

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

55

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

PROSTE ODBIORNIKI AMATORSKIE
TOM 2

WIEDEN 2020



© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń 2020

Opracowanie niniejsze może być rozpowszechniane i kopiowane na zasadach niekomercyjnych w dowolnej postaci (elektronicznej, drukowanej itp.) i na dowolnych nośnikach lub w sieciach komputerowych pod warunkiem nie dokonywania w nim żadnych zmian i nie usuwania nazwiska autora. Na tych samych warunkach dozwolone jest tłumaczenie na języki obce i rozpowszechnianie tych tłumaczeń.

Na rozpowszechnianie na innych zasadach konieczne jest uzyskanie pisemnej zgody autora.

Proste odbiorniki amatorskie

Tom 2

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, październik 2020

Spis treści

7. Konstrukcje SP5AHT	6
7.1. Sześciopasmowy odbiornik „Kasia”	6
7.2. „Basia” odbiornik dla początkującego nasłuchowca	8
7.3. Czteropasmowy odbiornik „Stas” dla początkujących nasłuchowców	11
7.4. Odbiornik „Franek” na pasmo 80 m	16
7.5. Odbiornik nasłuchowy UKF	20
7.6. Odbiornik nasłuchowy „Jędrus”	24
8. Odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów	27
8.1. Odbiornik radiofoniczny na Si4835	27
8.2. Odbiornik UKF z Si4831	30
9. Anteny aktywne	33
9.1. Antena aktywna DL8KDL	33
9.2. Mała antena aktywna DJ1UGA	34
9.3. Antena „Mini Whip”	35
9.4. Antena aktywna z pętlą	39
9.5. Antena aktywna ze wzmacniaczem MMIC	39
9.6. Aktywna antena ferrytowa na pasmo 80 m	40
9.7. Aktywna antena ramowa na pasmo 160 m	41
10. Układy dodatkowe	43
10.1. Preselektory	43
10.2. Niskoszumny wzmacniacz p.cz. o regulowanym wzmocnieniu	47
10.3. Konwerter 50/28 MHz	47
10.4. Niskoszumny wzmacniacz w.cz. na tranzystorze dwubramkowym	48
10.5. Wzmacniacz w.cz. z regulacją wzmocnienia	49
10.6. Pasmowy filtr wejściowy	51
10.7. Filtry zaporowe m.cz.	52
10.8. Konwerter dla pasma 49 m	53
10.9. Przystawka SSB do odbiorników AM	55
10.10. Wskaźnik lub regeneratory telegrafii	56
10.11. Przełączany tłumik o oporności falowej 50 Ω	56
Dodatek A. Odbiór pseudostereofoniczny	57
Dodatek B. Diody i tranzystory	59
B.1. Charakterystyki tranzystorów złączowych	63
B.2. Charakterystyki tranzystorów polowych	66
Dodatek C. Diody lambda	67
Dodatek D. Podstawowe własności odbiorników radiowych	69
D.1. Krótkie zestawienie własności różnych typów odbiorników	72
Literatura i adresy internetowe	75

Sommaire

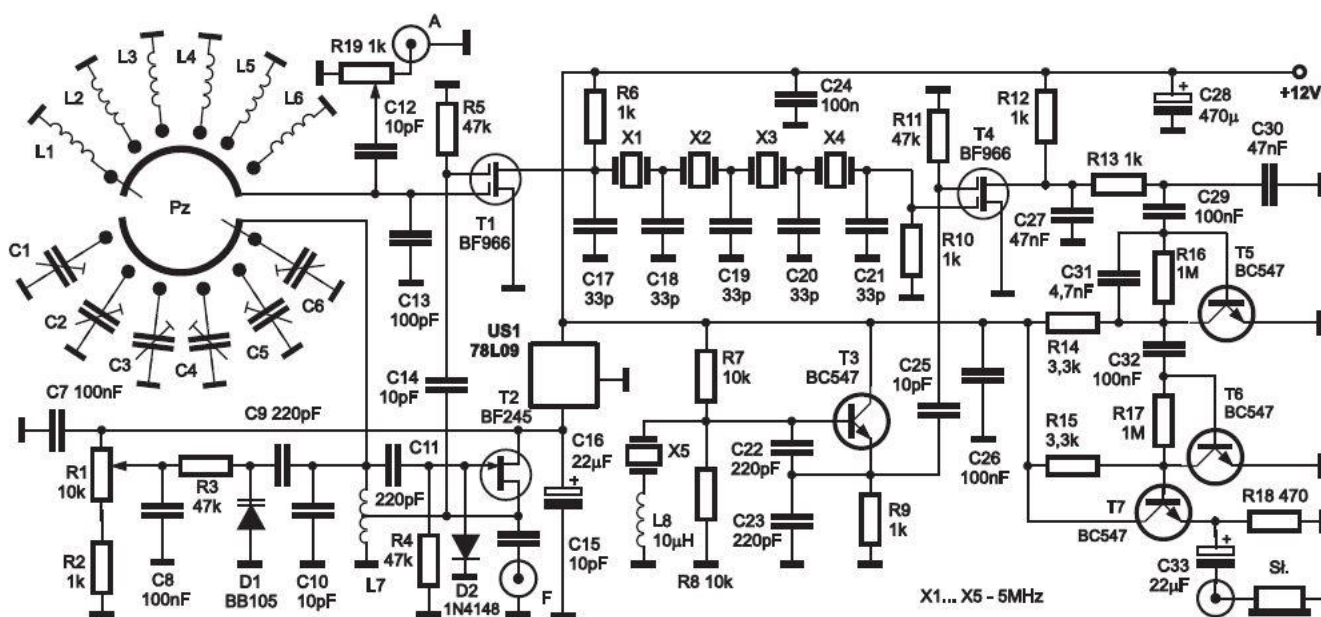
Récepteurs simples pour radio amateurs

7. Récepteurs de SP5AHT	6
7.1. Récepteur „Kasia” pour 6 bandes OC	6
7.2. Récepteur „Basia” pour novices	8
7.3. Récepteur „Stas” à 4 bandes pour novices	11
7.4. Récepteur „Franek” pour la bande de 80 m	16
7.5. Récepteur THF	20
7.6. Récepteur „Jędrus” pour novices	24
8. Récepteurs logicielles	27
8.1. Récepteur à Si4835	27
8.2. Récepteur THF à Si4831	30
9. Antennes actives	33
9.1. Antenne active de DL8KDL	33
9.2. Petite antenne active de DJ1UGA	34
9.3. Antenne „Mini Whip”	35
9.4. Antenne avec la boucle active	39
9.5. Antenne active avec MMIC	39
9.6. Antenne ferrite active pour 80 m	40
9.7. Boucle active pour la bande de 160 m	41
10. Circuits supplémentaires	43
10.1. Présélecteurs	43
10.2. Amplificateur FI à faible bruit avec la contrôle de gain	47
10.3. Convertisseur de réception 50 MHz vers 28 MHz	47
10.4. Amplificateur HF à faible bruit à Mosfet à double grille	48
10.5. Amplificateur HF avec la contrôle de gain	49
10.6. Filtre d'entrée	51
10.7. Réjecteurs BF	52
10.8. Convertisseur de réception 49 m vers PO	53
10.9. Détecteur BLU pour récepteurs AM	55
10.10. Affichage ou régénérateur de CW	56
10.11. Atténuateur commutable avec l'impédance de 50 Ω	56
Annexe A. Réception pseudo-stéréo (binaurale)	57
Annexe B. Diodes et transistors	59
B.1. Caractéristiques de transistor bipolaire	63
B.2. Caractéristiques de TEC	66
Annexe C. Diodes de lambda	67
Annexe D. Propriétés de base des récepteurs	69
D.1. Résumé des propriétés des récepteurs diverses	72
Bibliographie et les pages web	75

7. Konstrukcje SP5AHT

Za zgodą konstruktora, Andrzeja Janeczka SP5AHT, zamieszczamy kilka wybranych konstrukcji odbiorników krótkofalowych. Pierwsze cztery układy noszą imiona wnucząt konstruktora. Były one opisywane na łamach *Świata Radio, Elektroniki Praktycznej* i *Elektroniki dla Wszystkich*, a także prezentowane na zjazdach technicznych w Burzeninie.

7.1. Sześciopasmowy odbiornik „Kasia”



Rys. 7.1.1. Schemat ideowy „Kasi”

Odbiornik (opisany w numerze 11/2013 *Świata Radio*) pracuje w klasycznym układzie z pojedynczą przemianą częstotliwości z mieszaczem na tranzystorze dwubramkowym T1 typu BF966 lub podobnym. Do bramki pierwszej doprowadzony jest wejściowy sygnał w.cz., a do drugiej sygnał heterodyny. Czterokwarcowy drabinkowy filtr pośredniej częstotliwości (na kwarcach X1 – X4) 5 MHz ma szerokość pasma przenoszenia 2,4 kHz czyli dostosowaną do odbioru emisji SSB. Detektor iloczynowy T4 pracuje również na tranzystorze dwubramkowym BF966.

Samowzбудna heterodyna na złączowym tranzystorze polowym T2 BF245 jest przestrajana elektronicznie za pomocą diody pojemnościowej D1 typu BB105. Do strojenia służy potencjometr R1. Generator dudnieniowy na tranzystorze T3 (BC547) jest sterowany kwarcem X5.

Zdemodulowany sygnał małej częstotliwości po odfiltrowaniu w filtrze dolnoprzepustowym C27, R13, C29 jest po wzmacnieniu na tranzystorach T5 – T7 (BC547) jest podawany na słuchawki.

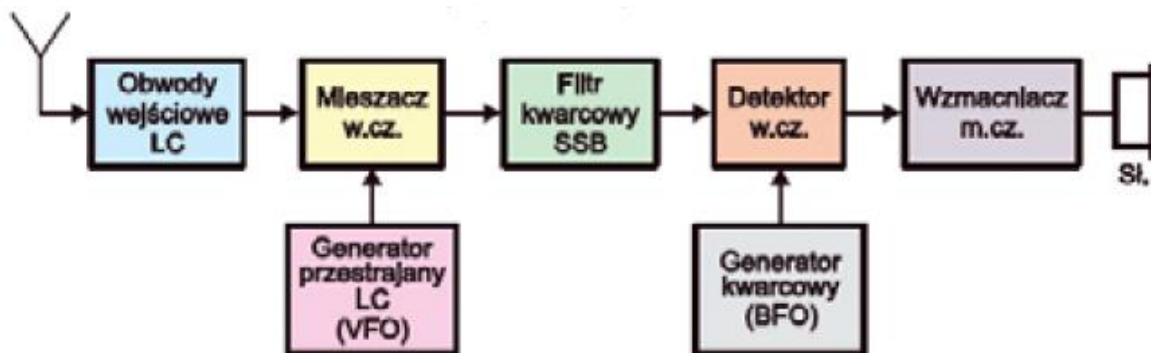
Sześciopozycyjny podwójny przełącznik zakresów służy jednocześnie do przełączania kondensatorów C1 – C6 tworzących z cewką L7 obwód rezonansowy heterodyny i do przełączania indukcyjności L1 – L6 obwodu wejściowego, którego pojemność stanowi kondensator C13. Potencjometr R19 jest tłumikiem wejściowym. Do gniazdka F można podłączyć częstościomierz i otrzymać w ten sposób skalę cyfrową albo wykorzystać to wyjście tylko w trakcie strojenia heterodyny. Odbiornik pracuje w pasmach krótkofalowych 1,8, 3,5, 7, 14, 21 i 28 MHz. Liczba podzakresów i ich wybór mogą być różne od podanej w zależności od potrzeb i posiadanego przełącznika. W stosunkowo szerokim paśmie 10 m możliwe jest pokrycie jedynie wybranego wycinka.

Uproszczony w maksymalnym stopniu układ nie posiada wzmacniaczy w.cz. i p.cz., a wzmacnienie zapewnia wzmacniacz małej częstotliwości. Scalony stabilizator 9 V (U1) dostarcza napięcia zasilania dla heterodyny. W układzie użyto jedynie siedmiu popularnych tranzystorów.

Cewka L7 o indukcyjności 1,6 μH jest nawinięta na rdzeniu pierścieniowym T37-2 (czerwonym) i zawiera 20 zwojów przewodu 0,35 mm z odczepem na piątym zwoju. Cewkę wejściową dla pasma 160 m należy nawinąć na rdzeniu T50-1. Jako pozostałych cewek L1 – L5, L8 użyto standardowych

fabrycznych dławików. Indukcyjność L8 jest równa $10 \mu\text{H}$, a pozostałe wartości podano w tabeli 7.1.2. Indukcyjności cewek L5 i L6 dla pasm 10 i 15 m są małe ze względu na to, że pojemność kondensatora C13 została kompromisowo dobrana tak, aby zapewnić dobre parametry we wszystkich pasmach amatorskich. Zamiast pasma 10 m korzystniej jest wybrać pasmo 17 m, w którym indukcyjność wynosi $0,86 \mu\text{H}$. Kondensatory C1 – C6 są trymerami o maksymalnej pojemności 30 pF. W zakresie 160 m należy do trymera dołączyć równolegle kondensator 300 pF, w pasmach 80 i 20 m kondensatory po 200 pF, a w paśmie 40 m – 100 pF. Napięcie na kolektorach T5 i T6 powinno wynosić około 6 V. W przypadku większych odchyłek od podanej wartości konieczny jest dobór oporników R16 i R17.

Zaleca się uruchomienie najpierw odbiornika na jednym paśmie (przykładowo w paśmie 80 m) i dopiero potem podłączenie przełącznika i dodanie pozostałych pasm.



Rys. 7.1.2. Schemat blokowy odbiornika

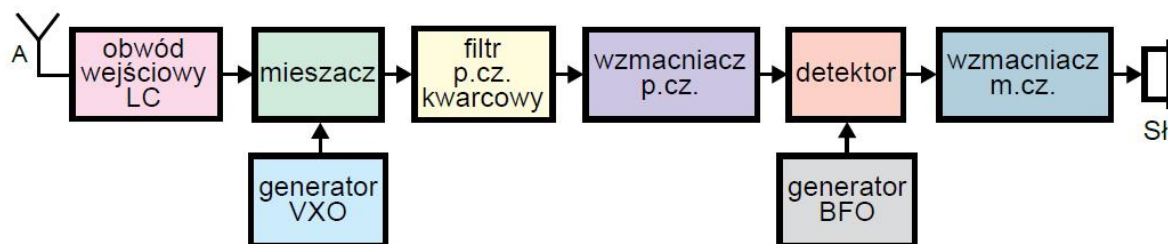
Tabela 7.1.1
Częstotliwości pracy heterodyny i zakresy odbioru

Pasmo [m]	Zakres odbioru [MHz]	Zakres przestrajanego heterodyny [MHz]
160	1,81 – 2,0	6,81 – 7,0
80	3,5 – 3,8	8,5 – 8,8
40	7,0 – 7,2	12,0 – 12,2
30	10,1 – 10,15	15,1 – 15,15
20	14,0 – 14,35	9,0 – 9,35
17	18,068 – 18,168	13,068 – 13,168
15	21,0 – 21,45	16,0 – 16,45
12	24,89 – 24,99	19,89 – 19,99
10	28,0 – 29,7	23,0 – 24,7

Tabela 7.1.2
Indukcyjności cewek obwodu wejściowego

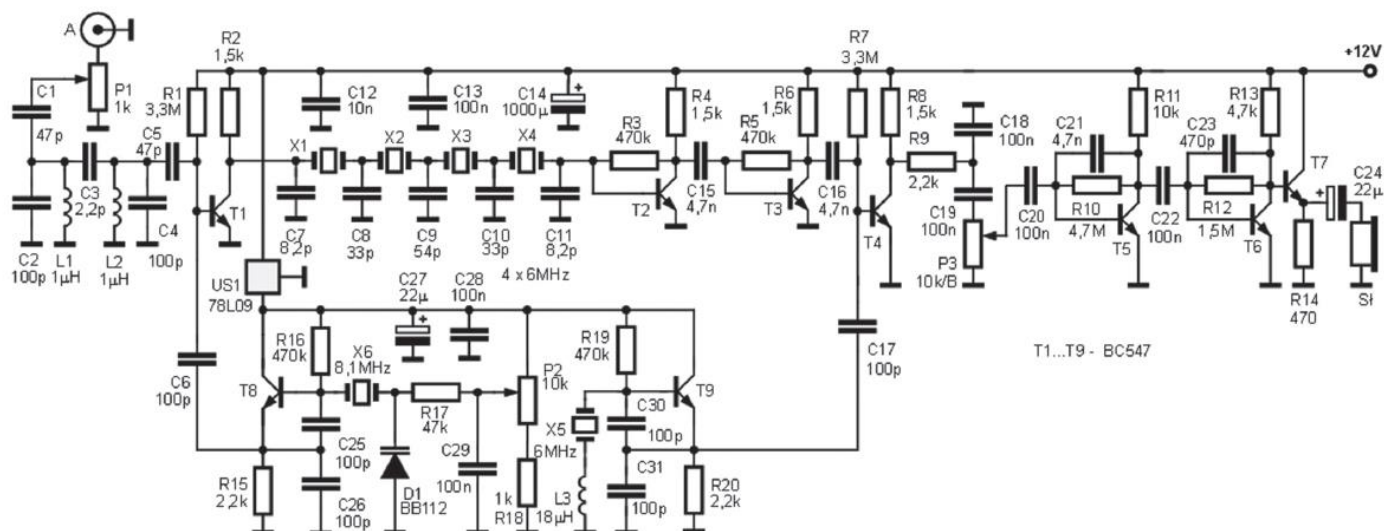
Zakres [m]	Oznaczenie cewki	Indukcyjność [μH]
160	L1	74
80	L2	18
40	L3	5
20	L4	1,2
15	L5	0,56
10	L6	0,3

7.2. „Basia” odbiornik początkującego nasłuchowca



Rys. 7.2.1. Schemat blokowy odbiornika

Układ odbiornika „Basia” (*Świat Radio* 10/2015, *Elektronika dla Wszystkich* 10/2014) został również uproszczony w maksymalnym stopniu i użyto w nim dziewięć popularnych tranzystorów jednego typu – BC547. Jest on przeznaczony do odbioru na słuchawki wycinka jednego z pasm amatorskich np. pasma 20 m. Układ (rys. 7.2.1) pracuje w klasycznym rozwiązaniu z pojedynczą przemianą częstotliwości. W torze pośredniej częstotliwości (p.cz.) 6 MHz został użyty filtr kwarcowy X1 – X4 w układzie drabinkowym zapewniający (przy $R2 = 1,5 \text{ k}\Omega$) selektywność 2,4 kHz wymaganą dla odbioru transmisji jednowstęgowych (SSB). Mieszacz sumacyjny pracuje na tranzystorze T1, którego punkt pracy na nieliniowej części charakterystyki ustala opornik R1, a strojona za pomocą diody pojemnościowej D1 typu BB112 heterodyna (VXO) w układzie Colpittsa na tranzystorze T8. Jej częstotliwość jest stabilizowana za pomocą rezonatora ceramicznego X6 i przeciągana w wąskim zakresie za pomocą diody pojemnościowej D1. W układzie modelowym zastosowano trójkońcówkowy filtr ceramiczny SFE 8,1 MHz (do układu podłączone są dwie skrajne końcówki z pominięciem środkowej). Do przestrajania heterodyny (zmiany napięcia polaryzującego diodę pojemnościową służy potencjometr P2. Niezbędne do wzbudzenia sprzężenie zwrotne zapewnia dzielnik pojemnościowy C25, C26. Przy podanej częstotliwości pośredniej częstotliwość heterodyny 8,1 MHz umożliwia odbiór w paśmie 14 MHz. Przy wartościach podanych na schemacie zakres przestrajania heterodyny wynosi 8199 – 8234 kHz, a zakres odbioru – 14190 – 14234 kHz. Dla zapewnienia stabilności częstotliwości heterodyny jest ona zasilana napięciem stabilizowanym 9 V dostarczanym przez stabilizator US1 typu 7809. Cewki L1 i L2 to popularne dławiki współosiowe o indukcyjnościach 1 μH .

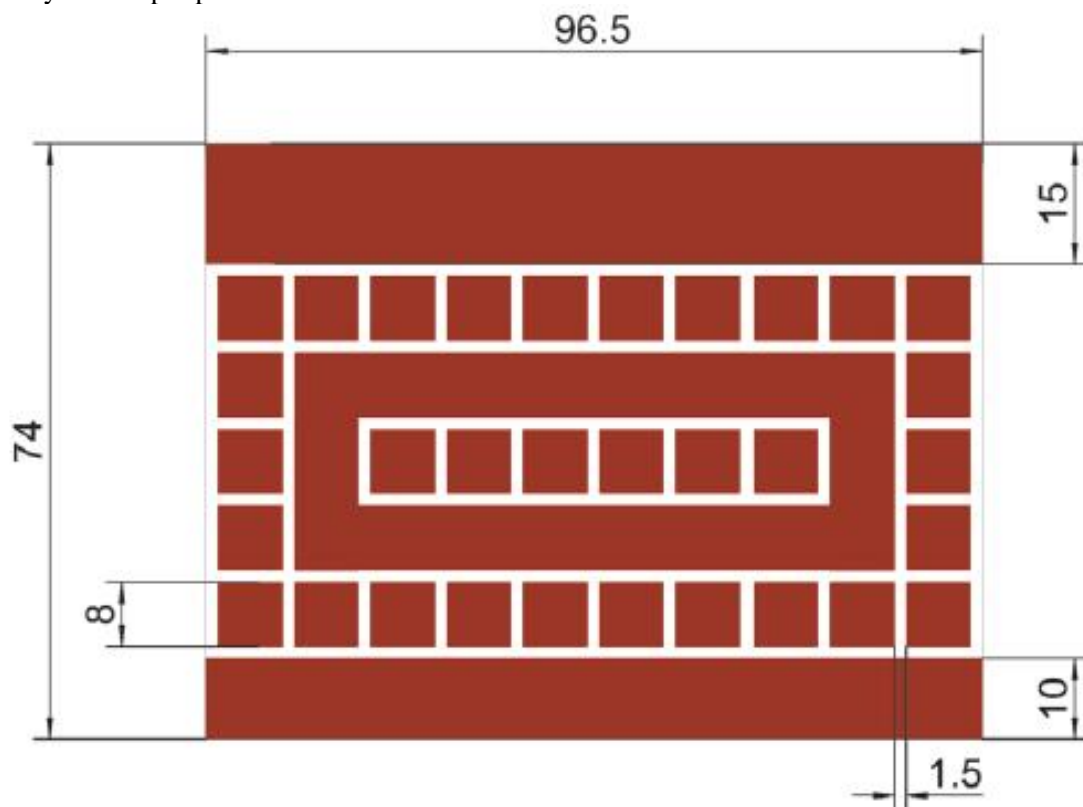


Rys. 7.2.2. Schemat ideowy odbiornika „Basia”

Dla uproszczenia układu i zmniejszenia ryzyka jego przesterowania odbiornik nie posiada wzmacniacza wielkiej częstotliwości, a silne sygnały można dodatkowo stłumić korzystając z tłumika antenowego P1.

W odróżnieniu od odbiornika „Kasia” układ ten posiada dwustopniowy wzmacniacz pośredniej częstotliwości p.cz. pracujący na tranzystorach T2 i T3 w układzie wspólnego emitera (OE). Oporniki R3 i R5 zapewniają liniową pracę obydwu stopni wzmacniacza przy maksymalnym wzmocnieniu. Po nim następuje detektor iloczynowy na tranzystorze T4. Do jego bramki doprowadzone są sygnały p.cz. i generatora dudnieniowego (BFO). Stabilizowany kwarem X5 generator pracuje na tranzystorze T9. Jego częstotliwość leży na dolnym zboczach charakterystyki przenoszenia filtra co umożliwia odbiór górnej wstęgi (USB) sygnału jednowstęgowego. Niezbędne obniżenie częstotliwości generatora BFO uzyskano dzięki włączeniu w szereg z kwarem cewki L3 o indukcyjności 18 μH .

Zdemodulowany sygnał niskiej częstotliwości (m.cz.) jest podawany przez filtr dolnoprzepustowy R9, C18 na wejście wzmacniacza m.cz. na tranzystorach T5 i T6. Potencjometr P3 służy do regulacji siły głosu. Ograniczenie niskich tonów zapewniają kondensatory sprzęgające C20 i C22, a ograniczenie tonów wysokich powyżej 3 kHz – kondensatory C21 i C23 w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Trzeci tranzystor T7 w układzie wtórnika emiterowego – wspólnego kolektora (OC) – zapewnia dopasowanie wyjścia wzmacniacza do niskiej impedancji słuchawek. Odbiornik jest zasilany napięciem 12 V i przewidziany do współpracy ze słuchawkami dowolnego typu od popularnych odtwarzaczy MP3 czy innych. Można zmontować go na płytce drukowanej z wyfrezowanymi wysepkami. Ułatwia to przeprowadzenie ewentualnych modyfikacji układu, np. dodanie automatycznej regulacji wzmocnienia ARW obydwu stopni p.cz.



Rys.7.2.3. Szkic płytki drukowanej wraz z wymiarami

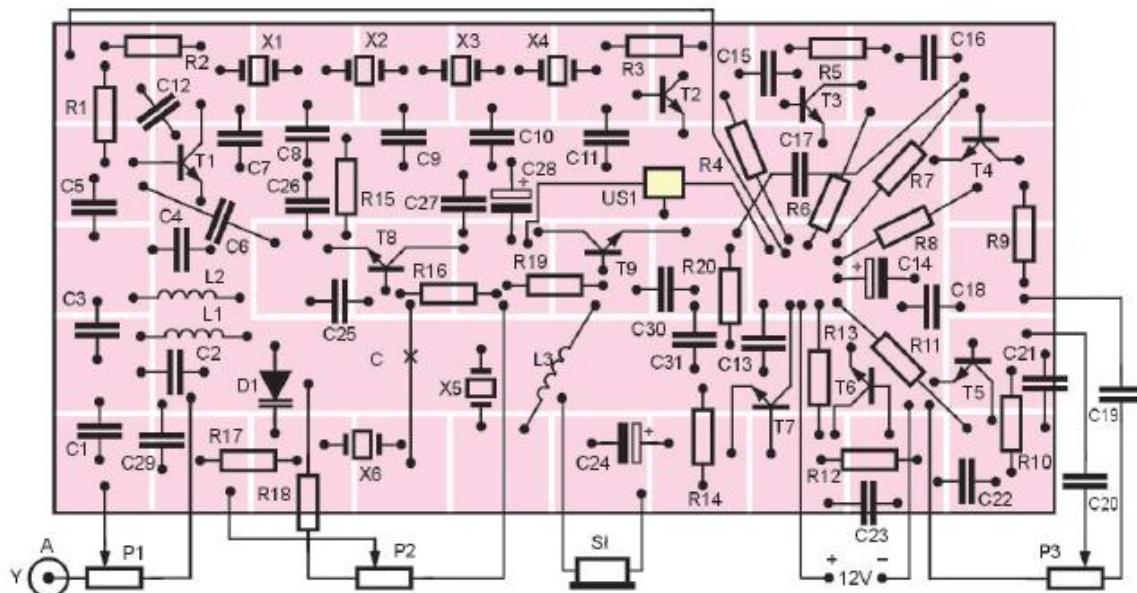
Cały układ odbiornika można zmontować na płytce drukowanej pokazanej na rysunku 7.2.3.

Oporniki R10 i R12 w stopniach m.cz. należy dobrać tak, aby na kolektorach tranzystorów T5 i T6 panowało napięcie 6 V – czyli połowa napięcia zasilania. Podobnie oporniki R3 i R5 dobiera się tak, aby napięcia na kolektorach stopni p.cz. T2 i T3 były równe połowie napięcia zasilania. W generatorach oporniki R16 i R19 są dobierane tak, aby na emiterach T8 i T9 panowało napięcie zbliżone do 4 V.

Do poprawnego zestrojenia układu generatora częstościomierz nie jest niezbędny, ale w przypadku posiadania go warto skontrolować częstotliwości pracy generatorów.

Kwarce do filtra p.cz. można dobrać korzystając z generatora na T9 i mierząc częstotliwości drgań. Do częstościomierza należy doprowadzić sygnał z kondensatora C7. Do filtra należy wybrać kwarce o najmniejszych różnicach częstotliwości między nimi (nie przekraczających 100 Hz). Rezonator o najniższej częstotliwości można wykorzystać jako X5 w generatorze dudnieniowym. Gdyby udało się znaleźć

rezonator o częstotliwości o około 1 kHz niższej niż pozostałe cztery w filtrze można zrezygnować z cewki L3. Wybór częstotliwości pośredniej 6 MHz wynikał głównie z przyjętego planu przemiany i użytego filtra ceramicznego. Korzystając z rezonatora o innej częstotliwości i dobierając pasującą częstotliwość pośrednią można odbiornik przystosować do odbioru pasma 40 m.



Rys. 7.2.4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Dla odbioru pasma 80 m należy zastosować w filtrze p.cz. rezonatory 4,194 kHz i zmienić oporność R2 do 2,2 k Ω . Kondensatory C7 – C11 pozostają bez zmian. W VXO należy zastosować rezonator dwukońcówkowy 8 MHz. Przy zakresie przestrajania heterodyny 7884 – 7994 kHz odbiornik pokrywa zakres 3690 – 3800 kHz. Podobne wyniki daje też zastosowanie rezonatorów 4,096 MHz w filtrze i SFE 7,74 MHz w VXO. Dla poprawnego odbioru dolnej wstęgi (LSB) indukcyjność dławika L3 należy zwiększyć do 26 μ H. W filtrze wejściowym indukcyjności L1 i L2 należy zmienić na 10 μ H, a C2 i C4 na 180 pF. Przy zastosowaniu w heterodynie rezonatora SFE 6,5 MHz i częstotliwości pośredniej 3 MHz VXO pracowało w zakresie 6622 – 6785 kHz a zakres odbioru wynosił 3662 – 3785 kHz.

Dla pokrycia pasma 40 m można w filtrze p.cz. zastosować rezonatory 12 MHz (oporność R2 musi wynosić 620 Ω), jako X6 może służyć dwukońcówkowy rezonator ceramiczny 4,9 MHz. Przy zakresie przestrajania VXO 4849 – 4910 kHz zakres odbioru wynosi 7090 – 7151 kHz. Zamiast L3 należy użyć trymera 4–24 pF dla przeciągnięcia częstotliwości 4,9 MHz o 1 kHz w górę i uzyskania prawidłowego odbioru dolnej wstęgi.

Przy wyborze p.cz. 4,194 MHz i użyciu w filtrze rezonatorów ceramicznych 3 MHz także uzyskano odbiór pasma 40 m, ale w ograniczonym zakresie 7154 – 7190 kHz. Wartości elementów filtra wejściowego wynoszą L1 i L2 4,7 μ H, a C2 i C4 pozostają bez zmian – po 100 pF.

Wskazane są też eksperymenty z kondensatorem sprzęgającym C3, bowiem jego wartość nie powinna być zawyżana. W wielu przypadkach jest on zbędny, szczególnie przy maksymalnym zbliżeniu do siebie cewek L1 i L2.

Można też spróbować eksperymentów z innymi pasmami i odbiorem modulacji AM (wymaga to niewielkich zmian w układzie detektora T4 i wyłączenia BFO z tranzystorem T8).

Dwukwarcowy filtr p.cz. z rezonatorami 22,118 MHz i rezonator ceramiczny X6 o częstotliwości 5 MHz w obwodzie VXO powinny zapewnić odbiór pasma CB (w tym w pobliżu kanału drogowego 27,180 MHz). Oczywiście obwód wejściowy powinien być dostrojony do pasma 27 MHz (C2 i C4 po 33 pF, a C1 i C5 po 10 pF).

W każdym przypadku najlepiej jest dostroić filtr antenowy na maksimum sygnału wejściowego po dodaniu trymerów dostrojczych do kondensatorów stałych C2 i C4.

Odbiornik najlepiej jest umieścić w obudowie metalowej lub wykonanej własnoręcznie z laminatu.

Tabela 7.2.1. Spis elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
T1 – T9	BC547 (2N3904 lub podobne)	C1, C5	47 pF
US1	78L09 (może być stabilizator 7809)	C2, C4, C6, C17, C25, C26, C30, C31	100 pF
D1	BB112 (dioda pojemnościowa)	C3	2,2 pF
R1, R7	3,3 MΩ	C7, C11	8,2 pF
R2, R4, R6, R8	1,5 kΩ	C8, C10	33 pF
R3, R5, R16, R19	470 kΩ	C9	54 pF
R9, R15, R20	2,2 kΩ	C12	10 nF
R10	4,7 MΩ	C13, C18, C19, C20, C22, C28	100 nF
R11	10 kΩ	C14	1000 μF/16 V
R12	1,5 MΩ	C15, C16, C21	4,7 nF
R13	4,7 kΩ	C23	470 pF
R14	470 Ω	C24, C27	22 μF/16 V
R17	47 kΩ	L1, L2	1 μH (dławiki współosiowe)
R18	1 kΩ	L3	18 μH (dławik współosiowy)
P1	1 kΩ/A (potencjometr obrotowy)	X1 – X5	6 MHz (rezonatory kwarcowe)
P2	10 kΩ/A (potencjometr obrotowy)	X6	SFE 8,1 MHz (rezonator ceramiczny)
P3	10 kΩ/B (pot. obrot.)		

7.3. Czteropasmowy odbiornik „Staś” dla początkujących nasłuchowców

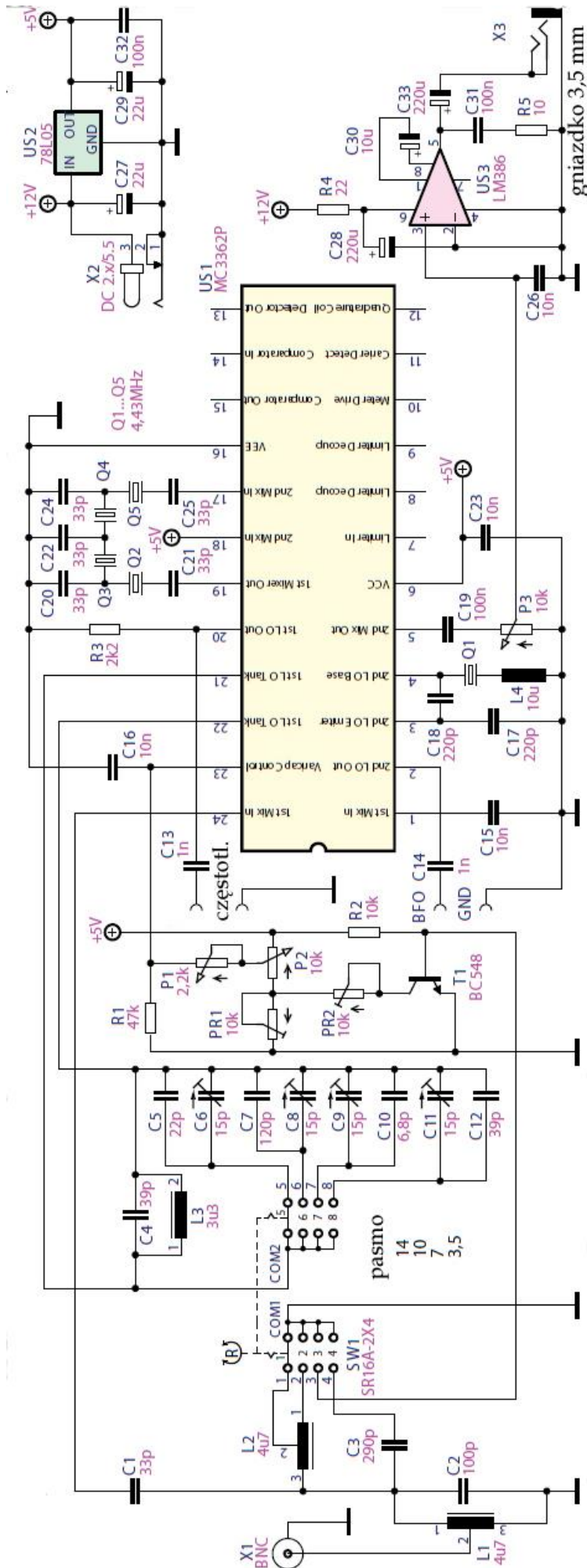
Opisany w *Elektronice dla wszystkich* 8/2018 odbiornik „Staś” pokrywa pasma 80, 40, 30 i 20 m. „Staś” pracuje w układzie superheterodyny z pojedynczą przemianą częstotliwości z zastosowaniem popularnych obwodów scalonych. Powstał on na bazie odbiornika RX 2005. Pierwotne rozwiązanie nie zawierało przełącznika zakresów i cewek, a przełączanie pasm było dokonywane przez wstawianie listwy stykowej z obwodami LC. Liczba pokrywanych pasm zależy m.in. od dostępnego przełącznika. W pierwszej wersji zastosowano przełącznik trójpozycyjny i odbiornik nie pokrywał pasma 30 m.

Sercem odbiornika jest scalony obwód Motoroli typu MC3362. Jest to wąskopasmowy odbiornik FM małej mocy zawierający między innymi układ podwójnej przemiany częstotliwości z generatorami i mieszczami, wykorzystanymi również i w tym rozwiązaniu. Układ scalony charakteryzuje się dobrymi parametrami elektrycznymi oraz małą liczbą wymaganych podzespołów zewnętrznych. Maksymalne napięcie zasilania wynosi 6 V, a pobór prądu około 5 mA.

Pierwszy generator lokalny (wyprowadzenia 21 i 22) może działać z rezonansowym obwodem LC jako generator VCO sterowany napięciem z potencjometru. Buforowany sygnał wyjściowy jest dostępny na wyprowadzeniu 20. Drugi generator lokalny jest generatorem Colpittsa w układzie wspólnej bazy i jest stabilizowany zewnętrznym kwarcem. Buforowany sygnał wyjściowy można odbierać z wyprowadzenia 2. Obydwa mieszacze są podwójnie zrównoważone, co jest bardzo korzystne dla zmniejszenia liczby częstotliwości pasożytniczych.

Odbiornik „Staś”, którego schemat przedstawia rysunek 7.3.1 pracuje w klasycznym układzie superheterodyny z pojedynczą przemianą częstotliwości i z częstotliwością pośrednią równą 4,43 MHz. Oprócz obwodu scalonego MC3362 zastosowano w nim popularny scalony wzmacniacz głośnikowy LM386. Liczba elementów, w tym obwodów LC, została ograniczona do niezbędnego minimum.

Na wejściu odbiornika znajduje się pojedynczy obwód rezonansowy L1 (4,7 μH) C2 (100 pF). Jest on włączony na stałe i dostrojony do środka pasma 40 m. Obniżenie częstotliwości rezonansowej dla pasma 80 m osiągnięto przez równoległe dołączenie kondensatora C3 o wartości 290 pF.



Rys.7.3.1. Schemat ideowy

Przy wypadkowej pojemności 390 pF z cewką 4,7 μH uzyskuje się rezonans w okolicy środka pasma fonicznego 80 m.

Podwyższenie częstotliwości do pracy w paśmie 30 m zapewnia równoległe dołączenie cewki L2 o wartości 4,7 μH . Przy wypadkowej indukcyjności około 2,4 μH wraz z kondensatorem uzyskuje się rezonans w paśmie 30 m. W przypadku pasma 20 m pracuje część cewki L2 z odczepem (1,7 μH), co przy wypadkowej indukcyjności około 1,25 μH wraz z kondensatorem 100 pF daje rezonans na środku pasma 20 m.

Z obwodu rezonansowego sygnał jest podawany poprzez kondensator C1 na wejście mieszacza. Na drugie wejście dochodzi sygnał z heterodyny (VFO). Do jej układu należą elementy zewnętrzne dołączane do nóżek 21–22. Częstotliwość heterodyny wyznacza indukcyjność L3 wraz z kondensatorem C4, pojemnościami dołączanymi za pomocą drugiej sekcji przełącznika i wewnętrzną dioda pojemnościową. Druga sekcja przełącznika obrotowego dołącza równoległe do obwodu rezonansowego L3, C4 dodatkowe kondensatory i trymery ustalające częstotliwość VFO na danym paśmie. Potencjometrem P2 10 k Ω dostroja się heterodynę zgrubnie, a potencjometrem P1 2,2 k Ω precyzyjnie w zakresie kilku kiloherców.

Ustawienie tych potencjometrów w prawym skrajnym położeniu daje maksymalną częstotliwość odbioru. Ograniczenie pasma 40 m od dołu zapewnia potencjometr montażowy PR1. Na wyższych pasmach tranzystor kluczący T1 zwiera do masy potencjometr montażowy PR2 (w paśmie 40 m tranzystor jest zablokowany). Dzięki temu w lewych skrajnych położeniach potencjometrów uzyskuje się prawie całe dolne zakresy pozostałych pasm. Tylko w paśmie 80 m obcięta jest część telegraficzna pasma. Ostateczne granice pasm zależą od zestrojenia odbiornika.

W pasmach 80 i 40 m VFO pracuje powyżej częstotliwości odbioru, a w pasmach 30 i 20 m poniżej. Dzięki temu uzyskuje się automatyczne odwrócenia wstęgi i prawidłowy odbiór na wszystkich pasmach (odbiór dolnej wstęgi LSB poniżej 10 MHz i górnej USB powyżej). Zasada ta obowiązuje jedynie dla krótkofalarskich łączności fonicznych. W emisjach cyfrowych stosowana jest standardowo tylko górna wstęga boczna.

W tabeli 7.3.1 podane są zakresy przestrzania heterodyny dla każdego z pasm amatorskich przy częstotliwości pośredniej 4,43 MHz. Sygnał do częstościomierza jest pobierany z wyjścia 20 układu scalonego. Sygnał różnicowy o częstotliwości pośredniej jest doprowadzony do kwarcowego drabinkowego filtra p.cz. Q2 – Q5. Obwód filtra zawiera też pięć kondensatorów po 33 pF. Szerokość jego pasma przenoszenia wynosi 2,4 kHz, co odpowiada szerokości sygnału SSB. Sygnał wyjściowy filtra jest podawany na drugi mieszacz pełniący rolę detektora iloczynowego. W wyniku zmieszania z sygnałem wewnętrznego generatora BFO na wyjściu detektora uzyskuje się sygnał małej częstotliwości.

W skład generatora dudnieniowego (BFO) wchodzi zewnętrzne elementy dołączone do wyprowadzeń 3 i 4 obwodu scalonego. O częstotliwości drgań decyduje rezonator kwarcowy Q1 (4,43 MHz) z szeregową cewką L4 (jest nią dławik 10 μH). Włączenie dławika powoduje konieczne do odbioru właściwej wstęgi bocznej obniżenie częstotliwości drgań o około 1 kHz. Przez usytuowanie częstotliwości pośredniej powyżej częstotliwości BFO uzyskuje się odbiór dolnej wstęgi w dwóch dolnych pasmach i górnej wstęgi w obu górnych.

Wyjściowy sygnał m.cz. z nóżki 5 (0,3 – 3 kHz) zostaje wzmocniony za pomocą popularnego scalonego wzmacniacza głośnikowego LM386 (US3) i jest podawany na gniazdko zasilające głośnik albo słuchawki. Potencjometr P3 służy do regulacji siły głosu.

Stabilizator US2 dostarcza napięcia zasilającego MC3362 i potencjometry regulacji częstotliwości, natomiast wzmacniacz LM386 jest zasilany pełnym napięciem. Odbiornik można zasilac z akumulatora, baterii lub zasilacza sieciowego napięciem 9 – 12 V.

Układ został zmontowany na płytce drukowanej AVT o wymiarach 118 x 64 mm. Rozmieszczenie elementów pokazano na ilustracji 7.3.2.

Jako L4 zastosowano fabryczny dławik 10 μH , a pozostałe trzy cewki są nawinięte przewodem DNE 0,3 na pierścieniowych rdzeniach proszkowych T37-2.

Liczby zwojów wynoszą L1 (4,7 μH) – 34 zwoje z odczepem na 4 zwoju od strony masy, L2 (4,7/1,7 μH) – 34 zwoje z odczepem na 20 zwoju i L3 (3,3 μH) – 30 zwojów. Najlepiej jest nawinać o 0,5 – 1 zwój więcej odwinąć część w razie potrzeby.

Tabela 7.3.1

Zakresy pracy

Pasmo [m]	Zakres odbioru [MHz]	Zakres przestrajania VFO [MHz]	Korekta trymerem
80	3,57 – 3,80	8,0 – 8,23	C11
40	7,00 – 7,20	11,43 – 11,63	C9
30	10,10 – 10,15	5,67 – 5,72	C8
20	14,00 – 14,35	9,57 – 9,92	C6

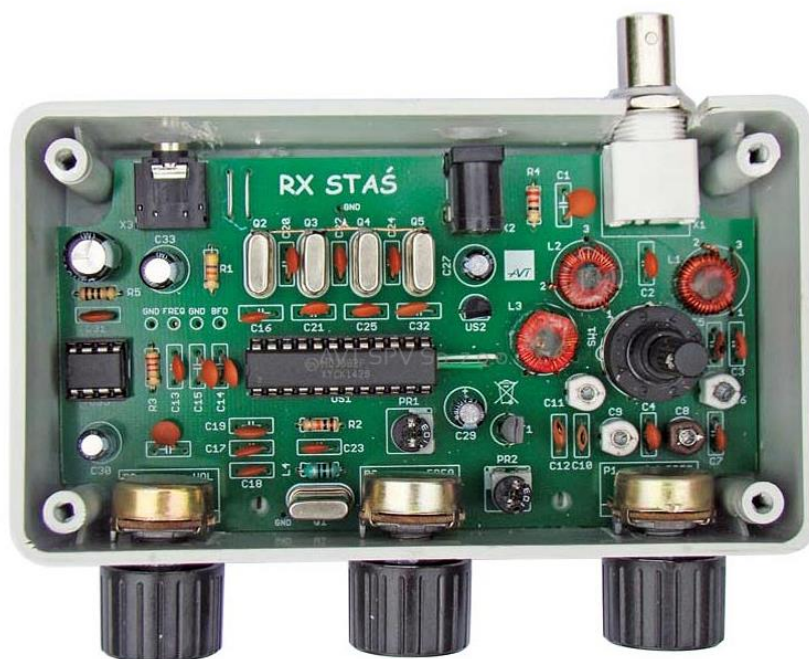
Warto też zwrócić uwagę, że opornik R3 i kondensatory separujące C2 i C13 nie są niezbędne do pracy odbiornika i można je pominąć. Służą one do wyprowadzenia sygnałów BFO i VFO do celów pomiarowych, dla ewentualnej skali cyfrowej lub w przypadku rozbudowy odbiornika do radiostacji nadawczo-odbiorczej.

Rezonatory kwarcowe powinny pochodzić z tej samej serii i mieć jednakowe częstotliwości rezonansowe. Maksymalne dopuszczalne odchyłki wynoszą +/- 50 Hz. Dla ewentualnego sprawdzenia częstotliwości rezonansu można je wstawiać do układu generatora w miejscu Q1 i mierzyć częstotliwość drgań. Jako Q1 należy wybrać rezonator o najniższej częstotliwości drgań. Jeżeli uda się znaleźć rezonator o częstotliwości niższej o około 1 kHz od pozostałych to cewka L4 może okazać się zbędna albo też można ją zastąpić dławikiem o niższej indukcyjności.

Po zmontowaniu całości należy na poszczególnych zakresach dostroić VFO za pomocą odpowiednich trymerów (tabela 7.3.1). Do pomiaru częstotliwości najwygodniej jest użyć częstościomierza, ale można też stroić VFO na słuch po dołączeniu anteny. Strojenie rozpoczyna się od ustawienia przełącz-

Tabela 7.3.2
Spis elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
US1	MC3362	C1, C20, C21, C22, C24, C25	33 pF
US2	7805	C2	100 pF
US3	LM386	C3	290 pF (270 pF + 22 pF)
T1	BC548	C4, C12	39 pF
R1	47 k Ω	C5	22 pF
R2	10 k Ω	C6, C8, C9, C11	15 pF (trymery)
R3	2,2 k Ω	C7	120 pF
R4	22 Ω	C10	6,8 pF
R5	10 Ω	C13, C14	1 nF
PR1, PR2	10 k Ω	C15, C16, C23, C26	10 nF
P1	2,2 k Ω /B (potencjometr obrotowy)	C17, C18	220 pF
P2	10 k Ω /B (potencjometr obrotowy)	C19, C31, C32	100 nF
P3	10 k Ω /A (potencjometr obrotowy)	C27, C29	22 μ F/16 V
Q1 – Q5	4,43 MHz	C28, C33	220 μ F/16 V
L1, L2	4,7 μ H (patrz opis)	C30	10 μ F
L3	3,3 μ H (patrz opis)		



Fot. 7.3.3

R2. Zakres przestrajania odbiornika zależy w dużym stopniu od typu użytej diody. Dla popularnej i łatwo dostępnej diody BB105 i wartości elementów podanych na schemacie zakres przestrajania generatora wynosi około 1850 – 1870 kHz, co przekłada się na pokrycie odbieranego pasma od 3700 do 3740 kHz. Jest to wycinek pasma, w którym pracuje najwięcej stacji polskich, i w którym nadawane są komunikaty PZK co środę o godz. 18 w okolicy częstotliwości 3702,5 kHz. Wymiana diody na podwójną BB804/1 (należy zewrzeć ze sobą anody) rozszerza zakres przestrajania na 1850 – 1900 kHz, dzięki czemu odbiornik pokrywa także końcowy wycinek pasma 3,8 MHz. Podane powyżej zakresy zostały ustawione trymerem C9 (zwiększając jego pojemność obniża się dolną granicę pasma). Dla pokrycia pełnego pasma 80 m można równolegle do trymera C9 podłączyć kondensator strojeniowy (jedną sekcję kondensatora od radioodbiornika). Kondensator będzie w takim przypadku służył do zgrubnego strojenia odbiornika, a potencjometr R2 przejmuje funkcję precyzyera (dokładnego dostrojenia do odbieranej stacji). Dla zawężenia zakresu precyzyjnego dostrajania można albo zmniejszyć pojemność C3 albo dodać opornik w szereg z potencjometrem R2. Ogranicza to zakres zmian napięcia podawanego na diodę.

Innym sposobem na powiększenie zakresu odbioru na całe pasmo 80 m jest zastosowanie diody o większej pojemności np. BB130, ale wtedy koniecznym staje się zastosowanie jako R2 potencjometru dziesięcioobrotowego. Popularna dawniej dioda typu BB112 dla zakresy fal średnich daje zakres szerszy niż wymagane 300 kHz.

Stabilność częstotliwości po wymianie dławika montowanego powierzchniowo (SMD) na dławik osiowy 56 μ H okazała się w zupełności wystarczająca do nasłuchu. Cewka nawinięta na pierścieniowy rdzeń ferrytowy zapewniłaby prawdopodobnie jeszcze lepszą stabilność.

Układy scalone odbiornika są zasilane stabilizowanym napięciem 5 V pochodzącym ze scalonego stabilizatora U1 78L05 zasilanego z baterii 9 V lub z akumulatora 12 V. Układ modelowy był zasilany z dwóch akumulatorów litowo-jonowych 3,7 V połączonych szeregowo. Odbiornik działał poprawnie także przy zasilaniu z jednego akumulatora 3,7 V ale wymagało to pominięcia stabilizatora 5 V. Jedynym mankamentem był nieco mniejszy zakres przestrajania od strony wyższych częstotliwości.

Cały układ odbiornika można zmontować z elementów powierzchniowych (SMD) na płycie drukowanej AVT o wymiarach 81 x 50 mm pokazanej na rysunku 7.4.2. Rysunek 7.4.3 przedstawia szkic rozmieszczenia elementów na płycie. Do konstrukcji wykorzystującej elementy przewlekane można użyć własnoręcznie przygotowanej płytki, w najprostszym przypadku przez wyskrobanie lub wyfrezowanie wysepek – punktów lutowniczych.

W każdym przypadku wymiary płytki są dopasowane do uniwersalnej obudowy KM35 o wymiarach 111 x 91 x 35 mm. Ścianka czołowa zawiera dwa potencjometry R2 (strojenie) i R6 (siła głosu). Po między nimi (po rozsunięciu ich na boki) jest jeszcze miejsce na kondensator czy potencjometr do strojenia zgrubnego w szerszym zakresie.

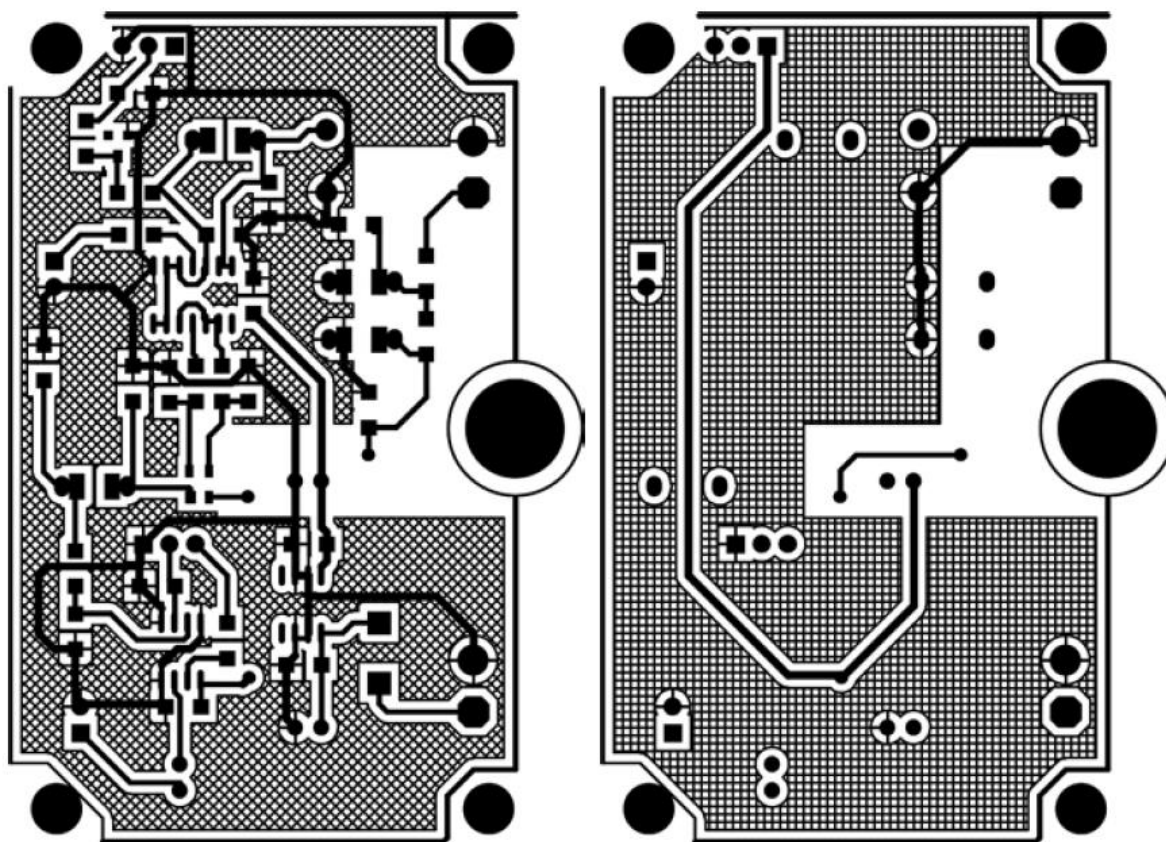
Tabela 7.4.1
Spis elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
C1, C3, C21	100 μ F/16 V	C2, C4, C5, C7, C8, C11, C14	100 nF
C6, C10, C12, C16, C22, C23	180 pF	C9	60 pF, trymer
C13	4,7 nF	C15	39 pF
C17	10 pF	C18, C19, C24	47 nF
C20	220 nF	R1, R3, R4, R5	47 k Ω
R2	10 k Ω /B	R6	10 k Ω /A
L1	56 μ H	L2	100 mH
L3, L4	10 μ H	T1	BF988
U1	78L05	U2	CD4011
U3	TDA7050	D1	SS16 (1N4002)
D2	BB105 (BB804/1)		

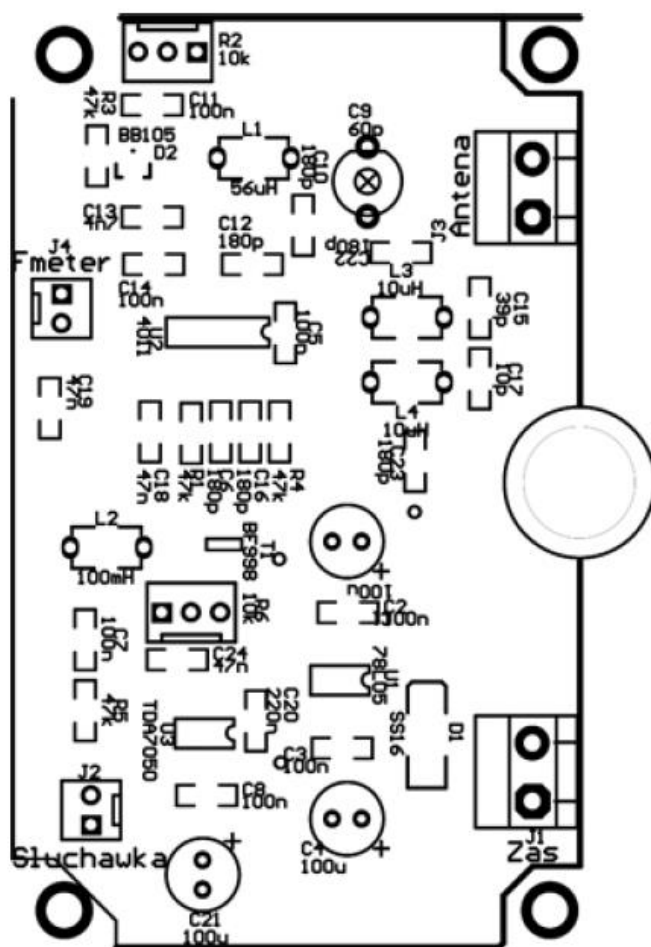
Jeżeli przewidziane jest dodanie skali elektronicznej należy wybrać wyższą obudowę, aby ten dodatkowy moduł zamontować powyżej płytki drukowanej. Może być to przykładowo obudowa Z3A o wymiarach 110 x 90 x 68 mm.

Zmontowany ze sprawnych podzespołów odbiornik powinien działać od razu po dołączeniu anteny i podłączeniu zasilania. Jedym elementem wynagajającym ustawienia jest trymer C9. Do poprawnego zestrojenia generatora niezbędny jest częstotściomierz. Skala elektroniczna z podwajaniem wyświetlanej częstotliwości bardzo ułatwi uruchomienie odbiornika i dalsze korzystanie z niego. Odbiornik najlepiej uruchamiać w porze większej aktywności, np. w czasie jakichś zawodów.

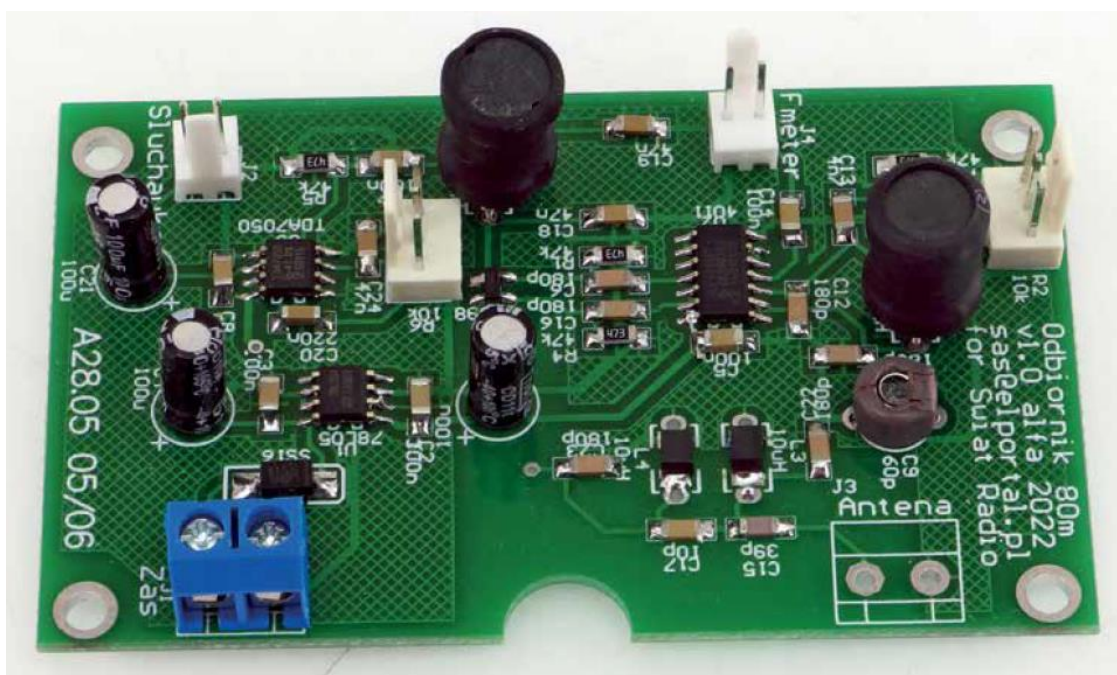
Jako anteny na pasmo 80 m najlepiej jest użyć dipola 2 x 19,5 m zasilanego kablem koncentrycznym. Pasma 80 m nadaje się w ciągu dnia do łączności na bliskie odległości (krajowych), w nocy na dalsze odległości – europejskie, przy czym najlepsze warunki do prowadzenia nasłuchów występują wczesnym rano.



Rys. 7.4.2. Szkic dwustronnej płytki drukowanej dla elementów powierzchniowych



Rys. 7.4.3. Rozmieszczenie elementów na płycie



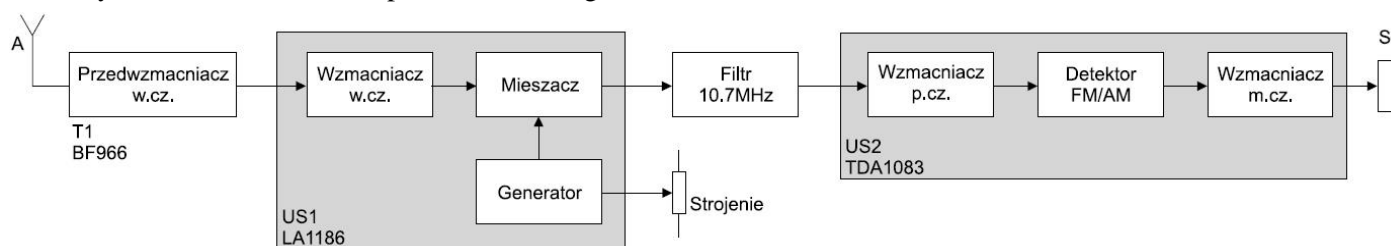
Fot. 7.4.4. Wykonanie odbiornika na płycie AVT



Fot. 7.4.5. Wykonanie odbiornika na elementach przewlekanych

7.5. Odbiornik nasłuchowy UKF

Opisany w numerze 5/2007 *Elektroniki Praktycznej* odbiornik FM/AM pokrywa zakres 80 – 180 MHz obejmując krótkofalarskie pasmo 2 m (możliwe jest też ograniczenie zakresu np. tylko do tego pasma). Pracuje on w układzie superheterodyny z pojedynczą przemianą i częstotliwością pośrednią 10,7 MHz. Układ zawiera dwa obwody scalone LA1186 – wzmacniacz w.cz., heterodynę i stopień przemiany – oraz TDA1083 – wzmacniacz p.cz., detektor AM/FM i wzmacniacz m.cz. W przedwzmacniaczu antenowym pracuje tranzystor T1 typu BF966. Schemat blokowy przedstawiono na rys. 7.5.1, a schemat ideowy na rys. 7.5.2. Jako anteny można użyć metrowego odcinka przewodu, chociaż lepsze wyniki da antena GP albo prosta antena Yagi.



Rys. 7.5.1. Schemat blokowy

Na wejściu odbiornika znajduje się obwód rezonansowy L1, C1. Niskoomowa antena jest dopasowana do dużej impedancji wejściowej tranzystora poprzez dobrany odczep na cewce. Dzielnik oporowy R1, R2 ustala napięcie polaryzacji drugiej bramki tranzystora (ok. 4,5 V) tak, aby uzyskać największe wzmocnienie. Wzmocniony sygnał w.cz. jest odbierany z drenu tranzystora poprzez wyjściowy obwód rezonansowy L2, C6, którego uzwojenem wtórnym jest L3.

Sercem odbiornika jest układ przemiany na pierwszym układzie scalonym US1 (LA1186). Jest on scaloną głowicą odbiorczą UKF-FM przeznaczoną dla odbiorników przenośnych i stacjonarnych wbu-

dowaną do pionowej obudowy jednorzędowej typu SIP9. Obwód wymagający dołączenia jedynie niewielkiej liczby dodatkowych podzespołów zawiera wzmacniacz w.cz., mieszacz podwójnie zrównoważony i heterodynę. Zakres jego napięć zasilania wynosi 1,5 – 8 V. W porównaniu z LA1185 zawiera on dodatkowo diodę pojemnościową dla automatycznego dostrajania ARCz i pokrywa szerszy zakres częstotliwości (również telewizyjne kanały 1 – 12). Posiada on następujące wyprowadzenia: 1 – wejście wzmacniacza w.cz., 2 – odsprężenie wzmacniacza w.cz., 3 – wyjście wzmacniacza w.cz. (wejście mieszacza), 4 i 5 – masa układu (anoda diody pojemnościowej), 6 – wyjście mieszacza, 7 – katoda diody pojemnościowej (wejście napięcia ARCz), 8 – obwód lokalnego generatora, 9 – zasilanie układu.

Sygnal w.cz. z wyjścia wzmacniacza US1 jest filtrowany przez wyjściowy obwód rezonansowy L4, C9 i następnie jest skierowany na mieszacz. Na jego drugie wejście dochodzi sygnał heterodyny. Jej układ zawiera obwód rezonansowy L5, C13 oraz kondensatory separujące C12 i C11. O częstotliwości drgań decyduje indukcyjność cewki, pojemności wypadkowe wymienionych kondensatorów oraz diody pojemnościowej. Do jej przestrajania w tym układzie służy napięcie 0 – 6 V z suwaka potencjometru R7. Wskazane byłoby jednak ograniczenie napięcia od dołu za pomocą dodatkowego opornika lub diody od strony masy. W dolnym położeniu suwaka dioda ma największą pojemność i generator wytwarza sygnał odpowiadający początkowi pasma 2 m, a w górnym przy najmniejszej pojemności – końcowi tego pasma. Przy zestrojeniu układu na wycinek pasma 2 m korzystniej jest aby generator pracował poniżej częstotliwości odbioru.

Częstotliwość pośrednia 10,7 MHz z mieszacza jest podawana przez filtr ceramiczny F1 decydujący o szerokości pasma. Jego szerokość pasma jest wystarczająca do odbioru stacji radiofonicznych FM, a do odbioru stacji amatorskich jest ona za szeroka co oznacza, że stacje pracujące w sąsiednich kanałach mogą powodować zakłócenia. Zamiast niego można użyć fabrycznego filtra kwarcowego jeżeli odbiornik ma być przeznaczony tylko do odbioru stacji komunikacyjnych i amatorskich.

Układ scalony TDA1083 zawiera wzmacniacz p.cz., detektor FM i wzmacniacz m.cz. – jest to więc kompletny radioodbiernik AM/FM, z wyjątkiem stopnia wejściowego. Charakteryzuje się on szerokim zakresem napięć zasilania i dużą czułością AM.

Najważniejsze parametry układów scalonych przedstawiono w tabelach 7.5.1 i 7.5.2. Wyprowadzenia TDA1083 mają następujące funkcje: 1 – odsprężenie wzmacniacza p.cz., 2 – wejście p.cz., 3 – masa w.cz., 4 – wejście mieszacza AM, 5 – obwód heterodyny AM, 6 – wejście AM, 7 – odsprężenie AM, 8 – wyjście demodulatora, 9 – wejście fonii, 10 – sprzężenie zwrotne, 11 – masa fonii, 12 – wyjście fonii, 13 – napięcie zasilania, 14 – obwód demodulatora, 15 – obwód demodulatora, 16 – napięcie ARW/ARCz.

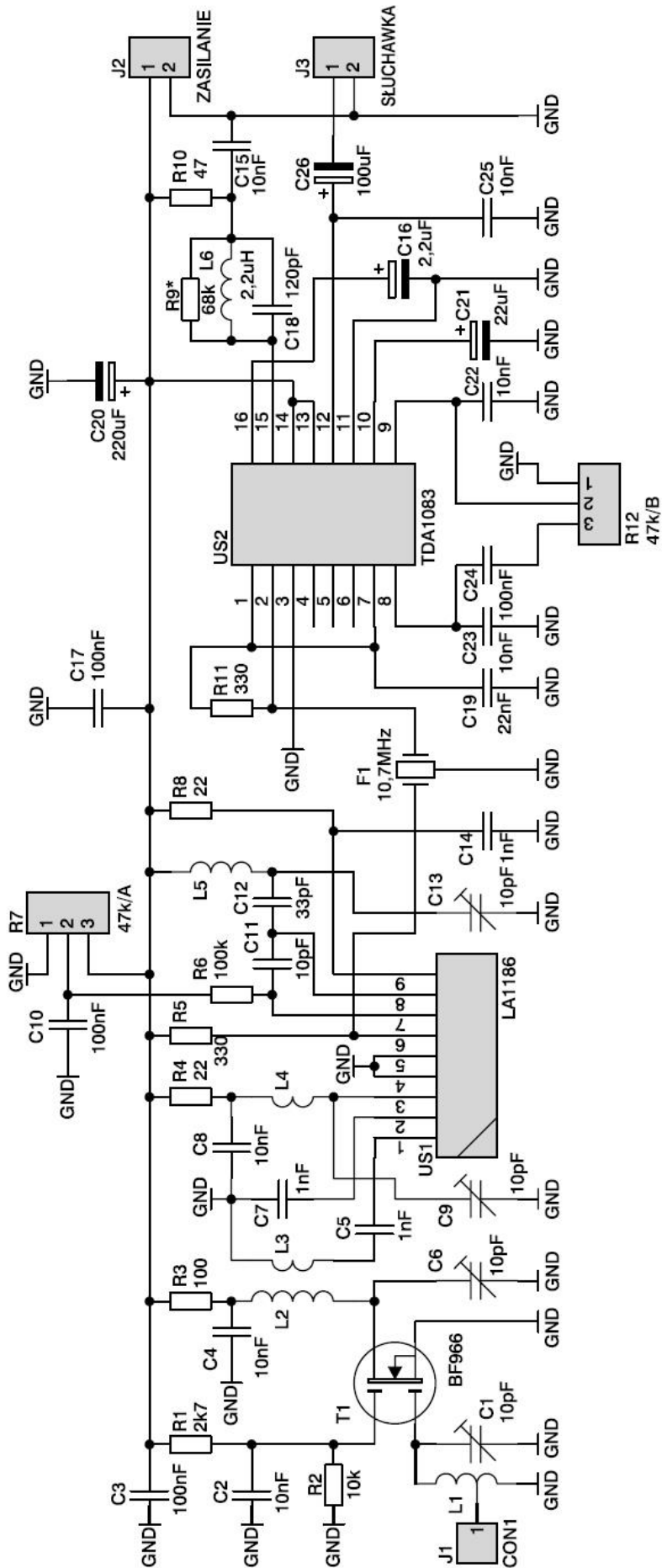
Wartości oporników R11 i R5 są dobierane pod kątem dopasowania do filtra F1. Wzmocniony wewnątrz układu US2 sygnał p.cz. 10,7 MHz jest filtrowany w obwodzie L6, C18 na wyjściu wzmacniacza p.cz.

Zdetekowany sygnał m.cz. jest z nóżki 8 podawany przez potencjometr siły głosu na nóżkę 9 i po wzmocnieniu z wyjścia 12 na głośnik lub słuchawki.

Zaletą odbiornika jest stosunkowo mały pobór prądu pozwalający na zasilanie z czterech baterijek AA (4 x R6) lub z napięcia stabilizowanego +5 V.

W oryginalnej konstrukcji odbiornik był zmontowany na płycie drukowanej 32 x 110 mm dostosowanej do umocowania pod anteną HB9CV, gdyż może on służyć również do łowów na lisa.

Układ po zmontowaniu należy dostroić do wybranego wycinka pasma 80 – 180 MHz. Cewki powietrzne można nawinąć na pręcie lub wiertło o średnicy 5 mm drutem posrebrzonym lub w emalii (na początek po 5 zwojów). Zmianę indukcyjności można uzyskać poprzez dobieranie liczby zwojów, a także przez ściskanie i rozciąganie cewek. Ściskanie oznacza zwiększenie indukcyjności. Dostrojenie obwodów rezonansowych może odbywać się poprzez zmianę indukcyjności cewek lub zmianę pojemności kondensatorów na najgłośniejszy odbiór stacji pracujących w wybranym podzakresie (np. stacji radiofonicznych, lokanych przemienników amatorskich itp.). Najlepiej posłużyć się kalibrowanym generatorem UKF-FM co znacznie przyspiesza i upraszcza proces strojenia. W pierwszej fazie strojenia można pominąć przedwzmacniacz i podłączyć sygnał z anteny albo z generatora bezpośrednio na wejście US1 przez kondensator C5.



Rys. 7.5.2. Schemat ideowy

Stopniem najbardziej wrażliwym na zmiany pojemności i indukcyjności jest heterodyna. Sygnał do częstotliwościomierza można pobrać z nóżki 8 przez wtórnik. Do odbiornika można dodać skalę elektroniczną z zaprogramowaną częstotliwością pośrednią 10,7 MHz.

Zamiast dławika i kondensatora wchodzących w skład obwodu rezonansowego 10,7 MHz (L6 i C18) można użyć gotowego filtra p.cz.

Tabela 7.5.1
Podstawowe parametry układu LA1186

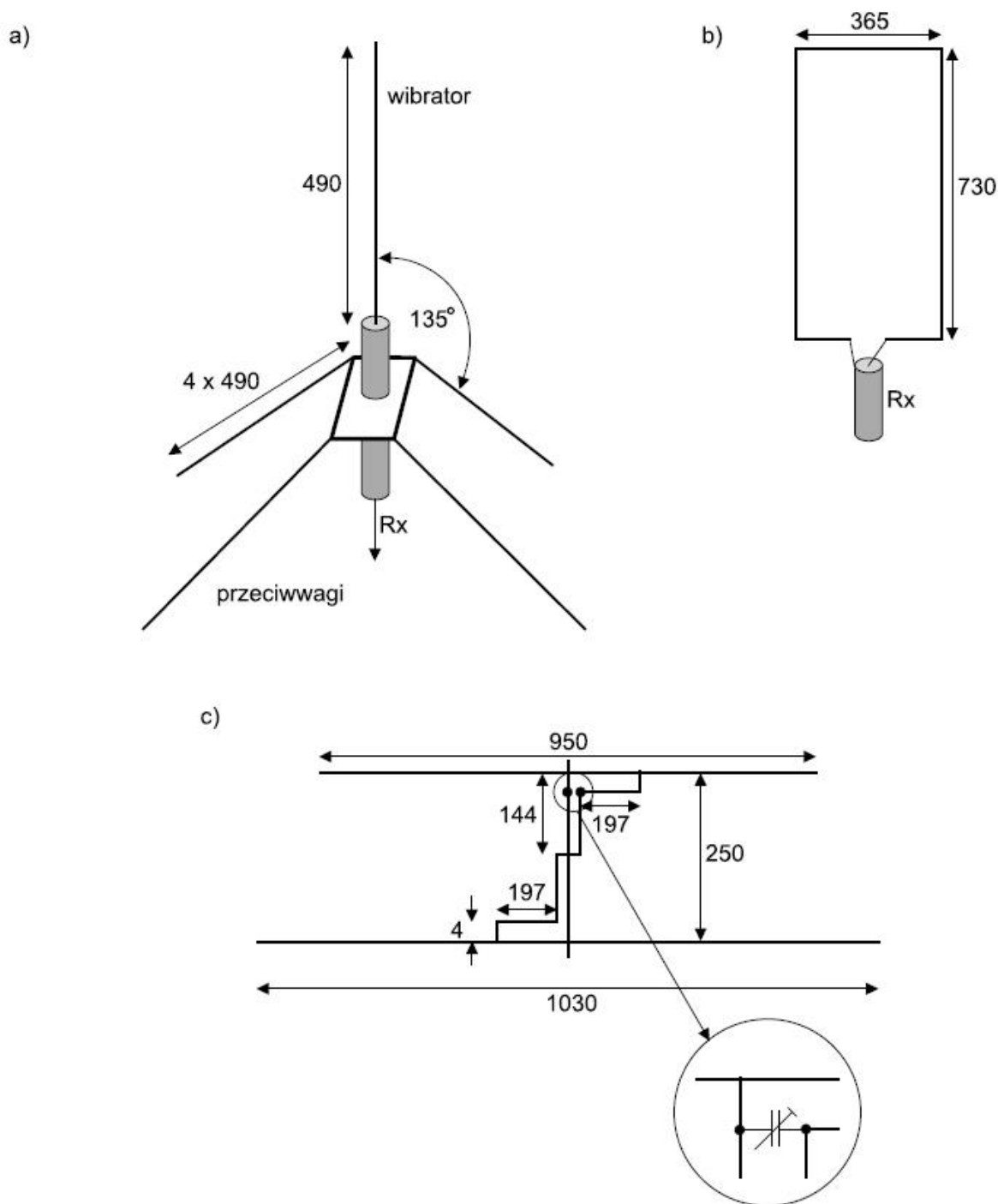
Zalecane napięcie zasilania	5 V
Pobór prądu	7 mA (przy U_{zas} 5 V)
Maksymalna moc strat	150 mW
Maksymalna częstotliwość pracy	Okolo 200 MHz
Napięcie nasycenia na wyjściu	135 mV _{sk}
Napięcie heterodyny	200 – 315 mV _{sk}

Tabela 7.5.2
Najważniejsze parametry układu TDA1083

Napięcie zasilania	3 – 12 V
Prąd zasilania	50 mA (12 V)
Moc strat	600 mW (60°)
Wzmocnienie wzmacniacza m.cz.	40 dB
Impedancja wejściowa m.cz.	150 kΩ
Moc wyjściowa m.cz.	300 mW

Tabela 7.5.3
Spis elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	2,7 kΩ	C16	2,2 μF/16 V
R2	10 k	C18	120 pF
R3	100 Ω	C19, C22	22 nF
R4, R8	22 Ω	C20	220 μF/16 V
R5, R11	330 Ω	C26	100 μF/16 V
R6	100 kΩ	US1	LA1186
R7	47 kΩ/A (potencjometr obrotowy)	US2	TDA1083
R9	68 kΩ*	T1	BF966
R10	47 Ω	L1, L2, L4, L3	4 zw. CuAg 1 na średnicy 5 mm
R12	47 kΩ/B (potencjometr obrotowy)	L3	0,5 zwoju drutu w izolacji pomiędzy zwojami L2
C1, C6, C9, C13	Trymer 10 pF	L6	2,2 μH (dławik fabryczny)
C2, C4, C8, C15, C23, C25	10 nF	F1	10,7 MHz, filtr ceramiczny trzykońcówkowy
C3, C10, C17, C24	100 nF		
C11	10 pF		
C12	33pF		



Rys. 7.5.3. Przykładowe sposoby wykonania anteny na pasmo 2 m

7.6. Odbiornik nasłuchowy „Jędrus”

Odbiornik „Jędrus” (*Świat Radio* 9/2007, *Elektronika dla Wszystkich* 5/2007) zawiera dwa układy scalone w.cz. TA7358 i układ scalony m.cz. TA7368 zamknięte w plastikowych obudowach jednorzędowych SIP9. TA7358 zawierają w swojej strukturze wzmacniacze w.cz., mieszacze zrównoważone oraz współpracujące z nimi generatory i z tego względu zostały wykorzystane jako VFO i BFO odbiornika. Jego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 7.6.1.

Na wejściu układu znajduje się filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej leżącej powyżej pasma 40 m. Częściowo ograniczony sygnał antenowy jest podawany na wzmacniacz układu U1 (nóżka 1) o impedancji wejściowej 50 Ω . Na wyjściu tego wzmacniacza znajduje się równoległy obwód rezonansowy L4, C25 lub L5, C26 dostrojony do środkowej części pasma 80 m lub 40 m. Wzmocniony

sygnał w.cz. jest następnie kierowany na jedno z wejść mieszacza U1 (nóżka 4). Na drugie wejście mieszacza już wewnątrz struktury TA5378 doprowadzony jest sygnał z przestrajanego generatora lokalnego VFO. Do elementów zewnętrznych tego generatora należy dzielnik pojemnościowy C9, C10 oraz jeden z przełączanych obwodów L6, C28 lub L7, C29. Heterodyna jest przestrajana za pomocą diod pojemnościowych D1 i D2. W paśmie 80 m zakres przestrajania powinien wynosić od 6,2 do 6,5 MHz, zaś w paśmie 40 m od 2,9 do 3,1 MHz.

Różnicowy sygnał wyjściowy z mieszacza układu scalonego (nóżka 6) jest podawany na filtry SSB poprzez aktywny przełącznik US1 (nóżki 1 i 2). W obwód wyjściowy mieszacza została włączona indukcyjność L10 w postaci fabrycznego dławika 100 μH zabocznikowana opornikiem 1 k Ω (w praktyce można go też opuścić).

Szerokopasmowe wejście mieszacza umożliwia włączenie filtrów o innych parametrach. W torze częstotliwości pośredniej zastosowano drabinkowy filtr SSB na czterech rezonatorach 10 MHz. Przy zastosowaniu czterech identycznych rezonatorów i kondensatorów po 47 pF pasmo przenoszenia filtru wynosi około 2,3 kHz. Bez dobierania maksymalny rozrzut częstotliwości rezonatorów wynosił 40 Hz. Warto jednak dobrać kwartet rezonatorów o jak najmniejszym rozrzucie.

Z filtru kwarcowego SSB odfiltrowany sygnał p.cz. jest kierowany na wejście wzmacniacza układu U2 (nóżkę 1). Wzmacniacz ten pracuje w układzie rezonansowym z obciążeniem w postaci równoległego obwodu rezonansowego L2C2.

Wzmocniony sygnał p.cz. jest kierowany przez kondensator C18 na jedno z wejść detektora iloczynowego (mieszacza) tego układu – na nóżkę 4. Na drugie wejście detektora już wewnątrz struktury układu podawany jest sygnał z wewnętrznego generatora dudnieniowego BFO o częstotliwości zbliżonej do 10 MHz sterowanego rezonatorem kwarcowym S5. Częstotliwość generatora zależy od tego czy w szereg z nim jest włączony trymer C33 czy dobrany dławik L8. Włączenie w szereg pojemności daje podwyższenie częstotliwości o ponad 1,5 kHz w stosunku do p.cz., a włączenie dławika – obniżenie w przybliżeniu o tą samą wartość. Przy zastosowanym schemacie przemiany nie następuje odwrócenie wstęgi i do odbioru wstęgi dolnej (LSB) wystarczy tylko dołączenie kondensatora C33. Dodanie dławika i przełącznika daje możliwość odsłuch wstęgi dolnej lub górnej. W transmisjach fonicznych w pasmach poniżej 10 MHz krótkofalowcy stosują wstęgę dolną, ale w emisjach cyfrowych (PSK31, FT8, SSTV itp.) stosowana jest zawsze wstęga górna. W wyniku zdudnienia sygnału p.cz. z sygnałem generatora na wyjściu 6 otrzymuje się czytelny sygnał małej częstotliwości.

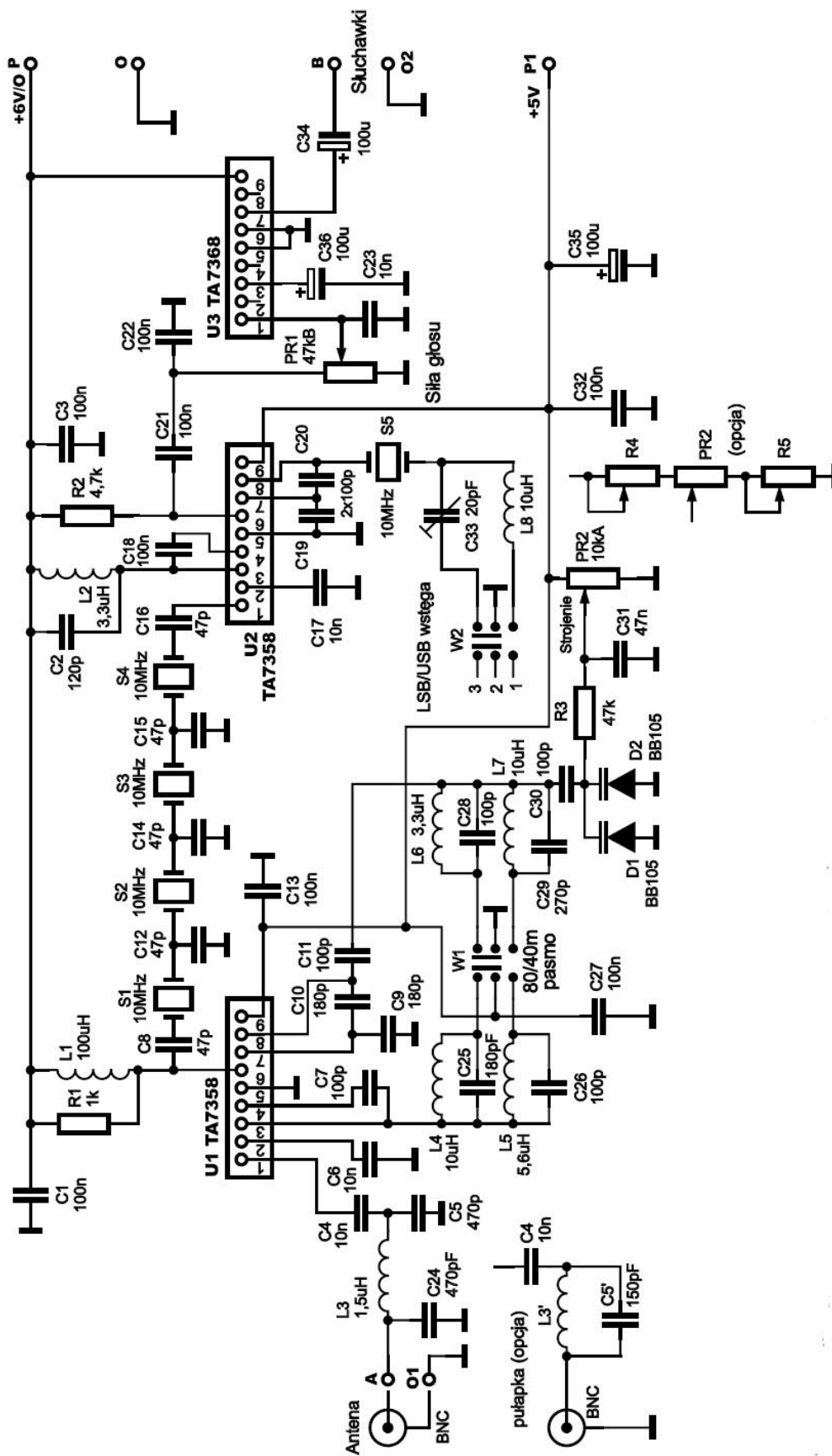
Wyjściowy sygnał m.cz. w zakresie od 0,3 do 3 kHz jest podawany przez kondensator C21 na potencjometr siły głosu P, a następnie na wejście wzmacniacza U3 TA7368 w identycznej obudowie jak TA7358 dającego moc około 1 W. Jedynymi elementami wzmacniacza mocy są kondensatory elektrolytyczne C34 i C36. Wzmocniony sygnał m.cz. jest doprowadzony do gniazda zasilającego słuchawki lub mały głośnik.

Odbiornik może być zasilany napięciem 6 V (4,5 – 8 V), a dzięki stosunkowo małemu poborowi prądu źródłem zasilania mogą być baterie AA (4 x R6) albo zasilacz 5 V. Dobrym rozwiązaniem jest też zasilanie układu z napięcia 12 V przez dodatkowy stabilizator 7806, co zapobiega wahaniom napięcia zasilającego diody pojemnościowe.

W trakcie uruchamiania należy zestroić obwody rezonansowe na największą siłę odbioru, a sygnał z VFO doprowadzić przez wtórnik emiterowy do częstościomierza i skorygować zakres jego przestrajania przez odpowiednią zmianę liczby zwojów cewki lub zmianę pojemności obwodu. .

Zmontowany odbiornik można umieścić w obudowie metalowej lub plastikowej. Do strojenia dobrze jest użyć potencjometru 10-obrotowego. Dobre wyniki odbioru uzyskuje się przy antenie dipolowej 2 x 19,5 m.

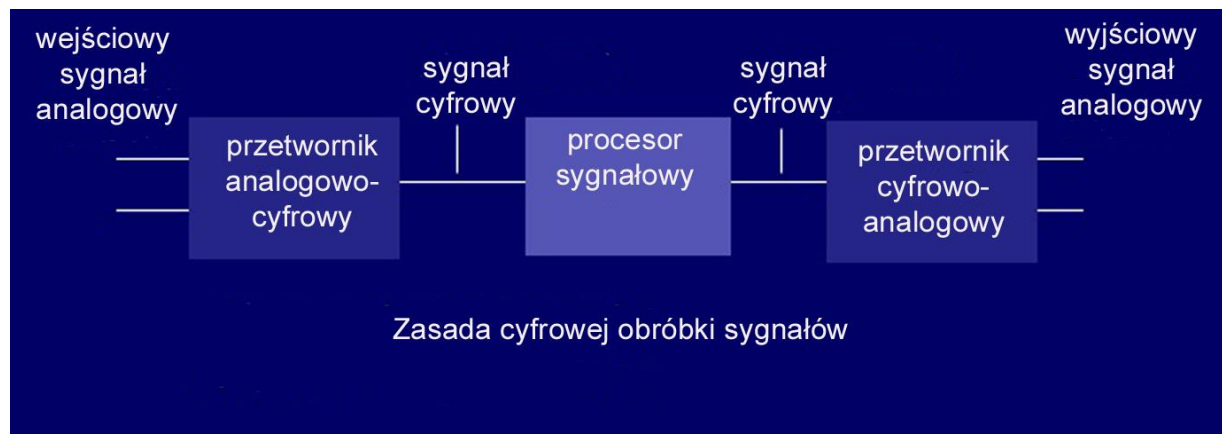
W przypadku eksperymentów z odbiorem innych pasm można oczywiście dobrać lepiej pasującą częstotliwość pośrednią.



Rys. 7.6.1

8. Odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów

Cyfrowej obróbce sygnałów (COS) jest poświęcony tom 36 „Biblioteki polskiego krotkofalowca” i wszystkich zainteresowanych tą tematyką zapraszamy do zapoznania się z jego treścią. Aby uniknąć zbędnych powtórzeń przypominamy tylko kilka najważniejszych spraw. Tor cyfrowej obróbki sygnałów składa się z przetwornika analogowo-cyfrowego przetwarzającego sygnał analogowy na postać potrzebną dla procesora sygnałowego. Procesor sygnałowy dokonuje filtracji, detekcji i innych akcji korzystając z odpowiednich algorytmów matematycznych, po czym wynik tej działalności jest przetwarzany ponownie na postać analogową. W razie potrzeby sygnał analogowy ulega wzmocnieniu w dalszych stopniach układu.



Rys. 8.1

We współczesnych realizacjach odbiorników z cyfrową obróbką sygnałów sygnał z anteny jest, po ewentualnej wstępnej selekcji i wzmocnieniu, przetwarzany na postać cyfrową, a wyjściowy sygnał analogowy jest po wzmocnieniu podawany na głośnik lub słuchawki – są to odbiorniki z bezpośrednią przemianą analogowo-cyfrową. W części układów odbiorczych sygnał odbierany jest najpierw poddany przemianie częstotliwości na niską częstotliwość pośrednią albo do pasma podstawowego jak w odbiornikach homodynamicznych i dopiero potem poddawany cyfrowej obróbce w kanałach synfazowym I i kwadraturowym Q. O ile w dawniejszych rozwiązaniach amatorskich do cyfrowej obróbki sygnałów służył komputer PC, a dokładniej rzecz biorąc jego podsystem dźwiękowy, o tyle obecnie istnieje wiele obwodów scalonych i modułów odbiorczych wykonujących te zadania autonomicznie i wymagających podłączenia jedynie pewnej liczby podzespołów elektronicznych, wzmacniacza głośnikowego, głośnika itp.

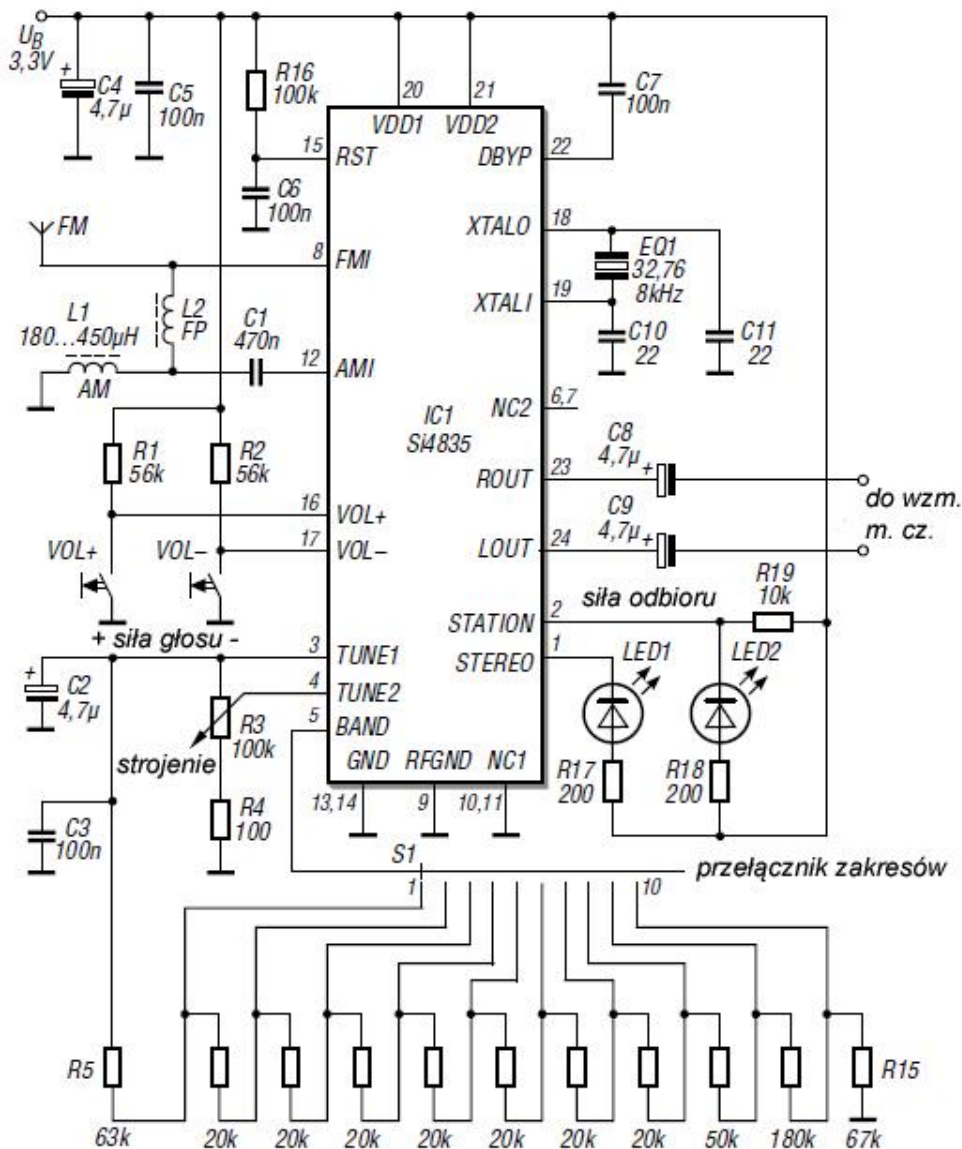
W odbiornikach radiostacji pokrywających pasma 2 m i 70 cm (np. IC9700) przetwarzane są sygnały leżące wokół trzeciej harmonicznej częstotliwości próbkowania, a w paśmie 23 cm sygnał odbierany jest poddany przemianie częstotliwości i dopiero na niższej częstotliwości pośredniej przechodzi obróbkę cyfrową.

8.1. Odbiornik radiofoniczny na Si4835

Pracujący na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów układ Si4835 w znacznym stopniu upraszcza konstrukcję odbiorników radiofonicznych pokrywających zakresy fal średnich (504 – 1750 kHz), międzynarodowe pasma krótkofalowe (5,6 – 22 MHz) i zakres UKF (64 – 109 MHz).

Odbiornik zasilany napięciem 2 – 3,6 V (typ. 3,3 V) pobiera 21 mA prądu przy odbiorze UKF i 17 mA przy odbiorze modulacji AM w pozostałych zakresach, co pozwala na zasilanie bateryjne. Czulość w zakresie UKF wynosi 2,2 μV a 30 μV na falach średnich i krótkich. Obwód jest zamknięty w 24-nóżkowej obudowie do montażu powierzchniowego (SMD). Odbiornik jest przestrajany potencjometrem, posiada dwa niezależne regulatory barwy dźwięku dla niskich i wysokich tonów i nie wymaga użycia mikroprocesora sterującego. Regulacja siły głosu ma 32 stopnie, po dołączeniu opornika 10 k Ω pomiędzy nóżkę 2 (STN) i plus zasilania możliwa jest również 32-stopniowa regulacja barwy dźwięku (w przykładzie z rys. 8.1.1 nie używana). Cewka L1 jest nawinięta na antenie ferrytowej. L2 – to

perelka ferrytowa na przewodzie zapewniająca separację sygnału UKF od pozostałych. S1 jest przełącznikiem zakresów (patrz tabela 8.1.1). Dioda elektroluminescencyjna LED1 sygnalizuje odbiór stereofoniczny, a LED2 – orientacyjnie siłę odbioru. Potencjometr R3 służy do strojenia w ramach wybranego podzakresu. W zależności od potrzeb i posiadanego przełącznika można ograniczyć liczbę pasm pozostawiając niektóre z przewodów 1 – 10 nie podłączone do przełącznika (nie można usunąć żadnego z oporników dzielnika). Układ Si4831 pokrywa jedynie fale średnie i UKF. Scalone układy Si4731, Si4735 wymagają sterowania przez mikroprocesor za pomocą magistrali I2C.



Rys. 8.1.1. Schemat ideowy 10-zakresowego odbiornika na zakresy fal średnich, krótkich i UKF. Może on być zasilany przez akumulator litowy. Na UKF-ie stosowana jest antena prętowa (teleskopowa)

Tabela 8.1.1

Zakresy częstotliwości i ich wybór przez wartość oporności R (równej sumie oporności R6 – R15 na schemacie) między wejściem BAND obwodu a masą. Oporniki dzielnika muszą mieć tolerancje 1%. (Europa – pasmo 2 UKF i 22 fale średnie).

Zakres	Modulacja	R [kΩ]	Zakres	Modulacja	R [kΩ]
87...108 MHz ^{1,3}	FM	47	520...1710 kHz	AM	247
87...108 MHz ^{1,4}	FM	57	522...1620 kHz	AM	257
87...108 MHz ^{2,3}	FM	67	504...1665 kHz	AM	267
87...108 MHz ^{2,4}	FM	77	520...1730 kHz	AM	277
86,5...109 MHz ^{1,3}	FM	87	510...1750 kHz	AM	287
86,5...109 MHz ^{1,4}	FM	97	5,6...6,4 MHz	AM	297
86,5...109 MHz ^{2,3}	FM	107	5,95...6,2 MHz	AM	307
86,5...109 MHz ^{2,4}	FM	117	6,8...7,6 MHz	AM	317
87,3...108,25 MHz ^{1,3}	FM	127	7,1...7,6 MHz	AM	327
87,3...108,25 MHz ^{1,4}	FM	137	9,2...10 MHz	AM	337
87,3...108,25 MHz ^{2,3}	FM	147	9,2...9,9 MHz	AM	347
87,3...108,25 MHz ^{2,4}	FM	157	11,45...12,25 MHz	AM	357
76...90 MHz ^{1,3}	FM	167	11,6...12,2 MHz	AM	367
76...90 MHz ^{1,4}	FM	177	13,4...14,2 MHz	AM	377
76...90 MHz ^{2,3}	FM	187	13,57...13,87 MHz	AM	387
76...90 MHz ^{2,4}	FM	197	15...15,9 MHz	AM	397
64...87 MHz ^{1,3}	FM	207	15,1...15,8 MHz	AM	407
64...87 MHz ^{1,4}	FM	217	17,1...18 MHz	AM	417
64...87 MHz ^{2,3}	FM	227	17,48...17,9 MHz	AM	427
64...87 MHz ^{2,4}	FM	237	21,2...22 MHz	AM	437
			21,45...21,85 MHz	AM	447

Uwagi:

- 1 – deemfaza europejska 50 μs
- 2 – deemfaza amerykańska 75 μs
- 3 – próg odbioru stereofonicznego RSSI = 20
- 4 – próg odbioru stereofonicznego RSSI = 28

Tabela 8.1.2

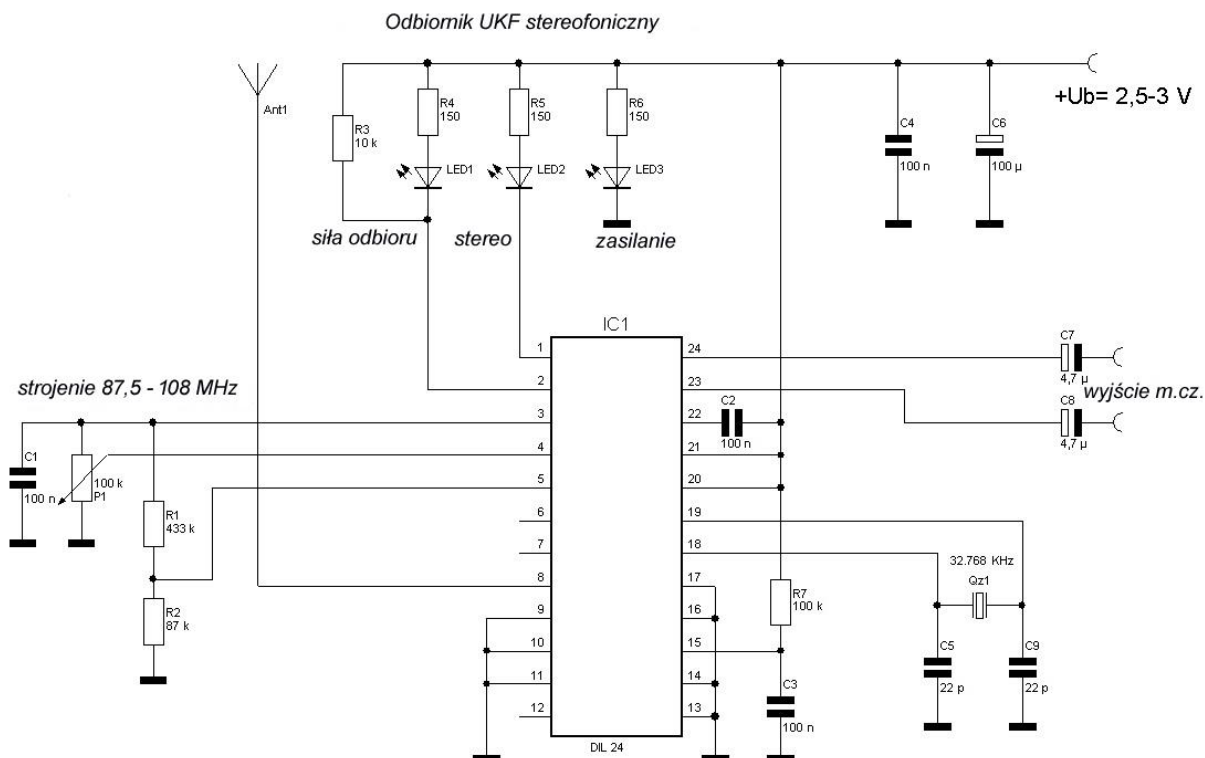
Przełącznik zakresów (warianty wybrane z tabeli 8.1.1: UKF – 67 kΩ, śr. – 247 kΩ)



Pozycja	Zakres	Modulacja
1	21,2...22 MHz	AM
2	17,1...18 MHz	AM
3	15...15,9 MHz	AM
4	13,4...14,2 MHz	AM
5	11,45...12,25 MHz	AM
6	9,2...10 MHz	AM
7	6,8...7,6 MHz	AM
8	5,6...6,4 MHz	AM
9	520...1710 kHz	AM
10	87...108 MHz	FM

Rys. 8.1.2. Przykład konstrukcji mechanicznej 12-zakresowego odbiornika PE1KTH (*Funkamateur* 11/2016)

8.2. Odbiornik UKF z Si4831



Rys. 8.2.1. Schemat ideowy odbiornika stereofonicznego

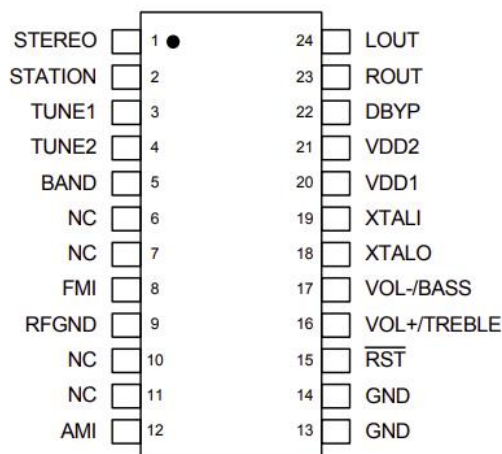
Tabela 8.2.1. Wykaz elementów odbiornika UKF

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	433 kΩ	C1, C2, C3, C4	100 nF
R2	87 kΩ (Europa 57 kΩ)	C5, C9	22 pF
R3	10 kΩ	C6	100 μF
R4, R5, R6	150 Ω	C7, C8	4,7 μF
R7	100 kΩ	3 diody elektroluminescencyjne	
P1	Potencjometr 100 kΩ	IC1	Si4831
Qz1	Kwarc 32,768 kHz		

Układ scalony Si4831 jest odbiornikiem stereofonicznym na zakres UKF 64 – 109 MHz, zakres fal średnich 504 – 1710 kHz, (Si4835 także fale krótkie 5,6 – 22 MHz). W zakresie UKF jest on wyposażony w automatyczne dostrojenie do stacji – ARCz. Zakres napięć zasilania wynosi 2 – 3,6 V. Pobór prądu przy odbiorze UKF jest równy około 21 mA, a – fal średnich około 17 mA. Dla odbiorników europejskich najbardziej pasującymi zakresami są zakres 2 (UKF) z tabeli w poprzem punkcie – oporność 57 kΩ do masy, i zakres 22 – oporność 257 kΩ do masy (fale średnie). Dla USA są to odpowiednio pasmo 4 i 21. Dla Si4835 dla fal krótkich jako typowe podawane są zakresy 26, 28, 30, 32, 34, 36, 38 i 40. Odpowiadają one podanym w tabeli 8.1.2.

Odbiornik wymaga uzupełnienia o wzmacniacze m.cz. Posiada on wyjścia do sygnalizacji siły odbioru i obecności sygnału stereofonicznego za pomocą diod elektroluminescencyjnych. Dostrajanie do stacji odbywa się potencjometrem P1 100 kΩ. W generatorze zegarowym pracuje standardowy rezonator kwarcowy o częstotliwości 32,768 kHz. Indukcyjność anteny ferrytowej leży w zakresie 180 – 450 μH. Impedancja wejściowa wzmacniacza LNA w zakresie UKF wynisi 4 kΩ, a pojemność 5 pF.

Odbiorniki z serii Si47xx o tych samych oznaczeniach są sterowane i przestrajane przez mikrokomputery.



Rys. 8.2.2. Wyprowadzenia Si4831 i 4835

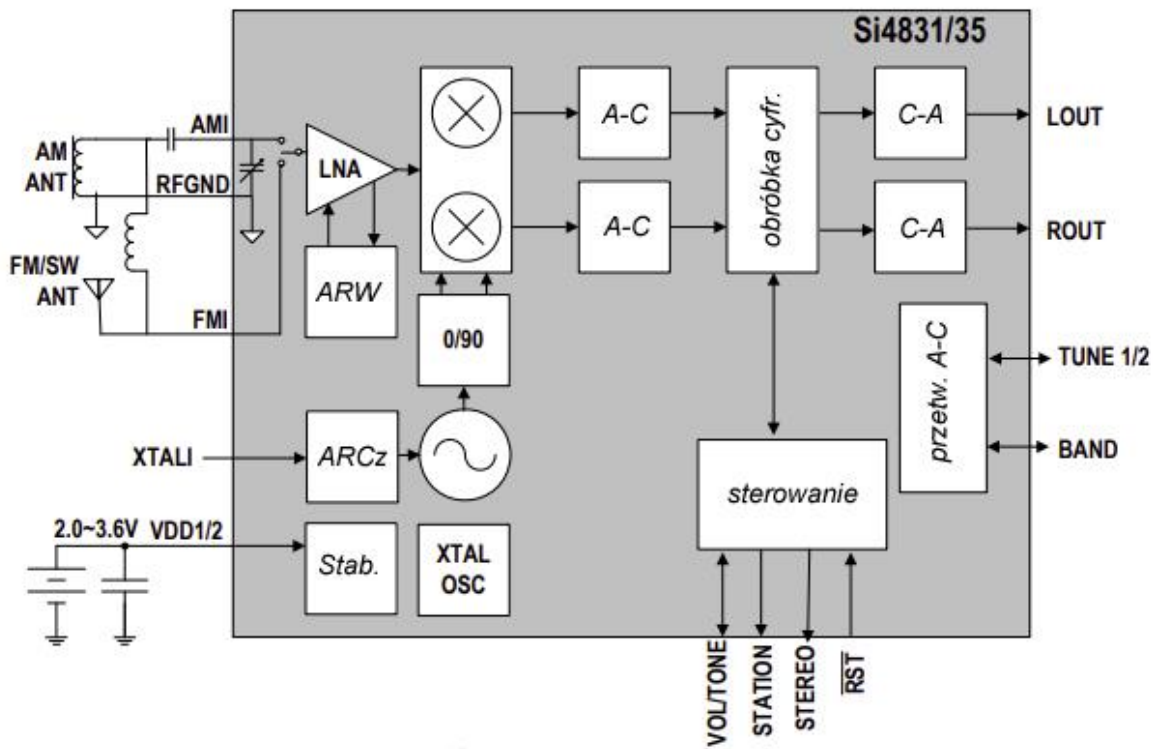
Tabela 8.2.2

Wyprowadzenia obwodów Si4831 i 4835

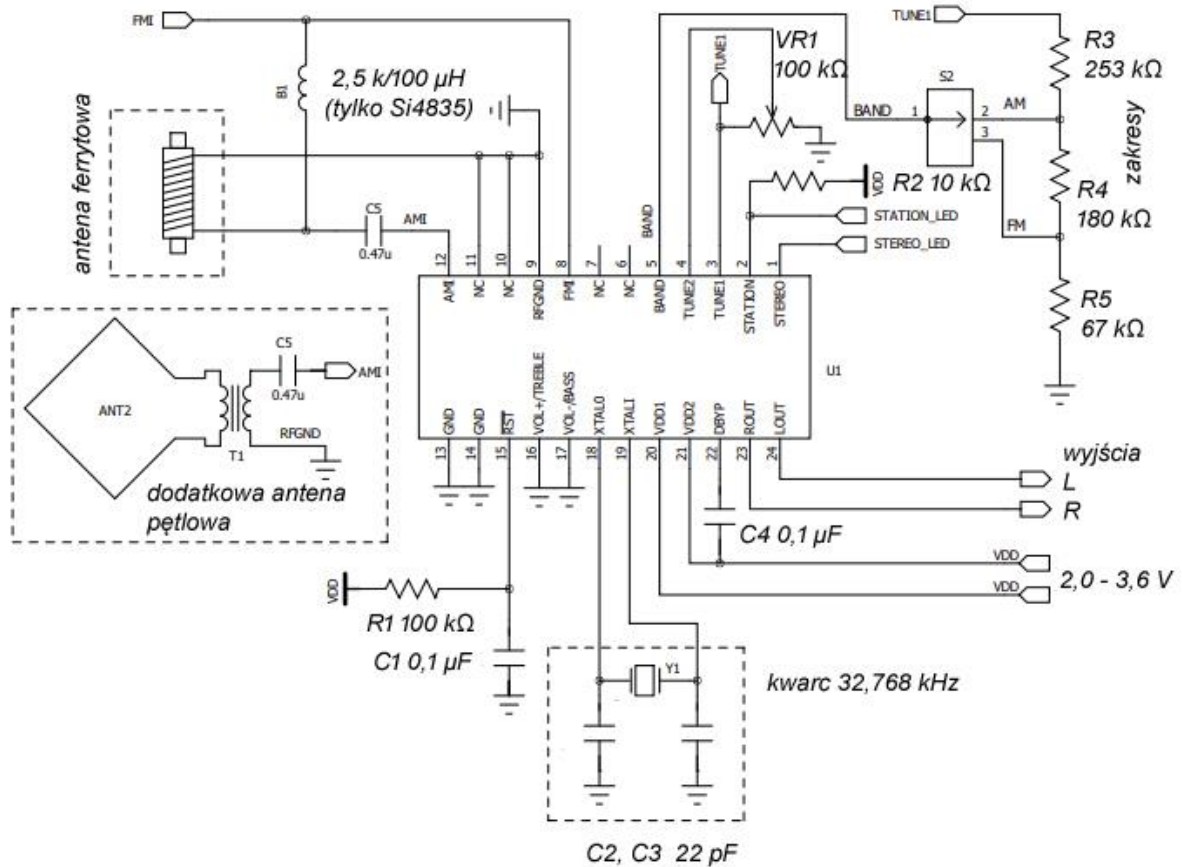
Nóżka	Nazwa	Znaczenie
1	STEREO	Wskaźnik odbioru stereofonicznego
2	STATION	Wskaźnik dostrojenia do stacji
3	TUNE1	Strojenie
4	TUNE2	Strojone
5	BAND	Wybór pasma (i preemfazy na UKF)
8	FMI	Wejście sygnału UKF-FM
9	RFGND	Masa
12	AMI	Wejście sygnału AM
13, 14	GND	Masa
15	/RST	Zerowanie
16	VOL+/TREBLE	Głośniej lub regulacja tonów wysokich
17	VOL-/BASS	Ciszej lub regulacja tonów niskich
18	XTALO	Wyjście generatora kwarcowego
19	XTALI	Wejście generatora kwarcowego
20	VDD1	Zasilanie
21	VDD2	Zasilanie
22	DBYP	Omijanie VDO
23	ROUT	Wyjście kanału prawego
24	LOUT	Wyjście kanału lewego

Uwaga:

Nóżki 6, 7, 10, 11 nie używane, 10 i 11 podłączyć do masy.



Rys. 8.2.3. Schemat blokowy układów Si4831 i 4835



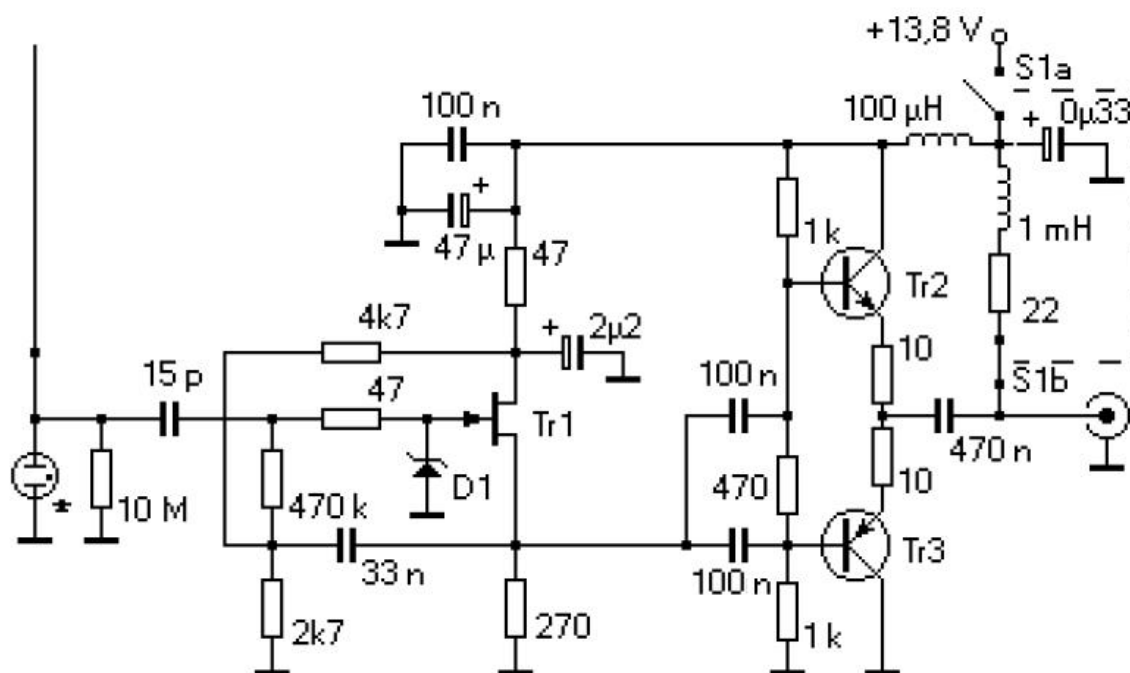
Rys. 8.2.4. Podstawowy układ odbiornika na fale Śr., KF i UKF na Si4831 i 4835

9. Anteny aktywne

Anteny aktywne są antenami o małych rozmiarach posiadającymi stopień dopasowujący ich wysoką impedancję wyjściową do niskiej impedancji obciążenia i ewentualnie także wzmacniacz o wzmocnieniu kompensującym straty w kablu antenowym, jeżeli ma on większą długość i mniejszą skuteczność anteny. Pionowa antena prętowa lub drutowa ma względem ziemi pojemność około 6 – 7 pF/m, dla fal krótkich i niższych częstotliwości ma ona więc stosunkowo wysoką impedancję, przy której obciążenie niską impedancją wejściową odbiornika powodowałyby praktycznie zwarcie wyjścia. Dlatego też najważniejszym stopniem anten aktywnych jest układ dopasowujący impedancje – wtórnik emiterowy lub źródłowy.

9.1. Antena aktywna DL8KDL

Pokrywająca zakres 10 kHz – 50 MHz antena aktywna DL8KDL jest oparta na konstrukcji DB1NV opublikowanej w kwartalniku *UKW Berichte* 1/1992.

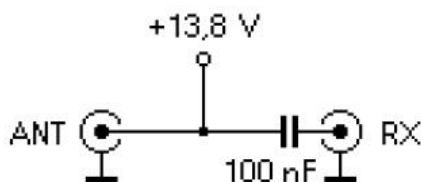


Rys. 9.1.1. Schemat ideowy anteny aktywnej DL8KDL

Pierwszym stopniem anteny jest wtórnik źródłowy na złączowym tranzystorze polowym Tr1 typu BF247A, BF246 lub jego odpowiednikach. Punkt pracy został dobrany tak, aby przez tranzystor płynął prąd około 20 mA. Tranzystory Tr2 i Tr3 w drugim stopniu wzmacnienia pracują w układzie przeciwnym jako wtórnik emiterowy. Ich prąd spoczynkowy wynosi 30 – 50 mA. Można tu zastosować dowolne tranzystory krzemowe npn i pnp o częstotliwościach granicznych około lub powyżej 400 MHz i mocy strat około 1 W, np. BF199, BF224, BF311, BF373, BF597 (npn) i BF324, BF414, BF505, BF914, BF936, BF939 (pnp).

Ładunki statyczne mogące gromadzić się w antenie są odprowadzane do masy przez opornik 10 MΩ, a ładunki indukowane w wyniku bliskich wyładowań burzowych – przez odgromnik, neonówkę dowolnego typu. Dioda Schottkiego D1 – BAR28, HSS100, HSS102 lub podobna – zabezpiecza tranzystor przed uszkodzeniem przez gromadzące się ładunki ujemne. Wzmacniacz może być zasilany bezpośrednio z zasilacza albo napięciem doprowadzonym przez koncentryczny kabel antenowy. Przełącznik S1 (a, b) służy do wyboru rodzaju zasilania. Jeżeli układ ma być zasilany wyłącznie zdalnie można pominąć dławik 1 mH i opornik 22 Ω. W układzie zastosowano fabryczne dławiki o podanych indukcyjnościach.

Na rysunku 9.1.2 przedstawiony jest schemat zwrotnicy do zdalnego zasilania. Jest ona połączona z jednej strony z odbiornikiem, a z drugiej ze stabilizowanym zasilaczem 12 – 13,8 V.



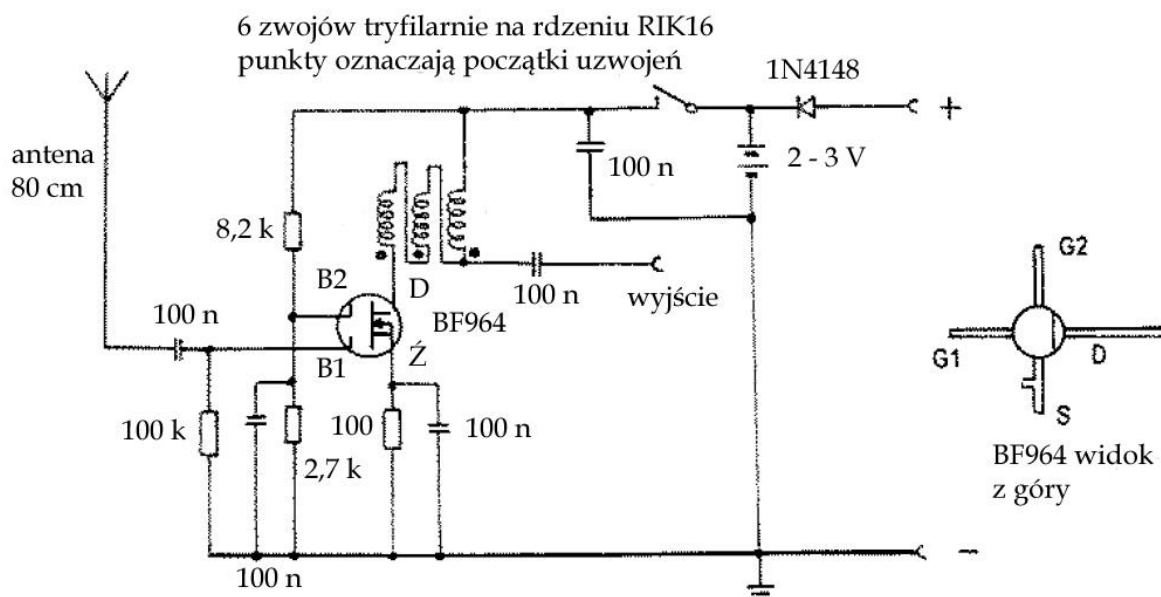
Rys. 9.1.2. Zwrotnica do zdalnego zasilania anteny. Pomiędzy przewód antenowy i zasilacz należy włączyć albo opornik o małej wartości albo dławik 1 mH, albo też szeregowe połączenie obydwu jak po stronie anteny aktywnej

Układ anteny można zmontować metodą wysepkową na płytce z jednostronnego laminatu, na której zostały wyfrezowane wysepki i punkty lutownicze. Można zastosować w nim elementy przewlekane lub przeznaczone do montażu powierzchniowego. Całość najlepiej zamknąć w metalowej obudowie ekranującej i w przypadku montażu na zewnątrz umieścić ją w wodoszczelnej puszcze plastikowej (np. puszce rozdzielczej od instalacji elektrycznych).

Jako antena może służyć umieszczony pionowo lub poziomo pręt metalowy albo odcinek przewodu o długości około 1 – 2 m. Jego długość nie jest krytyczna.

9.2. Mała antena aktywna DJ1UGA

Antena o wymiarach 5 x 5 cm zasilana niskim napięciem 2 – 3 V jest przeznaczona dla odbiorników przenośnych takich jak Sangean ATS 909, Sony 7600GR, modele firmy Tecsun i do odbiorników własnej konstrukcji. Pierwsze dwa z wymienionych posiadają gniazdka zapadkowe 3,5 mm, dla innych typów należy ewentualnie dobrać pasującą wtyczkę wyjściową. W odbiornikach nie posiadających gniazdka antenowego należy przewód połączony z wyjściem anteny aktywnej podłączyć do anteny teleskopowej.

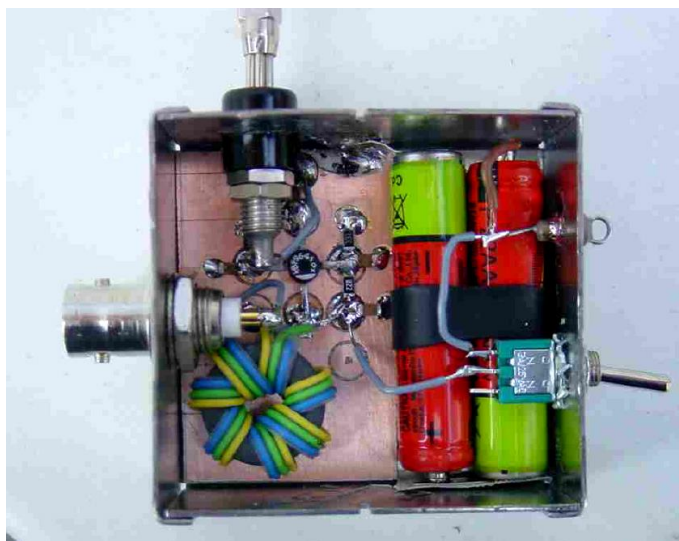


Rys. 9.2.1. Antena aktywna DJ1UGA

W układzie pracuje dwubramkowy tranzystor połowy typu BF964 lub podobny. Opornik 100 Ω w źródle tranzystora zwiększa odporność układu na modulację skrośną. Przy antenach dłuższych należy pominąć bocznikujący go dla w.c.z. kondensator 100 nF, przy korzystaniu wyłącznie z anten o długości

do 1 m można go pozostawić w układzie. Przy braku kondensatora bocznikującego opornik w źródle zapewnia ujemne sprzężenie zwrotne zarówno dla zasilania jak i dla w.cz., w układzie z kondensatorem nie występuje sprzężenie zwrotne dla odbieranych sygnałów. Daje to wzrost wzmacnienia o około 3 dB przy nieco obniżonej odporności na modulację skrośną (ale przy antenach krótkich nie jest to krytyczne).

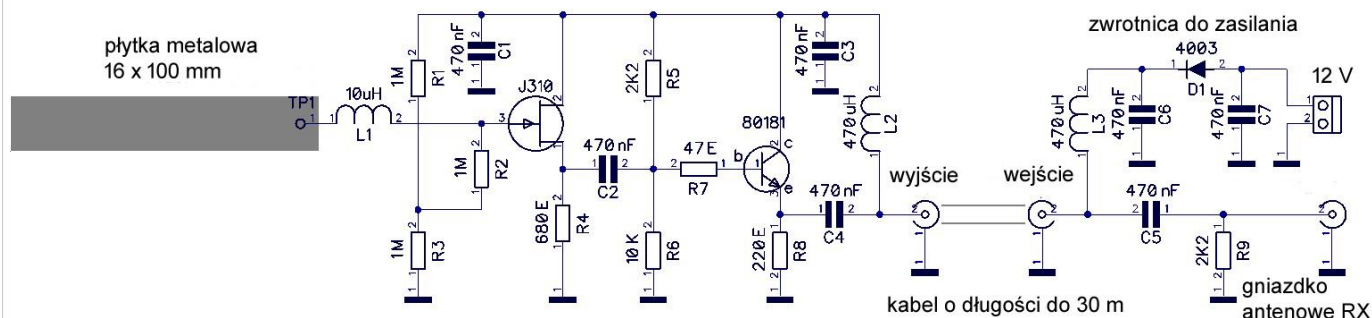
Punkt pracy jest dobierany za pomocą dzielnika oporowego w obwodzie drugiej bramki i opornika w źródle. Podane na schemacie wartości są dobrane dla zasilania napięciem 2,5 – 3 V. Transformator wyjściowy jest w zasadzie nawiniętą tryfilarnie (trzema skręconymi przewodami) 6-zwojową cewką z odczepami i ma przekładnię 1:3. Wzmacnienie napięciowe przy obciążeniu stopnia opornością 50Ω wynosi w przybliżeniu 6 dB. Do zasilania anteny można użyć dwóch akumulatorek. Dioda 1N4148 (lub dowolna podobna) zabezpiecza wzmacniacz przed podaniem napięcia o odwrotnej polaryzacji. Transformator jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym RIK16 o średnicy 16 mm wykonanym z materiału Ferroxcube N27. Zamiast niego można zastosować pierścieniowy rdzeń ferrytowy dowolnego typu ale o zbliżonych parametrach. Uzwojenie jest nawinięte skręconym cienkimi przewodami w izolacji, ale mogą być to trzy przewody o długości około 50 cm oddzielone od 10-żyłowego kabla płaskiego (w tym przypadku nie trzeba ich skręcać ze sobą).



Fot. 9.2.2. Zmontowana antena w obudowie metalowej. U góry znajduje się gniazdko dla pręta antenowego a z boku wyjście do odbiornika

9.3. Antena „Mini Whip”

Aktywna antena „Mini Whip” PA0RDT i wzorowane na niej rozwiązania są dostosowane do anten o znacznie mniejszych rozmiarach. Mogą być to blachy metalowe albo płytki z laminatu o bokach kilku cm.



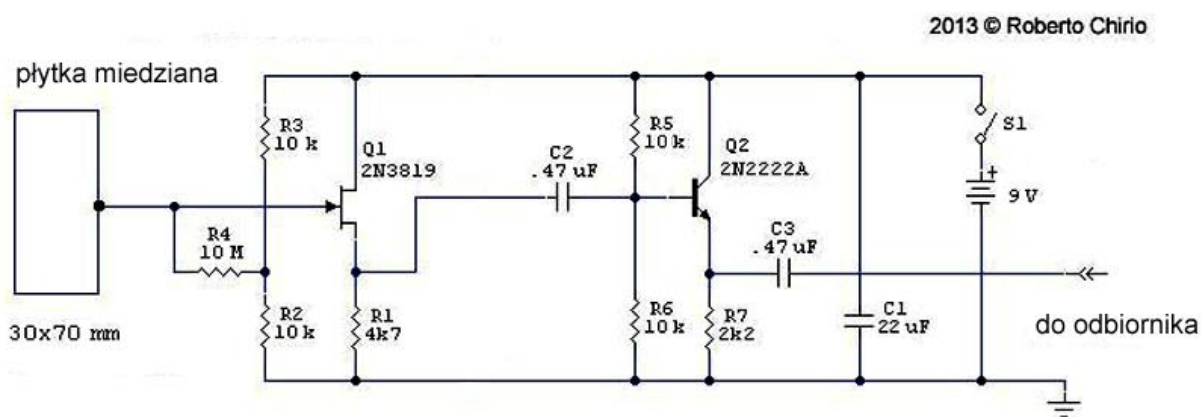
Rys. 9.3.1 Antena aktywna PA0RDT

Antena z rysunku 9.3.1 pokrywa zakres 10 kHz – 30 MHz, przy napięciu zasilania 12 – 13,8 V pobiera prąd 60 mA i jej punkt przecięcia 3 rzędu IP3 wynosi +30 dBm. Maksymalna moc wyjściowa przekracza -10 dBm. Zamiast J310 można użyć BF245, a zamiast 80181 – BF494.

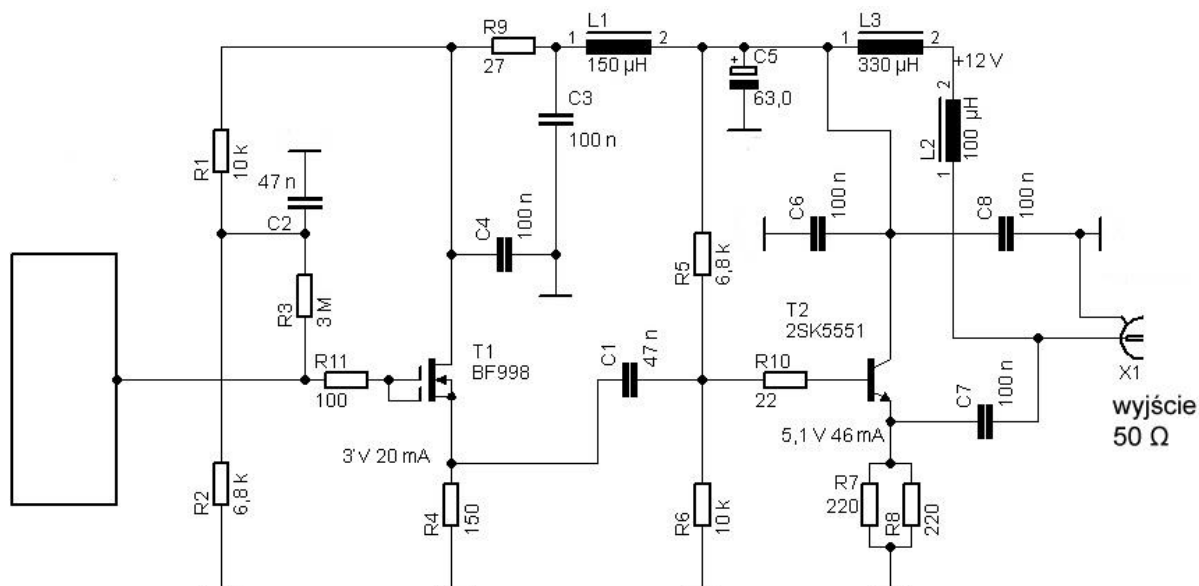
Tabela 9.3.1

Wykaz elementów anteny z rysunku 9.3.1

Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R2, R3	1 M Ω	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7	470 nF
R4	680 Ω	L1	10 μ H
R5, R9	2,2 k Ω	L2, L3	470 μ H
R6	10 k Ω	T1	J310
R7	47 Ω	T2	80181
R8	220 Ω	D1	4003



Rys. 9.3.2. Antena Roberto Chirio



Rys. 9.3.3. Schemat ideowy anteny wzorowanej na „Mini Whipie”, zamiast BF998 można zastosować BF961 lub odpowiedniki

We wzorowanej na niej antenie konstrukcji DL4ZAO dodano przełącznik odłączający antenę w przypadku burzy a użyty w oryginalu tranzystor 2N5109 został zastąpiony przez BFG591. Montowany powierzchniowo tranzystor BFG591 można zastąpić przez zbliżony tym w obudowie klasycznej przewlekanej. Przełącznik X1 zwiera wejście pierwszego stopnia do masy przy braku zasilania. Opornik R9

na wyjściu poprawia dopasowanie do kabla współosiowego. Jako antenę zastosowano płytkę z laminatu o wymiarach 40 x 45 mm. Może być to część płytki, na której zamontowany jest układ.

Pierwszy stopień pracuje w układzie wtórnika źródłowego na tranzystorze polowym J310, a po nim następuje wtórnik emiterowy na tranzystorze złączowym dopasowujący antenę do oporności 50 Ω.

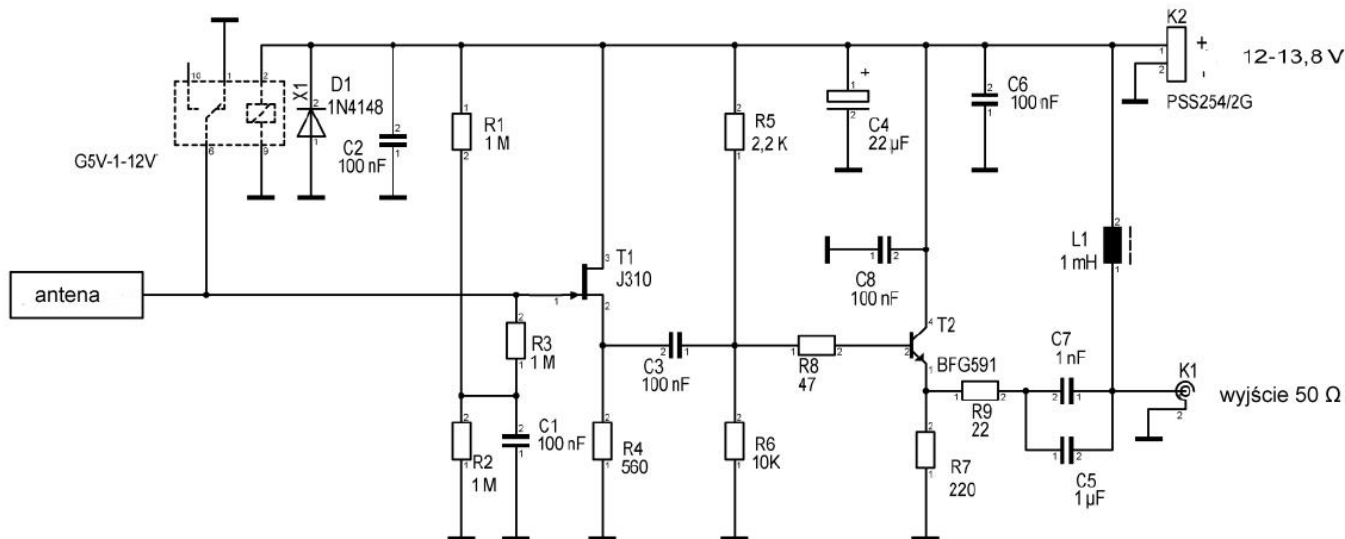
Wzmacniacz anteny może być zasilany zdalnie przez kabel antenowy albo lokalnie napięciem stabilizowanym 12 – 14 V albo z baterii lub akumulatora. Dławik L1 jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym z materiału 73 lub Siemensa N30 i zawiera 3+7+3 zwoje. Podział uzwojenia na sekcje daje zmniejszenie pojemności międzyzwojowej. Przy bezpośrednim zasilaniu należy pominąć dławik L1.

Dławik szerokopasmowy można wykonać w podany wyżej sposób. Opornik R1 tłumi ewentualne rezonanse wewnętrzne. Dławik L2 tłumi szerokopasmowo wyższe częstotliwości. Zalecane jest użycie dławików o małej pojemności nawiniętych na rdzeniu ferrytowym. Dioda Schottkiego D1 zabezpiecza przed odwrotnym włączeniem źródła zasilania.

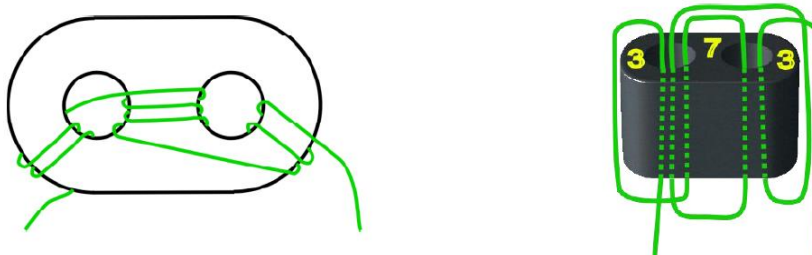
Tabela 9.3.2

Wykaz elementów anteny z rysunku 9.3.3

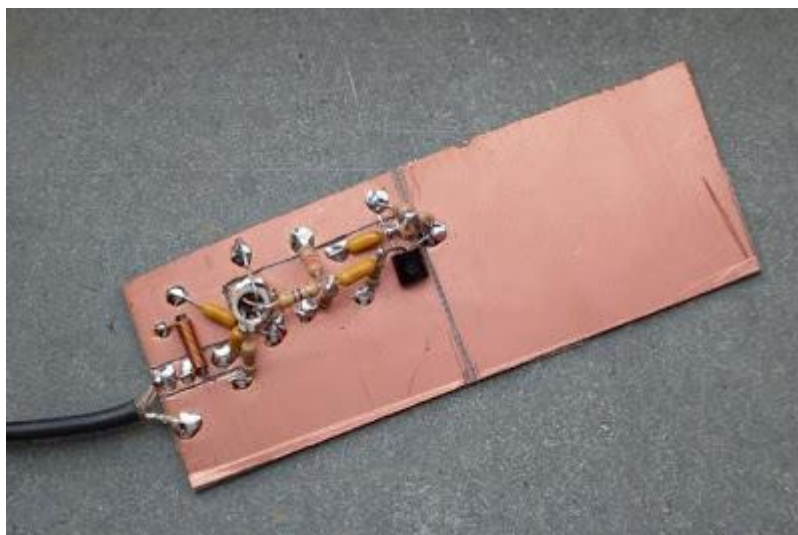
Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R6	10 kΩ	C1, C2	47 nF
R2, R5	6,8 kΩ	C3, C4, C6, C7, C8	100 nF
R3	3 MΩ	C5	63 μF
R4	150 Ω	T1	BF998
R7, R8	220 Ω	T2	2SK5551
R9	27 Ω	L1	150 μH
R10	22 Ω	L2	100 μH
R11	100 Ω	L3	330 μH



Rys. 9.3.4. Antena DL4ZAO

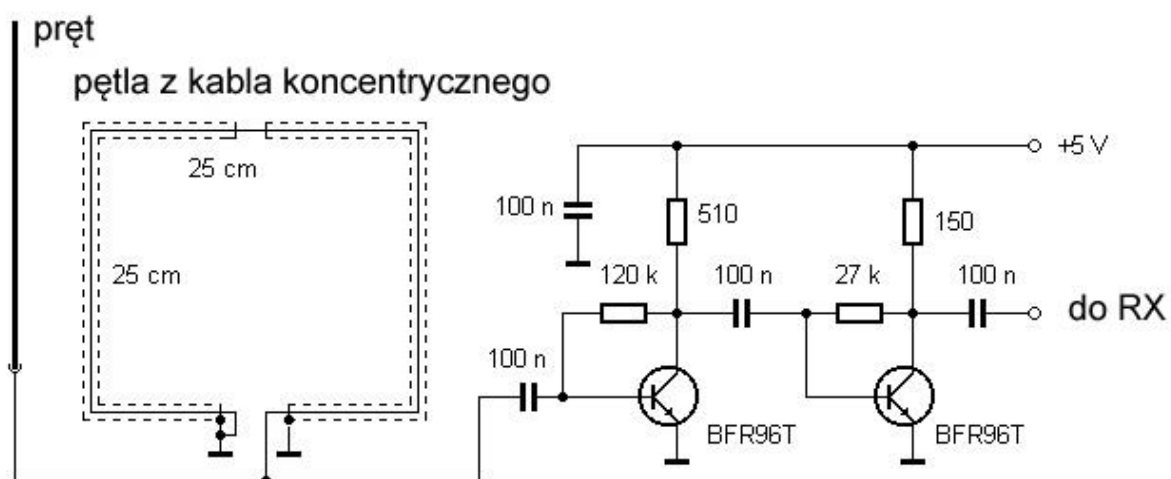


Rys. 9.3.5. Sposób wykonania dławika



Fot. 9.3.7. Przykład wykonania anteny metodą wysepkową

9.4. Antena aktywna z pętlą



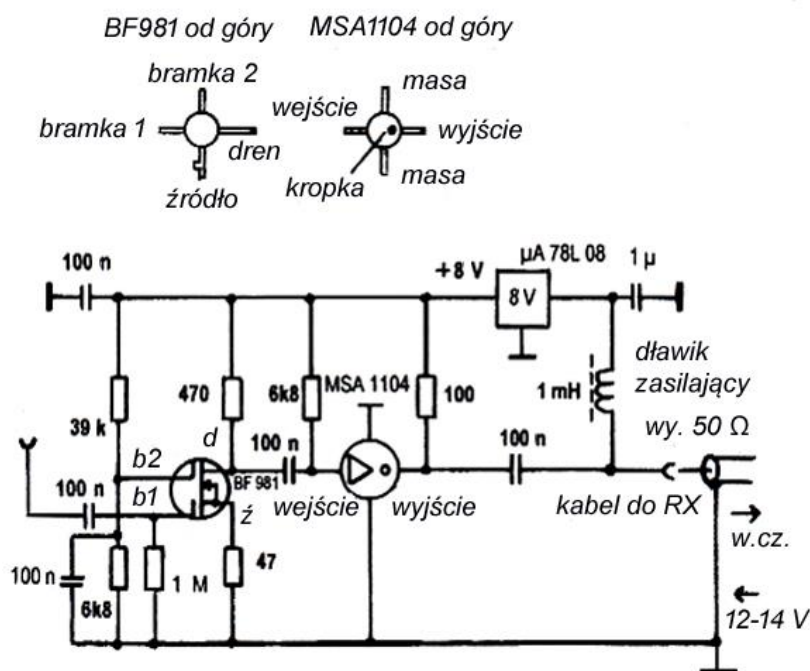
Rys. 9.4.1. Antena z pętlą z kabla współosiowego

Pętla anteny jest wykonana z metrowego odcinka kabla współosiowego dowolnego typu, np. RG58. Ekran musi być przerwany na długości około 1 cm po przeciwnej stronie do wejścia gdyż w odwrotnym wypadku ekranowałby przewód środkowy.

9.5. Antena aktywna ze wzmacniaczem MMIC

Tabela 9.5.1
Wykaz elementów anteny z MMIC

Element	Wartość	Element	Wartość
1 x	1 MΩ	3 x	100 nF
1 x	39 kΩ	1 x	BF981
1 x	470 Ω	1 x	MSA1104
1 x	47 Ω	1 x	78L08
2 x	6,8 kΩ	1 x	1 mH, dławik
1 x	100 Ω		

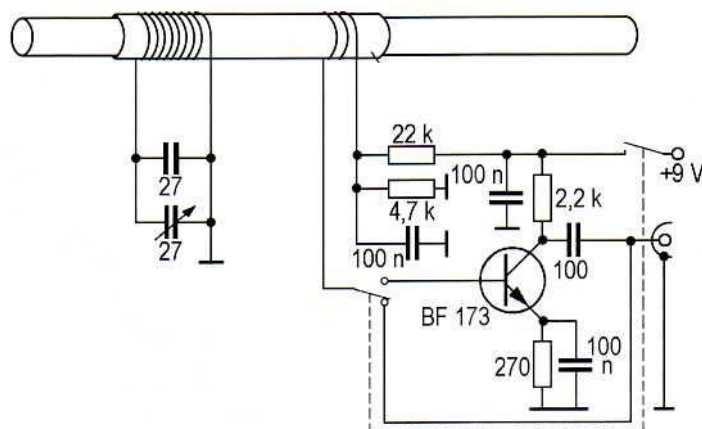


Rys. 9.5.1. Schemat ideowy

W pierwszym stopniu wzmacniacza pracuje tranzystor dwubramkowy BF981 lub podobny zapewniający wysoką impedancję wejściową dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu na oporniku w źródle, a w drugim scalony wzmacniacz mikrofalowy MMIC typu MSA1104 (MAV11). Jego oporność wyjściowa 50 Ω zapewnia dopasowanie do linii zasilającej i wejścia odbiorników. Całkowite wzmocnienie wynosi około 8 dB. Zasadniczo powinno ono kompensować straty w linii zasilającej. Jako antena wystarczy zwykła antena teleskopowa albo pręt metalowy o zbliżonej długości. Wzmacniacz z rysunku 9.5.1 pracuje w paśmie 20 kHz – 600 MHz.

Układ najlepiej jest zmontować na płytce z laminatu z wyfrezowanymi (np. przy użyciu wiertła do drewna) wysepkami.

9.6. Aktywna antena ferrytowa na pasmo 80 m



Rys. 9.6.1. Aktywna antena ferrytowa

Cewki anteny są nawinięte na rurce (tulejce) papierowej przewodem DNE 0,3 mm. Cewka obwodu strojonego składa się z 20 zwojów, a cewka sprzęgająca z 3 zwojów. Po wyłączeniu zasilania antena jest podłączona bezpośrednio do wejścia odbiornika. Układ pochodzi z numeru specjalnego CQDL

„Welt der Schaltungen”. Na dolne pasma krótkofalowe najlepiej zastosować pręty z ferrytu zawierającego cynk i charakteryzującego się niższymi stratami w tym zakresie. Pręty te mają kolor szary, a nie czarny jak anteny dla fal długich i średnich.

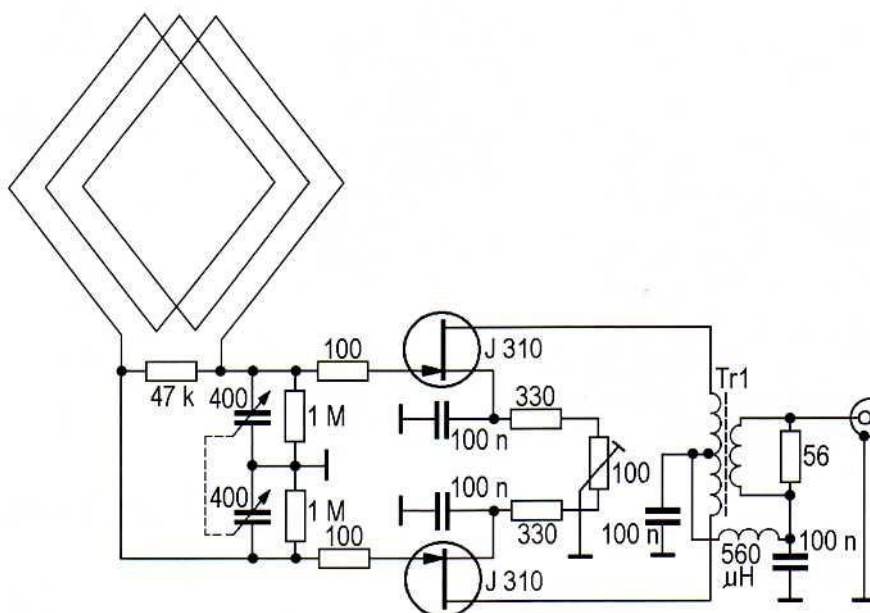
Tabela 9.6.1
Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
1 x	270 Ω	1 x	27 pF, strojeniowy
1 x	2,2 k Ω	1 x	27 pF
1 x	4,7 k Ω	1 x	100 pF
1 x	22 k Ω	3 x	100 nF
1 x	BF173		

9.7. Aktywna antena ramowa na pasmo 160 m

Antena ramowa zawiera 5 zwojów dowolnego przewodu (emaliowanego lub w izolacji plastikowej) nawiniętego na krzyżaku o przekątnej 1200 mm (bok anteny ma długość 850 mm). Do dostrajania obwodu można użyć dowolnego kondensatora zmiennego od odbiorników radiowych, pod warunkiem że obie sekcje mają taką samą pojemność. Końce przewodu są połączone ze statorami kondensatora. Opornik 47 k Ω włączony równolegle do zacisków anteny obniża dobroć obwodu i dzięki temu ułatwia strojenie anteny. Układ anteny jest symetryczny względem ziemi, jest więc ona mniej wrażliwa na składowe elektryczne sygnałów i odbiera jedynie składowe magnetyczne. Część elektroniczna anteny zawiera symetryczny wtórnik źródłowy, pracujący na tranzystorach J310, BF245 lub podobnych, zasilany przez kabel antenowy. Dla poprawienia symetrii warto dobrać tranzystory o możliwie identycznych prądach drenu przy zerowym napięciu na bramce. Układ może być skonstruowany w dowolny sposób – wysepkowo, na płycie drukowanej, uniwersalnej lub w powietrzu.

Transformator wyjściowy można nawinąć na rdzeniu kubkowym o średnicy 14 mm (A_L ok. 1,5 $\mu\text{N}/\text{zwoj}$) albo na rdzeniu pierścieniowym FT50-43. W tym drugim przypadku uzwojenie pierwotne posiada 2 x 18 zwojów, a wtórne 5 zwojów. Zasadniczo można użyć dowolnego rdzenia pod warunkiem, że indukcyjność uzwojenia pierwotnego będzie leżeć w zakresie 500 μH – 5 mH i zachowania podanej przekładni. Indukcyjność dławika w obwodzie zasilania nie jest krytyczna, można go również pominąć. Antena opracowana przez VK5OQ została najpierw opublikowana w „Amateur Radio”, a następnie w niemieckim tłumaczeniu w CQDL „Welt der Schaltungen”.



Rys. 9.7.1

Tabela 9.7.1
Wykaz elementów

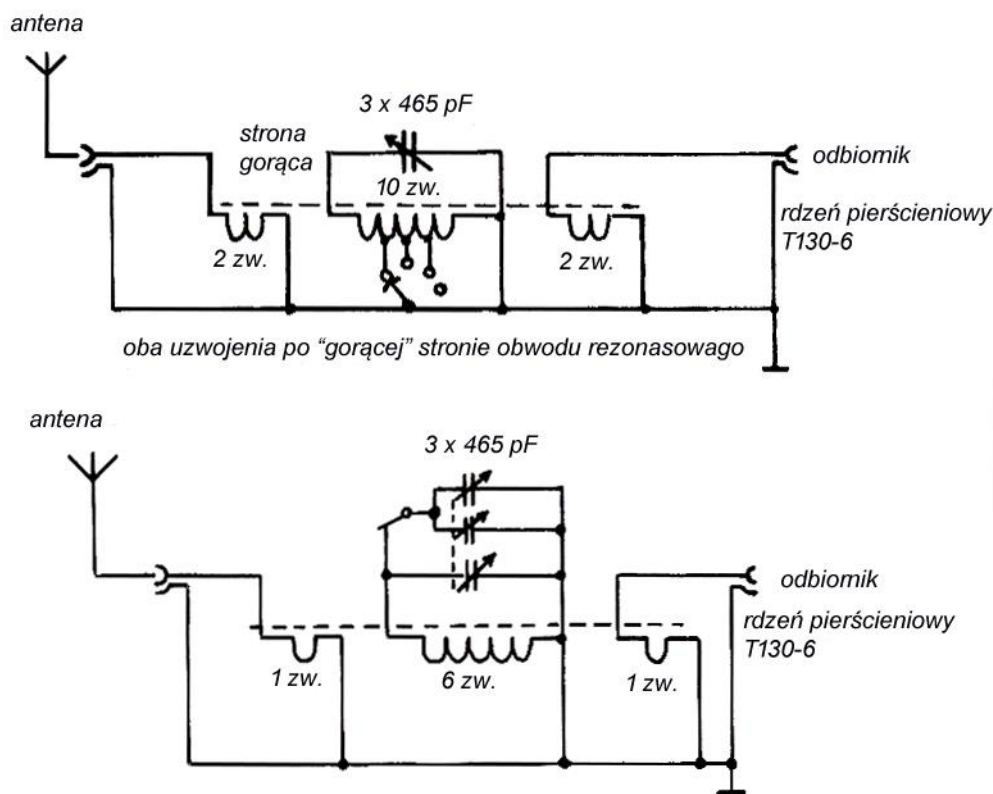
Element	Wartość	Element	Wartość
2 x	1 M Ω	1 x	Dwusekowy, 400 pF
1 x	47 k Ω	4 x	100 nF
2 x	100 Ω	1 x	560 μ H
2 x	330 Ω	2 x	J310
1 x	100 Ω , pot. montażowy		
1 x	56 Ω		

10. Układy dodatkowe

10.1. Preselektory

Preselektor jest dodatkowym filtrem, obwodem rezonansowym włączanym na wejściu odbiornika. Selektywność filtru powoduje zawężenie widma częstotliwości docierającego do odbiornika i usunięcie części sygnałów, które mogłyby zakłócić odbiór pożądaných stacji albo spowodować przesterowanie odbiornika i powstanie dodatkowych zakłóceń w wyniku modulacji skrośnej. Dla odbiorników przeznaczonych do odbioru jednego wybranego wąskiego wycinka pasma jako preselektora można użyć filtra kwarcowego albo ceramicznego, a dla używanych do odbioru wielu szerszych zakresów konieczne są obwody przestrajane. Najczęściej są to równoległe obwody rezonansowe, ale istnieją także rozwiązania z obwodami szeregowymi. Dla zapewnienia dostatecznie dużej dobroci obwodu, a przez to selektywności konieczne jest aby obwody te były luźno sprzężone z anteną i odbiornikiem.

Oprócz preselektorów stosowane są także eliminatory. Są to najczęściej szeregowo obwody rezonansowe zawierające do masy sygnały silnych przeszkadzających stacji, chociaż możliwe jest też zastosowanie obwodów równoległych włączonych w szereg z wejściem odbiornika. Obecnie eliminatory są rzadko stosowane, ale w okresie przed drugą wojną światową, kiedy w użyciu było stosunkowo dużo odbiorników detektorowych albo prostych odbiorników reakcyjnych o niskiej selektywności – posiadających przeważnie tylko pojedynczy obwód rezonansowy na wejściu – minimalizowały one zakłócenia pochodzące od silnych, najczęściej bliskich stacji pozwalając na czysty odbiór innych. Na falach krótkich eliminatory były stosowane dla usunięcia odbioru lustrzanego w odbiornikach superheterodynowych.



Rys. 10.1.1. Preselektor z obwodem równoległym

W przedstawionym na rys.10.1.1 układzie preselektora cewka obwodu rezonansowego i cewki sprzęgające są nawinięte na rdzeniu pierścieniowym T130-6. Przestrajanie w szerszym zakresie częstotliwości można osiągnąć przez przełączanie odczepów cewki albo pojemności kondensatora zmiennego.

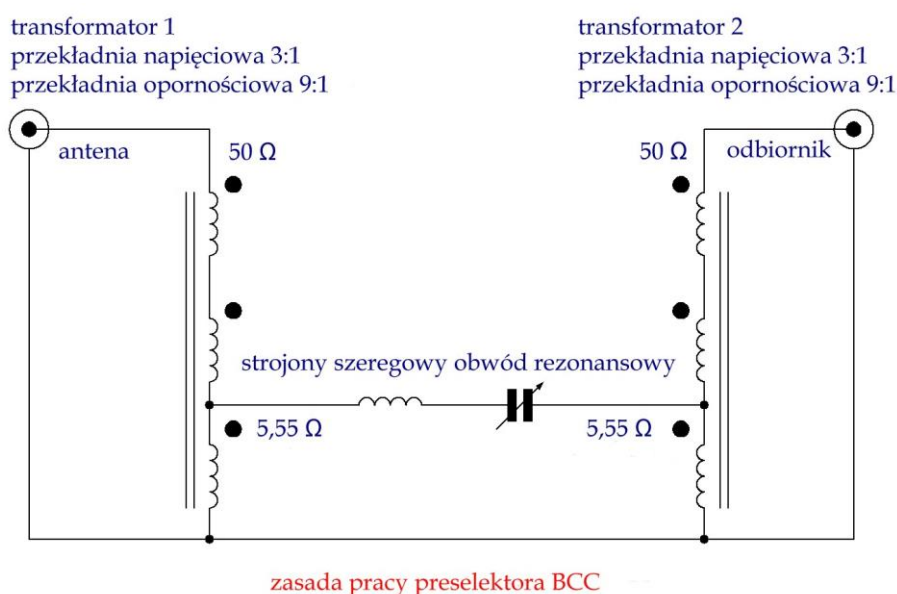
Przy pełnej długości cewki i pojemności $3 \times 465 \text{ pF}$ uzyskuje się zakres przestrajania 1,5 – 9 MHz.

Dla uzwojeń: 2 zwoje, 40 zwojów, 2 zwoje i pojemności $3 \times 465 \text{ pF}$ zakres przestrajania wynosi około 1,3 – 7,8 MHz, a przy uzwojeniach: 1 zwój, 6 zwojów, 1 zwój i tej samej pojemności – zakres 5 MHz.

Preselektory mają konstrukcje symetryczną – każde z uzwojeń sprzęgających może służyć do przyłączenia anteny albo odbiornika

Rzadziej spotykane jest rozwiązanie z obwodem szeregowym. Przedstawiona poniżej (rys. 10.1.2) konstrukcja została opracowana przez Bawarski Klub Miłośników Zawodów (BCC).

Zastosowanie możliwych do praktycznego przyjęcia wartości indukcyjności i pojemności w układzie szeregowym wymaga, aby filtr pracował w obwodzie o niskiej impedancji, dlatego też na wejściu i wyjściu zastosowano transformatory, a właściwie autotransformatory o przekładni oporowej 9:1 (napięciowej 3:1) transformujące typową dla obwodów antenowych oporność $50\ \Omega$ na $5,55\ \Omega$. Pomiedzy odczepami autotransformatorów włączony jest strojony obwód rezonansowy złożony z kondensatora strojeniowego i cewki. Dla pokrycia pełnego zakresu fal krótkich nie jest to pojedyncza cewka, a szeregowo połączenie kilku z nich. Poszczególne sekcje są zwierane za pomocą przełącznika zakresów. W praktycznie wykonanym układzie zarówno cewki obwodu rezonansowego jak i autotransformatory są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych firmy Amidon, a jako kondensator strojeniowy służy zwykły kondensator obrotowy od odbiornika radiowego.



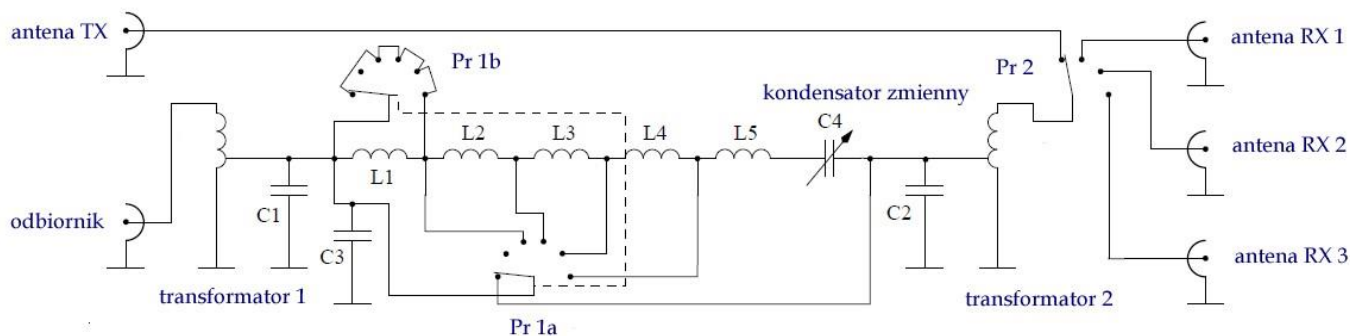
Rys. 10.1.2. Zasada pracy preselektora z obwodem szeregowym

Schemat ideowy filtra przedstawiono na rys. 10.1.3. Układ zawiera dwusekcyjny przełącznik zakresów. W pierwszej pozycji filtr jest bocznikowany, a wejście odbiornika jest bezpośrednio połączone z anteną. W pozycji drugiej w szereg z kondensatorem włączone są wszystkie indukcyjności, a więc filtr pokrywa najniższy zakres częstotliwości. W pozostałych pozycjach, dla kolejnych wyższych podzakresów zwierane są kolejne cewki. Dodatkowo jedna sekcja przełącznika zwiera cewkę L1 o największej indukcyjności dla uniknięcia ewentualnych rezonansów pasożytniczych. Spis części układu podano w tabeli 10.1.1 Cewki nawinięte są jednowarstwowo na podanych w niej rdzeniach proszkowych, tak aby zwoje były rozmieszczone równomiernie, a pomiędzy ich początkami i końcami pozostawała wolna część rdzenia o kącie około 30 stopni. Przewód powinien być mocno naciągnięty na rdzeniu. Każde przejście przewodu przez otwór rdzenia liczy się jako jeden zwoj, ale dla ułatwienia w tabeli podano także długości przewodu z uwzględnieniem końcówek po 2 cm z każdej strony.

Transformatory są nawinięte tryfilarnie na rdzeniach ferrytowych FT50-43 (czarnych), a sposób połączenia uzwojeń ilustruje rys. 10.1.4. Zwoje są ułożone równomiernie na całym obwodzie rdzeni. Kondensator zmienny C4 ma pojemność 15 – 200 pF.

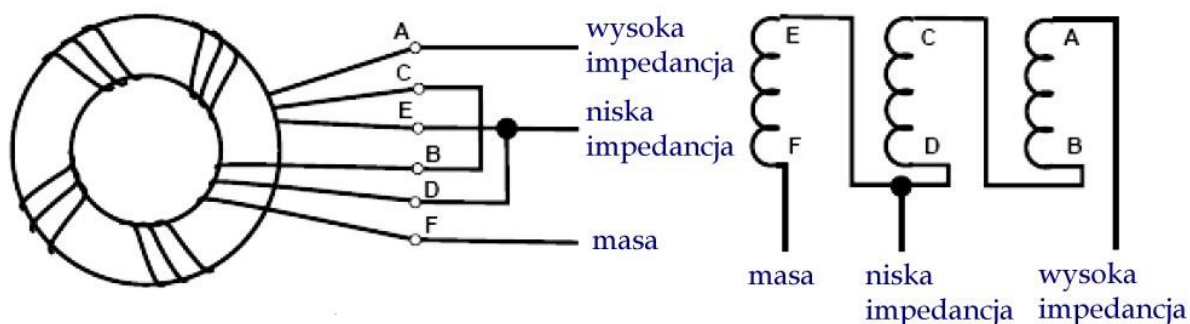
W celu sprawdzenia prawidłowości wykonania transformatorów po ich nawinięciu należy do wyprowadzeń E-F dołączyć opornik bezindukcyjny $5,6\ \Omega$ i za pomocą miernika WFS albo analizatora antenowego zmierzyć współczynnik fali stojącej na częstotliwości 7 MHz. Źródło sygnału i miernik są połączone do wyprowadzeń A-F. Wartość WFS nie przekraczająca 1,5 wskazuje, że transformator jest wykonany prawidłowo. Kondensatory stałe C1, C2 i C3 służą do kompensacji charakterystyki częstotli-

wościowej transformatorów. Zamiast własnoręcznie wykonanych transformatorów można użyć także transformatorów firmy *Minicircuits* typu T-622.



schemat ideowy preselektora 5-zakresowego z przełącznikiem anten odbiorczych

Rys. 10.1.3. Preselektor z obwodem szeregowym



Rys. 10.1.4. Sposób nawinięcia transformatorów

Tabela 10.1.1. Spis części

Element	Rdzeń	Liczba zwojów	Indukcyjność [μH]	Średnica przewodu	Długość potrzebnego przewodu
L1	T80-2 (czerwony)	67	20	0,35 mm	1470 mm
L2	T80-2 (czerwony)	45	13	0,5 mm	1010 mm
L3	T68-6 (żółty)	21	2,1	0,63 mm	480 mm
L4	T68-6 (żółty)	14	1,3	0,63 mm	340 mm
L5	T68-6 (żółty)	17	1,5	0,63 mm	400 mm
Tr 1, Tr 2	FT50-43 (czarny)	3 x 4		0,63	140 mm
Pr 1	obrotowy przełącznik zakresów, dwusekcyjny 2 x 6 kontaktów				
Pr 2	obrotowy przełącznik anten, jednosekcyjny 1 x 4 kontakty				
C1, C2	470 pF, ceramiczny				
C3	330 pF, ceramiczny				
C4	200 pF, obrotowy, foliowy				

W rozwiązaniu oryginalnym przewidziano możliwość wyboru trzech anten odbiorczych i anteny nadawczej. Zależnie od konkretnych potrzeb i sytuacji można zrezygnować z przełączania całkowicie (gniazdo anteny połączyć bezpośrednio z wyprowadzeniem transformatora) lub ograniczyć liczbę gniazd antenowych. Również w zależności od potrzeb można ograniczyć liczbę przełączanych zakresów – poprzestając przykładowo na pasmach 40 i 80 m.

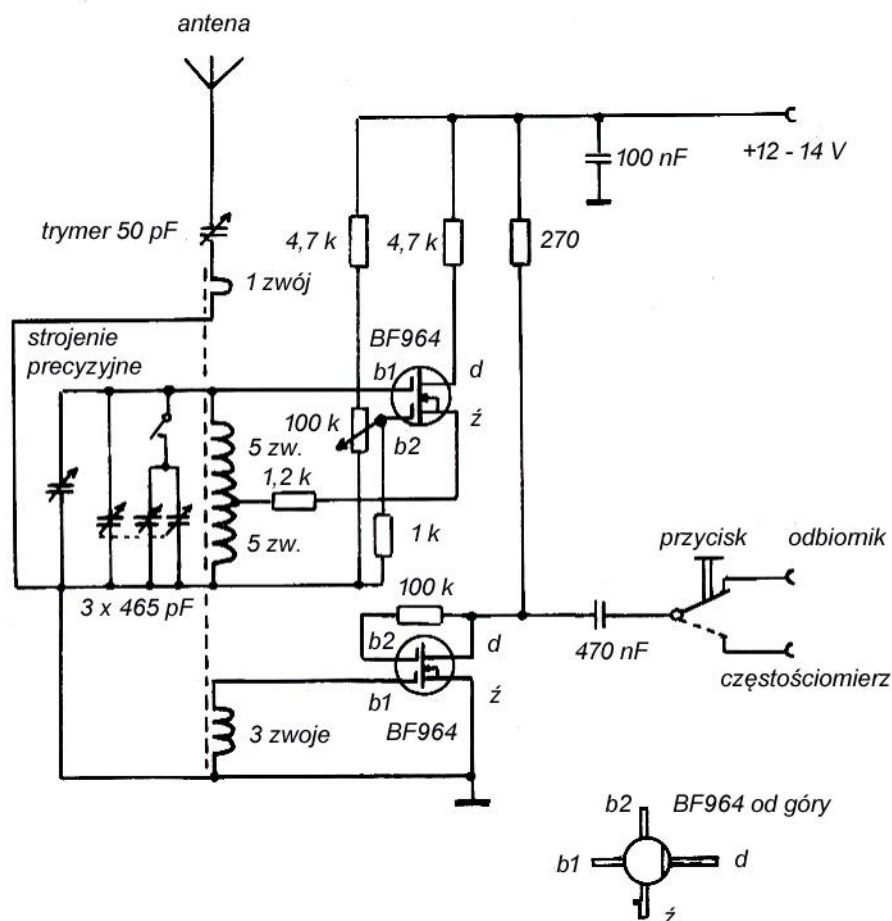
W wykonaniu przedstawionym na schemacie preselektor obejmuje pięć podzakresów: 1,6 – 4,5 MHz, 2,7 – 8 MHz, 5 – 17 MHz, 7 – 25 MHz i 8,5 – 34 MHz. Jak wynika z tego zestawienia niektóre pasma amatorskie znajdują się w obrębie dwóch podzakresów. Tłumienie w wyższym z nich jest wprawdzie trochę mniejsze, ale różnice mogą być w praktyce niezauważalne. Mniejszą szerokość pasma czyli większą selektywność osiąga się natomiast w niższym z wchodzących w grę podzakresów.

Preselektor z rysunku 10.1.5 pracuje w zakresie 3 – 30 MHz zawiera wzmacniacz w.cz. ze sprzężeniem zwrotnym (reakcją) odłumiający obwód selektywny. Wzmacniacz pracuje więc jako mnożnik dobroci w układzie Hartleya (trzy punktowy). Zastosowano w nim tranzystor dwubramkowy BF964. Regulacji sprzężenia zwrotnego (dobroci) dokonuje się, w typowy sposób, przez zmianę napięcia na drugiej bramce tranzystora – czyli wzmocnienia stopnia.

Z obwodem selektywnym luźno sprzężone są antena za pośrednictwem uzwojenia 1-zwojowego i kondensatora dostrojczego 50 pF oraz za pośrednictwem uzwojenia 3-zwojowego wzmacniacz wyjściowy pracujący również na tranzystorze BF964.

Po doprowadzeniu układu do wzbudzenia i podłączeniu częstotliwościomierza można sprawdzić częstotliwość dostrojenia preselektora. W normalnym trybie pracy obwód powinien pracować bez wzbudzenia, ale możliwie blisko progu dla uzyskania większej selektywności. Pewną poprawę selektywności można też osiągnąć regulując stopień sprzężenia anteny za pomocą trymera w jej obwodzie. Po zmianie pojemności trymera można też lekko skorygować sprzężenie zwrotne. Preselektor ze sprzężeniem zwrotnym daje wyraźnie lepsze wyniki aniżeli zwykły jednoobwodowy, zwłaszcza w wyższym zakresie na częstotliwościach 14 – 30 MHz.

Cewka obwodu rezonansowego i cewki sprzęgające są nawinięte przewodem DNE 1 mm na rdzeniu pierścieniowym T130-6. Preselektor można wykonać metodą wysepkową na płycie z laminatu z wyfrezowanymi wysepkami.



Rys. 10.1.5. Preselektor ze sprzężeniem zwrotnym

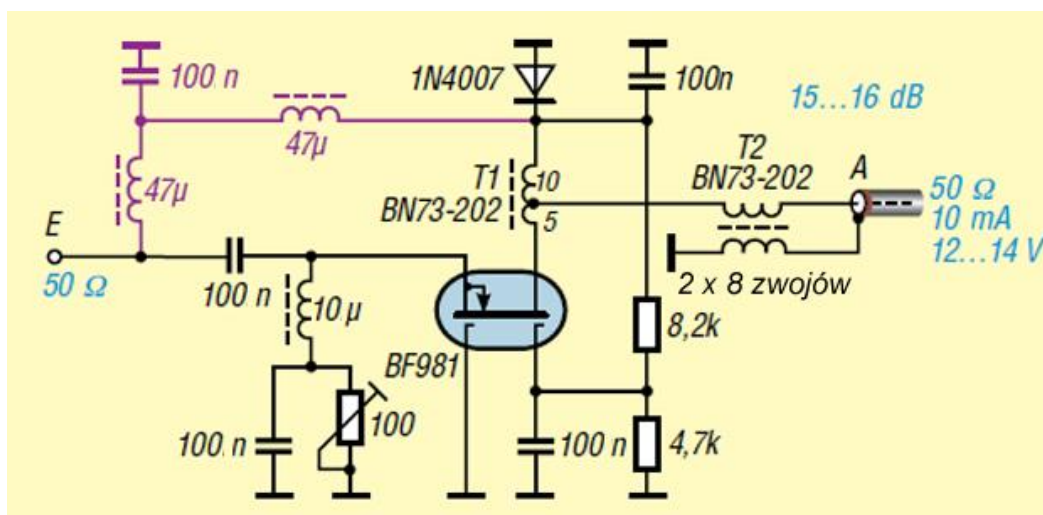
Tabela 10.3.1

Wykaz elementów konwertera

Element	Wartość	Element	Wartość
C1	33 pF, ceramiczny	R1, 2	47 k Ω
C2	180 pF	R3	100 k Ω
C3	100 pF	R4	220 Ω
C4, 17, 18, 19, 20	100 nF	R5, 6	51 Ω
C5	1 nF	R7	22 k Ω
C6	4,7 pF	R8	Zależnie od diody świec.
C7	1,5 pF	T1	BF981
C8	12 pF	D1	1N4148
C9	27 pF	IC1	Mieszacz IE500
C10, 12, 13, 14, 15	22 pF	IC2	Generator kwarc. 22 MHz
C11	56 pF	IC3	Stabilizator 78L05
C16	10 nF	Gniazdka 1, 2, 3	Koncentryczne 50 Ω
L1, 2, 3	0,3 μ H	LED	Dioda świecąca czerwona
L4, 5, 6	0,5 μ H		
L7, 8	Dławiki 10 μ H		

10.4. Niskoszumny wzmacniacz w.cz. na tranzystorze dwubramkowym

Wzmacniacz opracowany przez DK6ED (*Funkamateur* 11/2019) ma oporności wejściową i wyjściową równe 50 Ω i daje wzmocnienie co najmniej 12 dB przy niskim poziomie szumów i dobrej izolacji wejścia od wyjścia. We wzmacniaczach tego rodzaju często stosowane są układy ze wspólną bramką, gdyż zapewniają one niską impedancję wejściową i dobrą izolację wejścia od wyjścia. Przy użyciu tranzystora J310 można oczekiwać współczynnika szumów około 1,5 dB. Składają się nań szумы własne tranzystora rzędu 1 dB i straty w układzie około 0,5 dB. Rozwiązania takie charakteryzują się stosunkowo niskim wzmocnieniem 7 – 8 dB. Większe wzmocnienie dają układy kaskodowe. Silne ujemne sprzężenie zwrotne powoduje obniżenie ich impedancji wejściowej oraz zwiększenie odporności na przesterowania. Wymagany stopień izolacji wejścia od wyjścia zapewnia drugi stopień kaskody.



Rys. 10.4.1. Schemat ideowy wzmacniacza na tranzystorze dwubramkowym

Układ kaskody można zbudować przy użyciu dwóch pojedynczych tranzystorów albo wykorzystać tranzystor dwubramkowy z izolowanymi bramkami (MOSFET). Ponieważ obie bramki tranzystora są dostępne z zewnątrz możliwe jest jego wykorzystanie na inne sposoby. W układzie z rysunku 10.4.1 oba pojedyncze tranzystory scalonej kaskody pracują w układach ze wspólną bramką (dla unaocznienia

tego faktu tranzystor na schemacie jest obrócony o 90 stopni w porównaniu z typowym przedstawieniem na schematach.

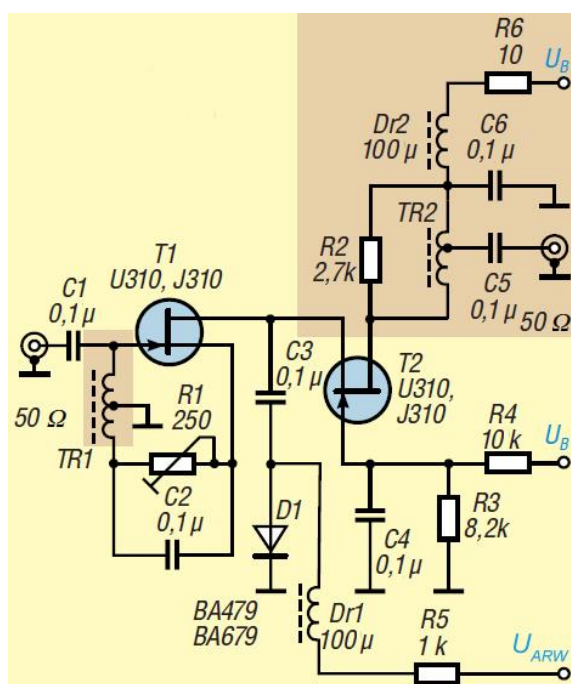
Sygnal wejściowy jest doprowadzony do źródła pierwszego tranzystora, a jego bramka jest uziemiona bezpośrednio. Druga bramka (drugiego tranzystora) jest uziemiona dla wielkiej częstotliwości i spolaryzowana napięciem stałym około 4 V. Sygnal wyjściowy jest pobierany z jego drenu. Niską impedancję wyjściową uzyskuje się dzięki transformatorowi T1.

Przy zdalnym zasilaniu przez kabel antenowy konieczne jest dodanie symetryzatora T2 dla wyeliminowania fali powierzchniowej w ekranie kabla. Dla doprowadzenia napięcia zasilania do wejścia (do zasilania ewentualnych dalszych stopni) należy dodać dwa dławiki narysowane kolorem fioletowym i kondensator blokujący do masy. Dioda zabezpiecza wzmacniacz przed odwrotnym podłączeniem napięcia zasilania. Pobór prądu powinien leżeć w granicach 10 – 20 mA. W egzemplarzu modelowym uzyskano wzmocnienie 15 – 16 dB, współczynnik szumów około 1,2 dB i izolację wejścia od wyjścia 60 dB.

Podwójny układ z uziemioną bramką zapewnił dobrą odporność na modulację skrośną i dużą szerokość pasma przy minimalnej liczbie elementów. W układzie modelowym zastosowano tranzystor BF998, ale można też użyć innych podobnych albo nowszych typów tranzystorów.

10.5. Wzmacniacz w.cz. z regulacją wzmocnienia

Kaskodowy wzmacniacz konstrukcji DC4KU (*Funkamateur* 7/2018) charakteryzuje się dużą odpornością na przesterowania i modulację skrośną, niskim poziomem szumów, dużym wzmocnieniem, dobrą liniowością i jest wyposażony w wejście do regulacji wzmocnienia. Układ może być użyty zarówno w torze pośredniej częstotliwości jak i na wejściu odbiorników. W przedstawionym wykonaniu pracuje on na częstotliwości 9 MHz (elementy zależne od częstotliwości są narysowane na ciemniejszym tle). We wzmacniaczu użyto dwóch złączowych tranzystorów polowych typu J310 (U310), ale można je zastąpić przez inny podobny typ. Wzmocnienie układu kaskody jest zależne od nachylenia charakterystyki pierwszego tranzystora (pracującego w układzie wspólnego źródła) i w przedstawionym układzie wynosi 12 – 15 dB w zależności od oporności obciążenia w drenie drugiego tranzystora. Przy oporności R1 równej 120 Ω prąd drenu wynosi 17 mA przy napięciu zasilania 12 – 15 V. Współczynnik szumów jest równy około 0,8 dB. Dla przedstawionych w tabeli rozwiązań transformatorów nawiniętych na rdzeniach pierścieniowych FT23-77 impedancje wejściowa i wyjściowa wynoszą 50 Ω , a zakres częstotliwości pracy 1 – 40 MHz.



Rys. 10.5.1. Schemat ideowy wzmacniacza kaskodowego

Do regulacji wzmacnienia służy układ złożony z diody PIN i kondensatora C3 włączonych między dren i źródło pierwszego tranzystora. Oporność diody BA479 zmienia się w granicach $2\text{ k}\Omega$ do kilku Ω w zależności od płynącego przez nią prądu ($0,01 - 50\text{ mA}$). Przy prądzie zerowym lub małym ($U_{ARW} = 0$) dioda ma wysoką oporność i nie wpływa na wzmacnienie. Dla $U_{ARW} = 10\text{ V}$ ($I = 10\text{ mA}$) jej oporność spada do około $5\ \Omega$ co wprowadza maksimum tłumienia. Zakres regulacji wzmacnienia wynosi 20 dB . Przy napięciu regulacji 0 V w zakresie $1 - 20\text{ MHz}$ $S_{21} = \sim 13\text{ dB}$ i dla napięcia 10 V spada do -7 dB .

Tabela 10.5.1.

Dane transformatorów

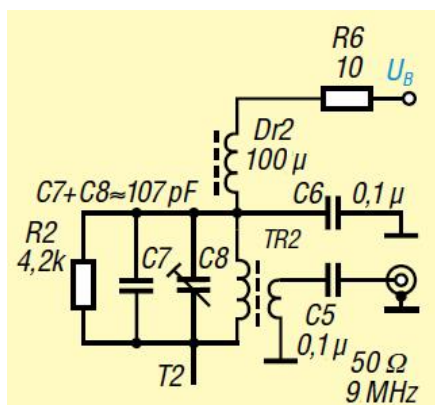
Wzmacniacz szerokopasmowy	
Tr1	FT23-77 ($A_L = 420\text{ nH}/\text{zw}^2$), 6 zwojów + 4 zwoje DNE 0,3
Tr2	FT23-77, 15 zwojów + 3 zwoje DNE 0,3
Wzmacniacz selektywny	
Tr1	FT37-72 lub FT37-77 ($A_L = 880\text{ nH}/\text{zw}^2$), 5 zwojów + 3 zwoje DNE 0,3
Tr2	T50-6 ($A_L = 4\text{ nH}/\text{zw}^2$), pierwotne: 27 zwojów DNE 0, wtórne 3 zwoje DNE 0,3

Tabela 10.5.2

Wykaz elementów wzmacniacza

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	$250\ \Omega$, pot. montażowy	C1, C2, C3, C4, C5, C6	$0,1\ \mu\text{F}$
R2	$2,7\ \text{k}\Omega$	T1, T2	J310, U310
R3	$8,2\ \text{k}\Omega$	D1	BA479, BA679
R4	$10\ \text{k}\Omega$	Dr1, Dr2	Dławiki $100\ \mu\text{H}$
R5	$1\ \text{k}\Omega$		
R6	$10\ \Omega$		

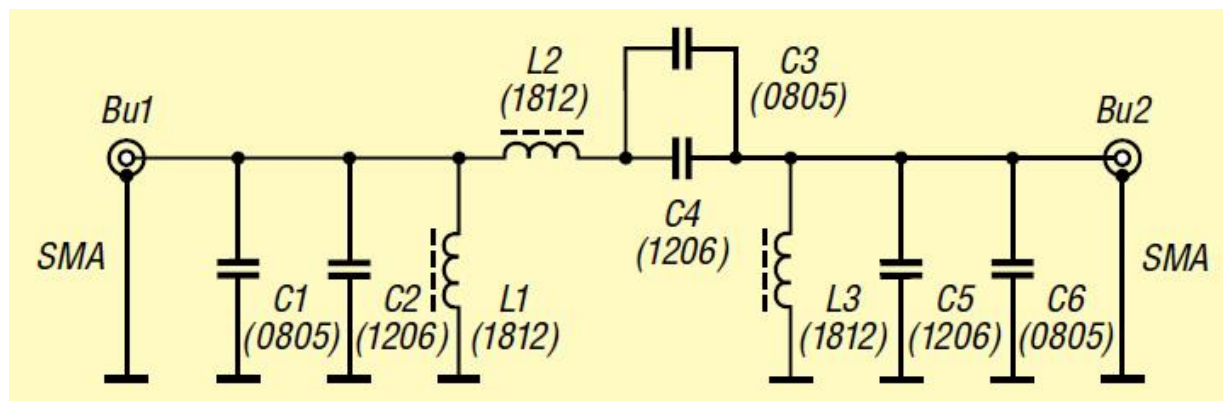
W wersji selektywnej (rysunek 10.5.2) dla częstotliwości 9 MHz obciążeniem drenu drugiego tranzystora jest obwód rezonansowy złożony z pojemności C7 i C8 (trymera dostrojczego) oraz uzwojenia pierwotnego transformatora Tr2. Jest on nawinięty na rdzeniu proszkowym o małej przenikalności magnetycznej. Uzwojenie pierwotne transformatora ma dla 27 zwojów indukcyjność równą w przybliżeniu $2,92\ \mu\text{H}$. Pojemność kondensatorów C7 i C8 musi dla 9 MHz wynosić mniej więcej $107\ \text{pF}$. W wersji selektywnej wzmacnienie wzrasta z 13 dB do $14 - 15\text{ dB}$.



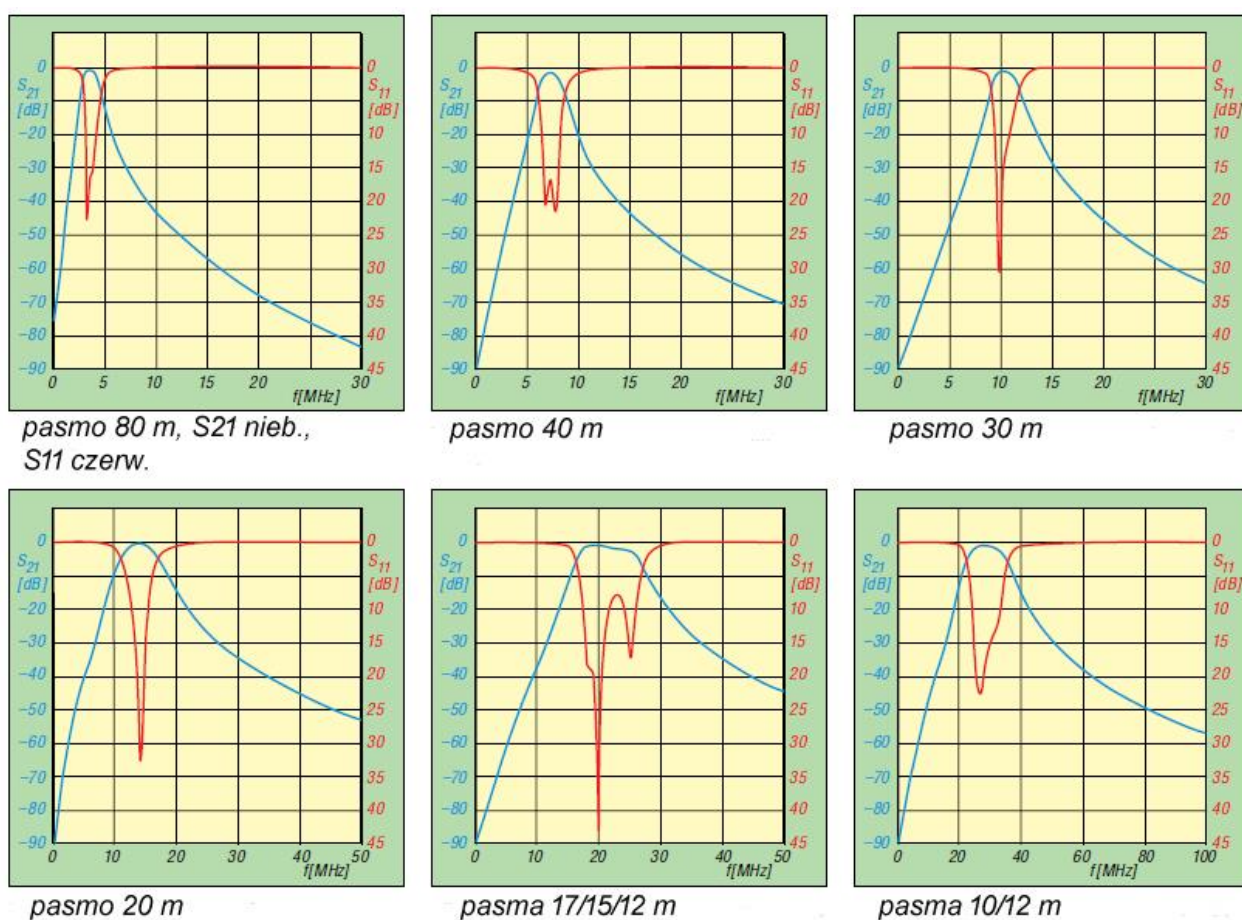
Rys. 10.5.2. Obwód wyjściowy dla wersji selektywnej

Wzmacniacz można zmontować w technice wysepkowej przestrzegając zasad montażu w.c.z.

10.6. Pasmowy filtr wejściowy



Rys. 10.6.1. W nawiasach typy elementów dla wykonania w technice montażu powierzchniowego

Rys. 10.6.2. Charakterystyki filtrów, niebieska S_{21} (przenoszenia), czerwona S_{11} (odbicia na wejściu)

Opisany przez DG0OPK w numerze 4/2017 *Funkamateura* filtr pasmowy (rys. 10.6.1) ma za zadanie poprawienie selektywności wejścia odbiorników (zwłaszcza paluszkowych odbiorników programowalnych takich jak odbiorniki *DVB-T/RTL*, *SDR-Play* itd.) na pasmach amatorskich 80 – 4 m. Oporności wejściowa i wyjściowa filtra wynoszą 50 Ω . Filtr można zmontować techniką wysepkową lub techniką montażu powierzchniowego. Na schemacie podamo wielkości elementów zastosowanych w egzemplarzu modelowym.

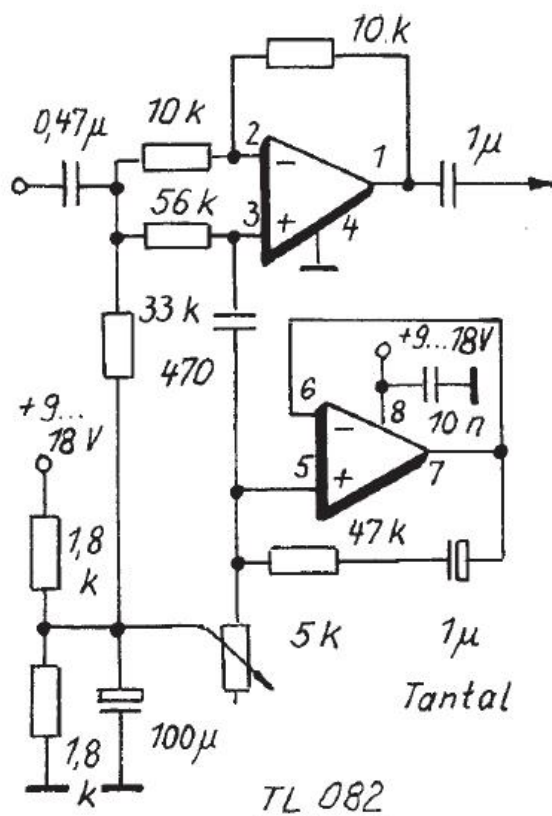
Tabela 10.6.1.

Wykaz elementów filtra dla poszczególnych pasm amatorskich

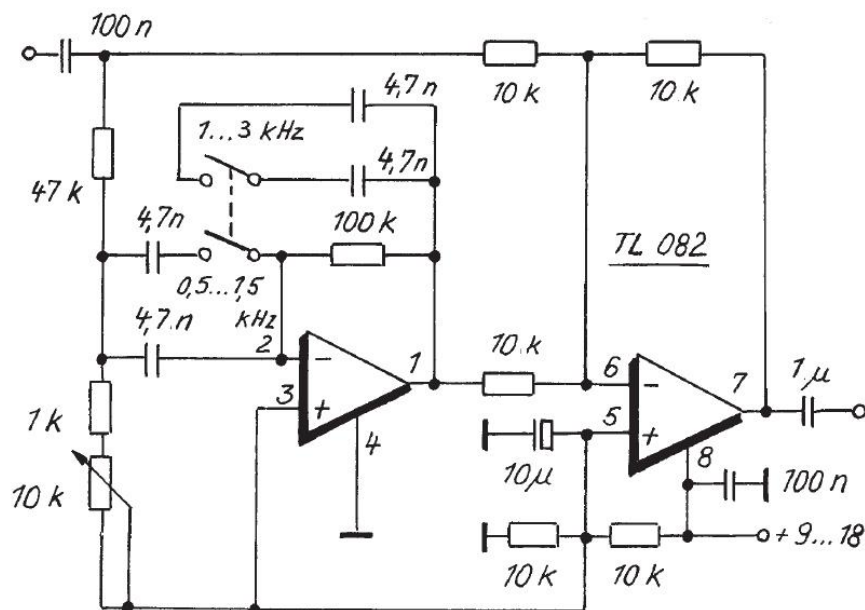
Pasma [m]	C1+C2, C5+C6	C3+C4	L1, L3	L2
80	1,5 nF 270 pF	180 pF	1 μH	10 μH
40	1,5 nF	68 pF	330 nH	6,8 μH
30	1 nF	33 pF	220 nH	6,8 μH
20	390 pF	33 pF 3,3 pF	330 nH	3,3 μH
17 – 12	560 pF	47 pF	100 nH	1 μH
12 – 10	270 pF 39 pF	27 pF	100 nH	1 μH
6 – 4	68 pF 10 pF	18 pF 1,8 pF	100 nH	330 nH

10.7. Filtry zaporowe m.cz.

Filtr zaporowy małej częstotliwości pozwala na wyeliminowanie wąskopasmowych sygnałów zakłócających odbiór, przykładowo niepożądanych sygnałów telegraficznych albo sygnałów emisji cyfrowych. Przestrajany filtr z rysunku 10.7.1 (DL7VFS, *Funk* 2/2004) zawiera jedynie dwa wzmacniacze operacyjne typu TL072, TL082 itp. Częstotliwość zaporowa jest zależna od wartości elementów w obwodzie dolnego wzmacniacza i jest ona regulowana za pomocą pojedynczego potencjometru. Układ dolnego wzmacniacza filtruje eliminowany sygnał, który jest następnie podawany na górny i tam odejmowany od sygnału odbieranego. Dla dolnej części pasma (okolice 600 Hz) uzyskuje się wytłumienie około 20 dB, a w górnej (okolice 2 kHz) – 30 dB. Układ wymaga bardzo precyzyjnego dostrajania do częstotliwości eliminowanej.



Rys. 10.7.1. Filtr zaporowy nr 1



Rys. 10.7.2. Filtr zaporowy nr 2

Układ z rysunku 10.7.2 (pochodzący z tego samego źródła co poprzedni) posiada dwa zakresy częstotliwości i zapewnia tłumienie 30 dB w każdym z nich.

Filtr działa w następujący sposób: pierwszy wzmacniacz operacyjny jako wąskopasmowy filtr przepustowy dla częstotliwości eliminowanej. Jej sygnał pojawia się na wyjściu 1 bez słumienia, podczas gdy pozostałe składowe ulegają słumieniu. Drugi ze wzmacniaczy sumuje odwrócony sygnał z pierwszego z pełnym sygnałem odbieranym. Sygnał na jego wyjściu 7 nie zawiera już eliminowanej składowej.

Tabela 10.7.1

Wykaz elementów pierwszego filtru

Element	Wartość	Element	Wartość
2 x	1,8 k Ω	1 x	470 pF
2 x	10 k Ω	1 x	0,47 μ F
1 x	33 k Ω	2 x	1 μ F
1 x	56 k Ω	1 x	10 μ F
1 x	5 k Ω , pot.	1 x	100 μ F
1 x	TL082		

Tabela 10.7.2

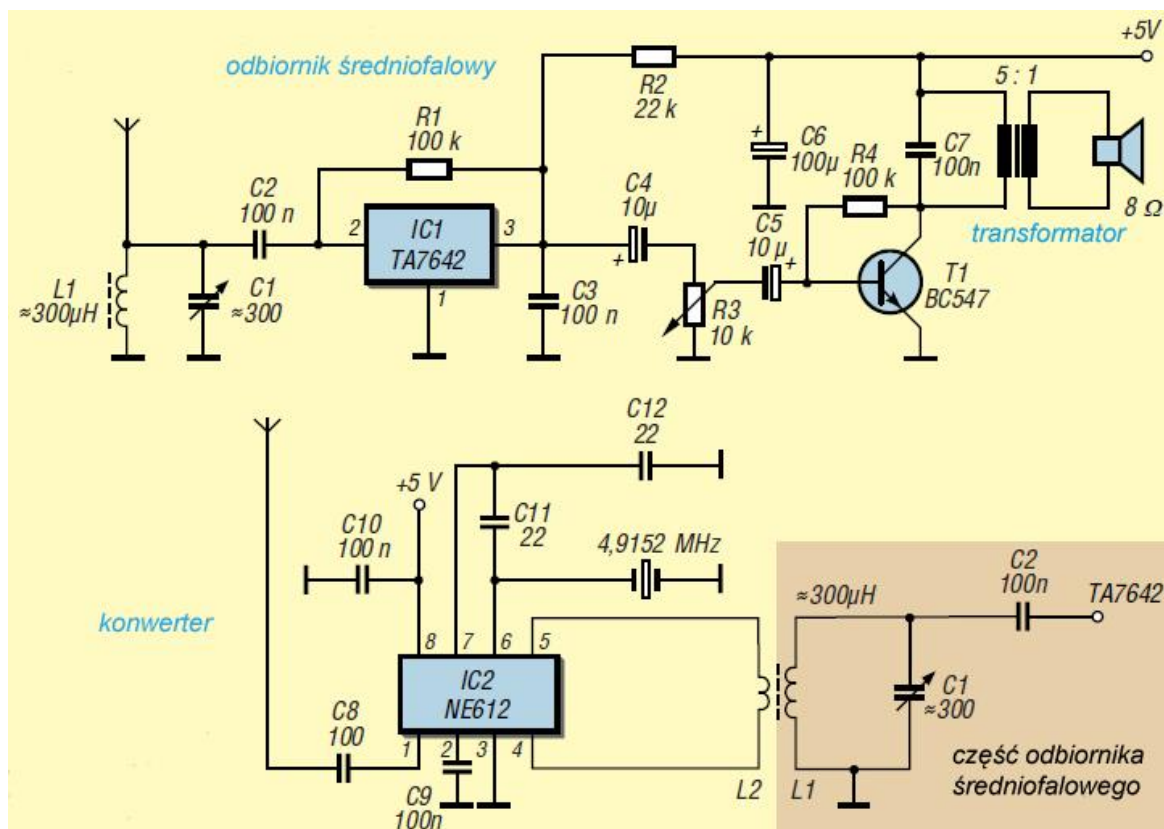
Wykaz elementów drugiego filtru

Element	Wartość	Element	Wartość
2 x	100 nF	1 x	1 k Ω
4 x	4,7 nF	4 x	10 k Ω
1 x	100 μ F	1 x	47 k Ω
1 x	1 μ F	1 x	100 k Ω
1 x	TL082	1 x	10 k Ω , potencj.

10.8 Konwerter dla pasma 49 m

Na rysunku 10.8.1 konwerter (*Funkamateurl*/2016) jest wprowadzie przedstawiony do spółki z odbiornikiem średniofalowym, na układzie scalonym TA7642, ale jest on rozwiązaniem uniwersalnym i może stanowić uzupełnienie każdego z opisanych wcześniej odbiorników średniofalowych bądź dowolnych

zestawów do własnej konstrukcji. W przykładzie przedstawionym na schemacie odbiornik jest dostrojony do wolnej częstotliwości w pobliżu dolnego krańca zakresu fal średnich. Oba układy scalone są zasilane napięciem 5 V. W stopniu przemiany pracuje znany szeroko układ scalony NE612 przy czym jego heterodyna jest stabilizowana kwarcem 4,9152 MHz. Cewka L1 z anteny ferrytowej odbiornika została zastąpiona przez transformator w.c.z., którego uzwojenie pierwotne jest połączone z symetrycznym wyjściem mieszacza, a uzwojenie wtórne ma tę samą indukcyjność co cewka oryginalna. Oba uzwojenia nawinięto na pierścieniowym rdzeniu proszkowym o współczynniku $A_L = 5 \text{ nH/N}^2$. Dla uzyskania indukcyjności $300 \mu\text{H}$ konieczne jest nawinięcie 245 zwojów. Przy zastosowaniu kwarców o innych częstotliwościach rezonansu możliwy jest odbiór innych pasm krótkofalowych, w tym także pasma CB.



Rys. 10.8.1. Konwerter z odbiornikiem średnioletkowym

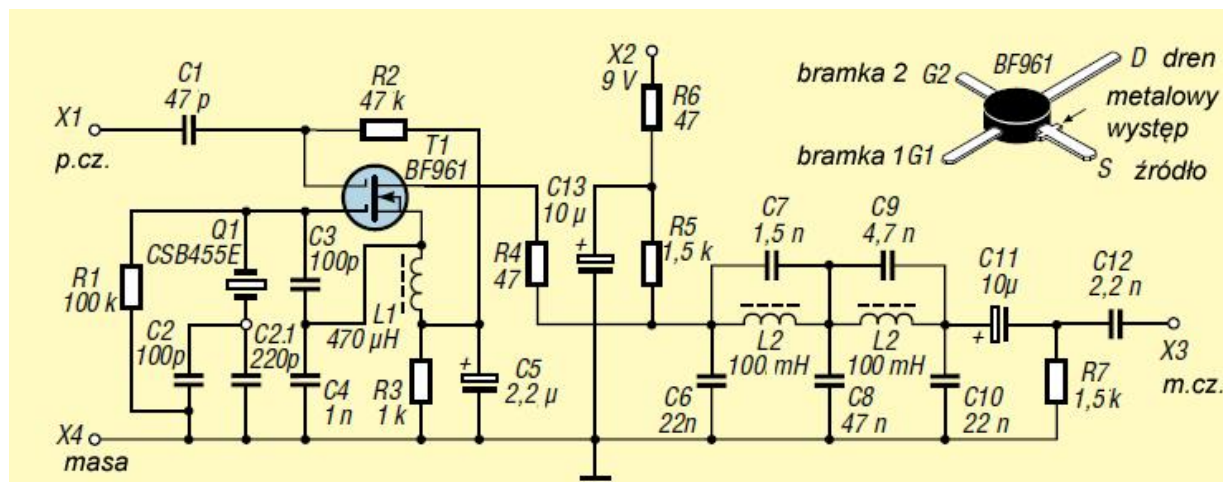
Tabela 10.8.1. Wykaz elementów odbiornika

Element	Wartość	Element	Wartość
C1	300 pF	R1, R4	100 kΩ
C2, C3, C7	100 nF	R2	22 kΩ
C4, C5	10 μF	R3	10 kΩ, pot. log.
C6	100 μF	L1	300 μH
IC1	TA7642	T1	BC547

Tabela 10.8.2. Wykaz elementów konwertera

Element	Wartość	Element	Wartość
C8	100 pF	Kwarc	4,9152 MHz
C9, C10	100 nF	IC2	NE612
C11, C2	22 pF		

10.9. Przystawka SSB do odbiorników AM



Rys. 10.9.1. Schemat ideowy detektora SSB

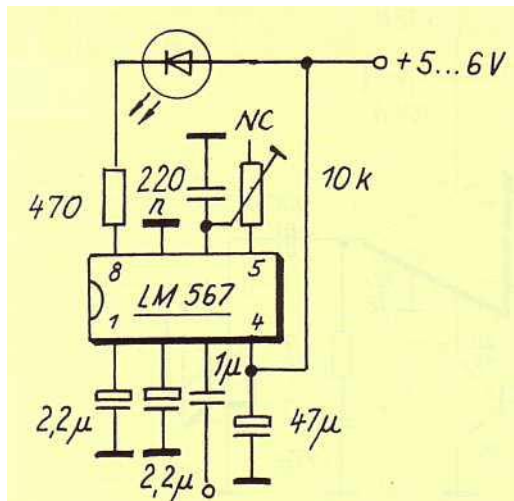
Tabela 10.9.1. Wykaz elementów detektora

Element	Wartość	Uwagi
C1	47 pF	ceramiczny
C2, C3	100 pF	foliowy
C2.1	220 pF	styrofleksowy
C4	1 nF	foliowy
C5	2,2 μ F	elektrolit
C6, C10	22 nF	foliowy
C7	1,5 nF	foliowy
C8	47 nF	foliowy
C9	4,7 nF	foliowy
C11	10 μ F	elektrolit
L1	dławik 470 μ H	
L2, L3	dławiki 100 mH	
Q1	rezonator ceramiczny 455 kHz	
R1	100 k Ω	
R2	47 k Ω	
R3	1 k Ω	
R4, R6	47 Ω	
R5, R7	1,5 k Ω	
T1	BF961	

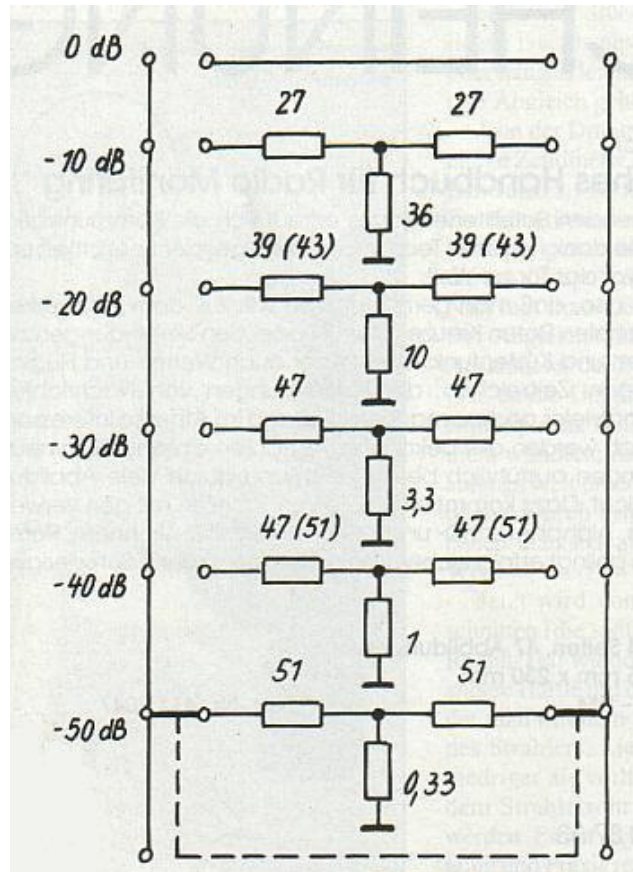
Detektor SSB konstrukcji DG0KW (*Funkamateur* 10/2016) pracuje na częstotliwości pośredniej 455 kHz. Stabilizowany rezonatorem ceramicznym generator dudnieniowy (BFO) pracuje w obwodzie źródła i pierwszej bramki tranzystora dwubramkowego BF961 – w układzie Pierca. Do drugiej bramki doprowadzony jest sygnał ze wzmacniacza p.cz., a z drenu pobierany jest zdetekowany sygnał m.cz. Jest on następnie podawany na filtr dolnoprzepustowy L1, L2, C6 – C10 o częstotliwości granicznej \sim 3 kHz. Po wymianie kwarcu i dobraniu kondensatorów C2 – C4 przystawka może pracować na częstotliwościach pośrednich 4, 9, 10,7 MHz albo innych.

10.10. Wskaźnik lub regenerator telegrafii

Zastosowana w układzie scalona pętla synchronizacji fazy LM567 pracuje jako filtr dostrojony do częstotliwości 800 Hz. W momencie pojawienia się sygnału telegraficznego pętla wchodzi w stan synchronizacji, co jest sygnalizowane przez pojawienie się niskiego napięcia na wyprowadzeniu 8. W przytoczonym układzie powoduje to zaświecenie się diody elektroluminescencyjnej i może służyć zasadniczo jako sygnalizator odbioru telegrafii. Jej wzrokowy odbiór jest możliwy tylko w przypadku małej szybkości telegrafowania. Sygnał ten można wykorzystać do kluczenia pomocniczego generatora akustycznego i uzyskanie dzięki temu odbioru czystego sygnału na słuch.



Rys. 10.10.1. Regenerator telegrafii



Rys. 10.11.1. Schemat ideowy tłumika

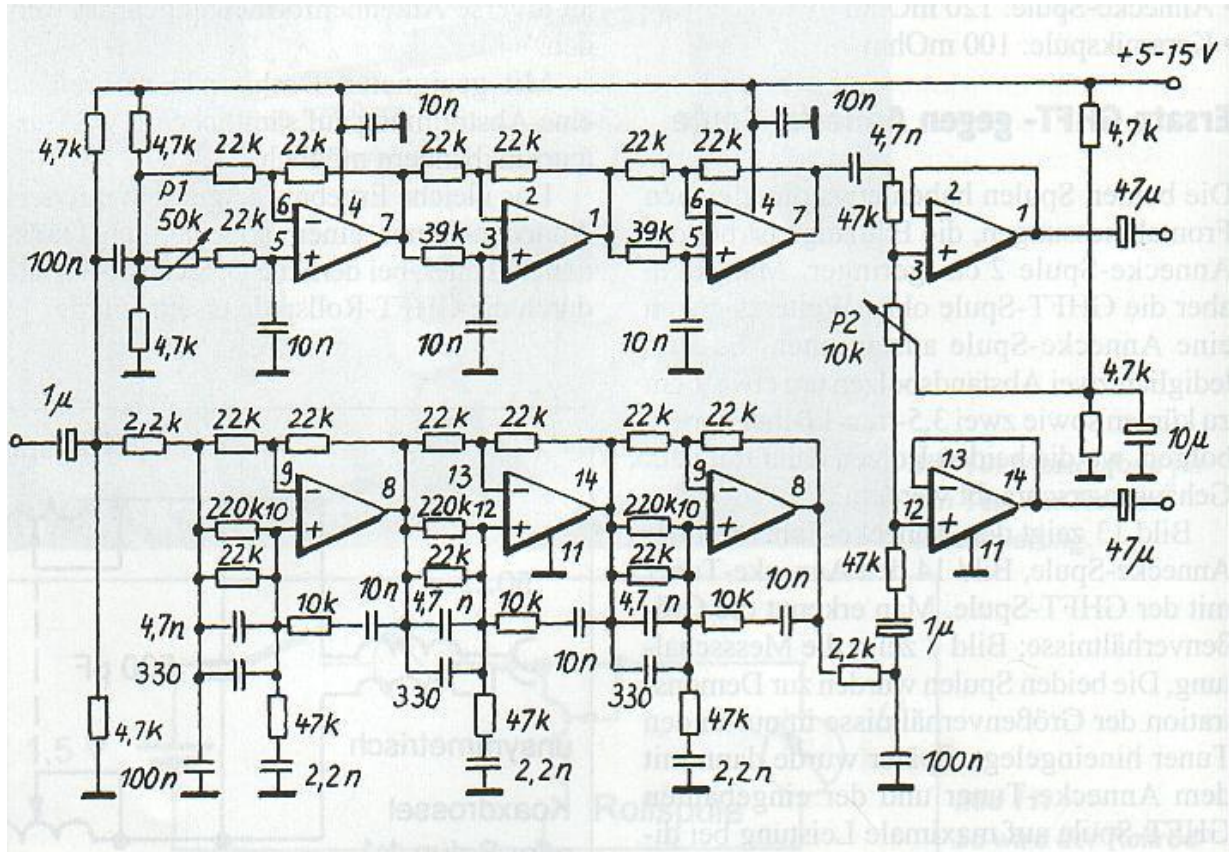
10.11. Przełączany tłumik o oporności falowej 50 Ω

Tłumik może znaleźć zastosowanie zarówno w miernictwie jak i na wejściu antenowym odbiornika dla zredukowania poziomu sygnału i zakłóceń powodowanych przez modulację skrośną. Dla zabezpieczenia przed przenikaniem silnych sygnałów bezpośrednio na wejście odbiornika tłumik należy zamontować w metalowej obudowie ekranującej. W zależności od potrzeb można oczywiście pominąć niektóre człony tłumiące. Układ pochodzi z numeru 7/1998 miesięcznika *Funk*.

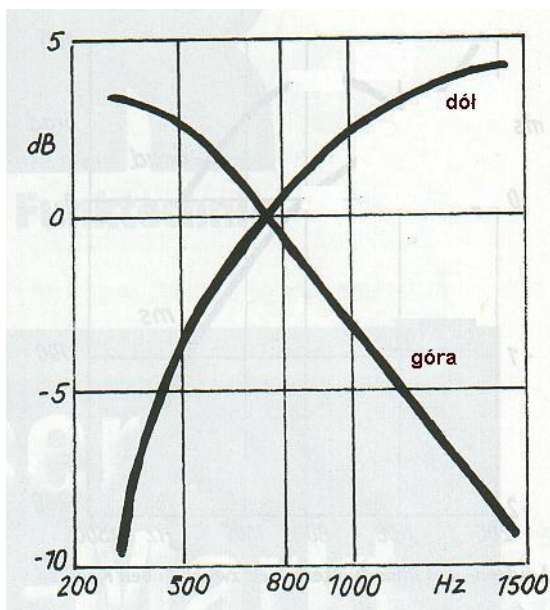
Dodatek A

Odbiór pseudostereofoniczny

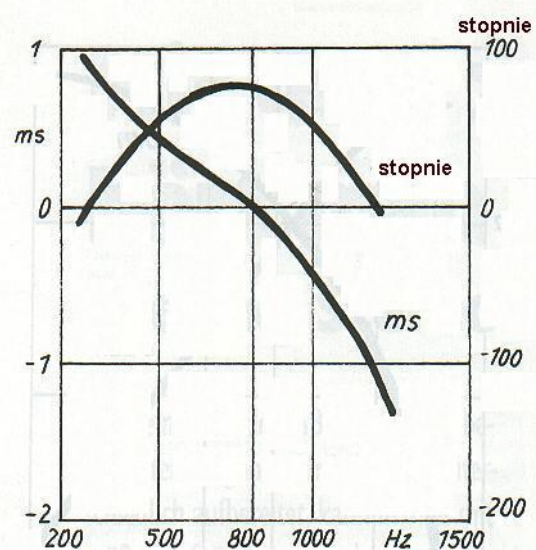
Odbiór pseudostereofoniczny (ang. *binaural*) polega na rozdzielaniu sygnału odbieranego (fonicznego lub telegraficznego) na dwa tory o różniących się charakterystykach częstotliwościowo-fazowych i podając go na słuchawki stereofoniczne otrzymujemy zwiększenie efektywnego odstępu sygnału od zakłóceń co ułatwia operatorowi wyłowienie pożądanego sygnału i skoncentrowanie się na nim.



Rys. A.1. Filtr aktywny do odbioru pseudostereofonicznego



Rys. A.2. Charakterystyka amplitudowa filtru



Rys. A.3. Charakterystyka fazowa filtru

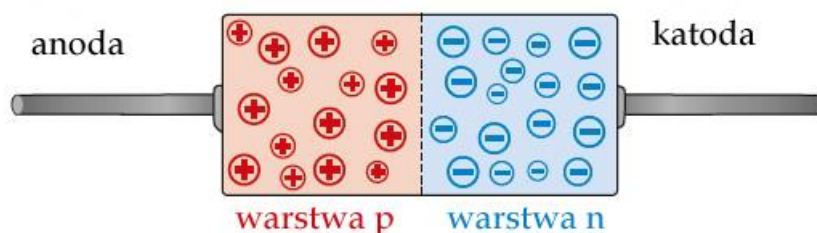
W układzie filtru zastosowano poczwórne wzmacniacze operacyjne LM124. Bardziej doświadczeni konstruktorzy mogą go jednak łatwo zmodyfikować i dostosować do innego, posiadanego typu wzmacniacza. Schemat przedstawiony jest na ilustracji pierwszej, a charakterystyki częstotliwościowe – na drugiej. Ilustracja trzecia przedstawia różnice w przesunięciach fazy i różnice opóźnienia pomiędzy obydwoma kanałami. W wyniku działania filtru jedno ucho otrzymuje sygnały o niskich częstotliwościach nieco wcześniej i o większej sile głosu niż drugie. Odwrotnie przedstawia się sytuacja dla wyższych składowych akustycznych. W trakcie dostrajania się do stacji operator ma wrażenie, że sygnał przesuwa się z prawej strony na lewą lub odwrotnie. Zestrojenie układu polega najpierw na takim ustawieniu potencjometru P2 aby sygnał telegraficzny o częstotliwości 700-800 Hz był jednakowo słyszalny na oba uszy. Następnie należy dostroić odbiornik do sygnału RTTY i skorygować położenie potencjometru tak, aby częstotliwości znaku (*mark*) i odstępu (*space*) były jak najlepiej rozróżniane. Układ oparty na koncepcie G6CJ i G3OTK został skonstruowany przez DL7VFS i opublikowany w nrze 2/2003 miesięcznika *Funk*.

Dodatek B

Diody i tranzystory

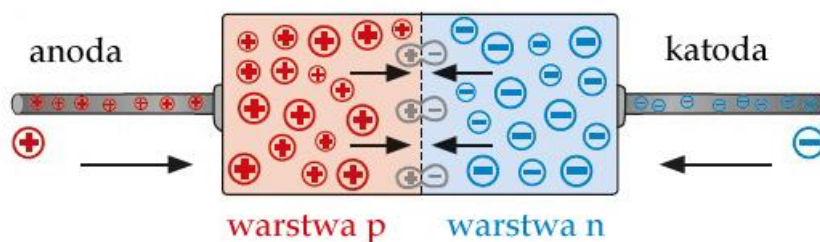
Półprzewodniki, jak ich nazwa wskazuje, są materiałami przewodzącymi prąd elektryczny gorzej niż przewodniki czyli metale i lepiej niż izolatory. Do najważniejszych z nich należą german, krzem, arsenek galu i antymonek indu. Mają one strukturę krystaliczną co oznacza, że ich atomy są umieszczone w węzłach trójwymiarowej siatki. Atomy te stosunkowo silnie utrzymują przy sobie krążące wokół nich elektrony – oderwanie elektronu od atomu wymaga więc stosunkowo większej energii niż w przypadku metali. Tylko stosunkowo niewielka ich liczba znajduje się w (energetycznym) paśmie przewodzenia i może poruszać się między atomami. W miejscu opuszczonym przez elektron powstaje dziura. Pozwala to elektronom na przeskakiwanie między atomami, wypełnienie jednej z dziur powoduje jednak powstanie kolejnej. Skutek jest taki jakby w półprzewodniku wędrowały również dziury. Ponieważ elektron posiada ładunek ujemny to jego brak czyli dziura odpowiada ładunkowi dodatniemu.

Liczbę elektronów lub dziur można sztucznie zwiększyć domieszkując podstawowy materiał półprzewodnikowy (german, krzem) innymi pierwiastkami. Oznaczałoby to jednak tylko wzrost przewodności materiału gdyby nie zjawiska zachodzące na styku materiału z domieszkowaniem typu n czyli nadmiarem elektronów i materiału z domieszkowaniem typu p czyli z niedomiarem elektronów – nadmiarem pustych miejsc czyli dziur. Na styku obszarów typu p i n – złącza p-n – powstaje strefa zaporowa uniemożliwiająca przepływ ładunków między obszarami. Na jej skuteczność wpływa doprowadzone z zewnątrz napięcie.



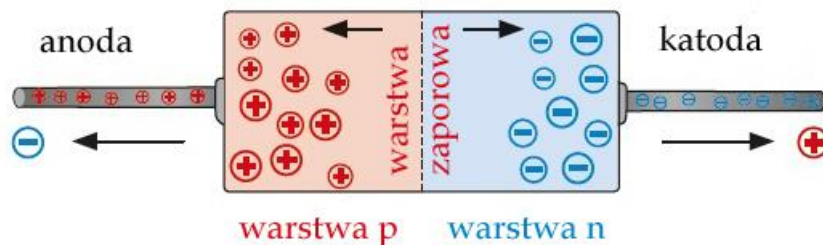
Rys. B.1. Budowa diody półprzewodnikowej

Podanie napięcia dodatniego na obszar typu p i ujemnego na obszar typu n powoduje obniżenie bariery zaporowej co umożliwia przepływ prądu pomiędzy obszarami. Jego natężenie jest zależne od wartości doprowadzonego napięcia – złącze spolaryzowane w kierunku przewodzenia wykazuje pewną niewielką, ale nie zerową oporność zależną od powierzchni przekroju i grubości struktury półprzewodnikowej. Natomiast podanie na złącze napięcia o przeciwnej polaryzacji podwyższa barierę i uniemożliwia przepływ prądu. Dokładniej rzecz biorąc oporność złącza nie jest nieskończona i w kierunku zaporowym przepływa przez nie minimalny szczątkowy prąd, ale w pierwszym przybliżeniu można uznać go za pomijalnie mały. Złącze p-n wykazuje więc cechy charakterystyczne diody – właściwości prostownicze.



Rys. B.2. Dioda spolaryzowana w kierunku przewodzenia, ładunki przenikają przez złącze, od anody do katody płynie prąd

Szerokość strefy zaporowej przy polaryzacji wstecznej ulega zmianom w zależności od napięcia polaryzującego. Zmienia się w ten sposób pojemność między obydwoma obszarami, a więc między anodą i katodą diody. Dioda spolaryzowana zaporowo pracuje jak dioda pojemnościowa.



Rys. B. 3. Dioda spolaryzowana w kierunku zaporowym, na złączu powstaje strefa zaporowa, prąd przez diodę nie płynie

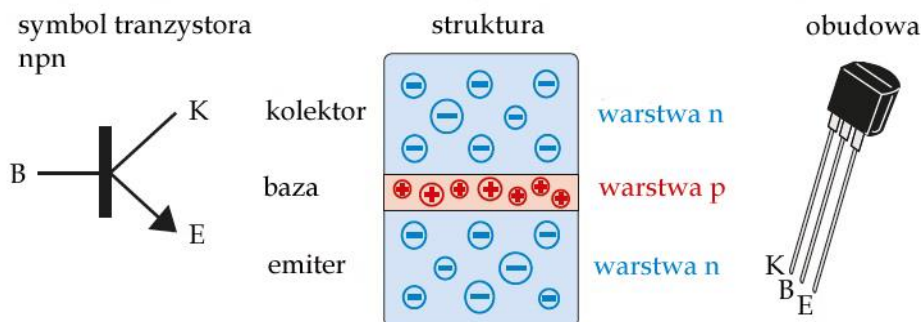
W przypadku diod detekcyjnych wymagane jest, aby powierzchnia złącza była jak najmniejsza i co za tym idzie pojemność między anodą i katodą była również mała. Wymagania te dobrze spełniają diody ostrzowe. Pojemność tą można na schemacie zastępczym przedstawić jako podłączoną równolegle do złącza, przez co część prostowanych prądów w.cz. omija złącze i nie jest prostowana – maleje sprawność detekcji.

W przypadku diod pojemnościowych powierzchnia złącza powinna być na tyle duża aby uzyskać wymaganą pojemność diody. W tym przypadku korzystne są diody o konstrukcji warstwowej.

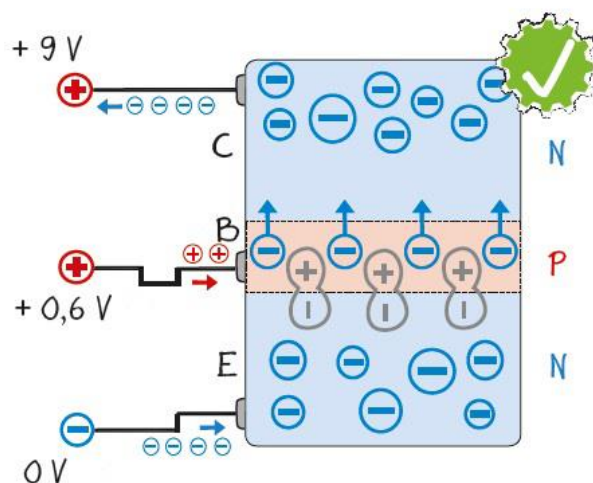
Diody pin posiadają między obszarami typu p i typu n obszar neutralny słabo domieszkowany. Charakteryzują się one szerszym zakresem zmian oporności w zależności od przepływającego prądu i są stosowane w układach tłumików i przełączników elektronicznych. Ich częstotliwość graniczna jest stosunkowo niska około 1 MHz i dlatego nie prostują sygnałów o wyższych częstotliwościach, co w przypadku tłumików i przełączników byłoby i tak niepożądane.

Struktura złożona z dwóch złączy p-n wykazuje właściwości wykraczające poza możliwości prostowania przebiegów – umożliwia ich wzmacnianie. Struktura taka nosi nazwę tranzystora i posiada trzy elektrody: emiter, bazę i kolektor.

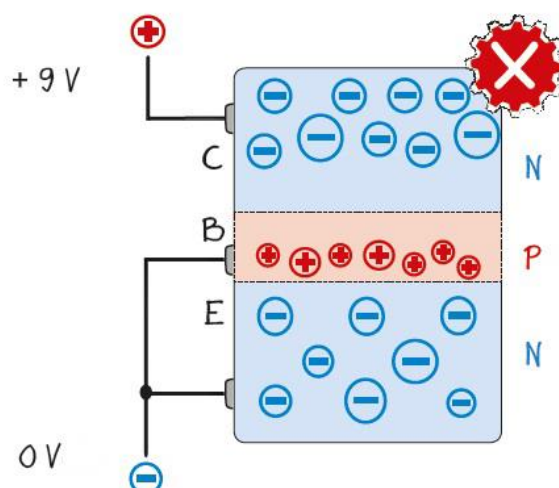
Na ilustracji B.4 przedstawiono budowę złączowego tranzystora npn. Dolne złącze pomiędzy warstwą emitera (n) i warstwą bazy (p) jest w normalnych warunkach pracy tranzystora spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a drugie: złącze baza (p) – kolektor (n) w kierunku zaporowym. Dzięki temu, że baza jest znacznie cieńsza od pozostałych dwóch warstw nośniki płynące przez spolaryzowane przewodząco złącze B-E nie zdążą rekombinować w bazie i przepłyną przez spolaryzowane zaporowo złącze C-B do kolektora. Wystarczy więc prąd bazy o stosunkowo niskim natężeniu i o stosunkowo niewielkich zmianach aby sterować przepływem i zmianami silniejszego prądu w obwodzie emiter-kolektor – prądu kolektora. Warunkiem przepływu prądu kolektora jest spolaryzowanie bazy napięciem progowym złącza p-n (ok. 0,6 – 0,7 V dla tranzystorów krzemowych i ok. 0,2 – 0,25 V dla germanowych). Przy napięciu bazy niższym od progowego lub zerowym tranzystor znajduje się w stanie zatkanym, prąd kolektora jest równy zero. Z kolei przy napięciu przekraczającym progowe tranzystor wchodzi w stan nasycenia, prąd kolektora znacznie rośnie, a napięcie między kolektorem i emiterym spada do 0,2 – 0,3 V. Kolektory tranzystorów npn są zasilane napięciem dodatnim w stosunku do emitera. W obu stanach skrajnych tranzystor pracuje jako przełącznik, przy zasilaniu bazy napięciem progowym natomiast w obszarze liniowym jako wzmacniacz. W obu przypadkach konieczny jest opornik w obwodzie kolektora.



Rys. B.4. Struktura tranzystora npn, symbol używany na schematach i przykładowa obudowa plastikowa



Rys. B.5. Tranzystor npn w stanie przewodzenia. Na bazę podane jest napięcie progowe, złącze B-E jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, nośniki przenikają przez spolaryzowane zaporowo złącze kolektora, w jego obwodzie płynie prąd



Rys. B.6. Tranzystor npn w stanie zatkanym, na bazie panuje napięcie zerowe, złącze emiterowe nie przewodzi, prąd kolektora nie płynie

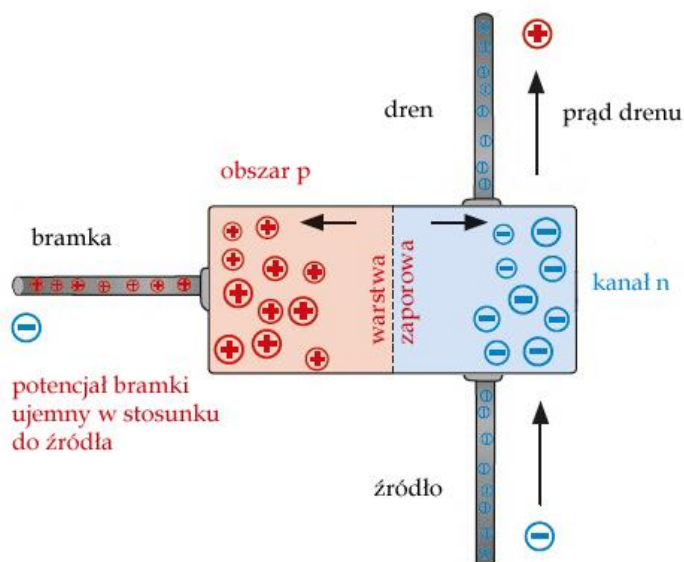
Oprócz tranzystorów npn istnieją także tranzystory pnp o odwrotnie ułożonych warstwach. Są one zasilane w odwrotny sposób czyli napięciami ujemnymi w stosunku do potencjału emitera. Ponieważ nośniki dodatnie (dziury) charakteryzują się mniejszą ruchliwością tranzystory pnp mają nieco niższe częstotliwości graniczne niż tranzystory npn o identycznej konstrukcji. Różnice te można

zniwelować technologicznie, ale dla przeciętnego użytkownika różnice te nie są przeważnie istotne gdyż częstliwosci graniczne tranzystorów są naogół wyższe niż jest to niezbędne w typowych zastosowaniach. Układy komplementarne są najczęściej spotykane w różnego rodzaju wzmacniaczach mocy, układach logicznych i multiwibratorach.

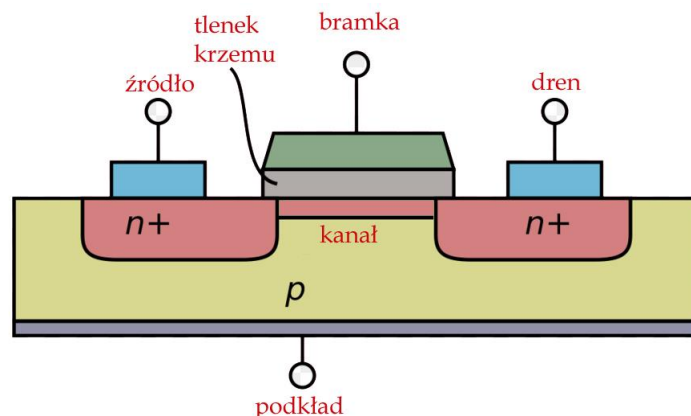
Oprócz omówionych powyżej tranzystorów złączowych, nazywanych także bipolarnymi istnieją również tranzystory polowe. Ich struktura różni się od tranzystorów złączowych, a elektrody noszą różniące się nazwy.

Tranzystory polowe złączowe (JFET) posiadają kanał półprzewodnikowy, w którym płynie prąd między źródłem a drenem. Bramka sterująca jego przepływem jest połączona z warstwą o przeciwnej przewodności, tak, że między nią i kanałem istnieje złącze p-n. Złącze to jest spolaryzowane zaporowo (bramka musi mieć potencjał ujemny w stosunku do źródła), tak że w zależności od napięcia na bramce zmienia się grubość warstwy zaporowej i stanowi ona zmienną przeszkodę dla prądu w kanale tranzystora – zmianom ulega przekrój kanału, a co za tym idzie jego oporność. Przy dostatecznie dużym ujemnym potencjale bramki kanał zostaje zamknięty i tranzystor znajduje się w stanie zatkania, a przy odpowiednio małym ujemnym potencjale bramki wchodzi w stan nasycenia. Bramka nie może mieć potencjału dodatniego w stosunku do źródła gdyż wówczas złącze między nią i kanałem zostaje spolaryzowane w kierunku przewodzenia i zaczyna płynąć prąd bramki. Odbywa się to kosztem prądu drenu i zakłóca pracę tranzystora.

W odróżnieniu od tranzystora złączowego gdzie prąd kolektora jest sterowany za pomocą prądu bramki (czyli tranzystor jest sterowany prądowo i ma stosunkowo niską impedancję wejściową) w tranzystorze polowym przepływ prądu drenu jest sterowany napięciowo (napięciem bramki). Złączowe tranzystory polowe mają w związku z tym wysoką impedancję wejściową. Ich działanie jest więc zbliżone do działania lampy elektronowej, w której napięcie siatki sterującej oddziałuje na prąd płynący między anodą i katodą lampy. Obwód wejściowy lampy (jej siatka) ma bardzo wysoką impedancję wejściową. Główną różnicą między obydwojema elementami jest to, że w lampie prąd (strumień elektronów) płynie w próżni, a w tranzystorze polowym w ciele stałym (ang. *solid state*) – półprzewodniku (niem. *Halbleiter*, m, fr. *semiconducteur*).



Rys. B.7. Uproszczony schemat budowy polowego tranzystora złączowego z kanałem typu n. Złącze bramka–kanał jest spolaryzowane zaporowo i zmienia grubość w zależności od (ujemnego) napięcia na bramce



Rys. B.8. Uproszczony schemat budowy tranzystora polowego z izolowaną bramką

Drugim rodzajem tranzystorów polowych są tranzystory z izolowaną bramką. W podkładzie z domieszkowaniem typu p znajdują się dwa obszary o silnym domieszkowaniu n+ połączone kanałem. Jeden z obszarów jest połączony ze źródłem, a drugi z drenem tranzystora. Metalowa bramka jest izolowana od kanału za pomocą cienkiej (i niestety stosunkowo łatwo ulegającej przebiciu) warstwy dwutlenku krzemu SiO₂. Doprowadzenie do bramki napięcia dodatniego powoduje powstanie wokół niej pola elektrycznego odpychającego nośniki większościowe (p) w podkładzie i poszerzenie – zmniejszenie oporności – kanału. Podanie napięcia ujemnego powoduje przyciąganie nośników p (dziur) w obszarze podkładu i zawężanie kanału aż do jego zamknięcia.

Wytwarzane są również tranzystory, w których przy napięciu zerowym bramki kanał jest zamknięty i powstaje dopiero przy odpowiednio wysokim dodatnim napięciu bramki. Są to tzw. tranzystory ze wzbogacaniem (kanału), podczas gdy tranzystory z kanałem istniejącym przy zerowej polaryzacji bramki są nazywane tranzystorami ze zubożaniem (kanału).

Oczywiście istnieją również wersje komplementarne obydwu rodzajów tranzystorów: tranzystory z kanałem p.

Szczególnym rodzajem tranzystorów polowych z izolowaną bramką są tranzystory dwubramkowe (w odróżnieniu od poprzednich będących triodami są to tetrody półprzewodnikowe). Pierwsza bramka pełni w nich rolę elektrody wejściowej dla wzmacnianych sygnałów, a druga umożliwia regulację wzmocnienia stopnia (ręczną albo automatyczną), albo też do jednej z bramek jest doprowadzony sygnał wielkiej częstotliwości, a do drugiej sygnał z heterodyny w stopniach przemiany częstotliwości. Układowo rzecz biorąc są to scalone kaskody.

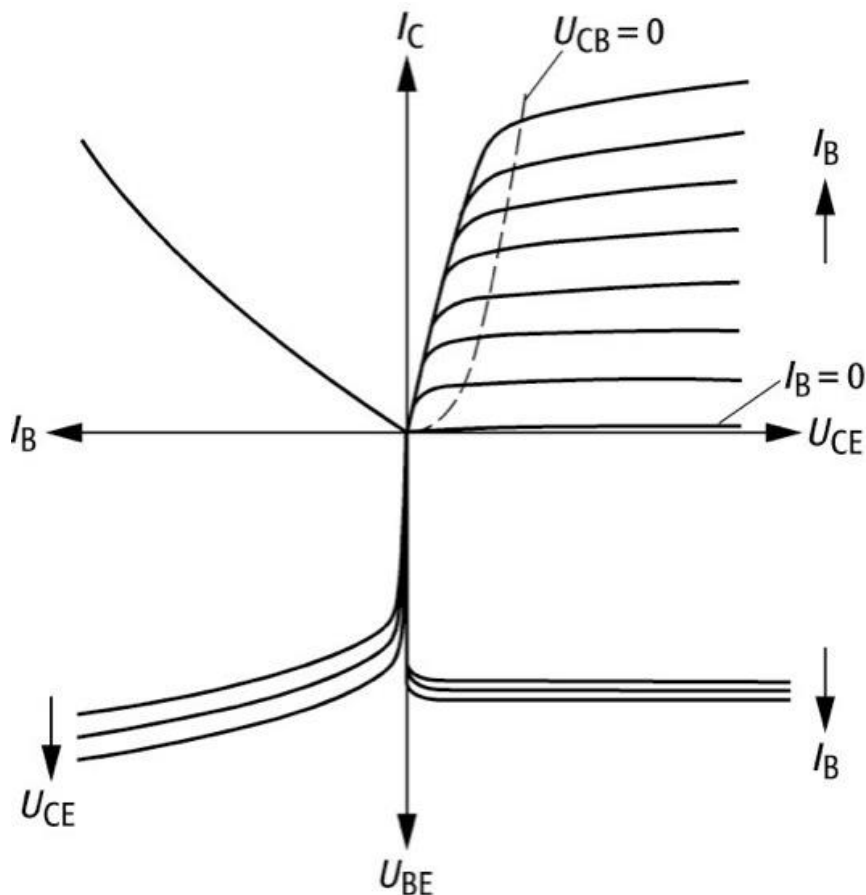
B.1. Charakterystyki tranzystorów złączowych

Wykresy charakterystyk napięciowo-prądowych tranzystorów pozwalają na przedstawienie w przejrzysty sposób ich właściwości, wzajemnych zależności sygnałów na wejściu i wyjściu, a także ułatwiają projektowanie układów elektronicznych i dobór punktów pracy użytych tranzystorów.

Rysunek B.1.1. przedstawia przykład zestawu charakterystyk napięciowo-prądowych tranzystorów złączowych npn. Widoczne są na nim cztery części wykresu przeznaczone dla czterech rodzajów zależności prądów i napięć między obwodami poszczególnych elektrod (lub ich par) tranzystora. Wykresy we współrzędnych xy są dzielone na cztery części ograniczone parami półosi. Część górna po prawej stronie stanowi ćwiartkę pierwszą układu współrzędnych (jest w przypadku ogólnym ograniczona dodatnimi półosiami i dlatego przyjęto uznawać ją za pierwszą), górna po lewej stronie – drugą, dolna po lewej stronie – trzecią i dolna po prawej stronie – czwartą. Na wykresie charakterystyk tranzystora każda z półosi ma inne znaczenie i dlatego trudno jest mówić o półosiach dodatnich lub ujemnych ale numeracja obszarów jest wygodna i pozostawmy ją w dalszej dyskusji.

Omówienie charakterystyk zaczniemy od trzeciej ćwiartki wykresu. Przedstawiona jest w niej rodzina zależności prądu bazy I_B od napięcia baza-emiter U_{BE} dla różnych napięć kolektor-emiter U_{CE}. Strzałki na wykresie oznaczają kierunek wzrostu parametru. Są to znane już z poprzednich rozważań charakterystyki prądowo-napięciowe diody półprzewodnikowej. Przebieg charakterystyk diody jest również zależny od temperatury złącza, dlatego też wykresy sporządza się dla pewnej wybranej temperatury.

Druga ćwiartka obrazuje zależność prądu kolektora od prądu bazy – czyli wykres współczynnika wzmocnienia prądowego β (odpowiadającego znaczeniem współczynnikowi S_{21} macierzy rozproszenia). Jak wynika z wykresu zależność ta nie jest linią prostą, co oznacza, że współczynnik wzmocnienia prądowego jest zależny od prądu kolektora – ogólnie rzecz biorąc od punktu pracy tranzystora. Wykres nie uwzględnia zależności wzmocnienia od częstotliwości pracy – musi być ona przedstawiona na osobym wykresie.

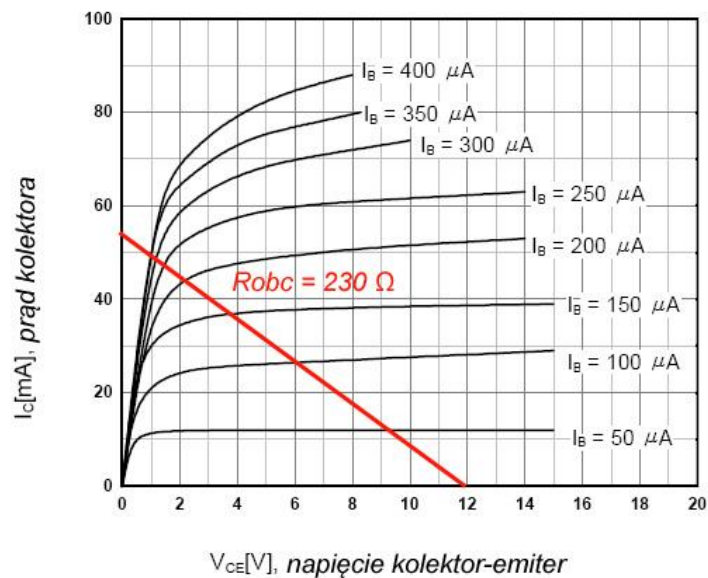


Rys. B.1.1. Charakterystyki tranzystorów złączowych

W ćwiartce pierwszej znajduje się rodzina charakterystyk obwodu wyjściowego – zależności prądu kolektora I_C od napięcia kolektor-emiter U_{CE} dla różnych prądów bazy I_B . Po wykreśleniu na tym wykresie linii prostej odpowiadającej oporności obciążenia tranzystora można z niego odczytać amplitudę napięcia wzmocnionego sygnału (rys. B.1.2).

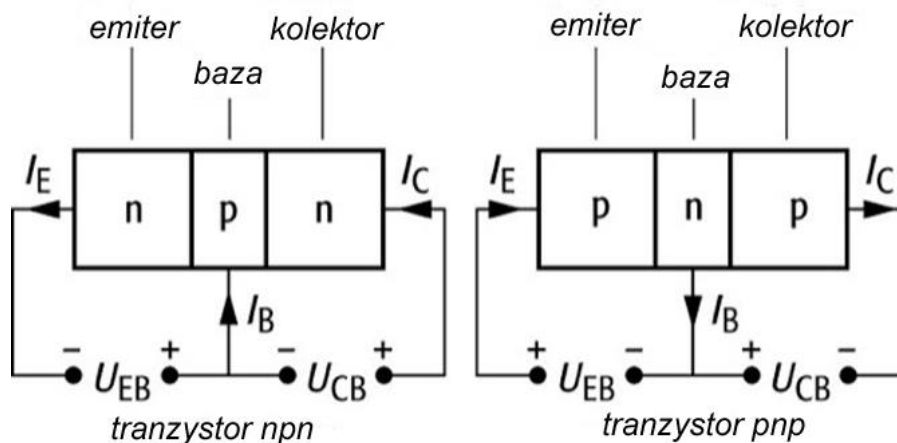
Czwarta ćwiartka obrazuje zależności napięcia baza-emiter U_{BE} od napięcia kolektor-emiter U_{CE} czyli wpływ obwodu wyjściowego na wejściowy (odpowiada to znaczeniem współczynnikowi S_{12} macierzy rozproszenia). Inaczej mówiąc przedstawiony jest wpływ wewnętrznego sprzężenia zwrotnego w tranzystorze. Powinien być on jak najmniejszy gdyż przenikanie części sygnału wyjściowego na wejście (przez pojemność baza-kolektor) może przy niekorzystnym przesunięciu fazy doprowadzić do wzbudzenia się stopnia wzmacniającego.

Różnice między rodzinami charakterystyk dla tranzystorów npn i pnp sprowadzają się najogólniej rzecz biorąc do przeciwnych kierunków prądów i odwrotnych polaryzacji napięć na elektrodach.



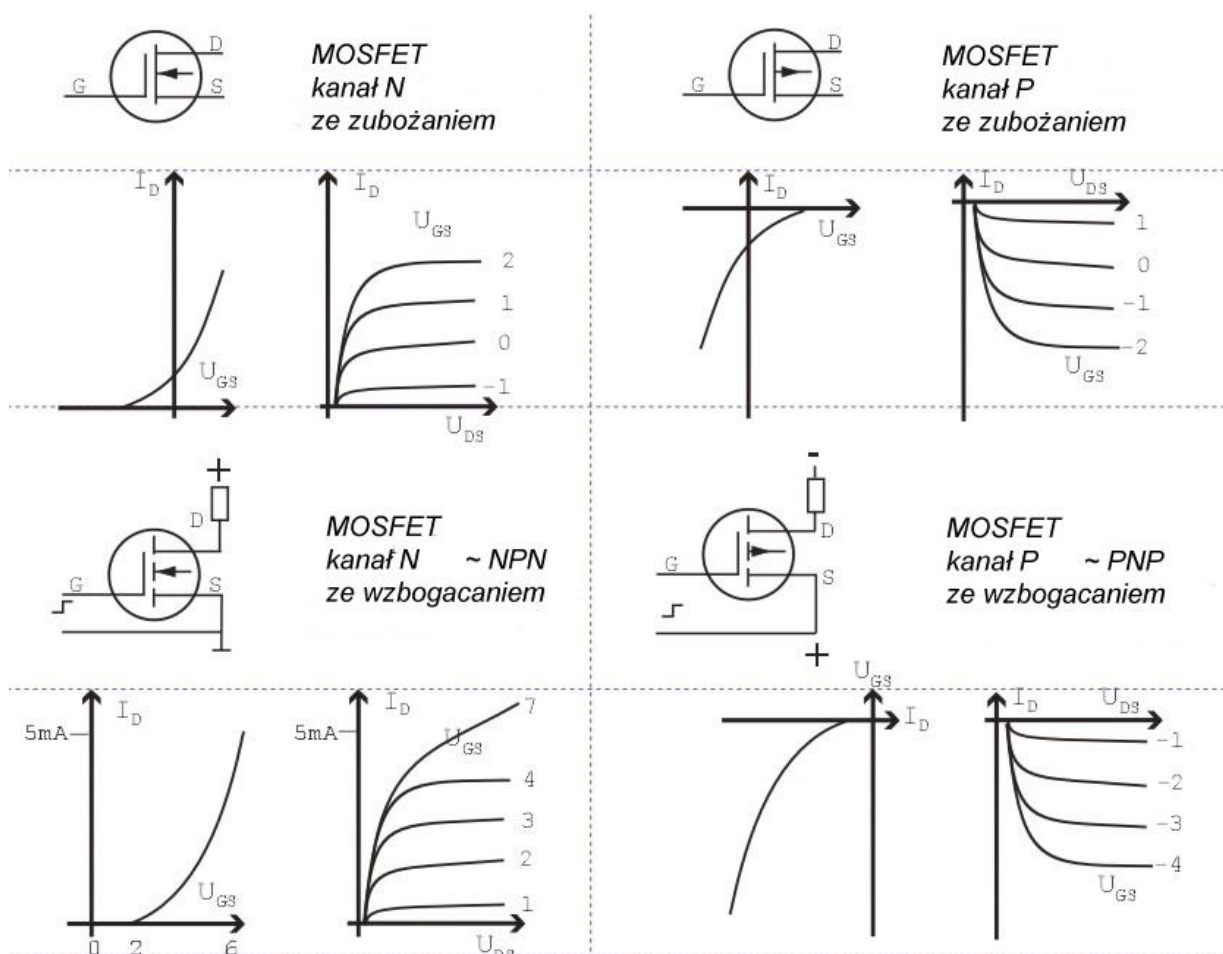
Rys. B.1.2. Charakterystyki wyjściowe tranzystora BC548

Na charakterystykach wyjściowych tranzystora BC548 została wykreślona linia prosta odpowiadająca obciążeniu 230Ω (wynikającemu z równoległego połączenia opornika w kolektorze i oporności wejściowej następnego stopnia). Pozwala to na odczytanie, że przy prądzie bazy $100 \mu A$ w obwodzie kolektora płynie prąd 26 mA i napięcie na nim wynosi 6 V czyli połowę przyjętego w tym przykładzie napięcia zasilania 12 V . Przy amplitudzie prądu bazy $50 \mu A$ (zmianom w zakresie $100 \pm 50 \mu A$) prąd kolektora zmienia się w zakresie $12 - 36 \text{ mA}$, a napięcie na kolektorze – w granicach $3,6 - 9,2 \text{ V}$. Współczynnik wzmocnienia prądowego β w punkcie pracy wynosi 260 .



Rys. B.1.3. Kierunki prądów i polaryzacje napięć dla tranzystorów npn i pnp i stosowane oznaczenia. Napięcie U_{CE} jest sumą napięć U_{CB} i U_{EB}

B.2. Charakterystyki tranzystorów polowych



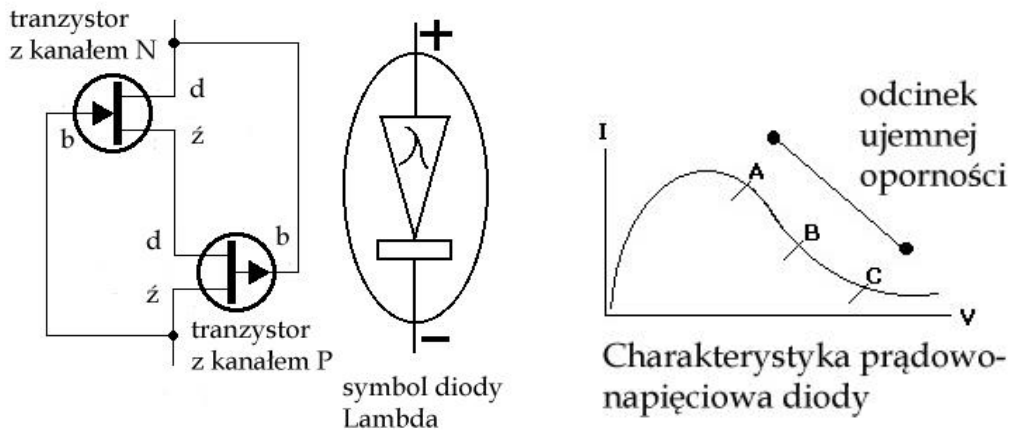
Rys. B.2.1. Charakterystyki tranzystorów polowych z kanałem N i P odpowiednio dla wariantów ze zubożaniem i ze wzboganiem. Oznaczenia na rysunku: S – źródło, G – bramka, D – dren

Na rysunku B.2.1 przedstawione są rodziny charakterystyk dla tranzystorów z kanałami N i P oraz odpowiednio dla tranzystorów pracujących ze wzboganiem lub ze zubożaniem. Różnice między tymi rodzajami tranzystorów polegają na tym, że w tranzystorach pracujących ze zubożaniem kanał istnieje i przewodzi przy napięciu bramki (bramka-źródło) 0 V natomiast w tranzystorach pracujących ze wzboganiem kanał powstaje dopiero przy napięciu bramki różnym od zera (dodatnim dla tranzystorów z kanałem N i ujemnym dla tranzystorów z kanałem P). Dla tranzystorów pracujących ze zubożaniem wykres zależności prądu drenu przecina oś prądu, a dla tranzystorów pracujących ze wzboganiem nie przecina tej osi.

Na rysunku przedstawione są uproszczone charakterystyki zależności prądu drenu od napięcia bramka-źródło i charakterystyki zależności prądu drenu od napięcia dren-źródło dla różnych napięć sterujących bramka-źródło. Ważnym parametrem tranzystorów polowych jest nachylenie charakterystyki zależności prądu drenu od napięcia bramka-źródło, gdyż od niego zależy wzmocnienie stopnia tranzystorowego.

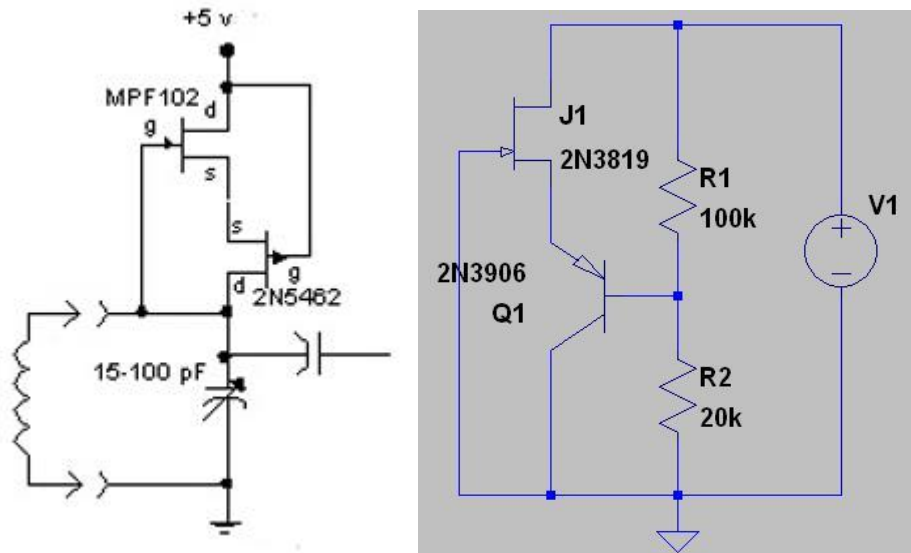
Dodatek C Diody Lambda

Dioda Lambda charakteryzuje się tym, że posiada odcinek charakterystyki prądowo-napięciowej o oporności ujemnej (zmniejszającego się natężenia prądu przy wzroście napięcia i odwrotnie). Jest ona układem (strukturą) złożonym z dwóch sprzężonych ze sobą tranzystorów komplementarnych. Przykład realizacji diody na dwóch komplementarnych złączowych tranzystorach polowych – tranzystorach z kanałem p i z kanałem n pokazano na rysunku C.1.



Rys. C.1. Schemat diody Lambda Rys. C.2. Charakterystyka diody

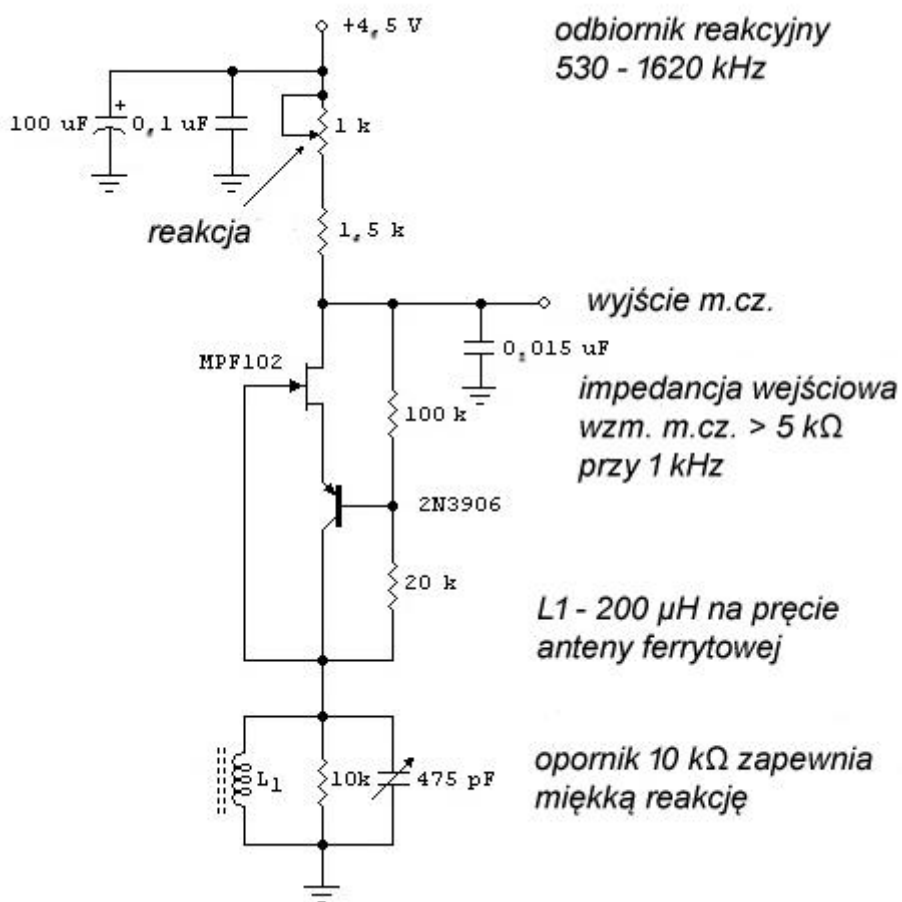
Dwie połączone w szereg i spolaryzowane w tym samym kierunku diody Lambda dają charakterystykę o dwóch przesuniętych szczytach – o różnych napięciach w szczycie charakterystyki. Dwie diody połączone szeregowo ale w kierunkach przeciwnych dają charakterystykę typu S przypominającą nieco kształtem (ale nie wielkościami elektrycznymi) charakterystykę demodulatorów FM.



Rys. C.3 (po lewej). Przykładowy schemat generatora w.cz. na diodzie Lambda. Zamiast 2N5462 można użyć tranzystora 2N4342

Rys. C.4 (po prawej). Schemat diody Lambda z użyciem tranzystora złączowego pnp, z europejskiej typów tranzystorów mogą być to przykładowo BF245B (J310) i BC177 (BC178)

Zamiast tranzystora polowego z kanałem P można także użyć tranzystora złączowego pnp, jak na rys. C.4.



Rys. C.5. Średniofalowy odbiornik reakcyjny na diodzie lambda

Dodatek D

Podstawowe własności odbiorników radiowych

Odbiornikiem radiowym nazywa się urządzenie przeznaczone do wydzielenia informacji zawartej w sygnale radiowym, przesyłanym za pośrednictwem fal elektromagnetycznych wielkiej częstotliwości. Ponieważ energia sygnału odbierana przez współpracującą z odbiornikiem antenę jest naogół bardzo mała, to w odbiorniku następuje zwykle wzmocnienie odbieranego sygnału. W antenie odbiorczej płyną prądy indukowane przez pola elektromagnetyczne pochodzące od wielu różnych radiostacji nadawczych, dlatego odbiornik powinien umożliwiać dosstrojenie się do żądanej radiostacji i skutecznie tłumić inne sygnały niepożądane. Odbiornik radiowy powinien zapewnić wierne odtworzenie informacji przekazywanej drogą radiową, tj. nie wprowadzać nadmiernych zniekształceń.

Wymagane właściwości i konstrukcja odbiornika są uwarunkowane jego przeznaczeniem i w dużej mierze zależą od rodzaju modulacji odbieranych sygnałów. Do podstawowych własności odbiornika zalicza się czułość, selektywność i wierność odtwarzania sygnału.

Czułością odbiornika nazywa się jego zdolność do odbioru możliwie słabych sygnałów. Miarą czułości jest taki poziom sygnału na wejściu odbiornika, który zapewnia określoną jakość odbioru przesyłanych informacji. Czułość odbiorników wyraża się w jednostkach napięcia, natężenia pola lub mocy sygnału.

Czułość odbiornika zależy głównie od wzmocnienia, szerokości przenoszonego pasma, poziomu szumów własnych i rodzaju detekcji sygnału, tj. rodzaju modulacji odbieranych sygnałów, oraz od układu detektora. Do czynników sprzyjających uzyskaniu dużej czułości zalicza się:

- zwiększenie wzmocnienia stopni poprzedzających detektor;
- stosowanie na wejściu odbiornika stopni wzmacniających o możliwie małych szumach własnych;
- zwężenie przenoszonego pasma;
- stosowanie obwodów wejściowych o dużym współczynniku wykorzystania anteny.

Ogólne określenie czułości odbiornika obejmuje różne rodzaje tego parametru, używane w praktyce. W przypadku odbiorników radiofonicznych są używane następujące określenia czułości:

Czułość użytkowa odbiornika – najmniejszy poziom sygnału wejściowego, umożliwiający uzyskanie normalnej mocy wyjściowej przy utrzymaniu określonego stosunku n poziomu sygnału do poziomu szumu; jest to stosunek mocy wyjściowej sygnału P_s do poziomu mocy wyjściowej szumów własnych odbiornika P_{sz} , mierzonych na wyjściu odbiornika.

Dla odbiorników radiofonicznych przeznaczonych do odbioru sygnałów o modulowanej amplitudzie przyjmuje się $n = 20$ dB, w przypadku zaś odbioru sygnałów o modulacji częstotliwości – $n = 26$ dB.

Czułość maksymalna odbiornika – najmniejszy poziom sygnału wejściowego umożliwiający uzyskanie normalnej mocy wyjściowej, przy ustawieniu wszystkich regulatorów odbiornika w położeniach zapewniających największe wzmocnienie.

Czułość graniczna odbiornika – moc sygnału odniesiona do pasma o szerokości 1 Hz, którą należy doprowadzić z anteny do wejścia odbiornika, aby stosunek poziomu mocy wyjściowej sygnału do mocy wyjściowej szumów był równy jedności. Czułość graniczna wyraża się w jednostkach kT_0 ($1 kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ W.Hz).

Własności odbiorników radiofonicznych, zwłaszcza w zakresach fal długich, średnich i krótkich określa się zwykle za pomocą ich czułości użytkowej. Nie umożliwia ona jednak porównywania własności odbiorników o różnej szerokości przenoszonego pasma i różnych impedancjach wejściowych.

W tym przypadku obiektywną miarę porównawczą umożliwiającą ocenę jakości konstrukcji odbiornika stanowi czułość graniczna. Czułość graniczna bywa podawana dla zakresu fal ultrakrótkich odbiorników radiofonicznych i jest szeroko stosowana dla określania własności odbiorników pomiarowych i radiokomunikacyjnych.

Czułość użytkowa może być ograniczona szumami (wzmacniaczy, heterodyn, przemiany wstecznej itd.) bądź wzmocnieniem odbiornika. Jeżeli czułość maksymalna jest równa czułości użytkowej, to wówczas czułość użytkowa jest ograniczona wzmocnieniem odbiornika. W przypadku zaś gdy czułość maksymalna jest większa od czułości użytkowej, to czułość użytkowa jest ograniczona szumami odbiornika.

W odbiornikach z cyfrową obróbką sygnałów względnie w odbiornikach cyfrowego głosu kryterium określania czułości jest stopa błędów – czułość jest podawana dla określonej, np. 1%, stopy przekłamań bitów (ang. *BER* – *bit error rate*). Przy odbiorze silnych sygnałów istotny jest natomiast próg przester-

wania przetwornika analogowo-cyfrowego. Po jego przekroczeniu odbiór staje się niemożliwy – urywa się. W odbiornikach analogowych ulega on natomiast stopniowemu pogorszeniu w wyniku pojawiających się coraz silniejszych składowych intermodulacyjnych.

Selektywność odbiornika jest to jego zdolność do wyodrębnienia spośród sygnałów o różnych częstotliwościach nośnych sygnału o częstotliwości nośnej, na którą odbiornik jest nastrojony. Najczęściej używaną miarą selektywności odbiornika jest, wyrażone w decybelach (dB) tłumienie sygnałów niepożądanych określonego rodzaju. Tłumienie sygnału niepożądanego jest to, wyrażony w dB, stosunek poziomu sygnału wejściowego o częstotliwości niepożądanego do poziomu sygnału o częstotliwości dostrojenia odbiornika, gdy każdy z tych sygnałów zapewnia normalną moc wyjściową.

Powyższe określenia dotyczą częstotliwościowej selektywności odbiorników radiowych. W ogólnym przypadku, zmniejszenie możliwości odbioru sygnałów niepożądanych można również uzyskać wykorzystując do wydzielenia sygnału pożądanego inne jego cechy poza częstotliwością nośną. Mogą to być np. kierunek rozchodzenia się fal elektromagnetycznych (anten kierunkowe), polaryzacja fal elektromagnetycznych, amplituda oraz faza sygnału. We wszystkich odbiornikach radiowych częstotliwość nośna sygnału stanowi jednak podstawową cechę umożliwiającą wyróżnienie sygnału radiowego.

Selektywność odbiornika jest zależna od liczby i rodzaju obwodów rezonansowych lub filtrów pasmowych zastosowanych w odbiorniku, od jego układu, od własności użytego detektora i od amplitudy odbieranych sygnałów.

Na ogół osobno rozważa się selektywność odbiornika przy małych i dużych odstrojeniach sygnału niepożądanego oraz przy małych i dużych amplitudach sygnału. W odbiornikach z przemianą częstotliwości o selektywności przy małych odstrojeniach decydują własności wzmacniacza p.c., selektywność przy dużych odstrojeniach zależy od liczby i własności obwodów rezonansowych dostrajanych do częstotliwości sygnału.

Przy dostatecznie małych amplitudach sygnału, kiedy poszczególne stopnie odbiornika pracują liniowo selektywność odbiornika może być określona jego charakterystyką przenoszenia, tj. zależnością wzmocnienia od częstotliwości. Charakterystyka ta zwana również krzywą selektywności różni się od idealnej charakterystyki przenoszenia o kształcie prostokątnym nierównomiernym wzmocnieniem w obrębie pasma przenoszonego B i skończoną stromością nachylenia zboczy. Przy dużych amplitudach sygnału, w miarę pogarszania się liniowości pracy, zwłaszcza pierwszych stopni wzmacniających odbiornika jego selektywność pogarsza się i wzrastają możliwości odbioru sygnałów niepożądanych. Nieliniowej pracy stopnia w odbiorniku, przy równoczesnym oddziaływaniu na ten stopień kilku sygnałów mogą bowiem towarzyszyć zjawiska modulacji skrośnej i intermodulacji, w efekcie których powstają składowe zakłócające odbiór sygnału pożądanego. Selektowność odbiornika tym mniej zależy od amplitudy sygnału im większy jest zakres liniowej pracy pierwszych stopni oraz im lepsza jest selektywność obwodów poprzedzających pierwszy stopień odbiornika.

Dla odbiorników radiowych podawane są zwykle parametry określające jego selektywność tylko przy słabych sygnałach. Są to: tłumienie sygnałów lustrzanych, tłumienie sygnałów o częstotliwości pośredniej i selektancja, tj. rzędna krzywej selektywności wyznaczona przy odstrojeniu o jeden kanał radiofoniczny.

Selektywność odbiornika powinna być tym większa im większa jest jego czułość, w miarę wzrostu czułości rośnie bowiem możliwość odbioru sygnałów niepożądanych. Wymagana selektywność odbiornika zależy również od potencjalnych możliwości odbioru sygnałów niepożądanych, które są różne w różnych zakresach częstotliwości ze względu na: różne warunki rozchodzenia się fal radiowych, różne zasięgi radiostacji nadawczych i różne własności stosowanych anten.

W celu dostosowania selektywności odbiornika do istniejących warunków odbioru sygnałów bywa stosowana regulacja szerokości przenoszonego pasma w stopniach poprzedzających detektor. Regulacja taka wpływa na selektywność przy małych odstrojeniach od sygnału niepożądanego, przy czym może być ona ręczna lub samoczynna – uwarunkowana poziomem odbieranego sygnału pożądanego.

Wierność odtwarzania sygnału jest to zdolność odbiornika do możliwie niezniekształconego odtworzenia informacji przesyłanej za pomocą modulowanej fali elektromagnetycznej. Odbiornik tym wierniej odtwarza tę informację im mniejsze wprowadza zniekształcenia. Zniekształcenia te dzielimy na liniowe i nieliniowe.

Zniekształcenia liniowe powstają w obwodach liniowych odbiornika, takich jak obwody rezonansowe, filtry, obwody sprzęgające poszczególne stopnie i niezależne od amplitudy sygnału impedancje w poszczególnych stopniach odbiornika. Polegają one na tym, że poszczególne częstotliwości modulujące falę nośną sygnału nie są jednakowo przenoszone przez odbiornik. W zależności od tego czy nierównomierność przenoszenia tych składowych sygnału dotyczy ich amplitudy czy też fazy zniekształcenia liniowe dzielą się na zniekształcenia tłumieniowe i fazowe. W odbiornikach radiofonicznych największe znaczenie mają zniekształcenia tłumieniowe ponieważ organ słuchu ludzkiego działa w przybliżeniu jako analizator złożonego dźwięku i jest mało wrażliwy na zmianę przesunięć fazowych między poszczególnymi składowymi tego dźwięku. W radiokomunikacji opartej na emisjach cyfrowych szczególnie istotne stają się natomiast zniekształcenia fazowe.

Podstawowym warunkiem małych zniekształceń liniowych jest odpowiednia szerokość pasma przenieszonego przez odbiornik. Dotyczy to zarówno obwodów wielkiej częstotliwości, tj. poprzedzających detektor w odbiorniku, jak i obwodów małej częstotliwości. Wymagana szerokość pasma przenieszonego przez obwody wielkiej częstotliwości zależy od rodzaju modulacji odbieranych sygnałów i systemu ich transmisji oraz od największej częstotliwości modulującej f_{maks} . Pasma przenieszone przez obwody małej częstotliwości jest uwarunkowane największą częstotliwością modulującą: $B_m = f_{maks}$.

W odbiornikach przystosowanych do odbioru sygnałów o modulowanej amplitudzie (AM) pasmo przenieszone przez obwody wielkiej częstotliwości (B_w) powinno wynosić: $B_w = 2 B_m = 2 f_{maks}$. Dla modulacji jednowstęgowej jest ono o połowę węższe.

W odbiornikach przystosowanych do odbioru sygnałów o modulowanej częstotliwości (FM) pasmo przenieszone przez obwody wielkiej częstotliwości powinno wynosić $B_w = 2 - 2,5 (D + 2 B_m)$, gdzie D jest największą dewiacją częstotliwości. Zależność ta jest słuszna przy założeniu, że indeks modulacji $m = D/f_{maks}$ jest bliski lub większy od jedności, oraz że nie są przenoszone składowe widma częstotliwości o amplitudach mniejszych od 5% niemodulowanej fali nośnej. W przypadku gdy można pominąć składowe o amplitudach mniejszych od ok. 10% amplitudy fali nośnej oraz przy mniejszych wartościach indeksu modulacji można stosować zależność $B_w = 2 (D + B_m) = 2 (D + f_{maks})$.

W odbiornikach radiofonicznych przeznaczonych do odtwarzania sygnałów mowy i muzyki częstotliwość f_{maks} należałoby przyjmować bliską górnej częstotliwości słyszalnej tj. około 16 kHz. W zakresach fal długich, średnich i krótkich przyjmowana jest częstotliwość około 4,5 – 5 kHz, a w radiokomunikacji 2,5 – 3 kHz.

Zniekształcenia nieliniowe powstają głównie w stopniach wzmacniających pracujących przy dużych amplitudach sygnału. Zniekształcenia polegają na tym, że na wyjściu odbiornika pojawiają się składowe widma m.cz., których nie było w przebiegu modulującym sygnału wejściowego. Zniekształcenia nieliniowe dzielą się na harmoniczne i intermodulacyjne.

Zniekształcenia harmoniczne objawiają się harmonicznymi częstotliwościami modulującej; ich miarą jest współczynnik zawartości harmonicznych h .

Zniekształcenia intermodulacyjne polegają na tym, że w przypadku gdy sygnał jest modulowany równocześnie dwiema składowymi o częstotliwościach f_1 i f_2 to na wyjściu pojawiają się składowe o częstotliwościach będących sumą i różnicą tych częstotliwości modulujących, sumą i różnicą jednej z nich z drugą harmoniczną pozostałej, sumą i różnicą częstotliwości jednej z nich z trzecią harmoniczną pozostałej i odwrotnie. W przypadku większej liczby składowych liczba możliwych kombinacji intermodulacyjnych rośnie lawinowo.

Między zniekształceniami harmonicznymi i intermodulacyjnymi istnieje naogół zadowalająca współzależność i dlatego liniowość pracy odbiornika dostatecznie charakteryzuje współczynnik zawartości harmonicznych.

Przy odbiorze względnie słabych sygnałów zniekształcenia nieliniowe powstają głównie w stopniu mocy odbiornika, gdzie amplituda sygnału jest największa. Przy odbiorze silnych sygnałów dodatkowe zniekształcenia nieliniowe mogą powstawać również w innych stopniach. Możliwość ich powstawania ogranicza się przez stosowanie automatycznej regulacji wzmocnienia w odbiorniku.

Źródłem zniekształceń w odbiornikach radiofonicznych jest także głośnik, który może mieć nie dość równomierną charakterystykę skuteczności w zakresie częstotliwości akustycznych oraz może wprowadzać dodatkowe zniekształcenia nieliniowe.

Źródłem szumów przy odbiorze radiowym są szумы anteny, szумы obwodów i szумы elementów wzmacniających. Szумы ograniczają czułość odbiorników o dużym wzmocnieniu. Własności szumowe

odbiornika są zależne głównie od szumów obwodów wejściowych i szumu pierwszego stopnia wzmacniającego. Te szумы są bowiem wzmacniane przez wszystkie stopnie odbiornika. Szумы dalszych obwodów i stopni mają tym mniejszy wpływ na wypadkowe własności szumowe odbiornika im mniej są wzmacniane w torze odbiornika.

Przy dostatecznie dużym wzmocnieniu pierwszego stopnia można przyjmować, że szum odbiornika jest spowodowany wyłącznie szumem obwodów wejściowych i szumem pierwszego stopnia wzmacniającego. Własności szumowe odbiornika najlepiej charakteryzuje współczynnik szumów, jednak w zakresie małych i średnich częstotliwości radiofonicznych do oceny tych właściwości jest często używane napięcie (wartość skuteczna) szumów odniesione do wejścia odbiornika. Umożliwia ono wyznaczenie czułości użytkowej odbiornika przy założonej wartości stosunku sygnału do szumu n .

Ogólny układ zastępczy anteny zawiera jej oporność promieniowania R_p , oporność strat R_s i reaktancję X_a . Szумы anteny są dwójakiego rodzaju: są to szумы ciepłne generowane w oporności strat R_s przy temperaturze najbliższego otoczenia anteny oraz szумы ciepłne generowane w oporności promieniowania anteny. Temperatura szumowa oporności promieniowania anteny jest zależna od temperatury przestrzeni otaczającej antenę, charakterystyki kierunkowej anteny i kierunku, w jakim jest ona skierowana. Temperatura ta zależy również od częstotliwości pracy anteny, ponieważ atmosfera ziemiska w różnym stopniu przepuszcza promieniowanie elektromagnetyczne pochodzenia pozaziemskiego, w zależności od jego częstotliwości. Dlatego temperatura szumowa oporności promieniowania może się zmieniać w zależności od częstotliwości pracy i usytuowania anteny, a na jej wartość może wpływać promieniowanie szumowe przestrzeni kosmicznej, słońca lub galaktyk. W ogólności temperatura szumowa oporności promieniowania jest różna od temperatury przestrzeni wokół anteny (a więc i temperatury szumowej oporności strat anteny).

W zakresie radiofonicznych fal długich i średnich gdzie stosowane są anteny o małej oporności promieniowania i słabo sprzężone z odbiornikiem szумы anteny nie mają większego wpływu na czułość odbiornika i można je pomijać. W zakresie radiofonicznych fal ultrakrótkich można pominąć straty dipolowej anteny rezonansowej i uwzględniać jedynie szумы pochodzące z oporności promieniowania.

Parametrem charakteryzującym własności szumowe tranzystora jest współczynnik szumów F lub F_p w przypadku tranzystorów stosowanych w stopniach przemany częstotliwości. Współczynnik szumów tranzystora jest zależny od jego punktu pracy i od częstotliwości pracy.

Własności szumowe wszystkich czwórników, w tym wzmacniaczy i odbiorników można określić za pomocą współczynnika szumów F . Jest on wyrażany w dB:

F [dB] = $10 \log F$, gdzie F jest ilorazem stosunku mocy sygnału do mocy szumu na wejściu (indeks 1) i wyjściu (indeks 2) czwórnika:

$$F = (P_{s1}/P_{sz1}) / (P_{s2}/P_{sz2}).$$

D.1. Krótkie zestawienie własności różnych typów odbiorników

Najprostszym odbiornikiem jest odbiornik detektorowy złożony z obwodu wejściowego, detektora amplitudy i przetwornika elektroakustycznego, tj. słuchawki lub głośnika. O selektywności tego układu decyduje obwód wejściowy; jego czułość jest uwarunkowana sprawnością detektora i sprawnością przetwornika elektroakustycznego. Zastosowanie wzmacniacza małej częstotliwości w odbiorniku detektorowym tylko nieznacznie może zwiększyć jego czułość przy niezmienionej selektywności. Zaletą prostego układu detektorowego jest brak źródeł zasilania. Do uruchomienia przetwornika elektroakustycznego jest tu wykorzystywana energia elektryczna odbieranego sygnału. Wadą natomiast tych odbiorników jest mała czułość i niedostateczna selektywność.

Ze względu na to, że detektor może wydzielić przebieg modulujący z modulowanej fali nośnej tylko wówczas gdy amplituda sygnału jest dostatecznie duża, to znaczny wzrost czułości można osiągnąć jedynie przy stosowaniu wzmacniacza poprzedzającego detektor. Odbiorniki, w których wzmocnienie sygnału odbywa się przy naturalnej częstotliwości sygnału są nazywane odbiornikami o bezpośrednim wzmocnieniu. Ich selektywność jest zwykle większa od selektywności odbiorników detektorowych dzięki stosowaniu wzmacniaczy rezonansowych. Natomiast wadą tych odbiorników jest to, że podstawowe wzmocnienie sygnału następuje we wzmacniaczu dostrajanym do częstotliwości sygnału, oraz

że pasmo przenoszone, czułość i selektywność są zależne od częstotliwości dostrojenia. Skonstruowanie wzmacniacza wielkiej częstotliwości o dużym wzmocnieniu, strojonego w szerokim zakresie częstotliwości nastrocza znaczne trudności techniczne i nie zapewnia stałości przenoszonego pasma i selektywności w całym zakresie odbioru.

Odbiornikami reakcyjnymi nazywa się odbiorniki z dodatnim sprzężeniem zwrotnym w obwodach wielkiej częstotliwości. Celem stosowania reakcji jest zwiększenie czułości odbiornika przy niezmienionej liczbie stopni. Reakcja jest najczęściej stosowana w obwodzie detekcyjnym w odbiornikach detektorowych lub w odbiornikach z bezpośrednim wzmocnieniem.

Wzmocnienie reakcji jest zależne od częstotliwości dostrojenia odbiornika (dobroci obwodu rezonansowego) i poziomu sygnału. Stosowanie reakcji komplikuje jednak obsługę odbiornika i pogarsza niektóre jego parametry. Przy regulacji reakcji zmienia się szerokość pasma przenoszonego przez odbiornik i jego selektywność. Wadą reakcji jest również niepożądane promieniowanie fal elektromagnetycznych przez urządzenia odbiorcze po przekroczeniu progu wzbudzenia (czyli np. przy odbiorze stacji amatorskich nadających emisjami SSB albo CW).

W odbiornikach superreakcyjnych dodatnie sprzężenie zwrotne stosowane w celu zwiększenia wzmocnienia, przez odtłumienie współpracującego z tym stopniem obwodu rezonansowego zmienia się okresowo ze zmianą ponadakustycznej częstotliwości wygaszania od wartości bardzo małych do dużych, zapewniających okresowe wzbudzenie się drgań w stopniu z superreakcją. Superreakcję najczęściej stosuje się w stopniu detekcyjnym. Zapewnia ona bardzo duże wzmocnienie dochodzące do kilkuset tysięcy. Wadą układów superreakcyjnych jest mała selektywność (jest ona w pewnym stopniu zależna od przebiegu wygaszającego), duży poziom szumów, mała wierność odtwarzania sygnału i niepożądane promieniowanie energii elektromagnetycznej.

Układy refleksowe bywają stosowane w odbiornikach, w których istotne jest zmniejszenie liczby elementów konstrukcyjnych mających wpływ na koszty odbiornika. Obecnie argument ten stracił na znaczeniu. W układach refleksowych ten sam element wzmacniający spełnia równocześnie różne funkcje np. pracuje jako wzmacniacz wielkiej i małej częstotliwości. Układy refleksowe nie mogą jednak zapewnić korzystnych parametrów odbiornika i dużej wierności odtwarzania gdyż są zwykle mało stabilne, a ich parametry są zależne od amplitudy sygnału.

Powszechnie stosowanym układem odbiornika, niezależnie od jego przeznaczenia jest układ z przemianą częstotliwości (superheterodynowy). Ich istotną cechą jest stosowanie stopnia przemiany częstotliwości (mieszacza), do którego są doprowadzone napięcia sygnału i heterodyny. W wyniku przemiany częstotliwości uzyskuje się częstotliwość pośrednią, która wiernie zachowuje modulację sygnału i jest stała przy dowolnej częstotliwości dostrojenia odbiornika. Stałość częstotliwości pośredniej ułatwia wzmocnienie sygnału w selektywnym wzmacniaczu pośredniej częstotliwości, zapewniającym wymaganą szerokość przenoszonego pasma i czułość odbiornika. Układ superheterodyny umożliwia uzyskanie dużej stałości własności w szerokim zakresie częstotliwości dostrojenia oraz może zapewnić dużą czułość i selektywność przy jego prostej konstrukcji.

Wybór częstotliwości pośredniej ma duży wpływ na własności i konstrukcję odbiornika. Przy względnie małej p.cz. łatwo jest uzyskać wąskie pasmo przenoszenia, dużą selektywność przy stosunkowo małej liczbie obwodów rezonansowych oraz duże i stabilne wzmocnienie przypadające na każdy stopień wzmacniacza p.cz. W tym przypadku trudno jest jednak uzyskać duże tłumienie sygnałów lustrzanych w odbiorniku. Przy stosowaniu większej częstotliwości pośredniej można łatwiej uzyskać duże tłumienie sygnałów lustrzanych i szersze pasmo przenoszone. Jednak dopuszczalne ze względu na stabilność wzmocnienie przypadające na stopień wzmacniacza p.cz. jest wówczas mniejsze i mniejsza jest też selektywność przy danej liczbie obwodów rezonansowych.

Niekorzystną własnością odbiorników z przemianą częstotliwości jest możliwość odbioru sygnałów niepożądanych. Należą do nich przede wszystkim sygnały o częstotliwości pośredniej, sygnały lustrzane i sygnały odbierane za pośrednictwem harmonicznych heterodyny. Częstotliwość heterodyny może leżeć powyżej lub poniżej sygnału odbieranego.

Selektywność odbiornika superheterodynowego przy dużych odstrojeniach tj. tłumienie sygnałów niepożądanych zapewniają obwody wejściowe. Obwody te zabezpieczają również pierwszy stopień

wzmacniający odbiornika przed przenikaniem silnych sygnałów zakłócających, które mogą powodować modulację skrośną lub intermodulację sygnałów przy wielkiej częstotliwości na skutek niedostatecznej liniowości tego stopnia. Wymagania stawiane tym obwodom są m.in. zależne od wartości częstotliwości pośredniej. Im większa jest częstotliwość pośrednia tym prostsze obwody mogą zapewnić żądane tłumienie sygnałów lustrzanych. W przypadku małej częstotliwości pośredniej dostateczne tłumienie sygnałów lustrzanych można uzyskać zwiększając liczbę dostrajanych do częstotliwości sygnału obwodów rezonansowych poprzedzających stopień przemiany częstotliwości. We współczesnych konstrukcjach odbiorników stosowane są bardzo często częstotliwości pośrednie leżące powyżej zakresu krótkofalowego. Pozwala to na używanie na wejściu odbiornika przełączanych filtrów dolno-przepustowych – oktaowych lub półoktaowych. W rozwiązaniach tych uzyskuje się wprawdzie duże tłumienie sygnałów lustrzanych i uproszczenie układu dzięki brakowi konieczności przestrajania obwodów, ale filtry o szerokim zakresie przenoszenia przepuszczają wiele silnych sygnałów mogących doprowadzić do przesterowania pierwszego stopnia odbiornika. W rozwiązaniach tych nie występuje też problem współbieżności strojenia wejścia i heterodyny.

Odbiornikiem synchronicznym nazywa się odbiornik radiowy o dowolnym układzie (detektorowy, o bezpośrednim wzmacnieniu lub superheterodynowy) zaopatrzony w selektywny detektor synchroniczny. Układ selektywnego detektora synchronicznego jest podobny do układu przemiany częstotliwości i zawiera właściwy detektor (będący dla napięć sygnału elementem liniowym), obwody synchronizacji, heterodynę synchroniczną i filtr dolnoprzepustowy m.cz. eliminujący niepożądane produkty detekcji ewentualnych sygnałów zakłócających. Istotną cechą heterodyny synchronicznej jest to, że generuje ona napięcia o częstotliwości i fazie zgodnej z częstotliwością i fazą fali nośnej sygnału. Detektory synchroniczne umożliwiają uzyskanie dużej selektywności przy niemal idealnie prostokątnej charakterystyce przenoszenia. Zasadniczą trudność przy ich stosowaniu stanowi synchronizacja heterodyny przy różnych poziomach sygnału. Detektory synchroniczne pozwalają także na wybór jednej z dwóch wstęg sygnału AM – wstęgi mniej zakłóconej. W detektory synchroniczne wyposażone są niektóre, droższe, modele fabrycznych odbiorników wielozakresowych (globalnych), a także programy obsługujące odbiorniki programowalne (odbiorniki SDR).

W odbiornikach z bezpośrednią przemianą analogowo-cyfrową sygnały wielkiej częstotliwości po wstępnej selekcji w obwodach wejściowych i przejściu przez wzmacniacz i ewentualny tłumik zapobiegający przesterowaniu przetwornika analogowo-cyfrowego (a/c) są poddawane przetworzeniu na postać cyfrową we wspomnianym przetworniku. Z uzyskanego w ten sposób strumienia danych cyfrowych (próbek sygnału) selekcjonowane są pożądane próbki, które następnie podlegają obróbce cyfrowej polegającej na selekcji sygnału pożądanego, eliminacji wpływu szumów i zakłóceń, demodulacji, wzmacnieniu itd. Otrzymany w wyniku tych procesów sygnał jest przetwarzany z postaci cyfrowej na analogową. Zaletą rozwiązań z cyfrową obróbką sygnałów jest daleko idąca niezależność układu od wpływu czynników zewnętrznych takich jak temperatura, niezależność od skutków starzenia się elementów, powtarzalność parametrów oraz możliwość większego zbliżenia się do teoretycznych granic decydujących o pracy filtrów i innych stopni odbiornika, aniżeli w przypadku układów analogowych. W przypadku przesterowania wejściowego przetwornika analogowo-cyfrowego odbiór zanika całkowicie, a nie pogarsza się stopniowo jak w przypadku zakłóceń intermodulacyjnych w odbiornikach analogowych. Częstotliwość próbkowania i zarazem przetwarzania sygnałów przy obecnym stanie techniki jest ograniczona do kilkudziesięciu lub stukilkudziesięciu MHz. Dla częstotliwości wyższych stosowany jest odbiór wokół nieparzystych harmonicznych częstotliwości próbkowania – w praktyce wokół trzeciej harmonicznej. Oznacza to jednak pogorszenie własności odbiornika w stosunku do pracy przy podstawowej częstotliwości próbkowania. W zakresach jeszcze wyższych częstotliwości odbiorniki muszą być wyposażone w konwertery częstotliwości (stopnie przemiany) na częstotliwość leżącą w granicach możliwości przetwornika a/c.

Literatura i adresy internetowe

- [Arnoldt1997] „Geradeaus- und Direktmischempfänger. Klassische Technik – modern konzipiert“, Michael Arnoldt, Elektor-Verlag, Aachen 1997, ISBN 3-89576-052-8
- [FAB3] „Einfache IC-Empfängerschaltungen“, Frank Sichla, DL7VFS, Funkamateurlbibliothek 3, Theuberger Verlag, Berlin 2003, ISBN 3-91015902-8
- [Nuss2003] „Aktivantennen und Preselektoren im Selbstbau“, Hans Nussbaum, DJ1UGA, VTH Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden 2003, wyd. 1, ISBN 3-88180-390-4
- [Radioel1969] „Poradnik inżyniera radioelektryka“, pod red. doc. dr inż. Andrzeja Wojnara, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1969
- [Rauhut1992] „QRP: mit kleiner Leistung um die Welt“, Matthias Rauhut, Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden 1992, ISBN 3-88180-317-3
- [Rot1955] „Technika odbioru radiowego“, Wilhelm Rotkiewicz, tom 1, PWT Warszawa 1955, wyd. 2

Roczniki czasopism wymienionych w tekście.

Adresy internetowe

[B.1] www.swiatradio.com.pl

W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:

- Nr 1 – „Poradnik D-STAR”, wydanie 1 (2011), 2 (2015) i 3 (2019)
- Nr 2 – „Instrukcja do programu D-RATS”
- Nr 3 – „Technika słabych sygnałów” Tom 1
- Nr 4 – „Technika słabych sygnałów” Tom 2
- Nr 5 – „Łączności cyfrowe na falach krótkich” Tom 1
- Nr 6 – „Łączności cyfrowe na falach krótkich” Tom 2
- Nr 7 – „Packet radio”
- Nr 8 – „APRS i D-PRS”
- Nr 9 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 1
- Nr 10 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 2
- Nr 11 – „Słownik niemiecko-polski i angielsko-polski” Tom 1
- Nr 12 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 1
- Nr 13 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 2
- Nr 14 – „Amatorska radioastronomia”
- Nr 15 – „Transmisja danych w systemie D-STAR”
- Nr 16 – „Amatorska radiometeorologia”, wydanie 1 (2013) i 2 (2017)
- Nr 17 – „Radiolatarnie małej mocy”
- Nr 18 – „Łączności na falach długich”
- Nr 19 – „Poradnik Echolinku”
- Nr 20 – „Arduino w krótkofalarstwie” Tom 1
- Nr 21 – „Arduino w krótkofalarstwie” Tom 2
- Nr 22 – „Protokół BGP w Hamnecie”
- Nr 23 – „Technika słabych sygnałów” Tom 3, wydanie 1 (2014), 2 (2016) i 3 (2017)
- Nr 24 – „Raspberry Pi w krótkofalarstwie”
- Nr 25 – „Najpopularniejsze pasma mikrofalowe”, wydanie 1 (2015) i 2 (2019)
- Nr 26 – „Poradnik DMR” wydanie 1 (2015), 2 (2016) i 3 (2019), nr 326 – wydanie skrócone (2016)
- Nr 27 – „Poradnik Hamnetu”
- Nr 28 – „Budujemy Ilera” Tom 1
- Nr 29 – „Budujemy Ilera” Tom 2
- Nr 30 – „Konstrukcje D-Starowe”
- Nr 31 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 3
- Nr 32 – „Anteny łatwe do ukrycia”
- Nr 33 – „Amatorska telemetria”
- Nr 34 – „Poradnik systemu C4FM”, wydanie 1 (2017) i 2 (2019)
- Nr 35 – „Licencja i co dalej” Tom 1
- Nr 36 – „Cyfrowa Obróbka Sygnałów”
- Nr 37 – „Telewizja amatorska”
- Nr 38 – „Technika słabych sygnałów” Tom 4, wydanie 1 (2018) i 2 (2020)
- Nr 39 – „Łączności świetlne”
- Nr 40 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 4
- Nr 41 – „Licencja i co dalej” Tom 2
- Nr 42 – „Miernictwo” Tom 1
- Nr 43 – „Miernictwo” Tom 2
- Nr 44 – „Miernictwo” Tom 3
- Nr 45 – „Testy sprzętu” Tom 1
- Nr 46 – „Testy sprzętu” Tom 2
- Nr 47 – „Licencja i co dalej” Tom 3
- Nr 48 – „Jonosfera i propagacja fal”
- Nr 49 – „Anteny krótkofalowe” Tom 1
- Nr 50 – „Anteny ultrakrótkofalowe” Tom 1
- Nr 51 – „Anteny krótkofalowe” Tom 2
- Nr 52 – „Anteny ultrakrótkofalowe” Tom 2
- Nr 53 – „Anteny mikrofalowe”

Nr 54 – „Proste odbiorniki amatorskie” Tom 1
Nr 55 – „Proste odbiorniki amatorskie” Tom 2

