiany częstotliwości, w produkt detektorze i w BFO. Kompletny schemat i opis tego odbiornika zamieszczono w numerach 4 i 5 mies. „Radioamator i krótkofalowiec” z 1978 r.

SŁOWNICZEK SKRÓTÓW UŻYTYCH W KSIĄŻCE

- A, Ant. — antena
AC — prąd zmienny
AM, A3 — modulacja amplitudy z falą nośną i dwiema wstęgami bocznymi
ARW, AVC — automatyczna regulacja wzmocnienia
A3a — modulacja jednowstęgowa ze zredukowaną falą nośną
A3j — modulacja jednowstęgowa z całkowicie usuniętą falą nośną
A3h — telefonia z dwiema niezależnymi wstęgami bocznymi
BCI — zakłócenia odbioru radiowego
BFO — generator do odbioru telegrafii i SSB
BK — odbiór korespondenta podczas przerw we własnym nadawaniu
BU — stopień izolujący, separator
Chirp — świergot, rodzaj drgań pasożytniczych podczas kluczowania
Clics — trzaski podczas kluczowania
CO — generator kwarcowy
CQ — wywołanie ogólne
CW — telegrafia (A1 — falą ciągłą, A2 — tonem akustycznym)
DC — prąd stały
DSB — sygnał dwuwstęgowy z wytłumioną falą nośną
DX — korespondent z innego kontynentu, łączność dalekosiężna
Driv., driver — stopień sterujący
FD — podwajacz częstotliwości, powielacz
FM — modulacja częstotliwości
FT — potrajacz częstotliwości, powielacz
FET — tranzystor polowy złączowy
GDO — *grid-dip-meter*, prosty falomierz-generator
GFN — generator fali nośnej
GMT, UTC — czas uniwersalny
IC, US — układ scalony
Input, WE — wejście
Mix — mieszacz
MOS FET — tranzystor polowy z izolowaną bramką
Out., output, WY — wyjście

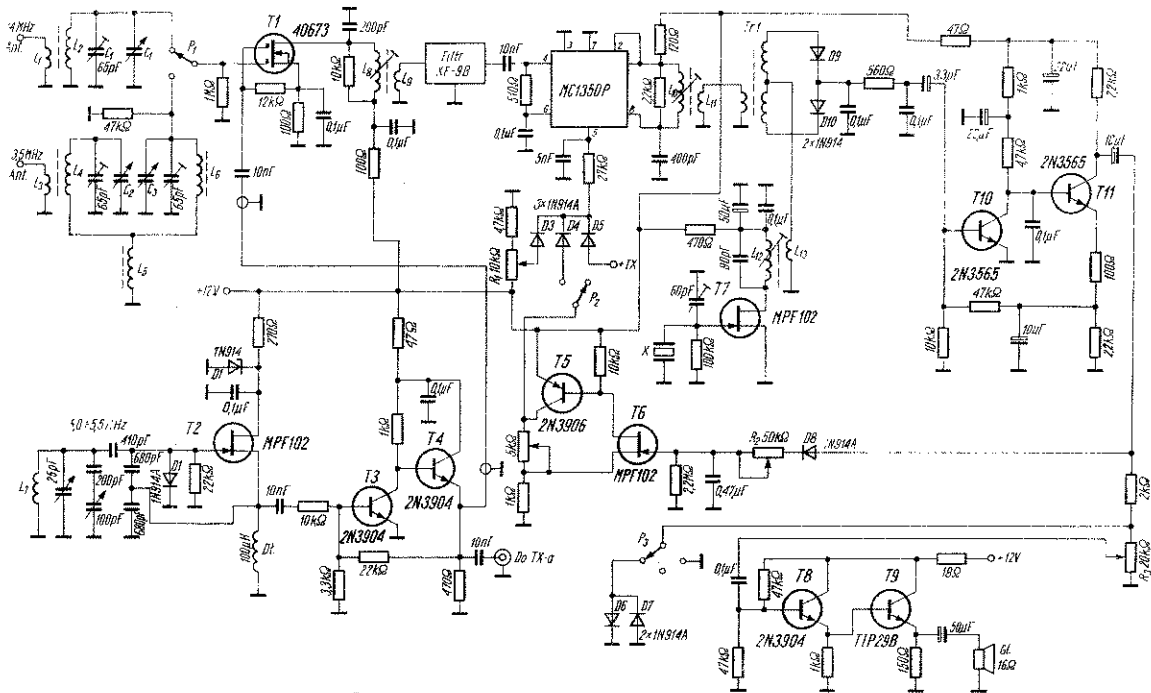
Produkt detektor — detektor iloczynowy
PA — wzmacniacz mocy
QRM — przeszkody, zakłócenia interferencyjne
QRN — zakłócenia atmosferyczne
QRO — duża moc
QRP — mała moc
QSL — potwierdzenie łączności
QSO — łączność (rozmowa radiowa)
QTH — położenie geograficzne stacji (miejscowość)
RF — częstotliwość radiowa (w.cz.)
RIT — układ pozwalający na niewielką zmianę częstotliwości odbieranej
w stosunku do częstotliwości nadawania (ang. *Receiver Incremental
Tuning*)
RST, RSM, RS — raport za nadawanie telegraficzne i foniczne
RX — odbiornik
SWL — nasłuchowiec
SWR, WFS — współczynnik fali stojącej
SSB — modulacja jednowstęgowa
SSTV — wolna telewizja amatorska
TRX — transceiver
TX — nadajnik
TVI — zakłócenia odbioru telewizyjnego
UHF — fale decymetrowe
UKF, VHF — fale ultrakrótkie
VFO — przestrajany generator sterujący
VXO — generator kwarcowy o płynnie zmienianej częstotliwości
VOX — urządzenie włączające nadajnik z chwilą rozpoczęcia mówienia
do mikrofonu
X-tal, X — rezonator kwarcowy

WYKAZ LITERATURY

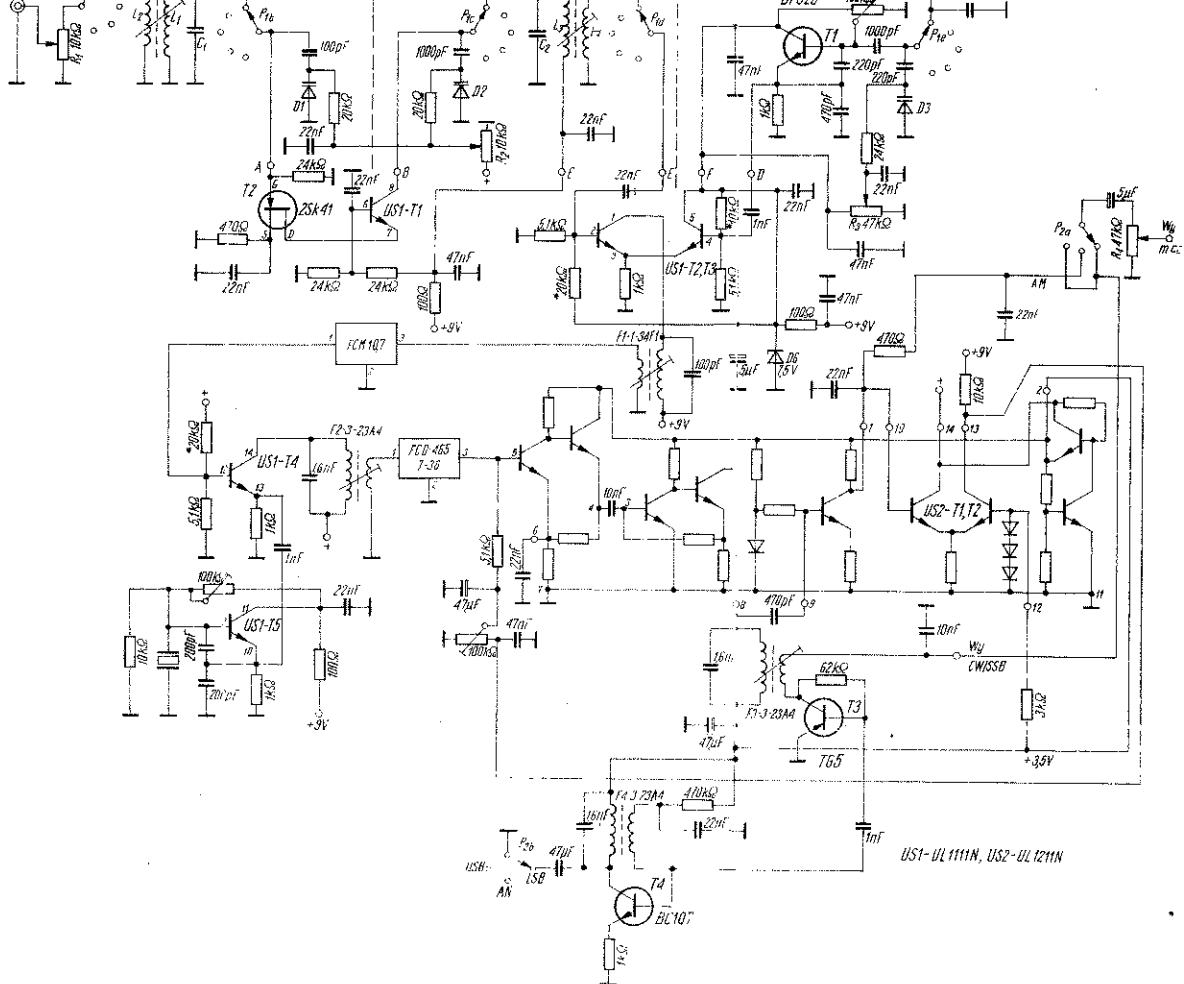
1. Altszyller G.B.: *Kwarcewaja stabilizacija czastoty*; Swjaż, Moskwa 1974.
2. Chojnacki W.: *Układy półprzewodnikowe w urządzeniach krótkofalarskich*; WKŁ, Warszawa 1972.
3. Chojnacki W.: *Układy scalone w urządzeniach krótkofalarskich*; WKŁ, Warszawa 1975.
4. Chojnacki W.: *Instalowanie i wyposażenie radiostacji amatorskich*; WKŁ, Warszawa 1977.
5. Hawker P.: *Amateur radio techniques*; RSGB 1972.
6. Jessop G.R.: *VHF — UHF manual*; RSGB 1971.
7. Kossobudzki L., Ładno J.: *Odbiorniki radiostacji amatorskich*; WKŁ, Warszawa 1970.
8. Marcus J.: *Electronic circuits manual*; Mc Graw Hill Book Company, Londyn 1971.
9. Szpakowski Z.: *Pomiary w radiokomunikacji amatorskiej*; WKŁ, Warszawa 1974.
10. Vachala V., Kristan L.: *Oscilatory a generatory*; SNTL, 1974.
11. Praca zbiorowa: *Sprawocznik radiolubitjela*; Technika (lata 1972÷1977).
12. Praca zbiorowa: *Elektronisches Jahrbuch*; VEB, Berlin (lata 1974÷1978).
13. Praca zbiorowa: *The radio amateur's handbook*; ARRL, (lata 1970÷÷1978).
14. Praca zbiorowa: *Single sideband for the radio amateur*; ARRL, 1974.
15. Praca zbiorowa: *Informator krótkofalowca*; WKŁ, Warszawa (lata 1972÷1975).
16. Katalog branżowy OMIG: *Rezonatory, filtry i generatory kwarcowe*; WEMA 1974.
17. Katalog CEMI: *Elementy półprzewodnikowe i układy scalone*; 1977/1978.

Katalogi półprzewodników i wydawnictwa aplikacyjne firm: Fairchild
ITT, Mullard, Philips, RCA, Siemens, Telefunken, Tesla.
Informator techniczny „Lamina”: *Zastosowania tyrystorów typu BTP.*
Kwartalnik CEMI — PIE: *Elementy półprzewodnikowe i układy scalone.*
(lata 1974÷1976).

Czasopisma (roczniki z lat 1972÷1978)
Biuletyn PZK, Radioamator i krótkofalowiec (Polska),
Amatérské Radio, Radioamatérsky Zpravodaj (Czechosłowacja),
Funkamateur (NRD),
Das DL QTC, CQ DL, QRV (RFN),
Radio (ZSRR),
Amator Radio (Norwegia),
CQ, QST, Ham Radio (USA),
Electron (Holandia),
Old Man (Szwajcaria),
Radioamater (Jugosławia),
Radio Communication (Anglia)
Radio REF (Francja),
Radio Rivista (Włochy),
Radio Amatoori (Finlandia),
QTC (Szwecja).



Rys. 3.68. Odbiornik KF na pasma 3,5 i 14 MHz



Rys. 3.70. Odbiornik KF z podwójną przemianą częstotliwości i filtrami piezoceramicznymi