

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

54

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

PROSTE ODBIORNIKI AMATORSKIE
TOM 1

WIEDEŃ 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 1

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, październik 2020

Spis treści

Wstęp	8
1. Modułacja i demodulacja	10
1.1. Modułacja amplitudy	10
1.2. Modułacja jednowstęgowa	13
1.3. Modułacje kątowe	16
2. Odbiorniki detektorowe	23
2.1. Odbiorniki detektorowe bez wzmacnienia	27
2.2. Odbiorniki detektorowe ze wzmacniaczem m.cz.	30
2.2.1. Wzmacniacz LM386	33
2.3. Odbiorniki z detektorem tranzystorowym	34
2.4. Odbiornik detektorowy z wtórnikiem w.cz.	35
2.5. Odbiornik z tranzystorowym wzmacniaczem m.cz.	35
3. Odbiorniki z bezpośrednim wzmacnieniem	36
3.1. Układy z obwodem TA7642	41
3.2. Średniofalowy odbiornik „Conrada”	43
3.3. Odbiornik ze wzmacniaczem w.cz. w układzie WB	45
3.4. Odbiornik ze wzmacniaczem w.cz. na tranzystorze dwubramkowym	46
3.5. Odbiornik długofalowy na LM386	46
4. Odbiorniki reakcyjne	48
4.1. Odbiornik reakcyjny z tranzystorem dwubramkowym	50
4.2. Krótkofalowy odbiornik „Conrada”	51
4.3. Odbiornik z diodą lambda na tranzystorach pnp	52
4.4. Odbiorniki reakcyjne z detektorem na tranzystorze polowym	53
4.5. Odbiornik reakcyjny DL-QRP-AQ	54
4.6. Odbiornik z odłumianą anteną magnetyczną	56
4.7. Odbiornik z automatyczną regulacją reakcji	57
4.8. Audion krótkofalowy ze wzmacniaczem w.cz. w układzie WB	58
4.9. Odbiornik na pasmo 80 m	59
4.10. Odbiornik z diodą lambda na tranzystorach polowych	59
4.11. Audion na pasma 80, 49 i 40 m	60
4.12. Odbiorniki refleksowe	63
4.13. Odbiornik z mnożnikiem dobroci	64
4.14. Odbiornik z TA7642	66
5. Odbiorniki homodynowe	67
5.1. Odbiorniki homodynowe do odbioru emisji cyfrowych	68
5.2. Odbiornik na pasmo 80 m	73
5.3. Odbiorniki z detektorem Poliakowa	74
5.3.1. Detektor Poliakowa	75
5.4. Odbiorniki na pasmo 40 m	76
5.5. Odbiornik SP9MRN	79
5.6. Moduły dla odbiorników z bezpośrednią przemianą	80
5.7. Odbiornik z ARW na TCA440	82
5.8. Odbiornik na pasmo 20 m na TBA120	82
5.9. Odbiornik G3RJV	83
6. Odbiorniki z przemianą częstotliwości	85
6.1. Proste superheterodyny z detektorem reakcyjnym	88
6.2. Odbiorniki superheterodynowe z obwodem TA7642	89
6.3. Odbiorniki krótkofalowe	91
6.3.1. Scalony stopień przemiany NE612	96
6.3.2. Przeciąganie częstotliwości rezonatora kwarcowego	97
6.3.3. Komórka Gilberta	98
6.4. Odbiorniki do odbioru emisji cyfrowych	99
6.5. Odbiorniki na TCA440	100

6.6. Odbiorniki UKF na TDA7088	107
6.6.1. Obwód TDA7000	109
6.7. Odbiornik „Conrada”	112
6.8. Odbiornik programu I Polskiego Radia	113
6.9. Odbiornik lotniczy z detektorem logarytmicznym	115
6.10. Odbiornik FM z generatorem synchronizowanym	116
Literatura i adresy internetowe	119

Sommaire

Récepteurs simples pour radio amateurs

Préface	8
1. Modulation et démodulation	10
1.1. Modulation d'amplitude	10
1.2. Modulation d'amplitude à bande latérale unique (BLU)	13
1.3. Modulation angulaire	16
2. Récepteurs à galène	23
2.1. Récepteurs à galène sans amplificateur	27
2.2. Récepteurs à galène avec amplificateur BF	30
2.2.1. Amplificateur LM386	33
2.3. Récepteurs avec le détecteur à transistor	34
2.4. Récepteur à galène avec le suiveur HF	35
2.5. Récepteur avec l'amplificateur BF à transistors	35
3. Récepteurs à amplification directe	36
3.1. Circuits avec TA7642	41
3.2. Récepteur PO de „Conrad”	44
3.3. Récepteur avec l'amplificateur HF à base commune	45
3.4. Récepteur avec l'amplificateur HF à Mosfet à double grille	46
3.5. Récepteur GO avec LM386	46
4. Récepteurs à réaction	48
4.1. Récepteurs à réaction avec Mosfet à double grille	50
4.2. Récepteur OC de „Conrad”	51
4.3. Récepteur avec la diode de lambda à transistors pnp	52
4.4. Récepteurs à réaction avec détecteur à TEC	53
4.5. Récepteur à réaction de DL-QRP-AQ	54
4.6. Récepteur avec la désatténuation d'antenne magnétique	56
4.7. Récepteur avec la contrôle automatique de réaction (CAG)	57
4.8. Détectrice OC avec l'amplificateur HF à base commune	58
4.9. Récepteur pour la bande de 80 m	59
4.10. Récepteur avec la diode de lambda à TEC	59
4.11. Détectrice pour les bandes 80, 49 i 40 m	60
4.12. Récepteurs réflexe	63
4.13. Récepteur avec Q-multiplieur	64
4.14. Récepteurs à TA7642	66
5. Récepteurs à conversion directe	67
5.1. Récepteurs homodyne pour les modes numériques	68
5.2. Récepteur pour la bande de 80 m	73
5.3. Récepteurs avec le détecteur de Poliakov	74
5.3.1. Détecteur de Poliakov	75
5.4. Récepteurs pour la bande de 40 m	76
5.5. Récepteur de SP9MRN	79
5.6. Modules pour les récepteurs à conversion directe	80
5.7. Récepteur avec CAG à TCA440	82
5.8. Récepteur pour la bande de 20 m à TBA120	82
5.9. Récepteur de G3RJV	83
6. Récepteurs superhétérodynes	85
6.1. Superhétérodynes simples avec détecteur à réaction	88
6.2. Récepteurs superhétérodynes avec TA7642	89
6.3. Récepteurs OC	91
6.3.1. Mélangeur NE612	96
6.3.2. Tirer le quartz en fréquence	97
6.3.3. Cellule de Gilbert	98
6.4. Récepteurs pour les modes numériques	99

6.5. Récepteurs à TCA440	100
6.6. Récepteurs THF à TDA7088	107
6.6.1. Récepteur intégré TDA7000	109
6.7. Récepteur THF de „Conrad”	112
6.8. Récepteur GO pour 225 kHz	113
6.9. Récepteur pour la bande aérienne avec le détecteur logarithmique	115
6.10. Récepteur FM l’oscillateur synchronisé	116
Bibliographie et les pages web	119

Wstęp

Konstruowanie prostych odbiorników radiowych jest od prawie wieku wstępem do poważniejszego zainteresowania radiotechniką, elektroniką w ogóle i krótkofalarstwem w szczególności. Już nawet najprostsze odbiorniki detektorowe dawały początkującym niezapomniane przeżycia, kiedy ze słuchawek odzywała się po raz pierwszy audycja radiowa. Odbiór detektorowy przy użyciu kilkumetrowej anteny drutowej był i jest możliwy w promieniu kilkunastu do nawet kilkudziesięciu kilometrów od stacji nadawczej, zależnie od jej mocy i lokalnych zakłóceń. Dawniej sprawa była znacznie prostsza. Na falach średnich nadawany był z wielu ośrodków lokalnych drugi program Polskiego Radia, a na falach długich – program pierwszy. Obecnie polscy radioamatorzy są o tyle w szczęśliwej sytuacji, że ośrodek nadawczy w Solcu Kujawskim emituje pierwszy program PR ze znaczną mocą (~1 MW) podczas gdy większość stacji długofalowych i znaczna część stacji średniofalowych (w tym wszystkie stacje polskie) w innych krajach przeszła już do historii.

Oczywiście konstrukcja odbiornika detektorowego była i jest tylko pierwszym krokiem na drodze ku radiotechnice i ma jedynie znaczenie dydaktyczne. Lepsze rezultaty uzyskuje się konstruując nieskomplikowane odbiorniki kilkutranzystorowe albo oparte o któreś z popularnych obwodów scalonych.

Konstruktorzy takich odbiorników nie muszą się ograniczać jedynie do odbioru stacji radiofonicznych ale mogą również odbierać silniejsze i znajdujące się w niezbyt dużych odległościach stacje krótkofalarskie.

W literaturze spotyka się również wiele opisów prostych odbiorników na zakresy UKF: radiofoniczny i pasma amatorskie 50 albo 144 MHz.

Dużym przeżyciem dla dzieci i młodzieży może być budowa odbiornika do spółki z dziadkiem lub ojcem zwłaszcza jeżeli są oni krótkofalowcami i mogą pokazać młodym konstruktorom coś więcej niż tylko odbiór radiofonii. Odbiór stacji amatorskich jest wprawdzie dostępny dla wszystkich bez żadnych ograniczeń, ale osoby nie związane z krótkofalarstwem mogą nie być dobrze zorientowane w tej tematyce i w związku z tym nie mogą skutecznie zainteresować młodzieży tymi sprawami.

Biorąc pod uwagę powyższe względy autor postanowił przygotować urozmaicony zbiór opisów łatwych do zbudowania (i dokonywania w przyszłości ewentualnych modyfikacji i ulepszeń) odbiorników radiowych i krótkofalarskich na wiele zakresów fal. Samo jednak zbudowanie urządzenia według gotowego i nawet łatwego do zrozumienia opisu to nie wszystko. Jeżeli taka konstrukcja ma przynieść głębsze korzyści to konieczne jest dobre zrozumienie zasady działania tego odbiornika i dalszych bardziej skomplikowanych, które być może pójdą na warsztat w następnym czasie. Dlatego też na początku prawie każdego z rozdziałów przedstawiono, możliwie jak najprościej, stronę teoretyczną pracy omawianych dalej rodzajów odbiorników. Być może ułatwi to części czytelników przygotowanie się do egzaminu na licencję amatorską a jeśli nie to zawsze lepiej wiedzieć co się robi i dlaczego to działa (no, przynajmniej po pewnym dopieszczeniu...). W niektórych podrozdziałach dodano wiadomości uzupełniające – wyróżnione w specjalnych podpunktach. Zapoznanie się z nimi może być pomocne i interesujące, ale nie jest niezbędne dla zrozumienia dalszego ciągu skryptu.

Wybierając układy autor starał się, aby były one oparte o elementy możliwie łatwe obecnie do zdobycia, dlatego też niektóre dawniejsze ciekawe rozwiązania nie wyszły poza próg archiwum. W przypadkach wątpliwych autor stara się zaproponować elementy zastępcze, które nawet jeśli nie są dokładnymi odpowiednikami powinny dać się zastosować w układach bez większych zmian. Pracujące w wielu stopniach tranzystory powszechnego użytku można bez problemu zastąpić przez inne popularne typy. Konieczne może być jednak dobranie wartości niektórych oporników w obwodach zasilania (polaryzacji) elektrod tranzystorów lub wyprowadzeń obwodów scalonych.

Układy odbiorcze są omawiane w kolejności od najprostszyc technicznie do bardziej skomplikowanych i chociaż nie jest konieczne budowanie wszystkich po kolei, to warto zapoznać się ze stroną teoretyczną w kolejności rozdziałów. Trzeba też pamiętać, że opisane nieskomplikowane rozwiązania w żadnym wypadku nie mogą zapewnić parametrów porównywalnych ze sprzętem fabrycznym, ale zapewnią za to dużo radości i o to głównie chodzi. W opracowaniu ograniczamy się do rozwiązań zgodnych ze współczesnym stanem techniki, a więc do rozwiązań tranzystorowych i opartych na obwodach scalonych. Pomijamy całkowicie rozpowszechnione w czasach przedpółprzewodnikowych rozwiązania oparte o lampy elektronowe, pomimo że nawet obecnie istnieje pewne grono hobbystów miłośników lamp, konstruujących układy lampowe. W związku z tym pomijamy również wyjaśnienia działania lamp elektronowych i układów lampowych. Pewne podobieństwo do nich wykazują układy zwierające tranzys-

tory polowe. Ich zasada działania różni się jednak od zasady pracy lamp. Jeszcze większe różnice występują w przypadku układów zawierających tranzystory złączowe (bipolarne). W zestawie nie uwzględniono też schematów takich, raczej mających znaczenie historyczne, rozwiązań jak odbiorniki superreakcyjne. Są one dość trudne w obsłudze i z samej zasady działania powodują zakłócenia w swoim sąsiedztwie. Ich niewątpliwą zaletą było osiągnięcie w pojedynczym stopniu wzmocnienia porównywalnego ze wzmocnieniem układów wielostopniowych. Była to rzecz istotna w czasach kiedy lampy, a później tranzystory były stosunkowo drogie, ale przy obecnych cenach ten aspekt stracił znaczenie.

Głównym zadaniem każdego odbiornika jest odzyskanie (zdemodulowanie) informacji nałożonej po stronie nadawczej w procesie modulacji na falę nośną, dlatego też naszą wycieczkę w świat radioodbiorników musimy zacząć od podstaw modulacji i demodulacji sygnałów. Rodzaj i konstrukcja demodulatora musi być oczywiście dostosowana do rodzaju odbieranej emisji. Odbiorniki bardziej rozbudowane posiadają demodulatory przełączane lub oddzielne tory odbiorcze (przykładowo tory AM i FM), ale przedstawione w skrypcie rozwiązania są dla uproszczenia dostosowane do jednego rodzaju emisji.

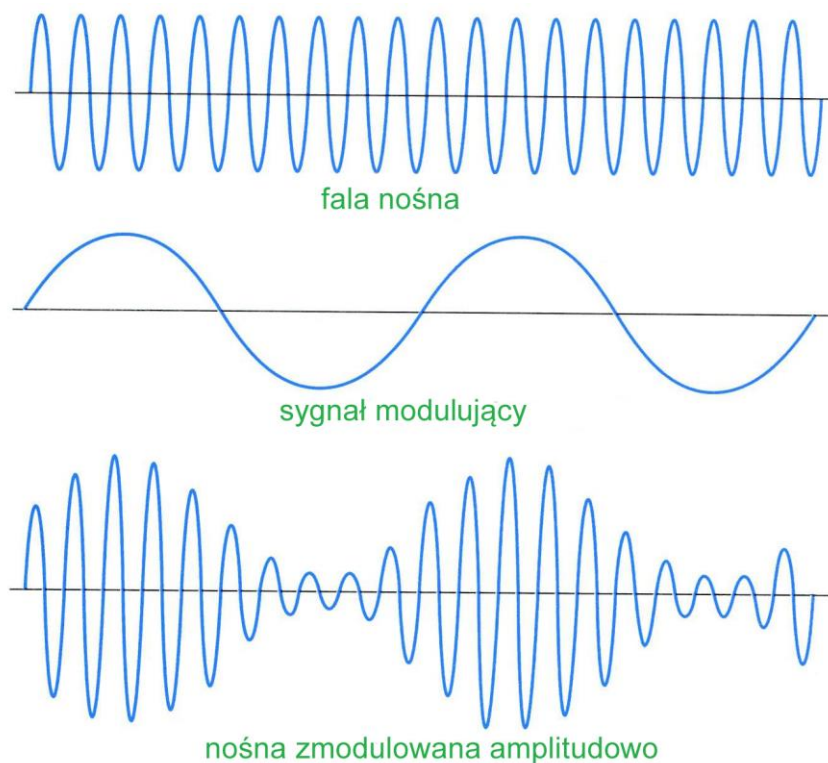
Opisane w dalszym ciągu skryptu odbiorniki można w większości przypadków stosunkowo łatwo podzielić na bloki takie jak wzmacniacze małej i wielkiej częstotliwości, detektory, stopnie przemiany częstotliwości, filtry i tory pośredniej częstotliwości. Bardziej doświadczonym czytelnikom nie powinno więc sprawić trudności łączenie tak wybranych modułów we własne konstrukcje albo uzupełnienie jednej z opisanych konstrukcji o dodatkowe stopnie przejęte z innej. Granicą jest tylko własna pomysłowość.

Krzysztof Dąbrowski
Wiedeń, 13 października 2020

1. Modulacja i demodulacja

Radiokomunikacja lub łączność radiowa polega na bezprzewodowym przesyłaniu różnych sygnałów za pomocą fal elektromagnetycznych. Radiostacja nadawcza wypromieniowuje w przestrzeń energię elektryczną przez antenę nadawczą. Fale te z kolei wzbudzą energię elektryczną w antenie odbiorczej. Na generowaną w nadajniku falę nośną trzeba jakoś nałożyć informację użyteczną. Odbywa się to w procesie modulacji. W odbiorniku natomiast konieczne jest oddzielenie, w demodulatorze, sygnału modulującego od zbędnej już nośnej. Do dyspozycji mamy kilka podstawowych sposobów modulacji i jak zwykle mają one swoje wady i zalety.

Proces modulacji polega na zmianie właściwości fali nośnej w zależności od transmitowanej informacji. Mogą być to amplituda fali, jej częstotliwość albo faza, przy czym te dwie ostatnie mogą być traktowane wspólnie jako modulacja kąta fazowego. Zanim nie przejdziemy do szczegółowego omówienia możliwych rodzajów modulacji warto zwrócić uwagę na odróżnienie kluczkowania od modulacji sygnałem zmieniającym się płynnie (analogowej). W przypadku kluczkowania wybrana właściwość fali jest przełączana tak, że przyjmuje tylko ograniczoną liczbę stanów (co najmniej dwa). Dla telegrafii jest to przykładowo włączanie pełnej amplitudy fali i jej całkowite wyłączenie w takt sygnałów telegraficznych. W trakcie modulacji głosem amplituda fali może przyjmować wszystkie wartości pomiędzy zerem i maksimum. To samo dotyczy również modulacji częstotliwości fali albo jej fazy.



Rys. 1.1. Przebieg sygnału zmodulowanego amplitudowo w funkcji czasu

1.1. Modulacja amplitudy

Modulacja amplitudy polega na jej zmianie w takt sygnału modulującego (zmianie obwiedni zmodulowanej fali), przy czym dla szczytowych amplitud sygnału modulującego amplituda nośnej może spaść co najwyżej do zera. Oznacza to, że amplituda sygnału modulującego nie może przekraczać amplitudy fali nośnej. W dodatnim szczycie amplituda sygnału zmodulowanego może równać się więc podwójnej amplitudzie fali nośnej. Podwojenie amplitudy nośnej w dodatnich szczytach modulacji oznacza, że moc promieniowana w tych momentach jest czterokrotnie większa od mocy fali niezmodulowanej. Najważniejszym parametrem dla modulacji amplitudy jest głębokość modulacji, czyli współczynnik określający zakres zmian amplitudy nośnej. W zależności od potrzeby jest on wyrażany albo w procentach albo za pomocą liczby ułamkowej o wartościach od zera do jedności.

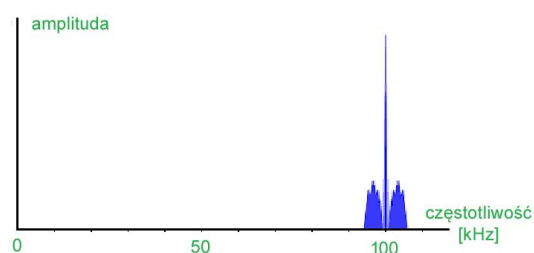
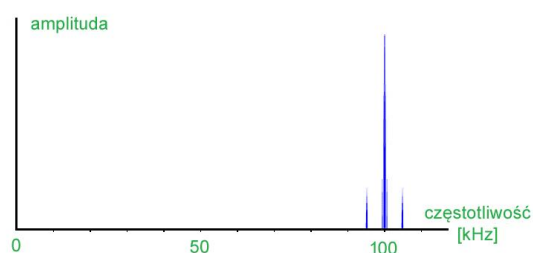
Przebieg napięcia sygnału zmodulowanego pojedynczym tonem zapisuje się wzorem

$$U(t) = A (1 + m \sin(\Omega t)) \sin(\omega t) =$$

$$A \sin(\omega t) + A m \sin(\Omega t) \sin(\omega t) =$$

$$A \sin(\omega t) + A/2 m \cos((\omega - \Omega)t) - A/2 m \cos((\omega + \Omega)t),$$

gdzie A jest amplitudą nośnej, m – współczynnikiem głębokości modulacji ($0 - 1$), ω – pulsacją czyli częstotliwością fali nośnej pomnożoną przez 2π , a Ω – pulsacją, czyli częstotliwością sygnału modulującego pomnożoną przez 2π . Suma $\omega + \Omega$ oznacza składową o częstotliwości sumarycznej czyli wyższej od nośnej o częstotliwość modulującą, a różnica $\omega - \Omega$ dolną wstęgę, o częstotliwości niższej od nośnej. Dla sygnałów złożonych, takich jak sygnał mowy w miejsce pojedynczego tonu modulującego we wzorze występuje suma wszystkich składowych. Dla zrozumienia zasady wystarczy jednak ograniczyć się do pojedynczej składowej.



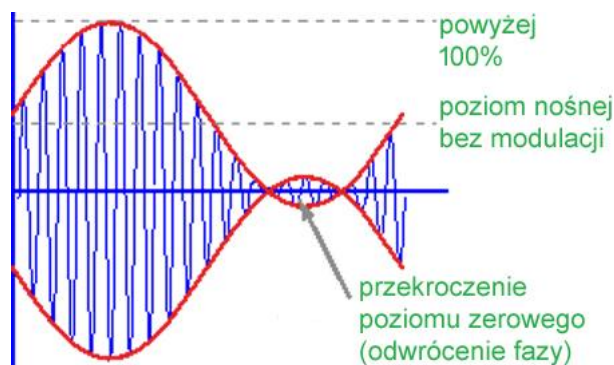
Rys. 1.1.1 (lewy). Widmo sygnału zmodulowanego w amplitudzie przy pojedynczej częstotliwości modulującej

Rys. 1.1.2 (prawy). Widmo dla modulacji sygnałami złożonymi

Operacja mnożenia sygnałów w dziedzinie czasu odpowiada operacji splotu w dziedzinie częstotliwości. Oznacza to powstanie wokół częstotliwości fali nośnej dwóch symetrycznie położonych widm sygnału modulującego. W najprostszym przypadku modulacji pojedynczym tonem powstają dwa prążki jak to widać na rys. 1.1.1 i w ostatniej linii wzoru powyżej. Sytuację dla sygnałów mowy i innych zawierających wiele składowych ilustruje rys. 1.1.2. Zmodulowany amplitudowo sygnał wielkiej częstotliwości zawiera dwie identyczne wstęgi boczne dolną i górną leżące symetrycznie wokół fali nośnej, ma więc dwa razy większą szerokość, aniżeli pasmo sygnału modulującego, zwane też pasmem podstawowym. Dla sygnału mowy o paśmie telefonicznym 300 – 3000 Hz sygnał zmodulowany ma szerokość 6 kHz, w radiofonii na falach średnich i długich stosowany jest odstęp kanałów 9 kHz co ogranicza przenieszone pasmo m.cz. do 4,5 kHz.

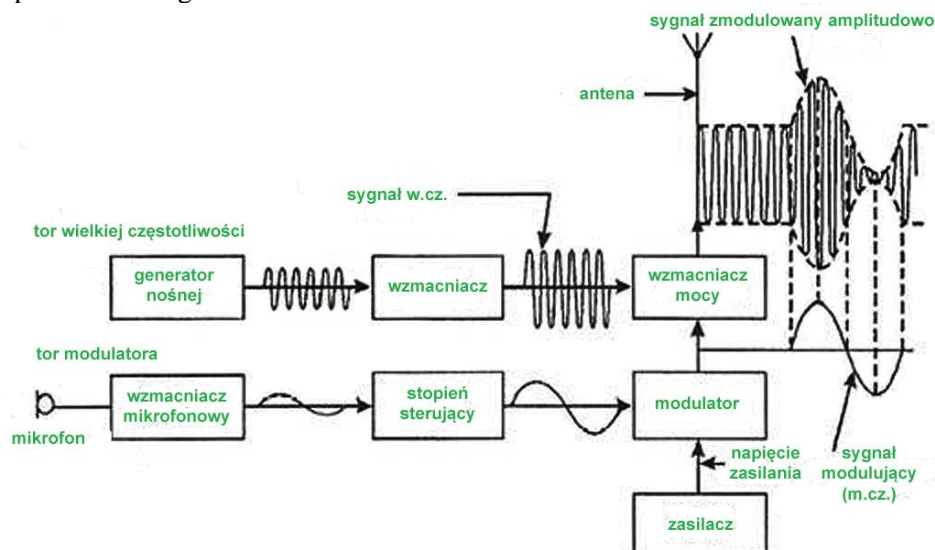
Przy stuprocentowej głębokości modulacji moc sygnału zmodulowanego dzieli się pomiędzy nośną i wstęgi boczne w ten sposób, że na nośną przypada 50% mocy, a na każdą ze wstęg bocznych po 25%, czyli razem w sumie druga połowa. Dla niższych głębokości modulacji na wstęgi boczne przypada odpowiednio mniejsza część mocy, tak że moc fali nośnej pozostaje niezmienna.

Zwiększenie głębokości modulacji powyżej 100% powoduje zniekształcenie obwiedni, a co za tym idzie także sygnału demodulowanego. Wzrasta również pasmo zajmowane przez nadawany sygnał.



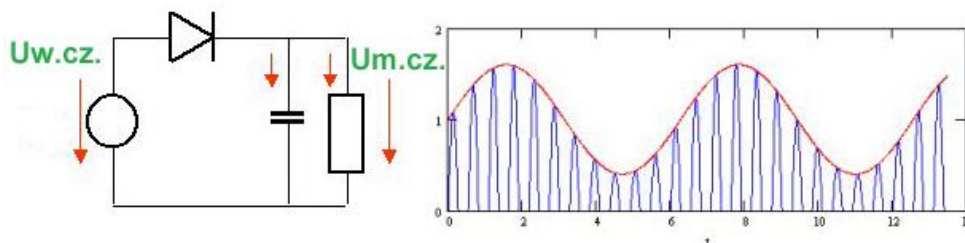
Rys. 1.1.3. Przemodulowanie amplitudy. W miejscach przemodulowania powstaje nośna o odwróconej fazie

Zasadę pracy modulatora amplitudy przedstawia rys. 1.1.4. Końcowy stopień modulatora dostarcza napięcia zasilana dla wzmacniacza mocy w.cz. zmieniającego się w takt sygnału modulującego. Układowo osiągnąć to można wprawdzie na wiele różnych sposobów, ale na razie nie o to chodzi. W nadajnikach lampowych ten sposób modulacji nosi nazwę modulacji anodowej, a w nadajnikach tranzystorowych – odpowiednio kolektorowej lub drenowej. W prostych nadajnikach mniejszej mocy modulowany w ten sposób bywa sygnał niskiej mocy, który jest następnie wzmacniany w stopniu końcowym nadajnika. Uzyskiwana wówczas sprawność energetyczna jest znacznie niższa niż w przypadku modulacji stopnia końcowego.



Rys. 1.1.4. Schemat blokowy nadajnika z modulacją amplitudy. Modulację osiąga się przez zmianę napięcia zasilania stopnia mocy w.cz.

Najprostszym i przez to najszerzej i najdłużej stosowanym układem demodulacji jest detektor obwiedni. Zawiera on element prostowniczy, najczęściej obecnie diodę półprzewodnikową przepuszczającą, w zależności od kierunku połączenia tylko dodatnie lub tylko ujemne połówki sygnału w.cz. Wchodzący w skład detektora kondensator ładuje się do napięcia szczytu sinusoidy w.cz., a w czasie drugiej połówki powoli się rozładowuje przez oporność obciążenia kondensatora, dlatego też układ taki nosi nazwę detektora szczytowego. Stała czasu RC detektora nie może być zbyt duża, aby przebieg napięcia na nim mógł nadążać za zmianami obwiedni czyli sygnału użytecznego. Patrząc na sprawę detekcji od strony dziedziny częstotliwości można zauważyć, że w detektorze zachodzi mieszanie nośnej ze składowymi wstęg bocznymi dzięki czemu odzyskuje się sygnał użyteczny w paśmie podstawowym.



Rys. 1.1.5. Demodulator obwiedni. Dioda obcina dolne połówki zmodulowanej nośnej, resztki prądów w.cz. są zwierane przez kondensator, a na oporniku panuje napięcie m.cz.

Do podstawowych parametrów detektora należą jego oporność wejściowa, charakterystyka dynamiczna czyli zależność napięcia zdetekowanego od amplitudy napięcia wejściowego i tłumienie napięcia wielkiej częstotliwości.

Oprócz zmiennego napięcia m.cz. na kondensatorze detektora występuje też napięcie stałe zależne od siły odbioru stacji. Jest ono wykorzystane do automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW; niem. AVR, ang. AGC, fr. CAG) kompensującej, przynajmniej w pewnym zakresie wahania siły odbioru.

Modulacja amplitudy jest rozwiązaniem stosunkowo prostym zarówno po stronie nadawczej jak i odbiorczej, dlatego też od samego początku znalazła szerokie zastosowanie zarówno w radiofonii jak i w radiokomunikacji, w tym także w radiokomunikacji amatorskiej. W radiofonii w zakresie poniżej 30 MHz oraz w radiokomunikacji lotniczej na UKF-ie (108 – 136 MHz) jest ona zresztą stosowana do dzisiaj. W lotnictwie pozwala ona na wyeliminowanie ujemnego wpływu efektu Dopplera. W radiokomunikacji amatorskiej została ona wyparta przez efektywniejszą od niej modulację jednowstęgową w latach 1960-tych.

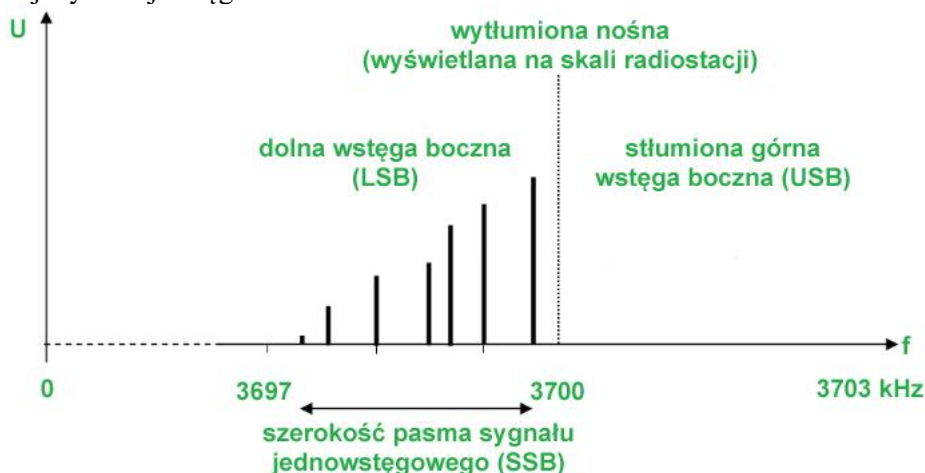
Jak łatwo zauważyć modulacja amplitudy ma także kilka poważnych wad. Zajmowane pasmo częstotliwości jest dwukrotnie szersze aniżeli pasmo sygnału modulującego (użytecznego), a do odbioru wystarczy przecież w zupełności tylko jedna wstęga boczna. Druga nie niesie żadnej dodatkowej informacji. Również fala nośna nie jest niezbędna do prawidłowej demodulacji sygnału w odbiorniku, a więc cała moc jej i drugiej ze wstęg bocznych jest właściwie niepotrzebnie promieniowana. Transmisja tylko jednej wstęgi bocznej przyczynia się zdecydowanie do oszczędności energii, ale odbywa się to kosztem pewnej komplikacji układów nadawczych i odbiorczych. W obecnym stanie rozwoju techniki są to jednak sprawy dobrze i od dawna opanowane.

Sygnał zmodulowany amplitudowo jest też wrażliwy na wszelkiego rodzaju zakłócenia impulsowe, techniczne lub burzowe, ponieważ sygnały zakłócające dodają się do niego amplitudowo. Oprócz tego modulacja amplitudy jest wrażliwa na zaniki selektywne powodujące przykładowo stłumienie albo osłabienie fali nośnej w stosunku do wstęg bocznych, co powoduje zniekształcenia odbieranego sygnału identycznie jak przy przemodulowaniu. Zaniki takie są przeważnie krótkotrwałe ale mimo to potrafią utrudnić odbiór i zepsuć przyjemność słuchania radia. Efektom tym przeciwdziała detekcja synchroniczna (SAM) polegająca na odtwarzaniu nośnej o stałym poziomie zsynchronizowej częstotliwościowo i fazowo z nośną odbieraną. Odtworzona nośna jest zdudniana z wstęgami bocznymi odbieranego sygnału stacji. W pewnym stopniu jest to podobne do odbioru emisji jednowstęgowej SSB, ale emisja jednowstęgowa nie wymaga synchronizmu nośnej lokalnej z nadawaną gdyż ta ostatnia jest silnie wytłumiona. Demodulacja synchroniczna pozwala słuchaczowi na wybór mniej zakłóconej wstęgi bocznej ponieważ obie przenoszą tą samą informację.

Dwuwstęgowa emisja AM dla transmisji mowy nosi oznaczenie A3E.

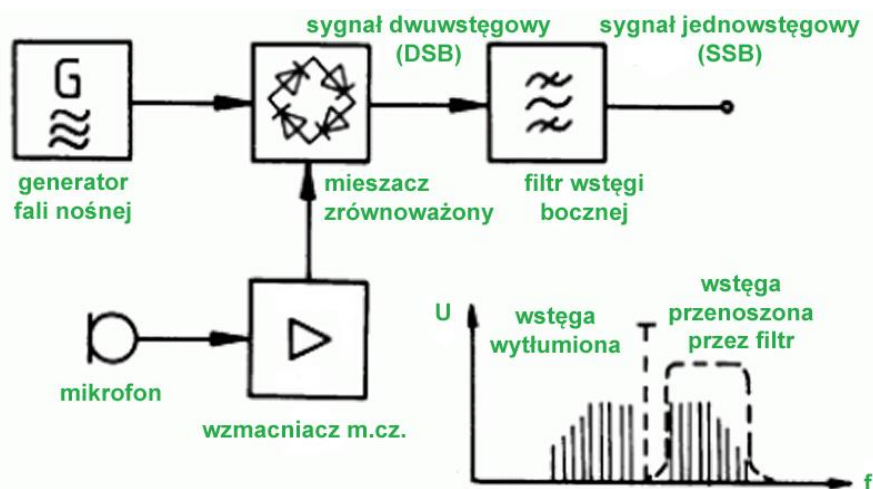
1.2. Modulacja jednowstęgowa

Usunięcie z nadawanego sygnału fali nośnej daje do 50% oszczędności promieniowanej energii, a usunięcie drugiej wstęgi maksymalnie następne 25%. Wartości chwilowe zależą od głębokości modulacji, ale jak wynika z tego pobieżnego rachunku możliwe jest albo czterokrotne ograniczenie promieniowanej mocy bez pogorszenia siły odbioru u korespondenta (przy założeniu takich samych i niezmiennych warunków propagacji) albo znaczne zwiększenie zasięgu dzięki przeznaczaniu całej mocy dla jednej wybranej wstęgi.



Rys. 1.2.1. Widmo sygnału jednowstęgowego (SSB) z promieniowaną dolną wstęgą boczną (LSB)

Zysk ten został okupiony przez większą komplikację układu nadajnika. Wytlumienie fali nośnej uzyskiwane jest dzięki zastosowaniu mieszacza zrównoważonego – najczęściej jest to mieszacz pierścieniowy. Zbędna wstęga boczna jest następnie odfiltrowywana przy użyciu filtra o dużej stromości zbocznej charakterystyki przenoszenia. Obecnie stosowane są do tego celu filtry kwarcowe, ale dawniej używano także filtrów elektromechanicznych (magnetostrykcyjnych). Filtry kwarcowe jak wiadomo nie mogą być przestrajane i pracują na jednej stałej częstotliwości, na którą zostały skonstruowane. Filtry te są konstruowane przeważnie dla niewielu standardowych częstotliwości, takich jak 9 MHz, 10,7 MHz lub 21,4 MHz. Sygnał jednowstęgowy jest więc generowany na pewnej stałej częstotliwości, którą przez analogię do odbiorników możemy nazwać częstotliwością pośrednią. Dla uzyskania sygnału na właściwej (dowolnej) częstotliwości nadawania sygnał p.cz. musi zostać zmieszany z sygnałem z dodatkowego przestrajanego generatora w.cz. Dopiero tak uzyskany sygnał zostaje wzmocniony dla uzyskania wymaganej mocy wyjściowej i może zostać wypromieniowany. Sygnał SSB wymaga zastosowania liniowego toru wzmacniacza mocy, co oznacza, że musi on pracować w praktyce w klasie AB, charakteryzującej się niższą sprawnością aniżeli wzmacniacze klasy C. W przedstawionym bloku na rys. 1.5 dwuwstęgowym modulatorze amplitudy stopień mocy w.cz. mógł pracować w klasie C. O ile w klasie C uzyskuje się sprawności dochodzące do 70% lub więcej, o tyle w klasie AB leżą one co najwyżej w pobliżu 50%. Dokładne wartości zależą od parametrów elementu wzmacniającego – tranzystora lub lampy, częstotliwości pracy itp., dlatego też podane sprawności należy traktować jako orientacyjne. Niewątpliwie korzyści wynikające z zastosowania modulacji jednowstęgowej nie przychodzą więc za darmo, ale jednak zyski przeważają szalę. Oprócz omówionej tutaj filtrowej metody generacji sygnału jednowstęgowego istnieją jeszcze dwie inne: metoda fazowa i mieszana tzw. „trzecia metoda” (Weavera). Metoda fazowa jest stosowana w cyfrowej generacji sygnałów jednowstęgowych jako łatwiejsza do realizacji programowej aniżeli filtrowa. W początkowym okresie rozwoju amatorskiej techniki jednowstęgowej cieszyła się ona większą popularnością gdyż nie wymagała stosunkowo drogich wówczas filtrów kwarcowych.



Rys. 1.2.2. Schemat blokowy wzbudnicy nadajnika SSB z metodą filtrową. Fala nośna jest tłumiona w mieszaczu zrównoważonym, a filtr przepuszcza jedynie pożądaną wstęgę boczną. Sygnał jednowstęgowy jest następnie mieszany dla uzyskania częstotliwości roboczej i wzmacniany we wzmacniaczu mocy

Również układ odbiornika komplikuje się nieco. W miejsce zwykłego detektora obwiedni trzeba użyć detektora iloczynowego (ang. *product detector*, niem. *Produktdetektor*, m, fr. *détecteur de produit*), który stanowi w rzeczywistości dodatkowy stopień przemiany częstotliwości. W miejsce wytlumionej w nadajniku fali nośnej konieczne jest dodanie sygnału z lokalnego generatora dudnieniowego zwanego BFO (ang. *beat frequency oscillator*, niem. *Überlagerungssoszillator*, m, fr. *oscillateur de battement*). Generator ten na szczęście nie musi być przestrajany, a jego częstotliwość jest stabilizowana albo kwarcem albo za pomocą rezonatora ceramicznego. Do przełączania wstęgi z dolnej (LSB) na górną (USB) lub odwrotnie konieczne jest jedynie przełączanie rezonatorów sterujących w generatorze.

Brak fali nośnej i jej odtwarzanie na miejscu w odbiorniku powodują, że konieczne jest dokładne dostrojenie go do odbieranego sygnału. Wszelkie niedokładności oznaczają, że odtworzona fala nośna nie będzie leżała dokładnie w tym samym miejscu – w skali częstotliwości – co nadawana. Powoduje to zmianę brzmienia odebranego dźwięku. Trudno mówić tutaj tylko o zmianie barwy dźwięku, ponieważ zakłóceniu ulegają wtedy zależności harmoniczne, na czym cierpi jego zrozumiałość. Jeżeli nadawany sygnał zawiera dwie składowe harmoniczne 1000 i 2000 Hz to niedokładność dostrojenia 100 Hz spowoduje, że z głośnika rozlegną się tony 1100 i 2100 Hz albo 900 i 1900 Hz w zależności od znaku odchyłki. W jednym i w drugim przypadku ton o częstotliwości wyższej przestanie być drugą harmoniczną niższego. A sygnał mowy jest przecież znacznie bardziej złożony. Zasadniczo dla odbioru mowy niedokładności dostrojenia nie powinny przekraczać 50 Hz. Odchyłki większe są już wyraźnie zauważalne na słuch. Dla sygnałów emisji cyfrowych sprawa jest o tyle mniej krytyczna, że są one dodatkowo wybierane na wskaźnikach panoramicznych na ekranie komputera i wówczas o dokładności dostrojenia do korespondenta decyduje dokładność uchwycenia sygnału na ekranie. Programy komunikacyjne są zresztą przeważnie wyposażone w automatyczne dostrojenie (ARCz; ang. *AFC*, fr. *CAF*) funkcjonujące wystarczająco dobrze dla większości emisji cyfrowych.

W łącznościach fonicznych warto zadbać nie tylko o utrzymanie odchyłki w dopuszczalnych słuchowo granicach, ale o możliwie dokładne dostrojenie się do częstotliwości pracy (częstotliwości wytłumionej nośnej) korespondenta. Jest to, podobnie jak korzystanie z częstotliwości równych kiloherców, odznaką profesjonalności. Detektor iloczynowy używany jest także do odbioru telegrafii. Najczęściej odbiornik jest wówczas dostrajany do korespondenta tak, aby uzyskać ton telegraficzny 600 – 800 Hz, ale jest to również zależne od upodobań operatora. W łącznościach profesjonalnych stosowane są również rozwiązania z częściowo wytłumioną falą nośną, tak aby jej resztką mogła posłużyć do synchronizacji generatora BFO w odbiornikach. Innym spotykanym tam rozwiązaniem jest transmisja dwóch niezależnych wstęp bocznych, przy czym każda z nich przenosi inną informację. Obie te możliwości nie są wykorzystywane w łącznościach amatorskich.

Podobnie jak w przypadku dwuwstęgowej modulacji amplitudy przesterowane nadajnika oznacza powstanie zniekształceń nieliniowych i w wyniku tego znaczne poszerzenie widma nadawanego sygnału. Powoduje to zakłócenia w łącznościach w pobliskich kanałach, a czasami nawet w znacznie szerszym wycinku pasma. Zniekształcenia nieliniowe mogą też odbić się niekorzystnie na zrozumiałości własnej transmisji. Ponieważ modulacja jednowstęgowa jest modulacją amplitudy zmniejszenie wysterowania toru mikrofonowego (lub danych) – czyli toru modulatora – oznacza jednocześnie zmniejszenie mocy nadawania i zarazem siły głosu u odbiorcy. Uwaga ta dotyczy liniowego zakresu wysterowania, przy przemodulowaniu konieczne jest odpowiednie zmniejszenie wysterowania dla uniknięcia zniekształceń, natomiast w dobrych warunkach odbioru można dodatkowo zredukować moc przez obniżenie wysterowania. Zasadniczo powinno się korzystać z mocy nadawania wystarczającej do swobodnego prowadzenia łączności, a nie ze znacznie wyższej. Część emisji cyfrowych – PSK31 i pokrewne – jest na tyle wrażliwa na zniekształcenia spowodowane przesterowaniami, że konieczne jest obniżenie poziomu modulacji nawet do uzyskania tylko około połowy mocy maksymalnej. A transmisja z jeszcze mniejszymi mocami też nie jest zakazana.

Stosowana dawniej czasami emisja dwuwstęgowa z wytłumioną falą nośną (DSB) nie tylko, że zajmuje niepotrzebnie dwa razy szersze pasmo niż sygnał SSB, ale też nie daje żadnych innych istotnych korzyści. Wręcz przeciwnie – dostrojenie się do sygnału DSB jest nawet bardziej krytyczne ze względu na konieczność zachowania zgodności fazy sygnału z generatora dudnieniowego z (wytłumioną) falą nośną.

Szerokość pasma sygnałów nadawanych w krótkofalowych pasmach amatorskich jest zasadniczo (poza wycinkami pasma 10 m) ograniczona przez przepisy do 2,7 kHz co oznacza, że zarówno transmisje DSB jak i dwuwstęgowe AM nie są w nich dopuszczalne.

Sygnały jednowstęgowe charakteryzują się występowaniem stosunkowo ostrych, ale niedługich wierzchołków, co powoduje, że średnia mocy dla sygnału mowy wynosi około 20% mocy szczytowej (PEP). Dla zwiększenia „siły przebicia” stosowane są często kompresory mowy, nazywane w instrukcjach obsługi radiostacji także procesorami mowy. Pozwalają one na podniesienie średniej mocy nadawanego sygnału mowy do około 40 % bez zauważalnego pogorszenia jego zrozumiałości. Nadmierne ograniczenie dynamiki mowy może jednak odbić się niekorzystnie na jej zrozumiałości, dlatego też nie należy z tym przesadzać. Większość emisji cyfrowych nie toleruje jednak takich zniekształceń i z tego powodu należy jako zasadę przyjąć wyłączenie kompresorów mowy na czas pracy emisjami cyfrowymi. Wyjątki

kiem są takie emisje jak RTTY korzystające z sygnałów kluczowanych częstotliwościowo i mających stałą amplitudę.

Ponieważ obie wstęgi boczne niosą tę samą informację ich wybór może być teoretycznie dowolny, ale ze względów historycznych (dla ułatwienia dawniejszych konstrukcji nadajników pokrywających pasma 80 i 20 m) w amatorskich łącznościach fonicznych przyjęło się stosowanie dolnej wstęgi bocznej (LSB – *Lower Side Band*) w pasmach poniżej 10 MHz i górnej (USB – *Upper Side Band*) – powyżej. W łącznościach emisjami cyfrowymi, SSTV itd. stosowana jest zawsze górna wstęga podobnie jak w łącznościach profesjonalnych. Dla niektórych emisji cyfrowych nie robi to wprawdzie różnicy ale lepiej być w zgodzie ze standardem.

Dostrajając odbiornik do stacji SSB otrzymuje się początkowo dźwięk niezrozumiały lub słabo zrozumiały i dopiero przy niewielkiej różnicy dostrojenia od częstotliwości wytłumionej nośnej zrozumiałość wzrasta. Dla szybszego uzyskania pożądanego efektu szybciej i wygodniej jest dostrajać odbiornik do stacji pracujących z górną wstęgą (USB) poczynając od dołu – od dolnej granicy pasma lub podzakresu – i stopniowo przestrajając odbiornik w kierunku wyższych częstotliwości. Dla stacji nadających z dolną wstęgą (fonicznych w pasmach poniżej 30 m) korzystnym kierunkiem dostrajania odbiornika jest kierunek odwrotny.

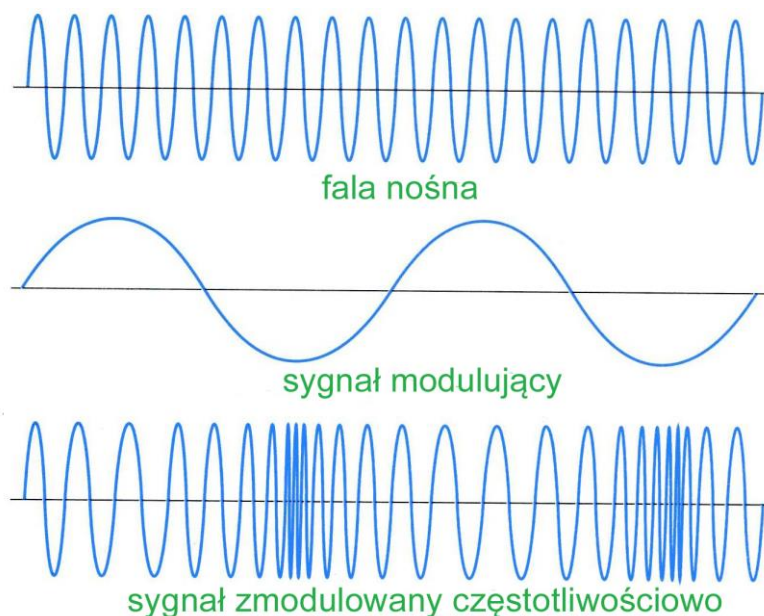
Jednowstęgową emisję SSB dla transmisji mowy nosi oznaczenie J3E.

1.3. Modulacje kątowe

W modulacjach kątowych w takt sygnału modulującego zmienia się częstotliwość nośnej lub jej faza (jak zobaczymy niedługo przy zachowaniu pewnych warunków obie modulacje są sobie równoważne), a amplituda fali pozostaje stała. Przebieg sygnału FM w funkcji czasu jest obliczany ze wzoru:

$$U(t) = A \sin((\omega + \Delta\omega \sin(\Omega t))t + \varphi)$$

gdzie A jest amplitudą nośnej, $\Delta\omega$ – maksymalną odchyłką częstotliwości (pomnożoną przez 2π) zwaną dewiacją, ω – pulsacją czyli częstotliwością fali nośnej pomnożoną przez 2π , φ – fazą sygnału w.c.z., a Ω – pulsacją czyli częstotliwością sygnału modulującego pomnożoną przez 2π . Uwzględnienie fazy we wzorze przyda się przy omawianiu modulacji fazy.



Rys. 1.3.1. Przebieg sygnału zmodulowanego częstotliwościowo w funkcji czasu

W odróżnieniu od modulacji amplitudy wstęgi boczne sygnału zmodulowanego nie zawierają składowych identycznych, jak w sygnale modulującym. Widmo sygnału zmodulowanego (rys. 1.3.2) częstotliwościowo jest niesymetryczne i nawet dla pojedynczego tonu modulującego może zawierać więcej prążków. Ich amplituda jest obliczana za pomocą tzw. funkcji Bessela (rys. 1.3.3). Argumentem funkcji jest omówiony dalej indeks modulacji, od niego więc zależy zawartość wstęg bocznych i szerokość

zajmowanego przez nie pasma. Dolna wstęga jest odwrócona o 180° w stosunku do górnej. Niesymetria widma częstotliwości sygnału FM oznacza, że niemożliwa jest tutaj modulacja jednowstęgowa.

Jednym z podstawowych parametrów jest dewiacja częstotliwości, czyli jej odchyłka od częstotliwości nośnej (częstotliwości spoczynkowej). Rozróżniamy tutaj dwie wartości – dewiację maksymalną odpowiadającą odchyłce dla maksymalnych amplitud sygnału modulującego i dewiację chwilową zależną od wartości chwilowych napięcia modulującego. Dewiacja maksymalna jest ograniczona zgodnie z przyjętymi standardami i ustalonymi w regulaminach radiokomunikacyjnych szerokościami kanałów. W fonicznych łącznościach amatorskich (NBFM) dewiacja wynosi przeważnie 3 – 5 kHz, natomiast w radiofonii UKF-FM (WFM) – 75 kHz.

Kolejnym istotnym parametrem dla modulacji kątowych jest właśnie indeks modulacji wyrażany wzorem:

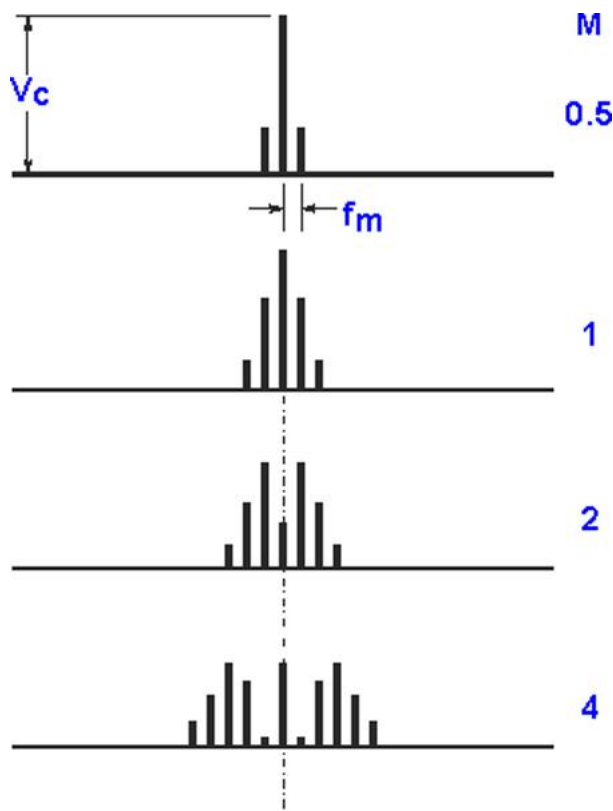
$$m = \Delta f / f_{\text{mod}},$$

gdzie Δf jest dewiacją częstotliwości, a f_{mod} – częstotliwością modulującą. Maksymalna częstotliwość sygnału modulującego (głosu) jest w łącznościach amatorskich ograniczona do 3 kHz, co przy dewiacjach 3 – 5 kHz daje indeks modulacji 1 – 1,7. W radiofonii przy dewiacji 75 kHz i maksymalnej częstotliwości m.cz. 15 kHz indeks ten wynosi 5.

Szerokość pasma zajmowanego przez sygnał FM jest większa aniżeli w przypadku dwuwstęgowej modulacji AM i jest ona obliczana ze wzoru Carsona:

$$B = 2(\Delta f + f_{\text{modmaks}}),$$

gdzie Δf jest dewiacją częstotliwości, a f_{modmaks} – maksymalną częstotliwością sygnału modulującego. W paśmie o obliczonej z tego przybliżonego wzoru szerokości mieści się mniej więcej 98% mocy promieniowanej przez nadajnik.



Rys. 1.3.2. Widma sygnału zmodulowanego częstotliwościowo pojedynczym tonem dla różnych indeksów modulacji. Dla indeksu mniejszego od jednoświ widmo zawiera dwa prążki, prążków przybywa w miarę zwiększania indeksu modulacji. Na rysunku przedstawiono wartości bezwzględne napięć bez uwzględnienia różnicy faz. Prążki wstęgi dolnej są zawsze odwrócone w fazie o 180 stopni w stosunku do górnej

W komunikacji amatorskiej przy dewiacji 5 kHz i maksymalnej częstotliwości przenoszonej 3 kHz sygnał zmodulowany ma w przybliżeniu szerokość 16 kHz co łącznie z marginesami ochronnymi daje odstęp międzykanałowy 25 kHz. Przy dewiacji 3 kHz odstęp kanałów można ograniczyć do 12,5 kHz.

W radiofonii UKF-FM szerokość pasma wynosi $2(75 + 15) = 180$ kHz, jest to więc szerokopasmowa modulacja częstotliwości. Dla małych wartości indeksu szerokość pasma sygnału zbliża się do podwójnej wartości częstotliwości modulującej, czyli do szerokości pasma sygnału AM. Dla transmisji stereofonicznych szerokość zajmowanego pasma wzrasta do około 230 kHz, poszerzenie wstęgi powoduje też transmisja danych RDS.

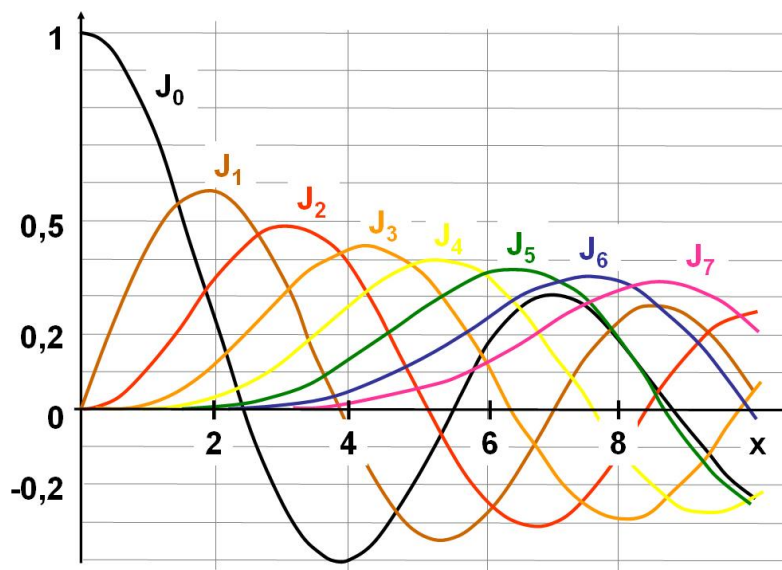
Zwiększenie dewiacji częstotliwości niesie ze sobą nie tylko wzrost szerokości pasma zajmowanego przez sygnał, ale też jednocześnie daje poprawę stosunku sygnału użytecznego do szumu – większą, im bardziej wzrasta dewiacja. Można więc mówić tutaj o swego rodzaju zysku systemowym modulacji FM w stosunku do modulacji AM, zarówno jedno- jak i dwuwstęgowej. Ponieważ jednak cudów w technice nie ma, zysk ten występuje dopiero powyżej pewnego progu zależnego zresztą także od indeksu modulacji. Poniżej progu następuje dla równowagi szybkie pogorszenie stosunku sygnał/szum poniżej wartości występujących przy modulacji amplitudy.

Najprostszym sposobem uzyskania modulacji częstotliwości nadajnika jest zmiana wartości jednego z elementów obwodu rezonansowego w generatorze wzbudzającym (sterującym nadajnik). Chwilowa dewiacja częstotliwości jest zależna od amplitudy sygnału modulującego, dlatego też ograniczenie szerokości pasma nadawanego sygnału wymaga ograniczenia amplitudy sygnału m.cz. Przekroczenie dopuszczalnej maksymalnej wartości dewiacji (przemodulowanie nadajnika) powoduje powstanie zakłóceń w sąsiednich kanałach. Jak widać przemodulowanie nadajnika jest zawsze, niezależnie od rodzaju modulacji rzeczą szkodliwą, utrudniającą prowadzenie łączności innym użytkownikom pasma i dodatkowo oznaczającą obniżenie jakości i zrozumiałości własnego sygnału.

Drugim sposobem uzyskania sygnału zmodulowanego częstotliwościowo jest modulacja pośrednia polegająca przykładowo na przestrajaniu obwodu rezonansowego w torze nadajnika, w jednym z jego wzmacniaczy. Uzyskiwana jest wówczas zasadniczo nie modulacja częstotliwości, a modulacja fazy:

$$U(t) = A \sin(\omega t + (\Delta\phi \sin(\Omega t)t))$$

gdzie $\Delta\phi$ jest dewiacją fazy.



Rys. 1.3.3. Przebieg funkcji Bessela niższych rzędów. Funkcja J_0 przedstawia zależność amplitudy fali nośnej w zależności od indeksu modulacji, J_1 – zależność amplitudy pierwszej pary prążków, J_2 – drugiej itd.

Podobnie jak w przypadku modulacji częstotliwości zmianie ulega argument funkcji sinus opisującej sygnał w.cz., co od razu wskazuje na bliskie pokrewieństwo obu rodzajów modulacji – noszących wspólną nazwę modulacji kątowych. Dla uzyskania pełnej równoważności dewiacja fazy musi zostać uzależniona od częstotliwości modulującej:

$$U(t) = A \sin(\omega t + \Delta f/f_{\text{mod}} \sin(\Omega t)).$$

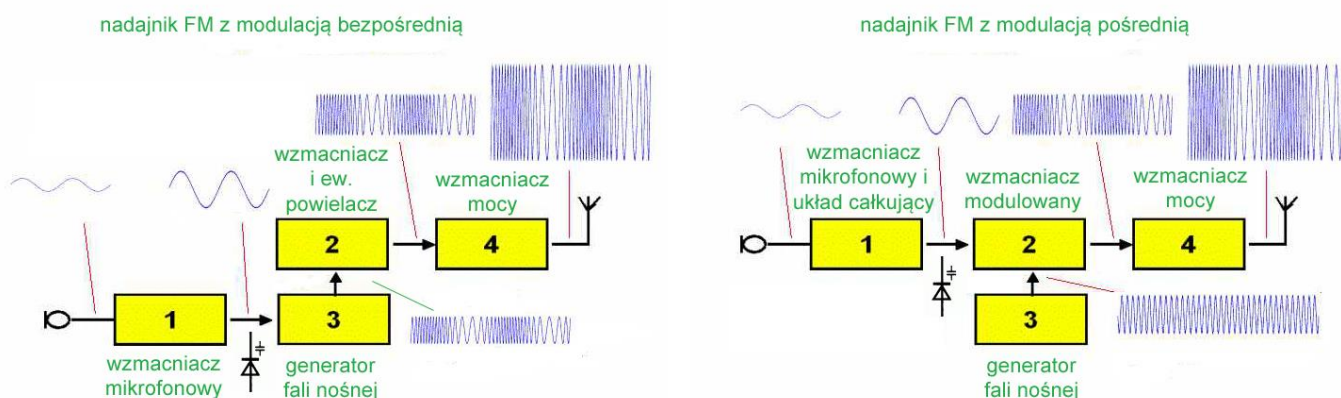
Układowo zależność dewiacji fazy od częstotliwości modulującej jest realizowana za pomocą filtra dolnoprzepustowego. Wybór modulacji fazy lub częstotliwości w nadajnikach zależy w pierwszym rzędzie od konstrukcji generatora wzbudzającego.

Cechą charakterystyczną systemu z modulacją częstotliwości jest użycie w nadajnikach preemfazy (uwypuklenia wyższych częstotliwości), a w odbiornikach kompensującej jej wpływ deemfazy. Preemfaza polega na podniesieniu poziomu wyższych składowych sygnału modulującego dla zwiększenia ich odstępu od szumów. Do tego celu stosowane są obwody górnoprzepustowe o znormalizowanych charakterystykach częstotliwościowych (stałych czasu). Powrót do oryginalnego sygnału zapewnia w odbiorniku – dualny do nadawczego – układ deemfazy czyli filtr dolnoprzepustowy o takiej samej stałej czasu co filtr preemfazy.

W odróżnieniu od modulacji jednowstęgowej SSB, a podobnie jak dwuwstęgowej modulacji AM układ nadajnika może pracować bezpośrednio na pożądanej częstotliwości nadawania i dodatkowy stopień przemiany nie jest niezbędny. W bardziej rozbudowanych nadajnikach wielopasmowych jest on jednak przeważnie stosowany.

Sygnały zmodulowane kątoowo mają jeszcze jedną ciekawą właściwość. W odróżnieniu od sygnałów AM i SSB możliwe jest powielanie ich częstotliwości bez zniekształcenia sygnału modulującego. Zwiększeniu, proporcjonalnemu do stopnia powielania, ulega jedynie dewiacja. Sygnał w.cz. zmodulowany częstotliwościowo lub fazowo ma stałą amplitudę, co pozwala na zastosowanie w stopniach końcowych nadajników – zapewniających większą sprawność – wzmacniaczy klasy C.

Demodulację sygnałów FM można w najprostszym przypadku uzyskać dostrajając odbiornik tak, aby leżały one na zboczu charakterystyki obwodu rezonansowego detektora. Napięcie panujące na obwodzie jest więc zależne od częstotliwości sygnału i do jego detekcji wystarczy zwykły detektor AM (demodulator obwiedni). Zakrzywienie – nieliniowość – zbocza charakterystyki obwodu powoduje powstanie zniekształceń sygnału zdemodulowanego, a dodatkowo dostrojenie odbiornika tak, aby sygnał znajdował się na zboczu charakterystyki oznacza osłabienie go w stosunku do maksimum siły odbioru. Ten prosty układ detekcji ma służyć zasadniczo wyjaśnieniu zasady demodulacji, a opłaca się go stosować tylko w sytuacjach wyjątkowych – do sporadycznego odbioru sygnałów FM za pomocą odbiorników wyposażonych jedynie w detektor amplitudy.



Rys. 1.3.4. Schemat blokowy nadajników FM z modulacją bezpośrednią i pośrednią

Dla przedłużenia liniowego odcinka charakterystyki zamiast dyskryminatora (detektora) z pojedynczym obwodem rezonansowym można zastosować układy przeciwobne (rys. 1.3.6) – dyskryminatory różnicowe z lekko rozstrojonymi względem siebie obwodami rezonansowymi. Udoskonalonymi rozwiązaniami dyskryminatorów tego typu są dyskryminator fazy i detektor stosunku (ang. *ratio detector*, niem. *Ratiodetektor*, m. fr. *détecteur de rapport*) nie wymagające rozstrojenia obwodów rezonansowych względem siebie. Do demodulacji sygnałów FM stosowane są także pętle synchronizacji fazy (PLL) i układy impulsowe, takie jak detektor koincydencyjny lub detektor zliczający będący w zasadzie uproszczonym częstotściomierzem.

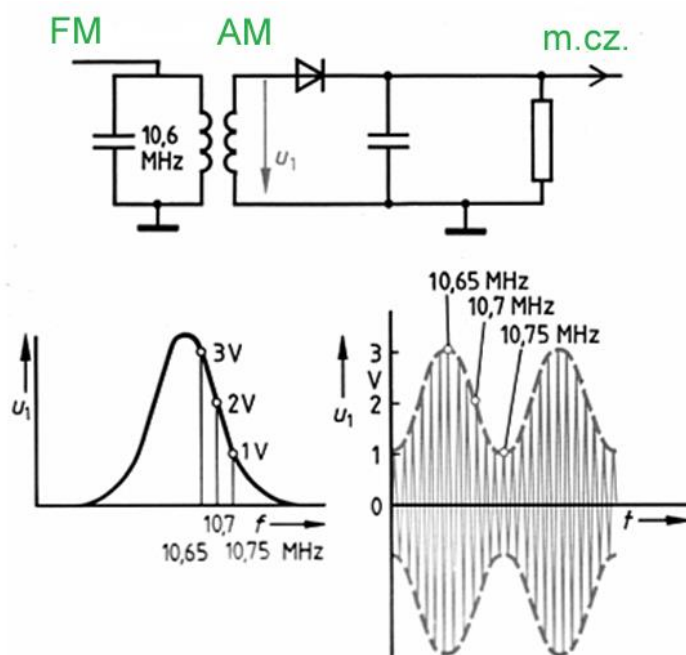
Dzięki temu, że szumy i zakłócenia dodają się amplitudowo do sygnału użytecznego w przypadku modulacji kątoowych łatwiej jest zredukować ich wpływ ograniczając w odbiorniku amplitudę sygnału p.cz. przed poddaniem go demodulacji. W tym celu odbiorniki FM są wyposażone w specjalny stopień ogranicznika amplitudy. Dzięki niemu zbędna staje się również automatyczna regulacja wzmacnienia. W odbiornikach FM z ogranicznikiem występuje natomiast zjawisko wypierania sygnałów słabszych przez najsilniejszy odbierany w danym kanale. Dawniej w odbiornikach posiadających heterodyny

samowzbudne konieczne było, z racji stosunkowo wysokich częstotliwości pracy, korzystanie z automatycznego dostrojenia do odbieranej stacji¹. Obecnie, kiedy prawie wszędzie stosowane są syntezery częstotliwości sterowane kwarcowo sprawa ta stała się nieaktualna.

Sygnaly zmodulowane kątowno mają stałą amplitudę, a więc w przeciwieństwie do modulacji amplitudy zmniejszenie wysterowania modulatora powoduje zmniejszenie siły głosu u odbiorcy, ale nie wpływa na moc nadawania. Regulacje mocy nadawania i dewiacji czyli siły głosu stanowią dwie niezależne sprawy. Jeżeli więc korespondent informuje o sile głosu znacznie przekraczającej siłę dla innych stacji nie należy przełączać mocy nadajnika, a jedynie wzmocnienie w torze mikrofonowym. Przypadki takie mogą się zdarzyć przy stosowania mikrofonów (stołowych) z dodatkowym wzmacniaczem. Najlepiej jest wówczas wyłączyć wzmocnienie w mikrofonie lub silnie je zmniejszyć. W typowych amatorskich radiostacjach FM wysterowanie modulatora można też zmniejszyć w menu konfiguracyjnym.

Sygnaly zmodulowane częstotliwościowo mówią noszą oznaczenie F3E, a zmodulowane fazowo – G3E. Stała amplituda sygnalów FM oznacza, że nadajnik pracuje przez cały czas z jednakową mocą co oznacza zwiększone wymagania dotyczące chłodzenia stopnia końcowego. W wielu amatorskich radiostacjach FM chłodzenie jest przewidziane jedynie dla krótkich transmisji, takich jakie występują w trakcie zwykłej rozmowy. Dla transmisji dłuższych – nadawania obrazów SSTV albo komunikatów krótkofalarskich – konieczne może być zmniejszenie mocy nadawania, aby uniknąć przegrzania i uszkodzenia stopnia końcowego nadajnika.

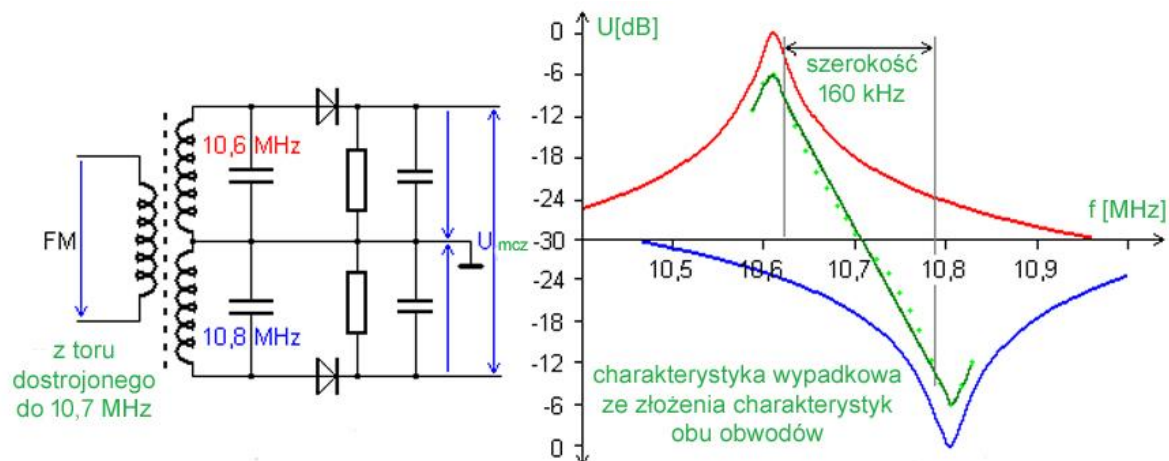
Modulacja częstotliwości została użyta po raz pierwszy na szerszą skalę w nadajnikach radiofonicznych pracujących w zakresie UKF, co spowodowało technicznie błędne pomieszczenie pojęć UKF i FM najpierw w języku angielskim, a potem w bezkrytycznie przejętych z niego kalkach w innych językach.



Rys. 1.3.5. Demodulacja FM na zboczu charakterystyki obwodu rezonansowego, w przykładzie dla p.cz. 10,7 MHz

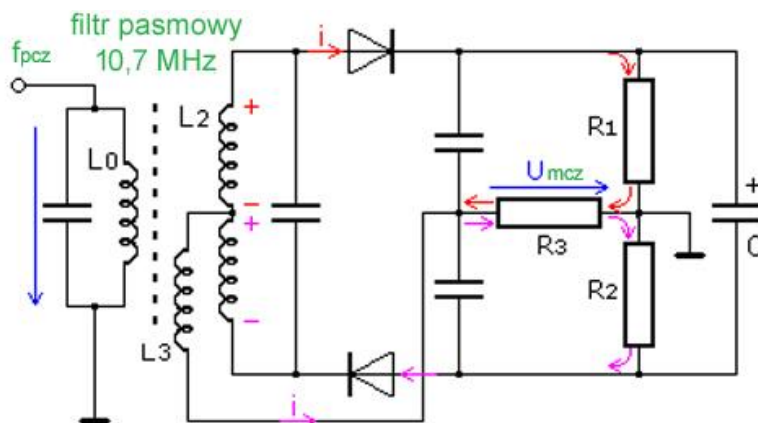
Krótkofalowcy nie powinni mieć z tym nazewnictwem zasadniczych problemów, przecież stacje amatorskie pracują w pasmach UKF i mikrofalowych również emisjami SSB, CW itd., a nie tylko FM. Także zapowiedzi na antenach przeróżnych stacji radiofonicznych w rodzaju „słuchajcie nas państwo na częstotliwości 94,5 FM” są technicznie błędne, ponieważ jak wiadomo częstotliwość w tym zakresie mierzy się w MHz, a nie w FM-ach.

¹ Spotykana w tym przypadku nazwa oscylator (lokalny) nie jest ścisła



Rys. 1.3.6. Różnicowy dyskryminator FM, również dla 10,7 MHz. Odbiór i demodulacja sygnału są możliwe nie tylko przy dostrojeniu do środkowego odcinka charakterystyki, ale także przy dostrojeniu do odcinków bocznych. W tych przypadkach występują jednak wyraźne zniekształcenia gdyż ich długość nie wystarcza do prawidłowej demodulacji

W amatorskich emisjach cyfrowych takich jak PSK31, RTTY, JT65, FT-8 itd. stosuje się podnośne akustyczne modulowane, a właściwie kluczowane sygnałami cyfrowymi. Kluczowaniu może ulegać amplituda, częstotliwość lub faza tej podnośnej. Podnośna ta jest następnie doprowadzana do wejścia modulatora w nadajniku, analogicznie jak sygnał mowy z mikrofonu. Mamy więc w tym przypadku do czynienia z modulacją hierarchiczną – dwustopniową. Ma ona tę zaletę, że umożliwia stosowanie standardowych, nie modyfikowanych nadajników SSB albo FM. Modulacje tego typu noszą odpowiednio oznaczenia A2D, J2D, F2D lub G2D. Rodzaj modulacji podnośnej i modulacji sygnału wielkiej częstotliwości są w systemie hierarchicznym od siebie niezależne. Przykładowo w transmisjach RTTY czy SSTV podnośna jest modulowana częstotliwościowo i nadawana na falach krótkich za pomocą nadajnika SSB.



Rys. 1.3.7. Detektor stosunku. Widoczny po prawej stronie kondensator elektrolityczny C służy do tłumienia zakłóceń impulsowych (dodających się amplitudowo do sygnału użytkowego)

Stosowane są także układy detektorów FM z generatorem synchronizowanym. Ich zasada jest oparta o zjawisko synchronizacji częstotliwości generatora przez sygnał wejściowy – w tym przypadku zmodulowany częstotliwościowo. Jeżeli do obwodu rezonansowego generatora w detektorze doprowadza się napięcie sygnału o dostatecznej amplitudzie i o częstotliwości nieznacznie różniącej się od częstotliwości drgań własnych generatora, to częstotliwość jego drgań ulega zmianie i zaczyna on pracować na częstotliwości sygnału tzn. synchronizuje się z nim.

Zakres częstotliwości, w którym występuje synchronizacja jest naogół niewielki i zależy od wartości napięcia synchronizującego. Przy większych napięciach synchronizujących zakres synchronizacji jest

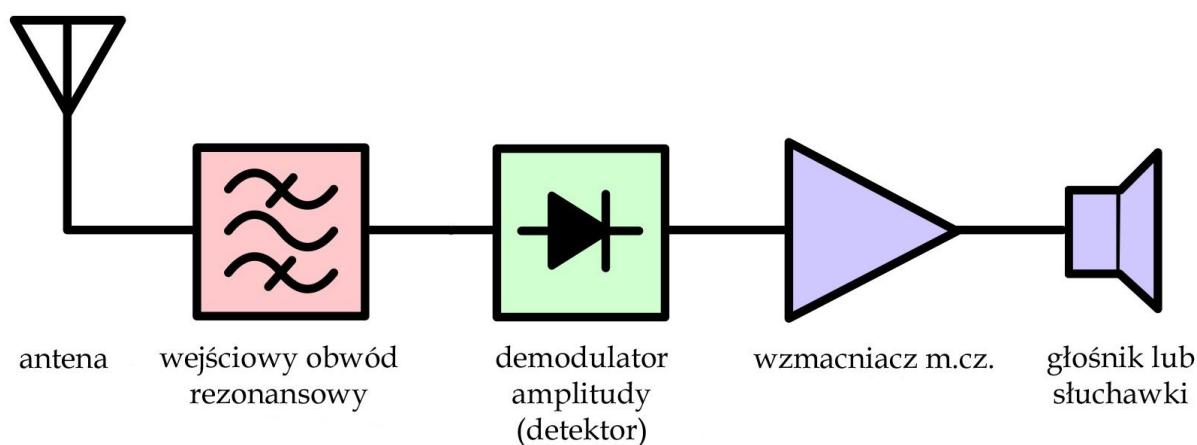
szerszy. Gdy częstotliwość napięcia synchronizującego wykracza poza zakres synchronizacji generator wypada z synchronizmu i pracuje na częstotliwości własnej.

W detektorach częstotliwościowych z generatorem synchronizowanym można wykorzystać zmiany składowej stałej płynącej przez element aktywny (tranzystor) bądź zmiany kąta fazowego napięcia lub prądu w.cz. występujące w obwodzie rezonansowym w paśmie synchronizacji. Obie te wielkości zmieniają się w pewnym zakresie częstotliwości w przybliżeniu proporcjonalnie do częstotliwości. Ich przebieg można więc wykorzystać do demodulacji częstotliwości.

Detektory częstotliwościowe z licznikami impulsów nie zawierają obwodów rezonansowych i pracują na zasadzie różniczkowania i następnie całkowania ciągu impulsów. Impulsy różniczkowane otrzymuje się przez ograniczenie przebiegu w.cz. lub pcz. Po zróżniczkowaniu w miejscach zboczy prawie prostokątnych impulsów powstają impulsy szpilkowe. Następnie impulsy szpilkowe o jednej polaryzacji – dodatniej lub ujemnej – są całkowane w wyniku czego otrzymuje się wartość średnią odpowiadającą przebiegowi modulacji częstotliwości.

2. Odbiorniki detektorowe

Najprostszym układem odbiorczym dla sygnałów zmodulowanych amplitudowo jest diodowy detektor obwiedni połączony z anteną przez obwód rezonansowy. Na jego wyjściu wystarczy podłączyć słuchawki wysokoomowe. Dodanie wzmacniacza małej częstotliwości pozwala na korzystanie ze słuchawek niskoomowych, np. powszechnych obecnie słuchawek o oporności $2 \times 32 \Omega$ od wszelkiego rodzaju odtwarzaczy, albo na odbiór głośnikowy. Odbiorniki detektorowe z powodu prostoty układu charakteryzują się niską czułością, ale przy kilkumetrowej antenie, zwłaszcza zewnętrznej pozwalają na odbiór niedalekich stacji dłuugo- lub średniofalowych. W Polsce nie ma praktycznie czynnych stacji średniofalowych (poza lokalnymi stacjami małej mocy należącymi do prywatnych nadawców) ale w pobliżu granicy można próbować odbierać stacje z krajów sąsiednich. Za to na długich falach, na częstotliwości 225 kHz pracuje silna stacja nadawcza pierwszego programu Polskiego Radia. Również selektywność prostych odbiorników jest niewielka.



Rys. 2.1. Schemat blokowy odbiornika detektorowego

Pierwszym stopniem odbiornika z rys. 2.1 jest obwód rezonansowy. Służy on do wybrania (wyselekcjonowania) sygnału pożądanej stacji spośród wielu odbieranych przez antenę. W najprostszym przypadku obwód składa się z połączonych równolegle cewki i kondensatora.

Żeby zrozumieć jego działanie musimy cofnąć się do znanego powszechnie prawa Ohma. Stosunek napięcia panującego na każdym elemencie (oporniku, przewodzie itp.) do płynącego w nim prądu jest nazywany opornością i jest on oznaczany powszechnie literą R :

$R = U / I$, gdzie U jest napięciem na elemencie, a I – prądem. Podstawową jednostką napięcia jest volt (V), a prądu amper (A). Oporność jest wyrażana w omach (Ω). W przypadku prądu stałego sprawa jest prosta, a obliczona z powyższego wzoru oporność jest nazywana opornością rzeczywistą. Iloczyn spadku napięcia na danym elemencie i płynącego przez niego prądu daje moc traconą w tym elemencie:

$$P = U I.$$

W przypadku oporności rzeczywistej sprawa wygląda identycznie również dla prądu zmiennego i komplikuje się trochę dla takich elementów jak cewki i kondensatory. Po włączeniu napięcia na zaciski cewki prąd narasta w niej stopniowo i z pewnym opóźnieniem osiąga wartość maksymalną. Można więc powiedzieć, że prąd opóźnia się w stosunku do napięcia lub że napięcie wyprzedza prąd. W przypadku napięcia zmiennego osiąga ono w pewnym momencie wartość maksymalną i zmienia kierunek, ale prąd płynie jeszcze przez pewien czas w kierunku pierwotnym i dopiero następuje zmiana jego kierunku. Okresy zmian napięcia i prądu i rzeczywiste opóźnienie zmian prądu zależą od częstotliwości doprowadzonego napięcia. Zależność między napięciem i prądem czyli oporność cewki dla prądu zmiennego jest ze względu na przesunięcie fazy między napięciem i prądem nazywana opornością urojoną (reaktancją) i jest ona obliczana ze wzoru:

$X_L = 2\pi fL$, gdzie f jest częstotliwością zmian napięcia, a L – indukcyjnością cewki. Dla uproszczenia rezygnujemy z dalszych wyjaśnień teoretycznych i wyprowadzenia tego i następnych wzorów.

Odwrotna sytuacja panuje na okładkach kondensatora. Podłączenie go do źródła zasilania powoduje początkowo przepływ prądu o wartości stopniowo malejącej i jednoczesny wzrost napięcia do możliwej wartości maksymalnej. W przypadku prądu zmiennego przebieg napięcia jest opóźniony w stosunku do przebiegu prądu, a reaktancja (oporność urojona) kondensatora jest obliczana ze wzoru:

$X_C = -1 / 2\pi fC$, gdzie f jest częstotliwością przebiegu, a C – pojemnością kondensatora. Odwrotną niż w przypadku cewki zależność fazową uwzględniono przez dodanie minusa na początku wzoru.

Przesunięcia fazy między napięciami i prądami powodują, że w idealnych cewkach i kondensatorach nie zachodzi strata mocy.

Przeciwnie znaki reaktancji indukcyjnej i pojemnościowej oznaczają, że w przypadku szeregowego albo równoległego połączenia dla pewnej częstotliwości wartości obu reaktancji są sobie równe z powodu przeciwnych znaków kompensują się. Przy tej częstotliwości obwód LC znajduje się w rezonansie.

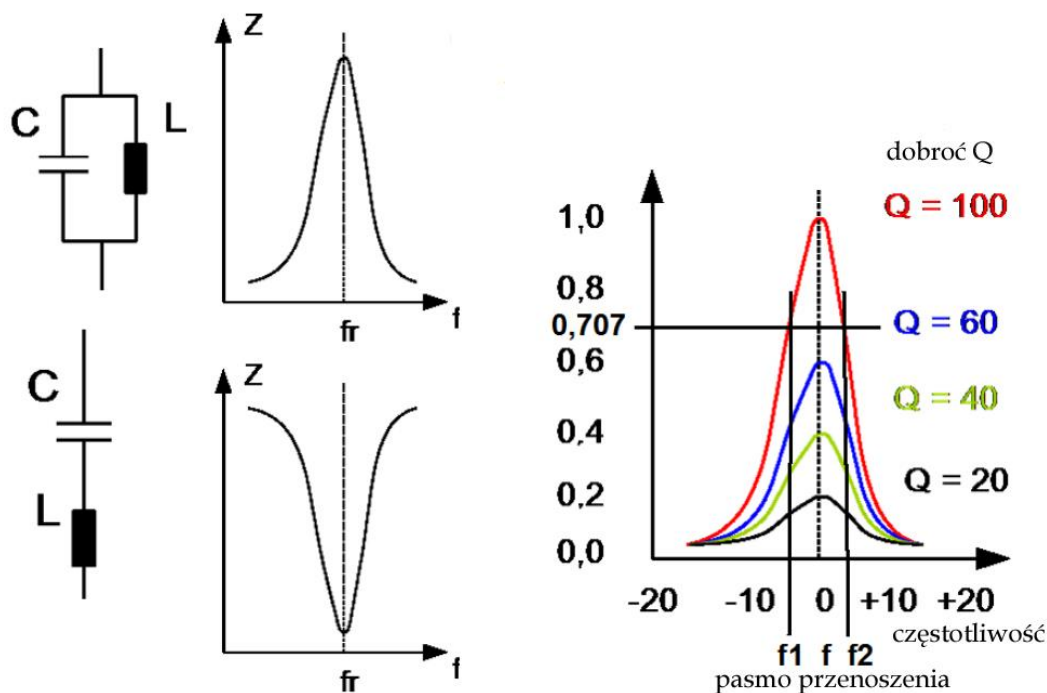
Dla szeregowego połączenia wypadkowa reaktancja obwodu równa się zero, a dla równoległego połączenia w rezonansie występuje reaktancja o wartości nieskończonej.

Częstotliwość rezonansu oblicza się ze wzoru Thompsona:

$$f_{\text{rez}} = 1 / 2\pi \sqrt{LC}$$

W rzeczywistych kondensatorach i cewkach oprócz reaktancji występują oporności rzeczywiste przewodów, doprowadzeń, okładek, wpływ prądów wirowych w ekranach, dla cewek z rdzeniem dodatkowo występują także straty energii w rdzeniu, a w kondensatorach straty energii w dielektryku. Wszystkie te straty energii można ująć w postaci zastępczej oporności strat, która na schemacie szeregowego obwodu rezonansowego jest włączona w szereg z elementami LC, a na schemacie obwodu równoległego – równoległe do jego elementów. W wyniku połączenia oporności rzeczywistej i reaktancji elementów powstaje wielkość zespolona – impedancja, zapisywana ogólnym wzorem:

$Z = R + jX$, gdzie R jest opornością rzeczywistą, X reaktancją, a litera j symbolizuje przesunięcie fazy o $\pm 90^\circ$ w stosunku do wartości rzeczywistej.



Rys. 2.2 (po lewej). Krzywe rezonansowe rzeczywistego obwodu równoległego (u góry) i szeregowego (u dołu) – przebiegi impedancji w funkcji częstotliwości, f_r oznacza częstotliwość rezonansu

Rys. 2.3 (po prawej). Zależność kształtu krzywej rezonansowej i szerokości pasma $\Delta f = f_2 - f_1$ od dobroci Q obwodu. Szerokość pasma jest mierzona na wysokości 0,707 w stosunku do szczytu krzywej rezonansu (na rysunku dla krzywej czerwonej)

Płynący z anteny prąd wielkiej częstotliwości (w.cz.) powoduje powstanie na dużej impedancji napięcia, które dla częstotliwości rezonansowej jest wyższe aniżeli dla pozostałych. Obwód rezonansowy wykazuje więc właściwości selektywne, a przebieg charakterystyki selektywności w funkcji częstotli-

wości ma kształt dzwonowy. Szerokość dzwonu – pasma przenoszenia filtru – zależy od jego dobroci: $Q = f_{rez}/\Delta f$ gdzie Δf jest szerokością charakterystyki na poziomie -3 dB czyli 0,707 wartości maksymalnej (dla częstotliwości rezonansowej).

Przykładowo dla $f_{rez} = 10000$ kHz i $\Delta f = 100$ kHz $Q = 10000/100 = 100$.

Dobroć Q jest miernikiem stratności obwodu i jej wyższa wartość oznacza mniejsze straty energii w obwodzie.

Na dobroć obwodu rezonansowego wpływają również oporności obciążenia wnoszone przez podłączony do obwodu wzmacniacz czy detektor oraz oporność wewnętrzna źródła, w tym przykładzie anteny. W przypadku transformatora lub autotransformatora (uzwojenia z odczepem) oporność jest transformowana w stosunku kwadratu przekładni zwojowej (napięciowej). Przykładowo podłączenie wejścia detektora lub wzmacniacza do odczepu na 1/5 liczby zwojów oznacza 25-krotne przetransformowanie oporności wejściowej tego stopnia, a więc jeżeli oporność wejściowa stopnia wynosi 1 k Ω to obwód rezonansowy jest tłumiony przez obciążenie 25 k Ω , a nie jednego kilooma jak w przypadku podłączenia obciążenia do górnego punktu obwodu.

Na dobroć obwodu nieobciążonego w większym stopniu wpływa dobroć cewki niż kondensatora. Straty energii w oporności uzwojenia (z powodu efektów zbliżenia i naskórkowości) jest ona wyższa niż oporność uzwojenia dla prądu stałego) cewki, rdzeniu itp. są wyższe niż straty w kondensatorach – dobroć cewki jest niższa aniżeli dobroć kondensatorów.

Dla uzyskania wyższych indukcyjności przy krótszych uzwojeniach cewki są często nawijane na rdzeniach ferromagnetycznych – na rurkach, korpusach z obrotowym rdzeniem wewnątrz, na rdzeniach pierścieniowych albo jak w przypadku anten ferrytowych – na prętach z materiału ferromagnetycznego. Do nawinięcia cewek używany jest przeważnie miedziany drut nawojowy w izolacji emaliowej, a czasem w oplocie jedwabnym.

Podstawową jednostką indukcyjności jest Henry (H), ale w zakresach używanych przez krótkofalowców wygodniej jest wyrażać indukcyjność w mikrohenrach (μH ; 10^{-6} H) lub nanohenrach (nH; 10^{-9} H). W układach wzmacniaczy małej częstotliwości (m.cz.) i zasilaczy występują indukcyjności o wartościach milihenrów (mH). Podobnie podstawową jednostką pojemności jest wprawdzie Farad (F), ale jest to jednostka tak duża, że w interesujących nas układach krótkofalarskich pojemności są wyrażane w pikofaradach (pF; 10^{-12} F) albo nanofaradach (nF; 10^{-9} F), a w układach zasilaczy także w mikrofaradach (μF ; 10^{-6} F).

Podstawową jednostką częstotliwości jest wprawdzie herc (Hz) ale dla częstotliwości w pasmach krótkofalarskich, częstotliwości pośrednich odbiorników itp. wygodniejsze są jednostki wielokrotne kiloherce (kHz; 10^3 Hz) i megaherce (MHz; 10^6 Hz).

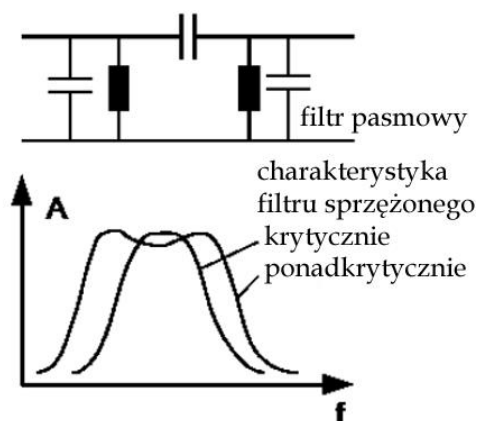
Do obliczania częstotliwości rezonansowej obwodu w częściej używanych jednostkach MHz, μH , pF wygodny jest następujący wzór:

$$f [\text{MHz}] = 159 / \sqrt{L [\mu\text{H}] C [\text{pF}]},$$

przykładowo dla obwodu złożonego z kondensatora o pojemności 100 pF i cewki o indukcyjności 21 μH częstotliwość rezonansu wynosi

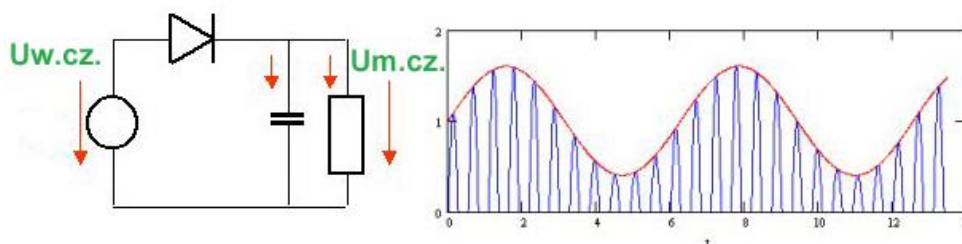
$$f = 159 / \sqrt{21 \times 100} = 159 / 45,82 = 3,47 \text{ MHz}.$$

Dla uzyskania dobrej selektywności filtr wejściowy powinien mieć charakterystykę o kształcie prostokąta i szerokości dostosowanej do szerokości widma odbieranych sygnałów. Charakterystyka dzwonowa pojedynczego obwodu rezonansowego odbiega od tego pożądanego kształtu i zapewnia niezbyt dobrą selektywność. Znacznie lepsze wyniki uzyskuje się w filtrach dwu- lub więcej obwodowych. Filtry dwuobwodowe noszą nazwę filtrów pasmowych natomiast filtry o większej liczbie obwodów – nazwę filtrów skoncentrowanej selekcji. Ich kształt charakterystyki jest w większym stopniu zbliżony do prostokąta i zapewnia też większe tłumienia sygnałów sąsiednich i tym bardziej oddalonych od częstotliwości odbioru. Kształt krzywej przenoszenia zależy od stopnia sprzężenia obwodów. Niedogodnością staje się jednak równoległe przestrajanie większej liczby filtrów z dostateczną dokładnością, tak aby ich częstotliwości rezonansowe były sobie równe. Wymagałoby to stosowania kondensatorów strojeniowych o większej liczbie sekcji i identycznego wykonania wszystkich cewek i doprowadzeń. Przy większej liczbie obwodów niż dwa jest to bardzo trudne albo praktycznie niemożliwe. Filtry wieloobwodowe lub większa liczba pojedynczych znalazły zastosowanie w bardziej rozbudowanych i omawianych w dalszych rozdziałach odbiornikach z przemianą częstotliwości.



Rys. 2.4. Dwuobwodowy filtr pasmowy i jego charakterystyka rezonansu. Przy sprzężeniu podkrytycznym obwodów jest ona zasadniczo podobna do dzwonowej, przy sprzężeniu krytycznym jest maksymalnie spłaszczona i przy sprzężeniu ponadkrytycznym ulega poszerzeniu, a na jej wierzchołku pojawiają się zafalowania o głębokości zależnej od stopnia sprzężenia. Możliwe jest sprzężenie magnetyczne cewek lub pojemnościowe jak na schemacie

Drugim stopniem odbiornika z rys. 2.1. jest demodulator – detektor. Do odbioru fali zmodulowanej amplitudowo wystarczy najprostszy detektor diodowy. Jego zasada działania jest przedstawiona na poniższym rysunku (dla wygody powtórzonym z rozdziału pierwszego).



Rys. 2.5. Demodulator obwiedni. Dioda obcina dolne połowki zmodulowanej nośnej, resztki prądów w.cz. są zwierane przez kondensator, a na oporniku panuje napięcie m.cz.

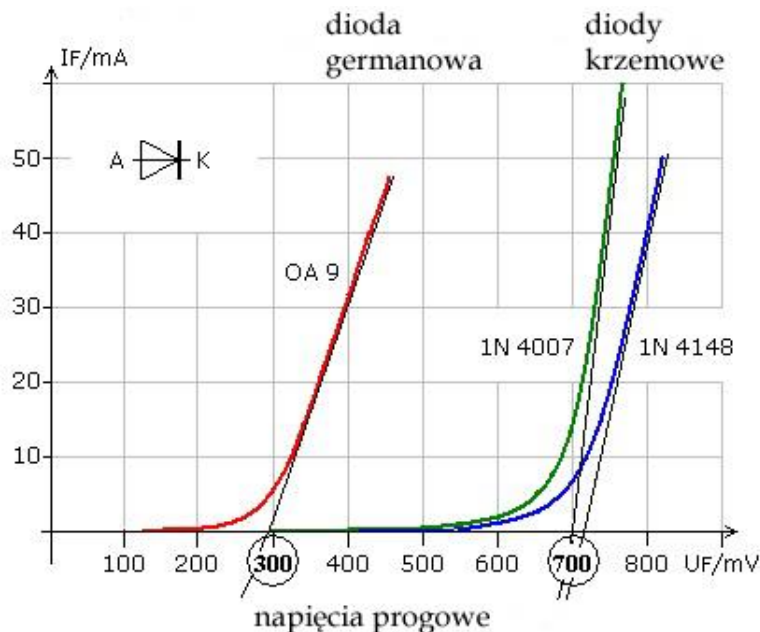
Cechą charakterystyczną diody jest to, że przepuszcza ona prąd jedynie w jednym kierunku zwanym kierunkiem przewodzenia. W kierunku przewodzenia ma więc ona niską oporność, która w przypadku teoretycznej diody idealnej miałaby wartość zerową. W kierunku zaporowym dioda ma wysoką oporność (teoretycznie powinna ona być nieskończona) co uniemożliwia przepływ prądu. W sytuacji przedstawionej na rysunku do obciążenia diody dopływają jedynie górne połowki przebiegu zmodulowanego. Kondensator stanowi zwarcie dla prądów w.cz. ładuje się w czasie szczytu nośnej do napięcia odpowiadającego obwiedni (na rysunku czerwonej linii) przebiegu zmodulowanego. Pomiędzy kolejnymi szczytami kondensator rozładowuje się i dzięki temu napięcie na nim nadąża za sygnałem modulującym. Stała czasu RC rozładowania kondensatora nie może być więc zbyt duża, aby nie powodować zniekształceń sygnału dla wyższych tonów i ich obcinania i nadążać za zmianami sygnału użytecznego. Układ ten nosi nazwę detektora szczytowego. Jest to rozwiązanie najprostsze, najdłuższe i najszerzej stosowane.

Diody detekcyjne powinny mieć jak najmniejszą pojemność między anodą i katodą dlatego też do tego celu stosowane są diody ostrzowe (metalowe ostrze ma małą powierzchnię styku z półprzewodnikiem co przekłada się na małą pojemność złącza).

Zamiast diody półprzewodnikowej do detekcji wykorzystywane jest złącze baza-emiter (BE) tranzystorów złączowych (zwanymi także bipolarnymi) albo dolny kraniec charakterystyki $U_{bramki}-I_{drenu}$ tranzystora polowego – jest to wówczas detekcja drenowa odpowiadająca detekcji anodowej w lampach. Detektory tranzystorowe zapewniają dodatkowo wzmocnienie zdetekowanego sygnału.

Patrząc na sprawę detekcji od strony dziedziny częstotliwości można zauważyć, że w detektorze zachodzi mieszanie nośnej ze składowymi wstęp bocznych dzięki czemu odzyskuje się sygnał użyteczny w paśmie podstawowym.

W idealnym przypadku załamanie charakterystyki przewodzenia diody powinno leżeć w zerze napięcia. W rzeczywistości jednak dla diod germanowych leży ono w okolicach napięcia 0,2 V, dla diod Schottkiego w okolicach 0,4 V a dla diod krzemowych w okolicach 0,7 V. Do prostowania (detekcji) słabych sygnałów korzystniejsze są więc diody germanowe niż krzemowe. W bardziej rozbudowanych (omówionych dalej) konstrukcjach zapewniających wzmocnienie odbieranego sygnału sprawa ta staje się mniej istotna.



Rys.2.6. Charakterystyki diod półprzewodnikowych w kierunku przewodzenia (plus na anodzie, minus na katodzie). Charakterystyka idealnej diody powinna zaczynać się w punkcie zerowym i przebiegać pionowo. Charakterystyki diod rzeczywistych przebiegają ukośnie co odpowiada pewnej oporności rzeczywistej, a przewodzenie prądu rozpoczyna się dla diod germanowych w pobliżu napięcia 0,2 V, a diod krzemowych pomiędzy 0,5 i 0,6 V. Po przedłużeniu odcinka prostoliniowego otrzymuje się nominalne napięcia progowe

W najprostszych konstrukcjach odbiorników detektorowych do wyjścia stopnia detekcji podłączane są słuchawki. Zasadniczo powinny być to popularne dawniej słuchawki o większej impedancji cewki (np. 2 k Ω), ale obecnie należą one raczej do zabytków. Obecne słuchawki od odtwarzaczy wszelkiego rodzaju mają impedancje 32 Ω , a przy szeregowym połączeniu obu słuchawek (lewej i prawej) otrzymuje się impedancję 64 Ω . Tak niska impedancja obciąża nadmiernie układ detektora dlatego praktyczne jest dodanie choćby najprostszego wzmacniacza niskiej częstotliwości z wyjściem niskoomowym dostosowanym do obciążenia przez słuchawki. Może być to wzmacniacz dwu- lub trzytranzystorowy z wtórnikami emiterowym w ostatnim stopniu albo wzmacniacz na którymś z rozpowszechnionych obwodów scalonych, takich jak LM386. Dla uproszczenia na schemacie blokowym nie wyróżniono regulacji siły głosu, ale jest ona domyślnie zawarta w bloku wzmacniacza m.cz.

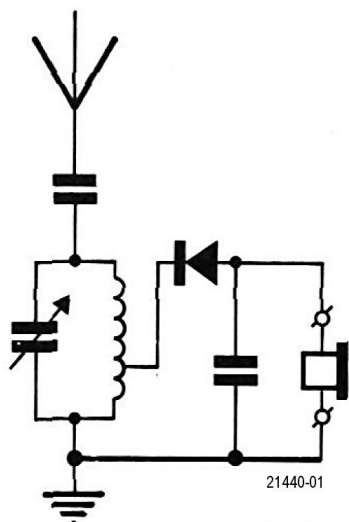
Fizycznym zasadom działania diod półprzewodnikowych i tranzystorów poświęcony jest dodatek B.

2.1. Odbiorniki detektorowe bez wzmocnienia

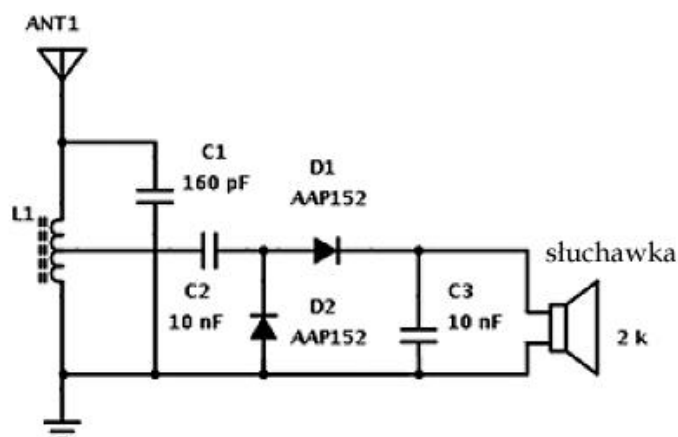
W najprostszym układzie odbiornika detektorowego z rys. 2.1.1 dioda detekcyjna jest podłączona do odczepu wejściowego obwodu rezonansowego. Na wyjściu detektora jest włączona słuchawka o większej oporności. Bocznikujący ją kondensator zwiera resztki sygnału w.cz. do masy. W przystosowanym do odbioru Warszawy I odbiorniku z rys. 2.1.2 (*Świat Radio* 4/2014) detektor pracuje w układzie podwajacza napięcia na ostrzowych diodach germanowych D1 i D2 dowolnego typu. Kondensator C3 odfiltruje resztki sygnału w.cz. do masy. Słuchawki powinny mieć impedancję 2 lub nawet 4 k Ω .

Obwód wejściowy L1–C1 jest dostrojony do częstotliwości 225 kHz. Cewka L1 jest nawinięta na pręcie ferrytowym o długości 8 – 10 cm i średnicy 8–10 mm. Uzwojenie na tulejce papierowej nałożonej na pręt składa się ze 150 zwojów z odczepem na 50 zwoju jest wykonane przewodem DNE 0,15 – 0,3 mm. Dostrojenie obwodu odbywa się przez przesuwanie cewki na pręcie ferrytowym i ewentualny dobór pojemności C1.

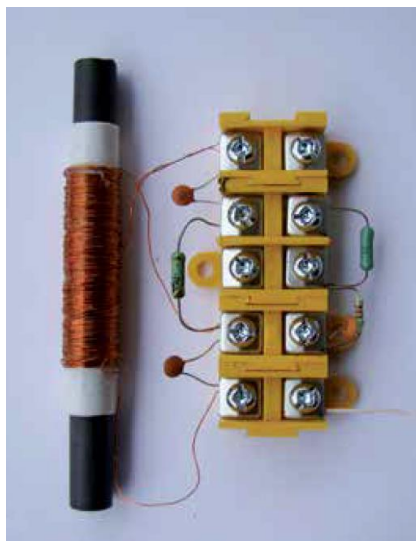
W obwodzie wejściowym dla fal średnich cewka może mieć indukcyjność 200 μH (przykładowo powietrzna 100 zwojów na rurce z papieru o średnicy 4 cm z odczepem na 10 lub 30 zwoju), a kondensator 500 pF. Antena może być sprzężona z obwodem rezonansowym za pomocą 20-zwojowej cewki antenowej. Przy większych odległościach od stacji nadawczej jako anteny można użyć odcinka przewodu o długości 10–20 m.



Rys. 2.1.1



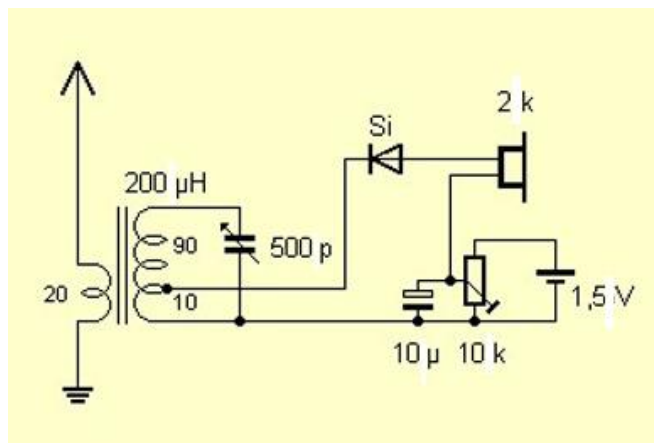
Rys. 2.1.2



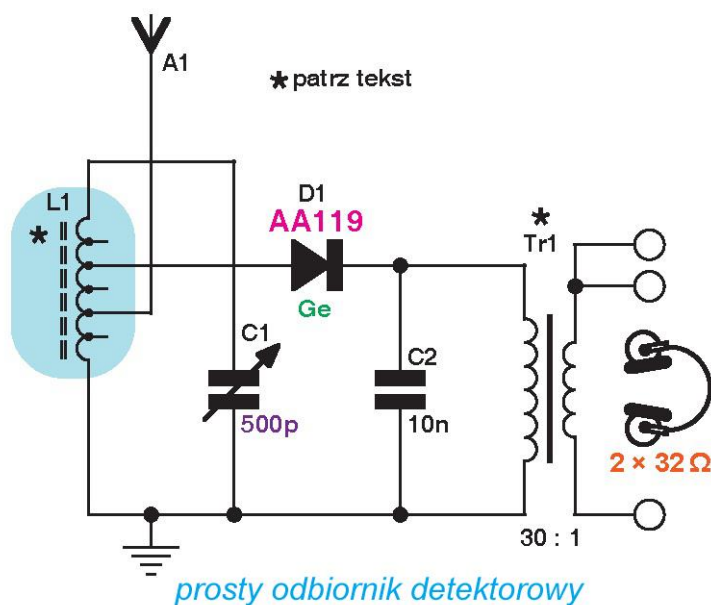
Rys. 2.1.3. Wykonanie anteny i odbiornika na listwach zaciskowych

Czułość odbiornika detektorowego można zwiększyć polaryzując diodę napięciem zbliżonym do napięcia progowego, dzięki czemu prostowane są już przebiegi w.cz. o mniejszych amplitudach. Pozwala to także na stosowanie diod krzemowych zamiast germanowych. Przykład odbiornika z polaryzacją diody przedstawia rysunek 2.1.4. Równoległe do słuchawek należałoby dodać kondensator bocznikujący dla w.cz. 10 nF i ewentualnie opornik 10 k Ω , ale w tym przypadku chodzi o przykład polaryzacji diody więc pozostał on w domyśle. Cewki o liczbie zwojów podanej na schemacie dla fal średnich są nawinięte albo na korpusach 2 mm z rdzeniem albo na pręcie ferrytowym o średnicy 10 mm i długości 200 mm przewodem DNE 0,2 – 0,4 mm. Przy większej odległości od stacji nadawczej antena ferrytowa może nie wystarczyć i konieczna będzie antena zewnętrzna. W przypadku trudności w zdobyciu słucha-

wiek wysokoomowych można użyć niskoomowych podłączonych przez transformator – w przypadku braku właściwego można eksperymentować z transformatorem sieciowym 230/24 V lub podobnym.



Rys. 2.1.4. Odbiornik ze spolaryzowaną diodą detekcyjną



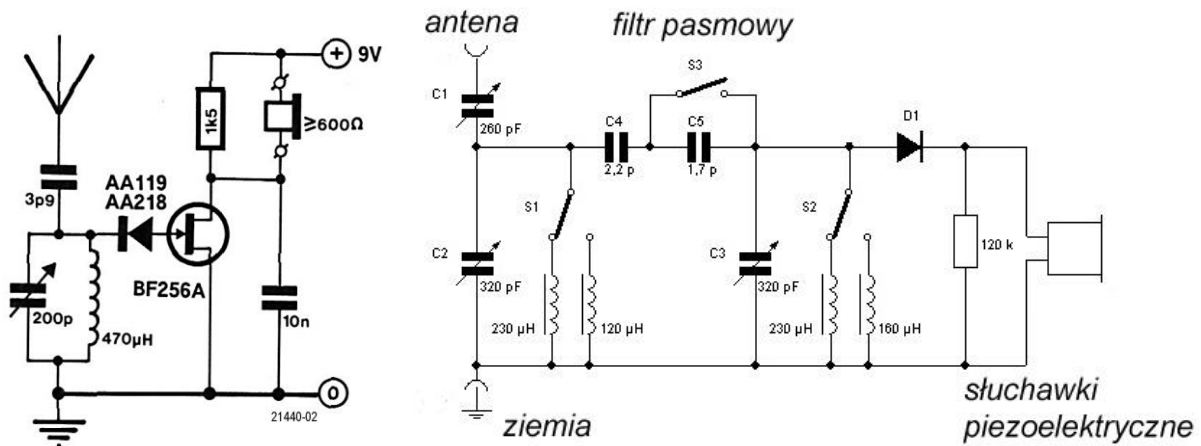
Rys. 2.1.5. Odbiornik detektorowy z transformatorem wyjściowym

W rozwiązaniu z rysunku 2.1.5 jako transformatora wyjściowego użyto transformatora z zasilacza sieciowego o przełączanych napięciach wyjściowych 3, 4,5, 6, 9, 12 V. Większa liczba odczepów pozwala na dobór odczepu dającego najlepsze wyniki.

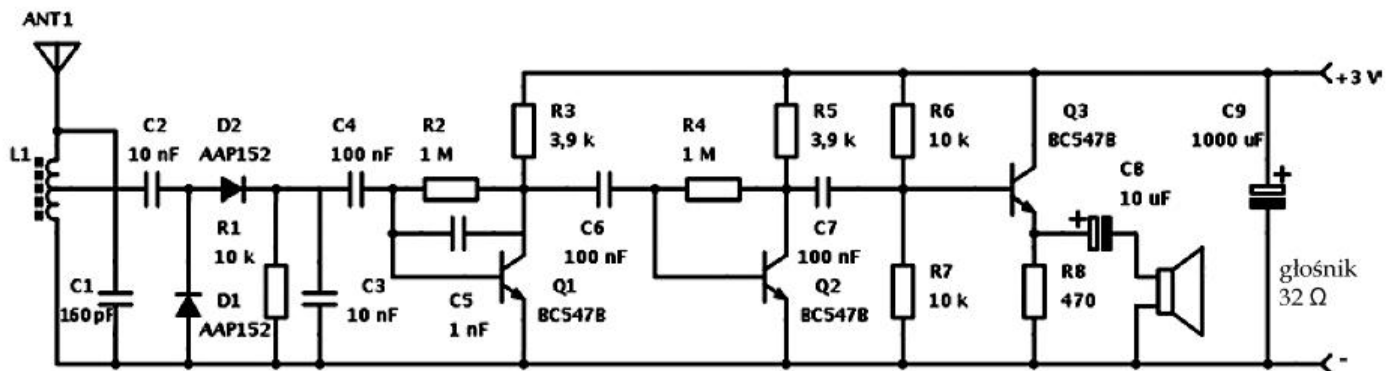
Cewka obwodu wejściowego dla fal średnich jest nawinięta na pręcie ferrytowym o średnicy 10 mm i długości 100 mm i zawiera 60 zwojów z odczepami co 10 zwojów. Pozwala to na eksperymentowanie z punktem podłączenia detektora i ewentualnej anteny zewnętrznej, tak aby uzyskać najlepsze wyniki. Cewka dla fal długich może zawierać około 240 zwojów.

Jako antenę zewnętrzną można też wykorzystać metalowe rynny jeżeli znajdują się w dogodnej odległości. W niedużej odległości od stacji nadawczej można zamiast słuchawek zastosować głośniczki.

2.2. Odbiorniki detektorowe ze wzmacniaczem m.cz.



Rys. 2.2.1. Odbiornik z tranzystorem Rys. 2.2.1.a. Odbiornik z filtrem pasmowym



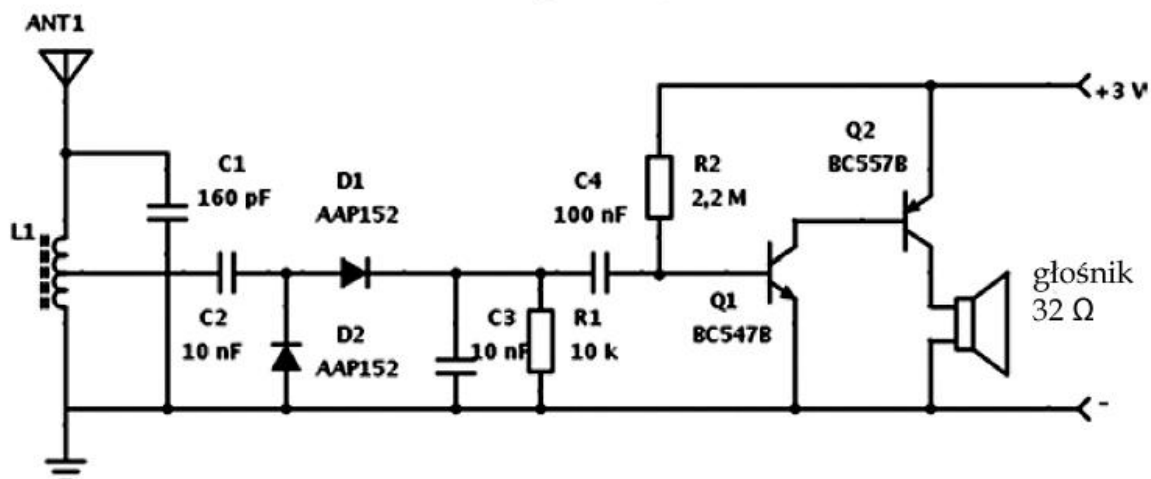
Rys. 2.2.2. Odbiornik z podwajaczem napięcia i trzystopniowym wzmacniaczem tranzystorowym

Odbiornik detektorowy na zakres fal średnich z rysunku 2.2.1 z ostrzową diodą germanową posiada jednostopniowy wzmacniacz m.cz. na złączowym tranzystorze polowym BF256A. Cewka składa się z 85 zwojów przewodu DNE i jest nawinięta antenie ferrytowej (pręcie ferrytowe) o długości około 10 cm. Odbiornik jest zasilany z baterii 9 V. Dla fal długich konieczne jest zwiększenie indukcyjności i pojemności obwodu. Obwód można wykonać w sposób podany dla odbiornika z rys. 2.1.2.

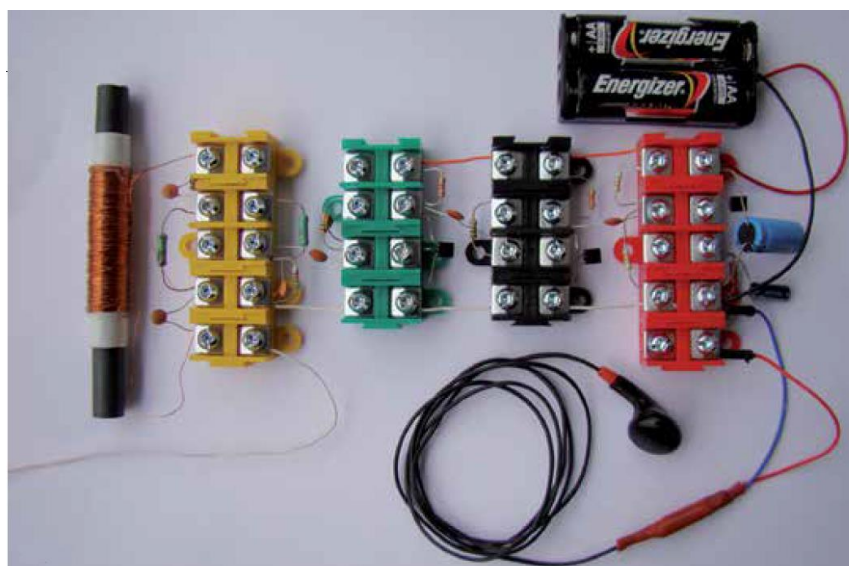
W odbiorniku z rysunku 2.2.1.a zastosowano dwuobwodowy filtr pasmowy poprawiający selektywność. Jest on dostrajany do stacji za pomocą dwusekcyjnego kondensatora zmiennego 2 x 320 pF. Indukcyjności cewek wynoszą 230 (dla zakresu 500 – 1300 kHz) i 120 µH (dla 700 – 1700 kHz). Kondensator C1 o pojemności 260 pF służy do dostrojenia anteny. Jego wartość nie jest krytyczna. Na wyjściu zamiast słuchawki można włączyć dowolny wzmacniacz m.cz.

Odbiornik, którego schemat przedstawiono na rys. 2.2.2 (*Świat Radio* 4/2014) jest rozwinięciem układu z rys. 2.1.2. Dodano do niego trzystopniowy wzmacniacz m.cz. Pierwsze dwa stopnie pracują w układzie wspólnego emitera na tranzystorach npn typu BC547B, a ostatni jest wtórnikiem emiterowym dopasowującym do niskiej impedancji słuchawek lub głośnika. Kondensator C5 ogranicza pasmo przenoszenia wzmacniacza od strony wysokich częstotliwości, zmniejszając niebezpieczeństwo wzbudzenia. Duże wzmocnienie wzmacniacza m.cz. pozwala na rezygnację z uziemienia, a często i anteny zewnętrznej. Przy dużej sile sygnału można pominąć stopień z tranzystorem Q2. Układ nie zawiera potencjometru siły głosu, ale można go dodać podłączając potencjometr logarytmiczny 10 kΩ.

Na schemacie 2.2.3 przedstawiony jest uproszczony układ odbiornika z dwustopniowym wzmacniaczem m.cz. na tranzystorach npn i pnp – BC547B i BC557B. Litery A, B i C na końcu oznaczeń tranzystorów informują o ich wzmocnieniu – zakresie wartości współczynnika wzmocnienia prądowego β. Odbiornik można zmontować na listwach zaciskowych jak to pokazano na fotografiach w tym i poprzednim punkcie albo w dowolny sposób na uniwersalnych dziurkowanych płytkach drukowanych.



Rys. 2.2.3. Odbiornik detektorowy z dwustopniowym wzmacniaczem tranzystorowym. Punkt pracy stopni Q1 i Q2 ustala opornik R2.



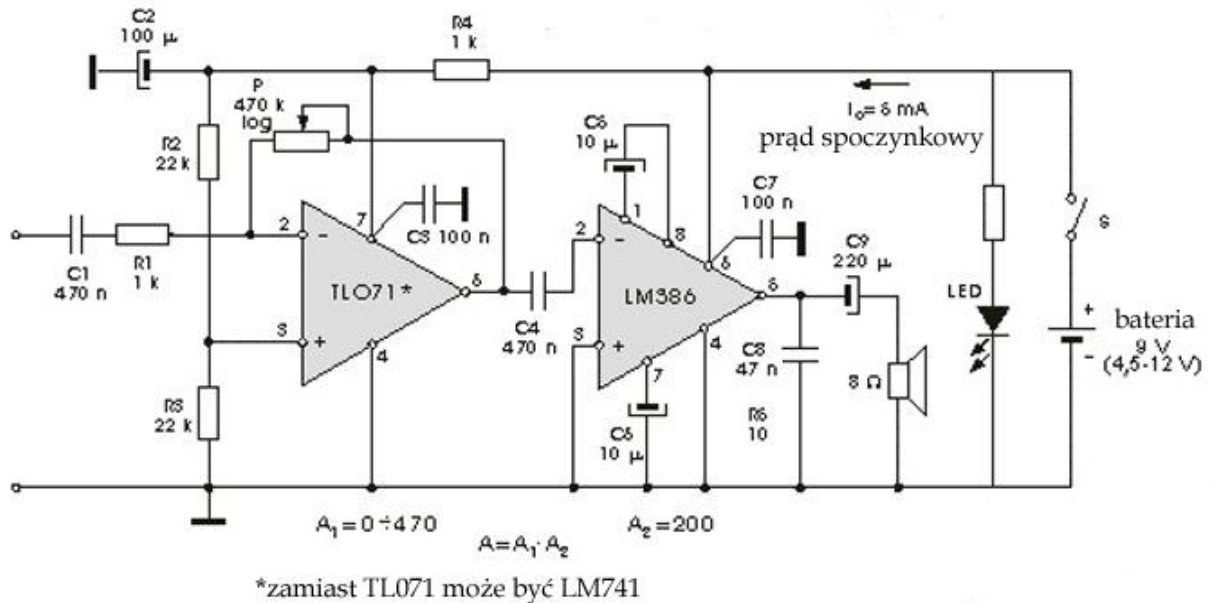
Fot. 2.2.4. Sposób wykonania odbiornika na listwach zaciskowych – każdy ze stopni jest zmontowany na osobnej listwie

W odbiorniku z rysunku 2.2.5 we wzmacniaczu m.cz. pracuje popularny scalony wzmacniacz głośnikowy dla odbiorników bateryjnych LM386 o mocy wyjściowej 1 W (zależy ona od napięcia zasilania).

Sygnal m.cz. po detekcji na diodzie D jest podawany przez potencjometr regulacji siły głosu (musi być to potencjometr logarytmiczny) na wejście odwracające (2) wzmacniacza głośnikowego.

Bez połączenia wyprowadzeń 1 i 8, przy braku kondensatora C3 i opornika R* wzmacnienie napięciowe jest równe 20. Włączenie kondensatora elektrolitycznego zwiększa wzmacnienie do 200, a za pomocą opornika włączonego w szereg z nim można regulować wzmacnienie w granicach 20 – 200. Opornik 1,2 kΩ daje przykładowo ograniczenie wzmacnienia do 50.

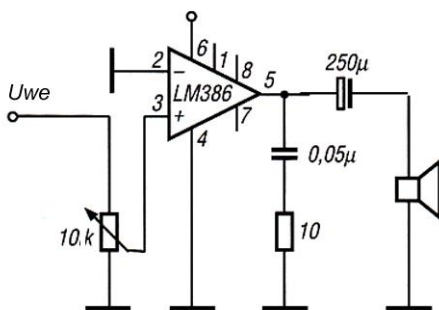
Dla anten o długości około 6 m kondensator antenowy ma pojemność 33 pF. Wartość tą można dobrać (orientacyjnie w zakresie 47 – 200 pF) dla uzyskania najlepszych rezultatów, zwłaszcza dla anten o różniących się długościach. Anteny krótkie można podłączyć bezpośrednio do obwodu z pominięciem kondensatora.



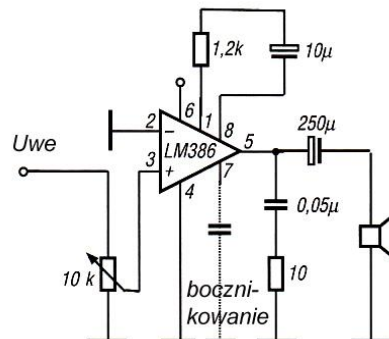
Rys. 2.2.7. Uniwersalny wzmacniacz m.cz. ze wzmacniaczem operacyjnym

2.2.1. Wzmacniacz LM386

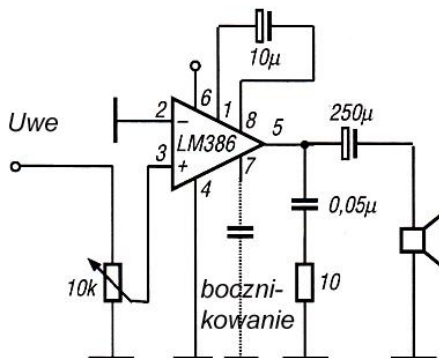
Wzmacniacz LM386 może być zasilany napięciem nie przekraczającym 15 V i dostarcza maksymalnie 325 mW mocy m.cz. przy napięciu zasilania 6 V, a 700 mW przy napięciu 9 V. Układ został opracowany z myślą o minimalnych potrzebach odnośnie dodatkowych zewnętrznych elementów i jest zasadniczo przewidziany do zasilania bateryjnego. Oporność wejściowa wzmacniacza wynosi 50 kΩ.



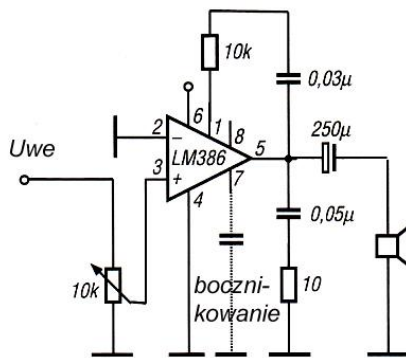
Rys. 2.2.1.1. Połączenia dla wzmocnienia 20



Rys. 2.2.1.2. Połączenia dla wzmocnienia 50



Rys. 2.2.1.3. Połączenia dla wzmocnienia 200

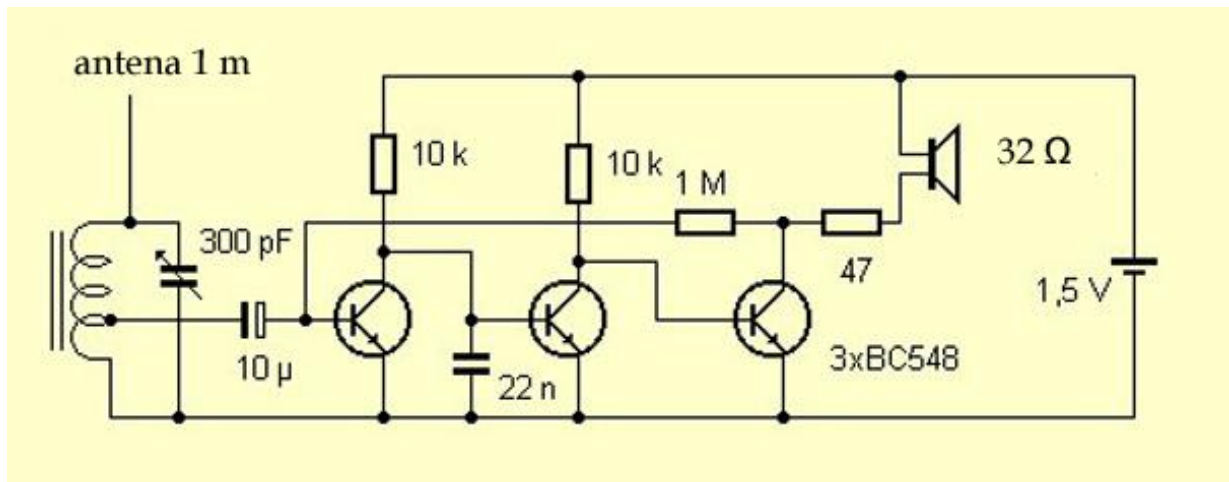


Rys. 2.2.1.4. Wzmacniacz z podbiciem basów

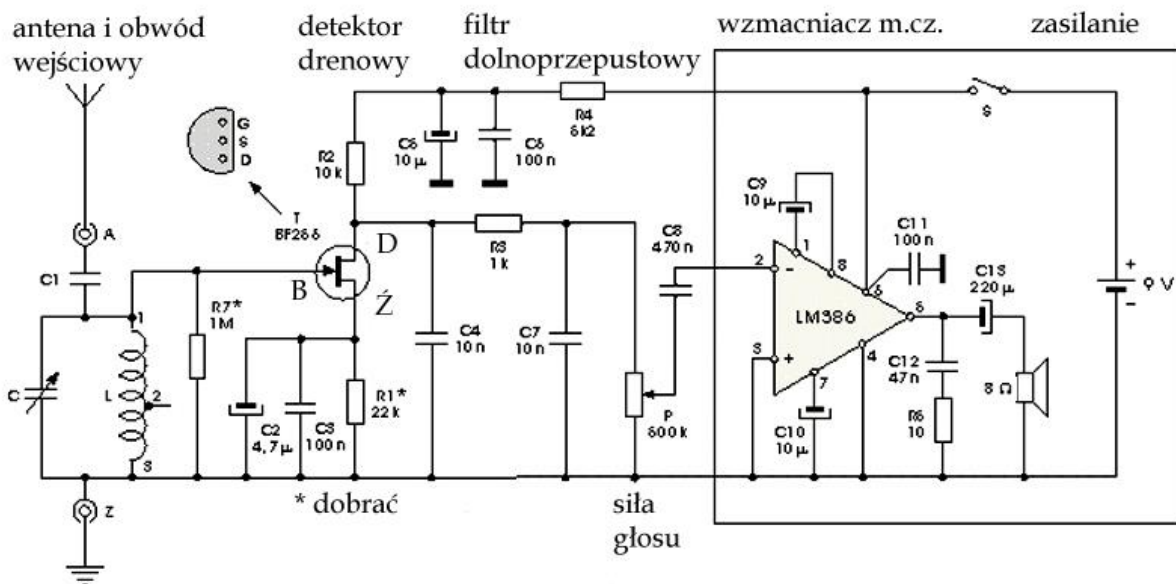
Wzmocnienie układu jest regulowane za pomocą elementów zewnętrznych włączonych między wyprowadzenia 1 i 8.

2.3. Odbiorniki z detektorem tranzystorowym

Na schemacie 2.3.1 przedstawiony jest odbiornik z detekcją na złączu baza-emiter pierwszego tranzystora i z dwustopniowym wzmacniaczem m.cz. Wszystkie trzy stopnie są sprzężone stałoprądowo (bez kondensatorów separujących), a ich punkty pracy są stabilizowane dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu. Obwód rezonansowy można dostroić nie tylko do fal długich i średnich, ale także do fal krótkich. Tranzystory są typu BC548, ale można użyć dowolnych innych o podobnych parametrach.



Rys. 2.3.1. Odbiornik z detektorem tranzystorowym



Rys. 2.3.2. Odbiornik z detektorem drenowym

W odbiorniku z rysunku 2.3.2 jako detektor pracuje tranzystor polowy typu BF256 (lub podobny). Detekcja drenowa jest odpowiednikiem detekcji anodowej w układach lampowych i kolektorowej dla tranzystorów bipolarnych. Zachodzi ona przy polaryzacji bramki w pobliżu granicy zatkania tranzystora. Bramka tranzystora jest podłączona do górnego zacisku obwodu rezonansowego ponieważ dzięki wysokiej oporności wejściowej tranzystora polowego nie tłumi on obwodu w taki sposób jak tranzystory bipolarne.

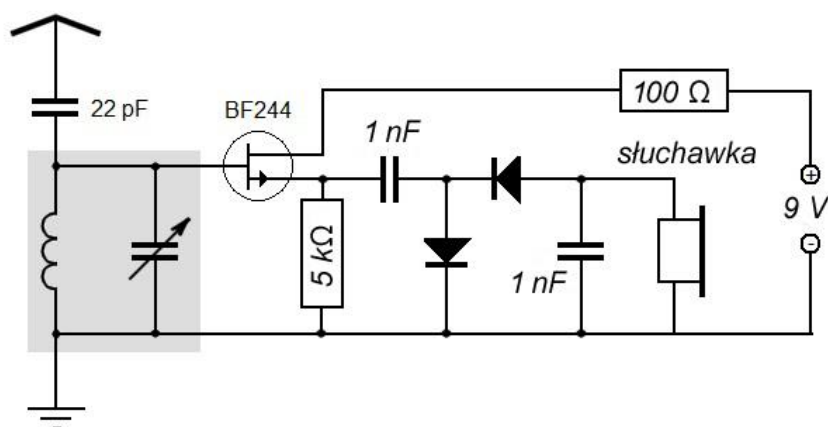
Opornik R7 można pominąć, a opornik R1 dobrać w zależności od parametrów tranzystora dla uzyskania najlepszej detekcji. W trakcie uruchamiania można zamiast niego włączyć potencjometr montażowy 50 k Ω i po dobraniu optymalnej oporności zastąpić go opornikiem stałym.

Zdetekowany sygnał m.cz. jest podawany przez filtr dolnoprzepustowy (FDP) R3, C4, C7 na potencjometr regulacji siły głosu i z jego suwaka na wejście scalonego wzmacniacza głośnikowego LM386. Kondensator C7 można dobrać tak, aby uzyskać najprzyjemniejszą barwę głosu.

W odbiorniku można zastosować antenę ferrytową. Dla zakresu fal średnich uzwojenie cewki zawiera około 60 zwojów na pręcie ferrytowym o długości 5 – 8 cm. Dokładna liczba zwojów zależy od parametrów pręta ferrytowego i może się różnić od podanej. Można także zastosować antenę wymontowaną z uszkodzonego odbiornika fabrycznego. Dla fal długich konieczne jest nawinięcie co najmniej 200 zwojów.

Cewka dla fal krótkich zawiera 6 zwojów DNE 0,6 mm nawiniętych na korpusie (np. rurce papierowej) o średnicy 32 mm.

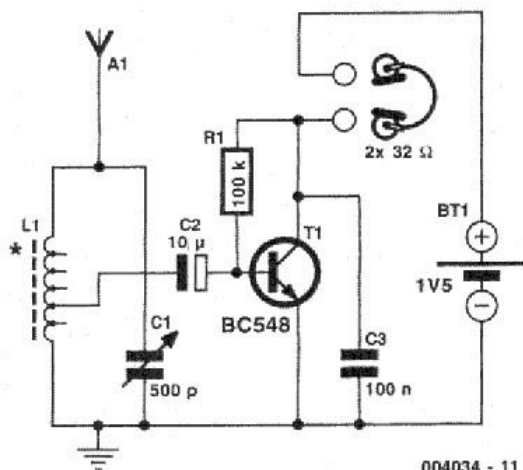
2.4. Odbiornik detektorowy wtórnikiem w.cz.



Rys. 2.4.2. Odbiornik ze wtórnikiem w.cz. na tranzystorze polowym

W odbiorniku ze schematu 2.4.1 zastosowano wtórnik źródłowy na złączowym tranzystorze polowym BF244. Dopasowuje on antenę i obwód rezonansowy do niskiej oporności wejściowej detektora. Prosty obwód rezonansowy z cewką bez odczepu można wykonać kierując się innymi opisanymi konstrukcjami. Wartości elementów zależą od zakresu odbioru.

2.5. Odbiornik z tranzystorowym wzmacniaczem m.cz.



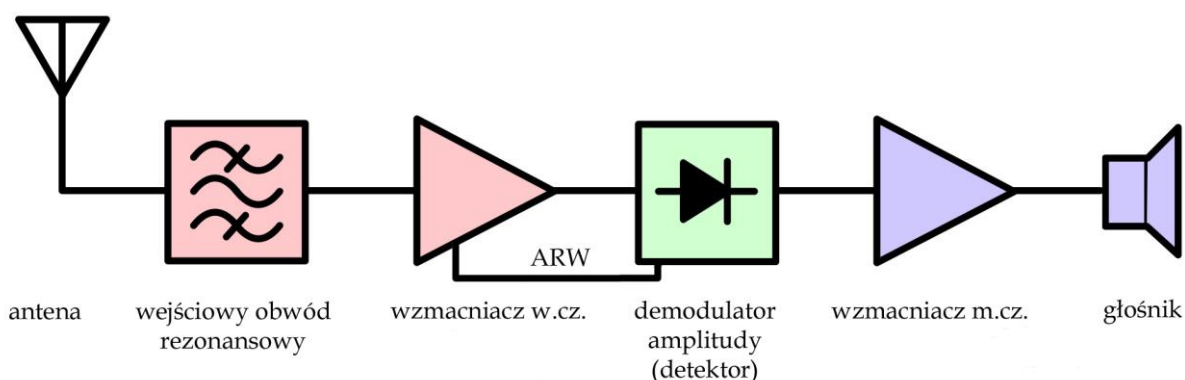
Rys. 2.5.1. Odbiornik z jednotranzystorowym wzmacniaczem m.cz. umożliwiającym korzystanie ze słuchawek o impedancji 32 Ω

Wzmacniacz na dowolnym krzemowym tranzystorze npn jest zasilany z baterii 1,5 V. Włożenie wtyczki słuchawek do gniazdka powoduje włączenie zasilania wzmacniacza. Cewkę obwodu rezonansowego można wykonać w sposób podany dla odbiornika z rysunku 2.1.5.

3. Odbiorniki z bezpośrednim wzmocnieniem

Układ odbiornika z bezpośrednim wzmocnieniem (niem. *Geradeempfänger*, *m*) jest bardziej rozbudowany w porównaniu z opisanym poprzednio odbiornikiem detektorowym. Posiada on oprócz wzmacniacza m.cz. dostarczającego mocy niezbędnej do wysterowania głośnika (przetwornika elektroakustycznego) także wzmacniacz wielkiej częstotliwości umożliwiający zwiększenie czułości odbiornika. Może być to wzmacniacz oporowy albo posiadający na wyjściu obwód rezonansowy przestrajany współbieżnie z obwodem wejściowym, co poprawia selektywność odbiornika. Składowa stała występująca na wyjściu detektora może być użyta do automatycznej regulacji wzmocnienia – ARW. Niweluje ona w pewnym stopniu nieprzyjemne wahania siły głosu będące skutkiem zaników i falowań siły odbioru spowodowanych przez zmienne warunki propagacji.

Historycznie rzecz biorąc odbiorniki tego rodzaju zastępowały stopniowo w okresie przed drugą wojną światową odbiorniki detektorowe w miarę rozwoju techniki i zamożności radiosłuchaczy. Obecnie układy te mają głównie znaczenie hobbystyczne i dydaktyczne chociaż produkowane są specjalne obwody scalone dla tego celu j.np. TA7642.



Rys. 3.1. Schemat blokowy odbiornika z bezpośrednim wzmocnieniem

Przez dłuższy czas rozpowszechniony był zwyczaj oznaczania takich odbiorników według schematu *m-V-n*, gdzie litera V (od angielskiego słowa dla wentyla) oznaczała stopień detekcji, niezależnie od jego rozwiązania układowego, cyfra m informowała o liczbie stopni wzmocnienia w.cz. przed detektorem, a cyfra n – o liczbie stopni wzmacniacza m.cz. Przykładowo oznaczenie 0-V-2 informuje, że odbiornik posiada dwustopniowy wzmacniacz m.cz. i nie zawiera wzmacniacza w.cz. To, że zawiera on stopień detekcji jest sprawą oczywistą. Odbiornik oznaczony jako 1-V-3 posiada natomiast jednostopniowy wzmacniacz w.cz. i trzystopniowy wzmacniacz m.cz. Zasadniczo rzadko spotyka się układy o więcej niż jednym stopniu w.cz. gdyż wzmacniacze takie łatwiej się wzbudzają, a poza tym trudno jest przestrajając równolegle większą liczbę obwodów rezonansowych.

W poprzednim rozdziale wyjaśniliśmy działanie obwodów rezonansowych i detektora amplitudy. Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu posiadają dodatkowo do nich kilka stopni wzmacniających, dlatego też warto zająć się dokładniej ich działaniem.

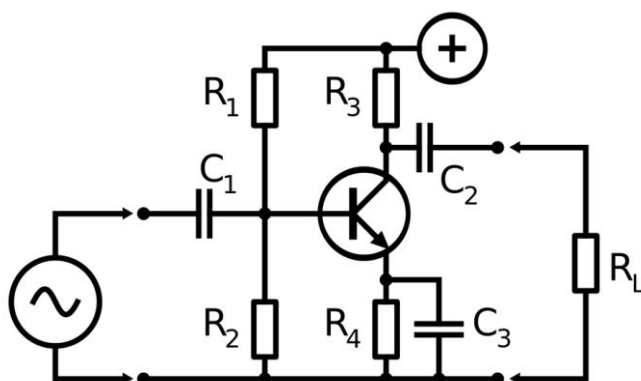
Na ilustracji 3.2 przedstawiony jest schemat tranzystorowego wzmacniacza oporowego w układzie wspólnego emitera (WE; OE) pracującego na tranzystorze złączowym npn. Nazwa wywodzi się z tego, że emiter wchodzi w skład zarówno obwodu wejściowego wzmacniacza jak i jego obwodu wyjściowego, czyli jest wspólny dla obu. Oprócz oznaczenia WE używane jest też oznaczenie OE wskazujące na to, że emiter jest połączony z masą (zerem napięcia) dla sygnałów wzmacnianych.

Dzielnik oporowy R_1 , R_2 zapewnia napięcie polaryzacji bazy. Musi ono być jak wiadomo wyższe od napięcia progowego złącza baza-emiter (B-E). Opornik R_2 nie jest konieczny w prostszych układach wzmacniaczy do polaryzacji bazy służy wyłącznie opornik R_1 . Opornik R_3 w obwodzie kolektora jest opornikiem obciążenia tranzystora. Zmiany natężenia prądu kolektora powodują powstanie na nim proporcjonalnych zmian napięcia – wzmocnionego sygnału wyjściowego. Opornik R_4 w emiterze tranzystora przyczynia się do stabilizacji jego punktu pracy (napięć stałych pomiędzy elektrodami i prądów stałych w obwodach elektrod tranzystora). Jeżeli w wyniku zmian temperatury, napięcia zasilania albo

z innych powodów wzrośnie prąd emitera (jest on nieznacznie wyższy od prądu kolektora gdyż stanowi sumę prądów kolektora i bazy) spowoduje to wzrost napięcia na emiterze, a przy stałym, wymuszonym przez dzielnik, napięciu bazy oznacza to zmniejszenie napięcia baza-emiter, co spowoduje zmniejszenie prądu emitera i skompensuje jego wzrost spowodowany wymienionymi przyczynami. I odwrotnie, po zmniejszeniu prądu emitera wzrośnie napięcie baza-emiter, co spowoduje wzrost prądu emitera i skompensuje jego zmianę. Powstaje w ten sposób ujemne sprzężenie zwrotne zapobiegające zmianom warunków pracy tranzystora i dążące do przywrócenia stanu poprzedniego. W prostszych układach wzmacniaczy opornik R_4 i połączony z nim równolegle kondensator C_3 można pominąć. Stabilizację punktu pracy można osiągnąć także łącząc górne wyprowadzenie opornika R_1 nie z napięciem zasilania, a z kolektorem tranzystora (punktem podłączenia opornika R_3 i kondensatora C_2).

Podanie na bazę tranzystora napięcia zmiennego o małej amplitudzie spowoduje zmiany napięcia baza-emiter tranzystora i co za tym idzie zmiany natężenia prądu bazy. Zmiany te spowodują z kolei proporcjonalnie do współczynnika wzmocnienia prądowego β większe zmiany prądu w obwodzie emiter-kolektor i w wyniku tego zmiany napięcia na oporniku R_3 . Amplituda zmian napięcia na nim, czyli na wyjściu wzmacniacza, jest więc wielokrotnie większa od amplitudy sygnału wejściowego. Wzmacniacz zapewnia więc określone wzmocnienie napięciowe (jednoczesne występowanie wzmocnienia prądowego i napięciowego oznacza, że stopień daje wzmocnienie mocy). Warto zwrócić uwagę, że wzrost prądu kolektora (w wyniku wzrostu napięcia bazy i co za tym idzie jej prądu) powoduje zwiększenie spadku napięcia na oporniku kolektorowym, a więc obniżenie napięcia kolektora w stosunku do masy – wzmacniacz w układzie WE odwraca więc fazę sygnału. Opornik R_L na schemacie oznacza oporność wejściową następnego stopnia (wzmacniacza, detektora itp.). Wzmacniacz jest efektywnie obciążony równoległym połączeniem opornika R_3 i oporności R_L . Kondensatory separujące C_1 i C_2 służą do odizolowania tranzystora dla prądu stałego od wpływu poprzedniego i następnego stopnia, co mogłoby spowodować zakłócenie pracy wzmacniacza. Ich pojemności są dobrane tak, aby umożliwić wzmacnianie najniższych częstotliwości z zakresu pracy wzmacniacza.

Opornik R_4 jak wiadomo powoduje powstanie ujemnego sprzężenia zwrotnego przeciwdziałającego zmianom napięć i prądów na elektrodach tranzystora. O ile jest to pożądane w przypadku prądów i napięć stałych zasilających tranzystor, o tyle dla wzmacnianych napięć zmiennych sprzężenie zwrotne oznaczałoby zmniejszenie wzmocnienia. Aby tego uniknąć równolegle do opornika R_4 włączony jest kondensator C_3 o takiej pojemności aby stanowił on praktycznie zwarcie dla wzmacnianych sygnałów. Emiter jest więc dla wzmacnianych sygnałów połączony z masą i w tym zakresie nie występuje ujemne sprzężenie zwrotne. Ujemne sprzężenie zwrotne przyczynia się jednak również do zmniejszenia niekształceń wnoszonych przez wzmacniacz, dlatego też jest często stosowane we wzmacniaczach małej częstotliwości.



Rys. 3.2. Wzmacniacz tranzystorowy w układzie wspólnego emitera

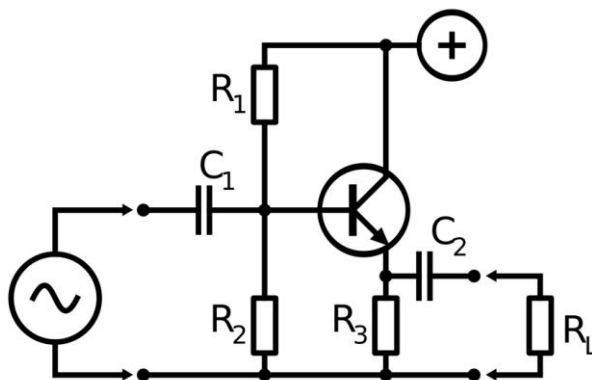
Podstawowym parametrem tranzystora mającym wpływ na wzmocnienie układu jest współczynnik wzmocnienia prądowego β (h_{21}) równy stosunkowi zmian prądu kolektora do zmian prądu bazy: $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$.

Współczynnik ten przyjmuje wartości od kilkunastu do kilkuset zależnie od typu tranzystora, jego punktu pracy (prądu kolektora), zakresu częstotliwości, dla których jest przewidziany dany tranzystor i od częstotliwości pracy. Maleje on w funkcji częstotliwości i dla częstotliwości granicznej f_T osiąga wartość 1.

Oporności wejściowe i wyjściowe wzmacniaczy w układzie wspólnego emitera leżą w zakresie wartości średnich dzięki czemu łatwo jest łączyć kaskadowo kolejne stopnie we wzmacniacze wielostopniowe.

Zastępując opornik R_3 przez równoległy obwód rezonansowy otrzymuje się wzmacniacze selektywne – stosowane najczęściej w zakresach wielkich i (omawianych dalej) pośrednich częstotliwości. Aby uniknąć tłumienia obwodu rezonansowego przez oporności wejściowe wzmacniaczy bazy tranzystorów są podłączane albo do odczepu cewki obwodu albo za pomocą cewki sprzęgającej o mniejszej liczbie zwojów (powstaje w ten sposób transformator w.cz.). Z tego samego powodu również kolektor tranzystora jest najczęściej podłączony do odczepu cewki obwodu.

Drugim rodzajem układów wzmacniających są układy ze wspólnym kolektorem (WK) najczęściej zwane wtórnkami emiterowymi. Kolektor tranzystora jest wprawdzie połączony z plusem zasilania, ale dla wzmacnianych przebiegów zmiennych plus zasilania leży na potencjale masy jest to więc też układ z uziemionym kolektorem. W porównaniu do układu wspólnego (uziemionego) emitera nie występuje tutaj opornik w obwodzie kolektora. Sygnał wyjściowy jest odbierany z opornika emiterowego R_3 , a jego amplituda jest tym bardziej zbliżona do amplitudy sygnału wejściowego im większy jest współczynnik wzmocnienia prądowego. Wzmocnienie napięciowe wtórnika jest prawie równe jedności i sygnał wyjściowy ma prawie identyczny przebieg jak sygnał sterujący – wtóruje mu i stąd nazwa wtórnika. Wtórnik emiterowy nie odwraca fazy wzmacnianego sygnału. W tranzystorach polowych rolę emitera pełni źródło więc analogicznie wtórnik z tranzystorem polowym nosi nazwę wtórnika źródłowego, a w przypadku lamp – wtórnika katodowego. Ogólnie można ten stopień nazwać wtórnikiem napięciowym. Elementy R_1 , R_2 , C_1 i C_2 pełnią takie same funkcje jak w pierwszym układzie.



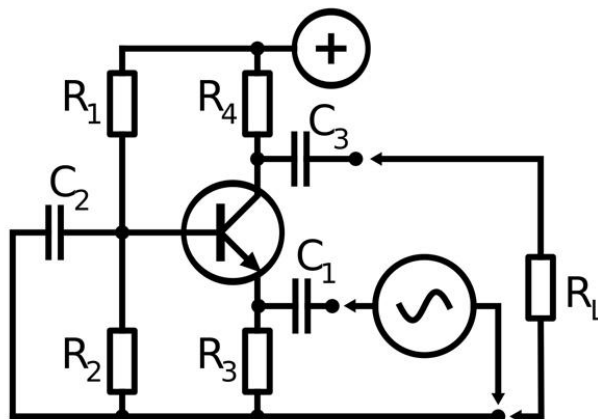
Rys. 3.3. Wtórnik emiterowy

Ujemne sprzężenie zwrotne na oporniku emiterowym powoduje, że oporność wejściowa wtórnika jest stosunkowo wysoka. Oporność wyjściowa jest natomiast niska co oznacza, że wtórnik znajduje zastosowanie w dopasowaniu wzmacniaczy do niskich oporności obciążenia. W przypadku odbiorników pozwala on na dopasowanie do obciążenia przez głośniki albo niskoomowe słuchawki, a we wzmacniaczach w.cz. do dopasowania anten o wysokiej impedancji do niższej impedancji następnego stopnia. Wzmocnienie prądowe wtórników jest zbliżone do wzmocnienia stopnia w układzie WE, a więc dostarczają one wzmocnienia mocy. Przeciwnie stopnie końcowe mocy m.cz. pracują właśnie w układach wtórników emiterowych, z tym, że zadania tranzystorów (we wzmacniaczu klasy B) są podzielone tak, aby jeden z nich wzmacniał górne, a drugi dolne połówki sygnałów.

Trzecim rodzajem są wzmacniacze w układzie wspólnej bazy (WB, OB). Sygnał wejściowy jest doprowadzony do emitera, a wyjściowy jest pobierany z kolektora. Baza jest zasilana prądem stałym przez dzielnik oporowy R_1R_2 , ale dla wzmacnianych przebiegów zmiennych jest zwarta przez kondensator C_2 do masy. Wzmocnienie prądowe stopnia jest tym bardziej zbliżone do jedności im wyższy jest współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora, a wzmocnienie napięciowe podobnie jak w układzie WE zależy od doboru elementów (zwłaszcza R_4) i od obciążenia przez następny stopień.

C_1 i C_3 są kondensatorami separującymi (sprzęgającymi). Oporność wejściowa wzmacniacza w układzie WB jest niska i przez to łatwiejsza w dopasowaniu do 50Ω wejść antenowych itp., natomiast oporność wyjściowa jest wysoka, znacznie wyższa niż dla układów WE. Tłumi więc ona w znacznie mniejszym stopniu połączone z kolektorem obwody rezonansowe.

Najważniejszą zaletą układów ze wspólną bazą jest to, że mają one najwyższą częstotliwość graniczną ze wszystkich trzech. Znajdują więc one często zastosowanie w układach wzmacniaczy i generatorów na wysokie częstotliwości. Wzmacniacze w układzie wspólnej bazy nie odwracają fazy sygnału.

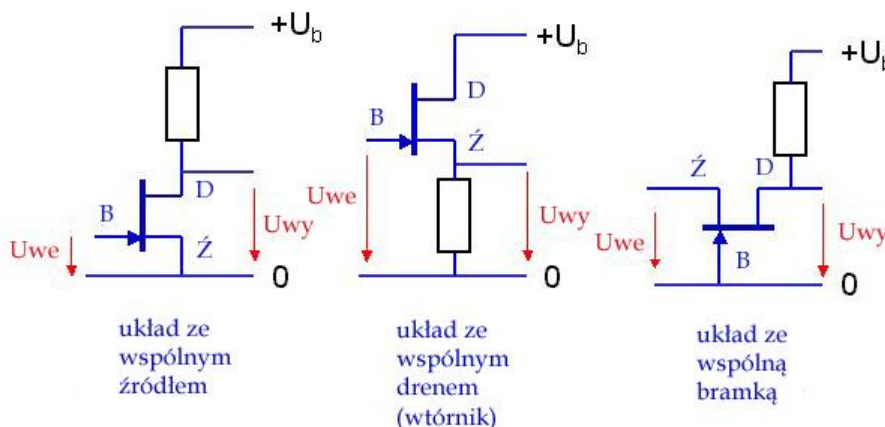


Rys. 3.4. Wzmacniacz w układzie wspólnej bazy

Tabela 3.1. Właściwości wzmacniaczy tranzystorowych

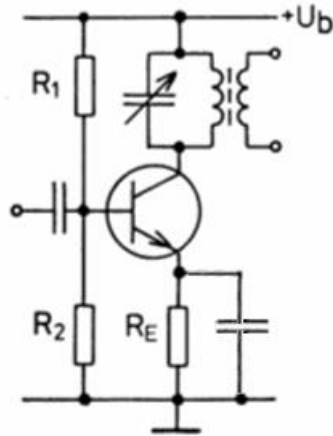
Parametr	Układ ze wspólnym emiterem	Układ ze wspólną bazą	Układ wtórnika
Oporność wejściowa	Średnia, przykł. 1 – 5 kΩ	Mała, przykł. 50 Ω	Duża, przykł. 100 – 500 kΩ
Oporność wyjściowa	Średnia przykł. 10 – 100 kΩ	Duża, przykł. 100 kΩ – 2 MΩ	Mała, przykł. 50 – 500 Ω
Wzmocnienie prądowe	Duże, przykł. 10 – 100	< 1, przykł. 0,9	Duże, przykł. 100
Wzmocnienie napięciowe	Duże, przykł. 100 – 1000	Duże, przykł. 100 – 500	< 1, przykł. 0,99
Wzmocnienie mocy	Bardzo duże, przykł. 10000	Duże, przykł. 100 – 500	Duże, przykł. 100 – 250
Faza na wyjściu	Odwrócona o 180°	Nieodwrócona, 0°	Nieodwrócona, 0°
Typowe zastosowania	Wzmacniacze, generatory	Transformacja impedancji	Układy wielkiej częstotliwości

Analogicznie do układów ze wspólnym emiterem, wspólną bazą i wspólnym kolektorem (wtórnika emiterowego) dla tranzystorów polowych istnieją układy ze wspólnym źródłem, wspólną bramką i wspólnym drenem (wtórnik źródłowy).

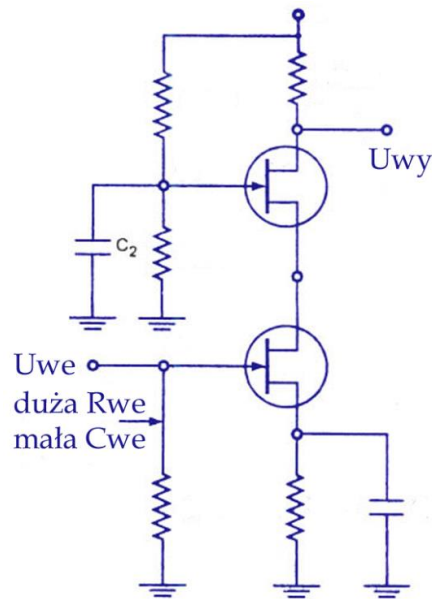


Rys. 3.5. Układy podstawowe na tranzystorach polowych

Układy scalone zawierają bardziej rozbudowane i wielostopniowe wzmacniacze, odbiorniki itp.



Rys. 3.6. Wzmacniacz selektywny



Rys. 3.7. Kaskoda na polowych tranzystorach złączowych

Szczególnym przypadkiem wzmacniacza jest układ kaskody. Jest to dwutranzystorowy układ piętrowy, w którym pierwszy tranzystor (bliżej poziomu masy) pracuje w układzie wspólnego emitera, a drugi (o wyższym potencjale) – w układzie wspólnej bazy. Kaskoda posiada oporność wejściową stopnia ze wspólnym emiterem, niską pojemność wejściową i wysoką oporność wyjściową stopnia ze wspólną bazą, dzięki stopniowi ze wspólną bazą zapewniają lepszą separację wyjścia od wejścia niż w przypadku pojedynczego stopnia ze wspólnym emiterem, a dzięki temu, że w obu tranzystorach płynie wspólny prąd mają one poziom szumów pojedynczego tranzystora przy wzmacnieniu dwóch stopni. Sygnał wejściowy jest doprowadzany do bazy dolnego tranzystora, a potencjałem bazy górnego można regulować wzmacnienie kaskody. W stopniach przemiany częstotliwości (omawianych w rozdziale 6) do bazy górnego tranzystora jest doprowadzany sygnał z heterodyny (lokalnego generatora). Funkcje baz obu tranzystorów nie są więc identyczne ani wzajemnie wymienne. Na tej samej zasadzie pracuje kaskoda złożona z tranzystorów polowych (złączowych jak na schemacie 3.7 albo z izolowaną bramką), ale jej oporność wejściowa jest wyższa niż w przypadku tranzystorów złączowych (bipolarnych). Spotykane są również układy kombinowane z dolnym tranzystorem polowym i górnym złączowym. Zaletami takiego rozwiązania jest większa oporność wejściowa niż w przypadku zastosowania u dołu tranzystora złączowego i większe wzmacnienie dzięki zastosowaniu jako drugiego tranzystora złączowego niż w przypadku gdyby był to tranzystor polowy. Na schemacie 3.7 bramka górnego tranzystora jest dla przebiegów zmiennych zwarta do masy za pomocą kondensatora C_2 , a jej polaryzację napięciem stałym zapewnia dzielnik oporowy. Dla napięcia stałego górny tranzystor jest wtórnikiem – i w ten sposób ustalone jest napięcia zasilania drenu dolnego tranzystora.



Rys. 3.8. Dwubramkowy tranzystor polowy – tetroda półprzewodnikowa

Utrzymywanie stałego napięcia na kolektorze lub drenie dolnego (wejściowego) tranzystora daje obniżenie pojemności wejściowej stopnia dzięki eliminacji efektu Millera.

Dwubramkowe tranzystory polowe z izolowaną bramką są praktycznie scalonymi kaskodami nie posiadającymi wyprowadzenia w punkcie połączenia drenu dolnego tranzystora i źródła górnego – posiadają one wspólny kanał (rys. 3.8).

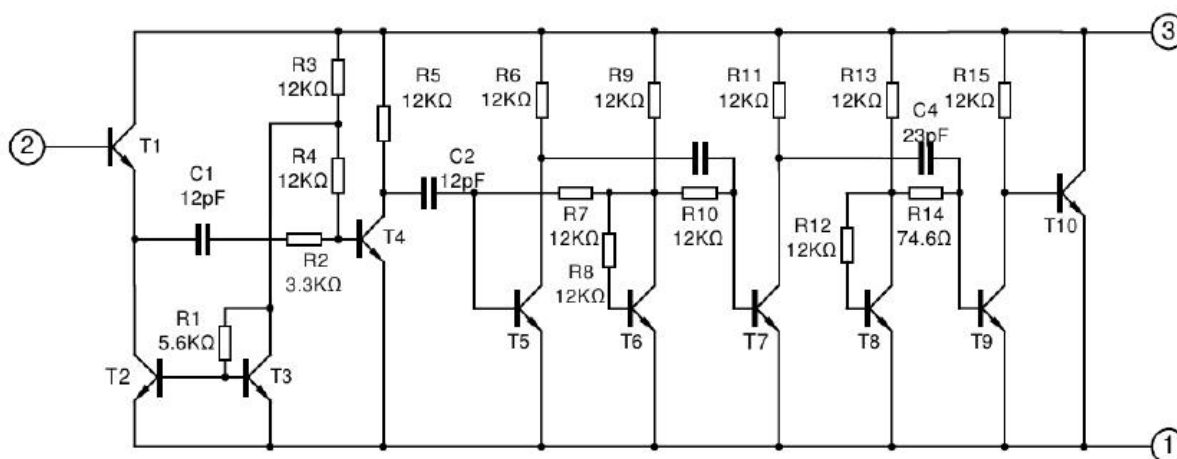
Nazwa kaskoda jest pochodzącym z czasów układów lampowych zlepkiem słów określających kaskadowe połączenie katody lampy górnej z wyjściem dolnej i nie należy jej mylić ze słowem kaskada. Przykładowo kaskadowe połączenie wzmacniaczy oznacza ciąg wzmacniaczy jeden za drugim z wejściami kolejnego stopnia połączonymi z wyjściami poprzedniego.

W przypadkach szczególnych stosowane są kaskody złożone z więcej niż dwóch tranzystorów.

3.1. Układy z obwodem TA7642

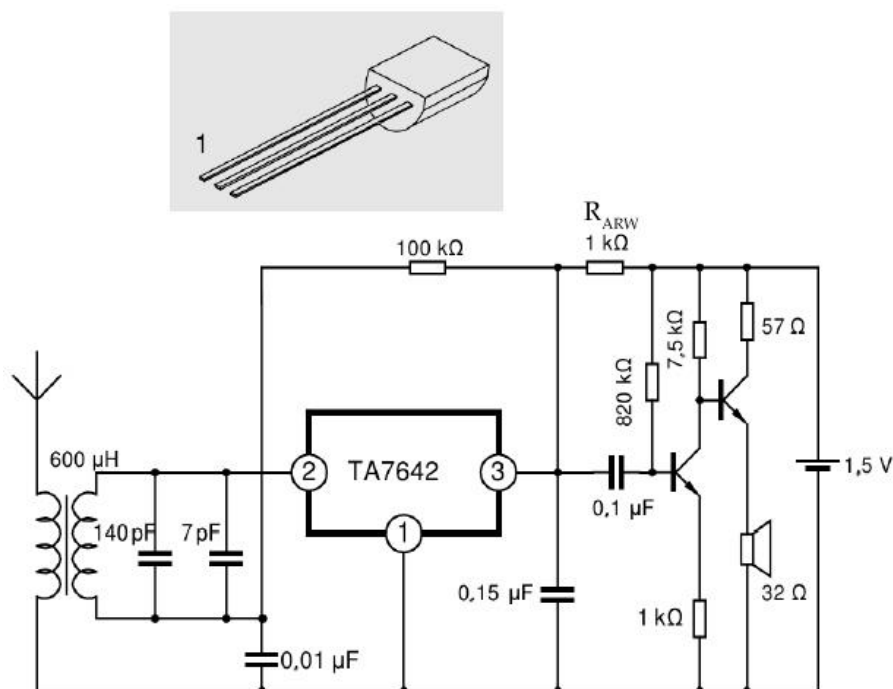
Scalone układy odbiorcze TA7642 (następcy MK484, który poprzednio zastąpił ZN414) zawierają tor wzmocnienia wielkiej częstotliwości i detektor, a ponieważ ich wzmocnienie zależy od napięcia zasilania doprowadzonego do końcówki 3 więc spadek napięcia na oporniku zasilającym (zależny od siły sygnału) zapewnia automatyczną regulację wzmocnienia (ARW) w zakresie 30 dB. Obwód jest przeznaczony do zasilania niskim napięciem – około 1,5 V (min. 1,3 V, maks. 6 V), przez co dobrze sprawdza się w konstrukcjach odbiorników bateryjnych. Pobór prądu przy braku sygnału odbieranego wynosi 0,2 – 0,3 mA. Duże wzmocnienie układu powoduje, że przy wyższych napięciach zasilania może dojść do jego wzbudzenia się (można wówczas stłumić obwód wejściowy za pomocą włączonego równolegle opornika 200 k Ω – 1 M Ω). Dzięki znajdującemu się na wejściu wtórnikowi emiterowemu T1 układ posiada dużą impedancję wejściową rzędu 3 M Ω i nie wymaga podłączania go do odczepu cewki obwodu wejściowego. T4, T5, T7 i T9 są czterema stopniami wzmocnienia w.cz., a T10 – demodulatorem. Pozostałe tranzystory pełnią pomocnicze funkcje stabilizacji punktów pracy stopni wzmacniających. Kolektor tranzystora T10 jest połączony z zasilaniem pozostałych stopni i napięcie na nim zmienia wzmocnienie układu (zmniejsza przy odbiorze silnych sygnałów).

Wewnętrzna konstrukcję obwodu przedstawia rys. 3.1.1. Pokrywa on zasadniczo zakres fal średnich od około 500 kHz do 3 MHz. Parametry na falach długich (z powodu małych pojemności sprzęgających stopnie) i w dolnym zakresie fal krótkich są gorsze niż dla fal średnich. TA7642 można też stosować w torach p.cz. odbiorników na inne zakresy fal.



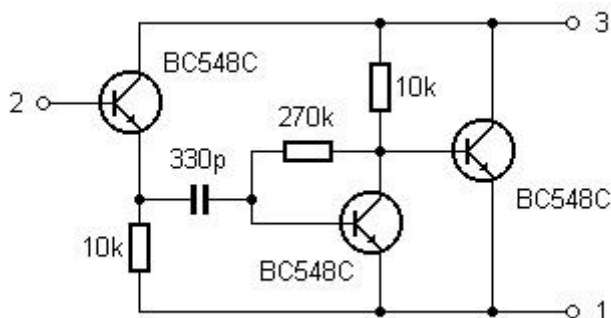
Rys. 3.1.1. Struktura wewnętrzna TA7642

W układzie odbiornika średnionalowego z rys. 3.1.2 zastosowano dwutranzystorowy wzmacniacz m.cz. z ostatnim stopniem w układzie wtórnika emiterowego służącego do dopasowania niskoomowego głośnika 32 Ω lub miniaturowych słuchawek. Układ scalony jest zamknięty w plastikowej obudowie TO-92 posiadającej wyprowadzenia w kolejności 1, 2, 3.



Rys. 3.1.2. Schemat najprostszego odbiornika średniofalowego na TA7642

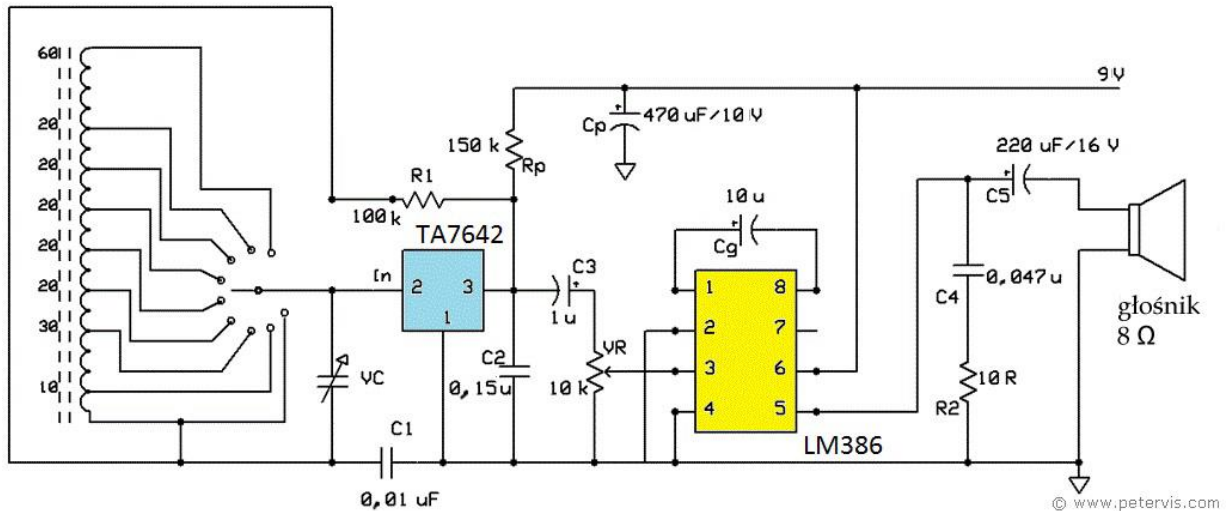
W przypadku trudności z nabyciem TA7642 można go zastąpić przez uproszczony układ z rys. 3.1.3 zrealizowany na elementach dyskretnych. Układ taki ma właściwości podobne do oryginału, ale z powodu większego prądu emitera wykazuje większą tendencję do wzbudzenia. W razie potrzeby można stłumić obwód wejściowy za pomocą opornika 200 kΩ – 1 MΩ. Większa niż w układzie scalonym pojemność sprzęgająca pozwala na zastosowanie go także na falach długich.



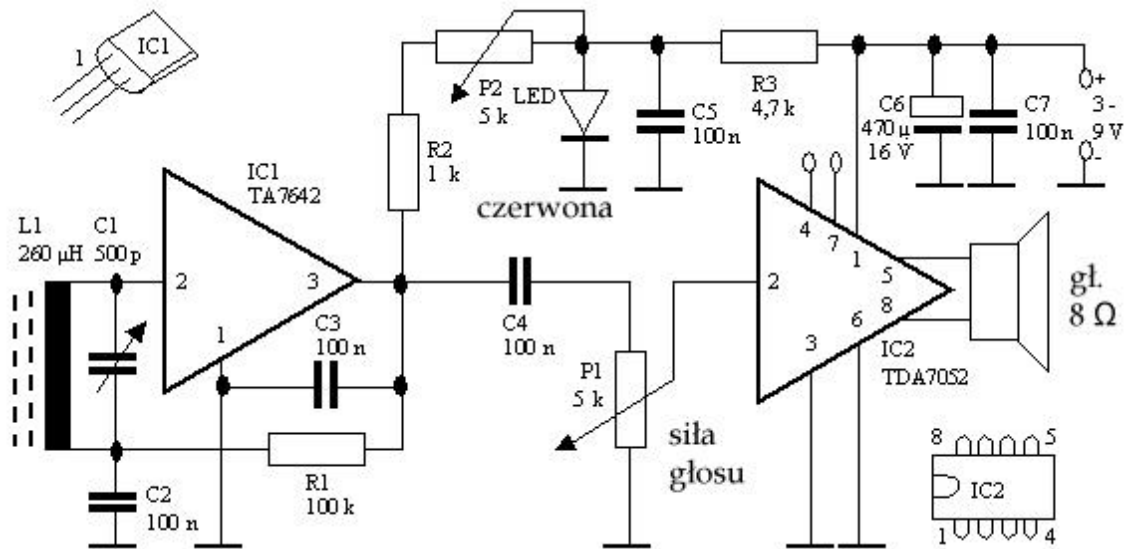
Rys. 3.1.3. Układ zastępujący TA7642 na tranzystorach npn typu BC548

W układzie z rys. 3.1.4 zamiast wzmacniacza tranzystorowego zastosowano popularny układ scalony LM386. Wymaga on zasilania napięciem wyższym niż 1,5 V dlatego też całość jest zasilana z baterii 9 V. Spowodowało to konieczność zwiększenia oporności R_p w zasilaniu TA7642 do 150 kΩ. Odczepy na cewce anteny ferrytowej pozwalają na dobór tłumienia obwodu rezonansowego, tak aby uniknąć wzudzenia się odbiornika. Szerokość pasma przenoszonego przez odbiornik jest zależna od stopnia tłumienia obwodu. Do regulacji siły głosu służy potencjometr logarytmiczny 10 kΩ (VR).

Scalony wzmacniacz LM386 jest przeznaczony do użycia w odbiornikach bateryjnych i dzięki małej liczbie dodatkowych elementów jest chętnie stosowany również w konstrukcjach amatorskich.

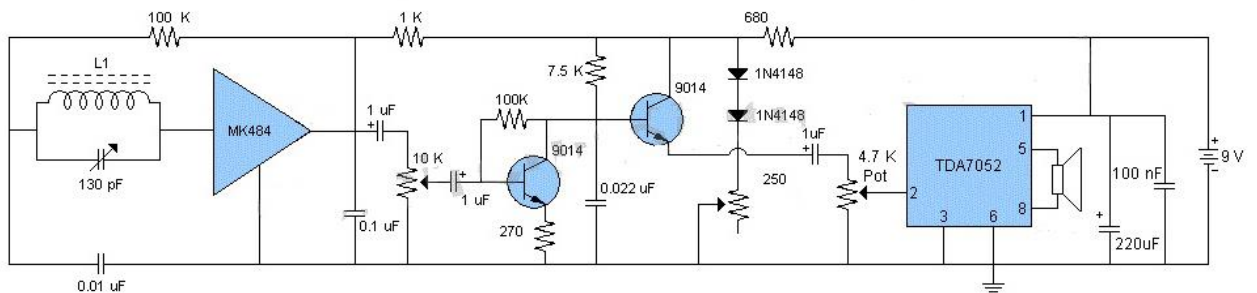


Rys. 3.1.4. Odbiornik ze scalonym wzmacniaczem m.cz. LM386



Rys. 3.1.5. Odbiornik ze wzmacniaczem TDA7052

W odbiorniku z rys. 3.1.5 użyto scalonego wzmacniacza TDA7052 dającego moc 0,1 W. Reszta układu jest w zasadzie klasyczna. Czerwona dioda świecąca służy nie tylko jako sygnalizator włączenia, ale stanowi również stabilizator obniżający napięcie zasilania TA7642 do około 1,2 V. Odbiornik można zasilać z baterii 3 – 9 V. Napięcie zasilające odbiornik można także stabilizować za pomocą dwóch lub trzech prostowniczych diod krzemowych. Potencjometr P2 służy do regulacji wzmacnienia TA7642.

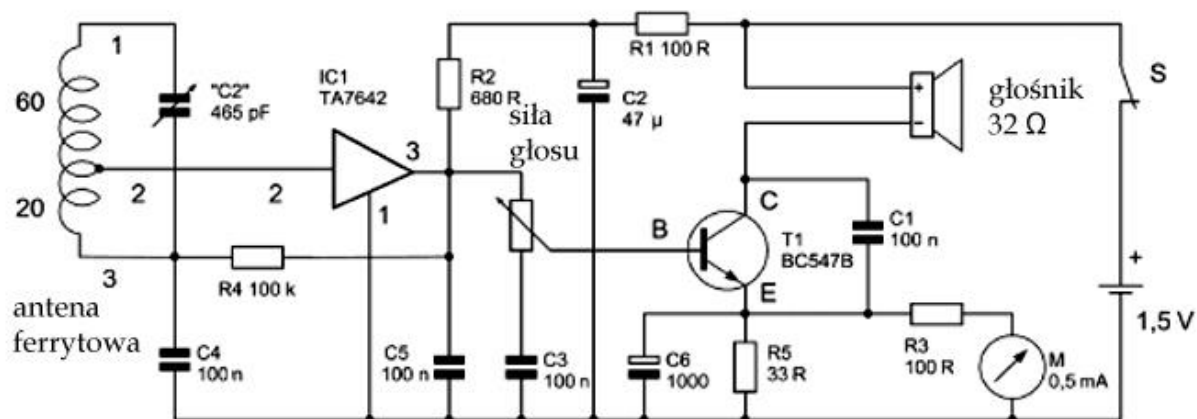


Rys. 3.1.6. Odbiornik ze wzmacniaczem wstępnym m.cz. Następcą MK484 jest TA7642. Diody 1N4148 ograniczają jego napięcie zasilania do 1,2 V, potencjometr 250 Ω służy do ustawienia optymalnej wartości. Cewka L1 składa się z 55 zwojów DNE 0,3 na antenie ferrytowej 10 x 100 mm

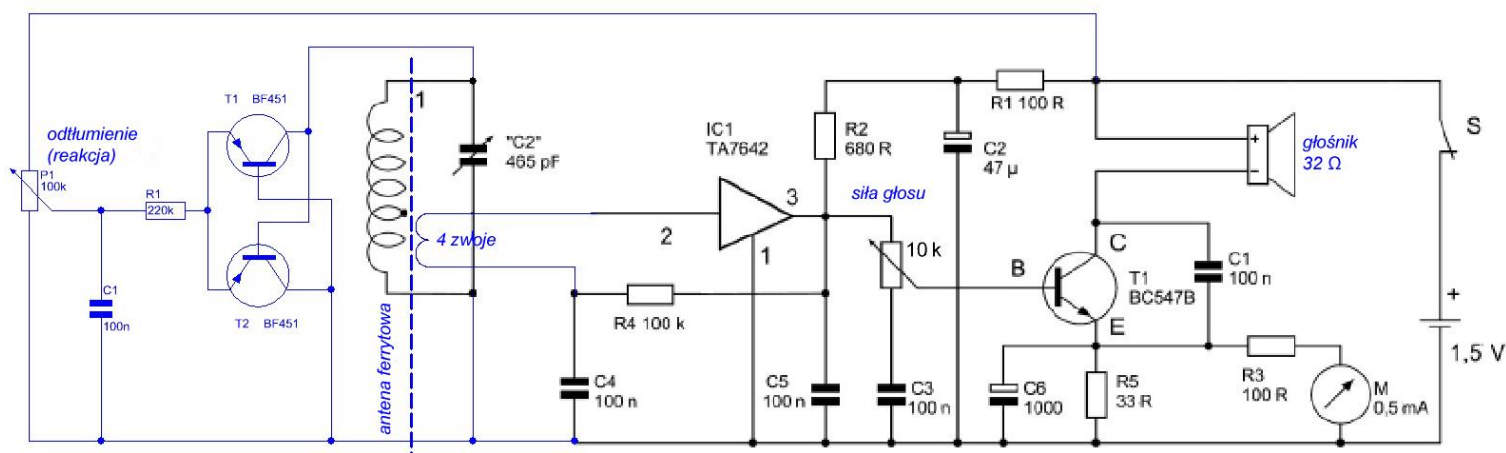
3.2. Średniofalowy odbiornik „Conrada”

Odbiornik z rysunku 3.2.1 był przez dłuższy czas sprzedawany w sklepie „Conrada” w postaci zestawu do własnej konstrukcji z obudową w stylu retro – przeznaczonego nie tylko dla młodzieży. Wejście układu TA7642 jest w odróżnieniu od rozwiązania fabrycznego podłączone do odczepu cewki anteny ferrytowej. Sygnał małej częstotliwości jest wzmacniany w jednotranzystorowym stopniu sterującym niskoomowy głośniczek, a w emiterze tranzystora włączony jest wskaźnik siły odbioru – miernik wychyłowy o zakresie 0,5 mA. Nie jest on oczywiście niezbędny do działania odbiornika i można go pominąć. Jego wskazania są zależne od prądu emitera, a więc i od stanu baterii. Przy typowej pojemności ogniwa alkalicznego R6 (AA) około 2 Ah wystarcza ono na 100 godzin odbioru przy dużej sile głosu i na więcej przy niższej.

Cewkę można nawinąć na rurce (tulejce) z papieru owijającego pręt ferrytowy lub bezpośrednio na samym pręcie. W zależności od właściwości i wymiarów pręta liczba zwojów może się różnić od podanej, ale trzeba zachować przekładnię dla wejścia TA7642. Do regulacji siły głosu służy potencjometr logarytmiczny 10 k Ω . Przy braku odbieranego sygnału na wyprowadzeniu 3 TA7642 panuje napięcie około 1,2 V i spada do około 1 V przy odbiorze silnych stacji. Napięcie to poprzecznik R4 jest podawane na wejście (wyprowadzenie 1) i wpływa na wzmacnienie toru. To samo zmienne napięcie jest podawane na bazę tranzystora głośnikowego i wpływa na jego punkt pracy tak, że przez tranzystor płynie prąd spoczynkowy około 20 mA niezależnie od napięcia zasilania (stanu baterii), ale ulegający zmianom w zależności od głośności odbioru. Przy małej sile głosu prąd ten spada do 5 mA.



Rys. 3.2.1. Schemat ideowy średniofalowego odbiornika „Conrada”



Rys. 3.2.2. Zmodyfikowany układ odbiornika

W zmodyfikowanym układzie dodana została 4-zwojowa cewka sprzęgająca i układ odłumiający (o ujemnej oporności dynamicznej) na dwóch tranzystorach silnie sprzężonych pnp typu BF451. Jego

punkt pracy jest regulowany za pomocą potencjometru P1 – 100 k Ω , a napięcie z jego suwaka jest doprowadzone do emiterów tranzystorów przez opornik R1 220 k Ω . Kondensator C1 ma pojemność 100 nF. Antena ferrytowa, cewka obwodu rezonansowego i reszta układu odbiornika pozostają bez zmiany.

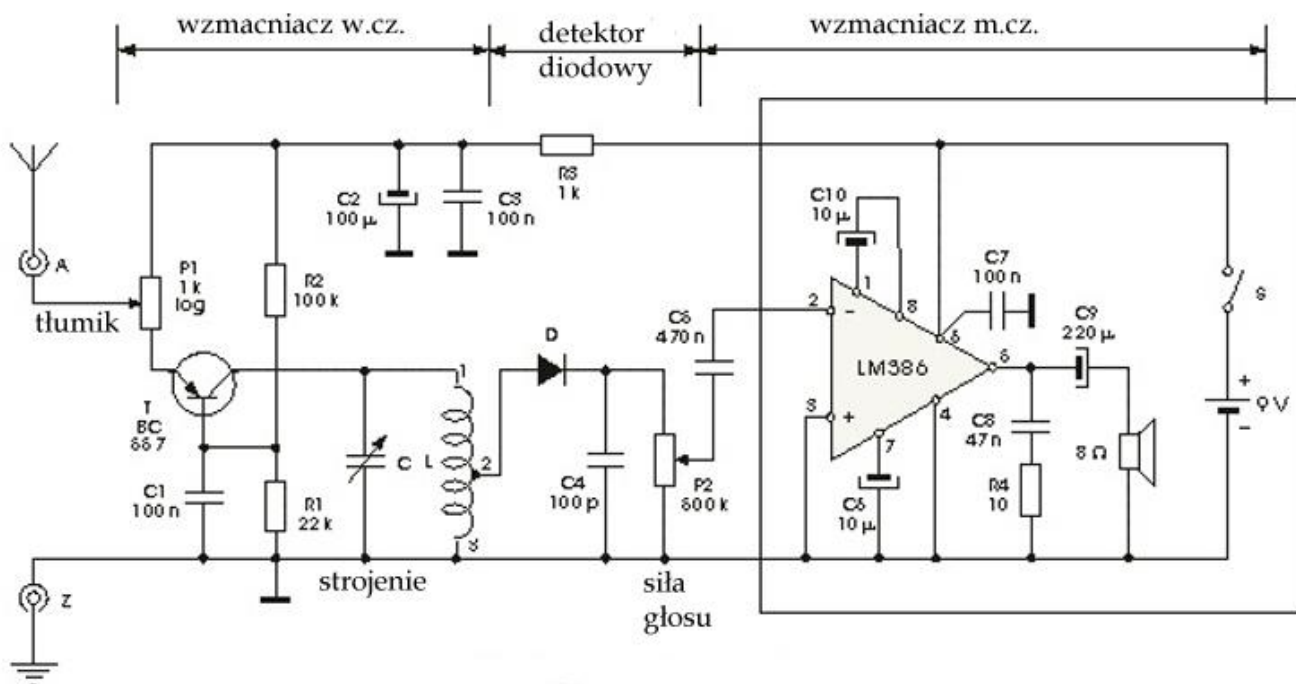
3.3. Odbiornik ze wzmacniaczem w.cz. w układzie WB

W odbiorniku przedstawionym na schemacie 3.3.1 zastosowano aperiodyczny (niestrojony) wzmacniacz w.cz. na tranzystorze złączowym pnp typu BC557. Zamiast obwodu rezonansowego na wejściu znajduje się tłumik w.cz. – logarytmiczny potencjometr P1 1 k Ω . Obwód rezonansowy może być wykonany w sposób podany w innych opisach odbiorników i dostrojony do częstotliwości 225 kHz lub do zakresu fal średnich. Może to być przykładowo dla fal średnich 40 zwojów licy 20 x 0,05 albo 10 x 0,05 albo DNE 0,15 – 0,2 mm jednowarstwowo na pałeczce ferrytowej o średnicy 8 – 10 mm (możliwie krótkiej, aby nie służyła jako antena ferrytowa) z odczepem na 5 zwoju. Kondensator zmienny powietrzny lub z izolacją plastikową może mieć pojemność maksymalną 180 – 350 pF. Dla fal długich uzwojenie powinno mieć około 230 zwojów. Dane cewek są orientacyjne i zależą od wymiarów pręta ferrytowego i jego przenikalności magnetycznej. Cewkę można także nawinąć na dowolnym korpusie z obrotowym rdzeniem ferrytowym wewnątrz.

Detektor diodowy na germanowej diodzie ostrzowej jest dołączony do odczepu cewki dla zmniejszenia tłumienia obwodu. We wzmacniaczu m.cz. użyto popularnego wzmacniacza LM386 od odbiorników bateryjnych. Logarytmiczny potencjometr P2 służy do regulacji siły głosu. Zamiast LM386 można we wzmacniaczu m.cz. użyć układu scalonego innego typu.

Użycie dwusekcyjnego kondensatora strojeniowego o identycznych sekcjach pozwoliłoby na dodanie na wejściu drugiego obwodu rezonansowego i poprawę selektywności.

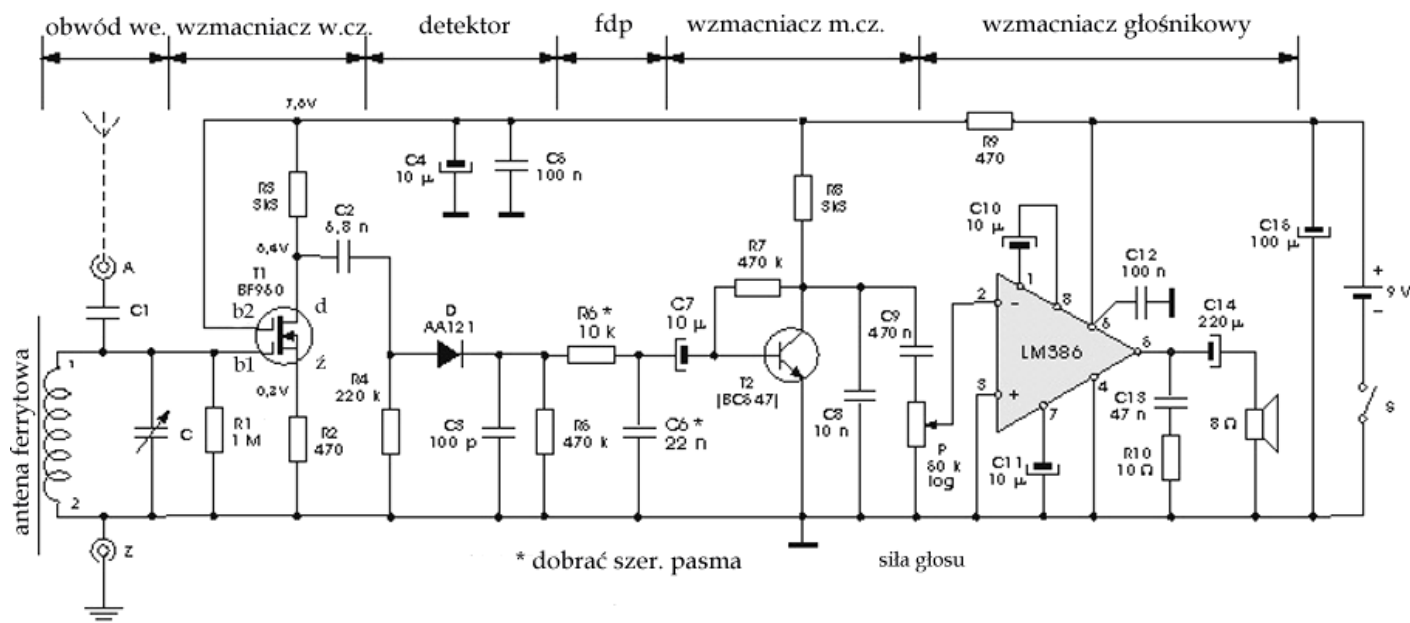
Wzmacniacz w.cz. można dzięki jego wysokiej oporności wyjściowej podłączyć do obwodów rezonansowych bez korzystania z pomocniczych cewek, odczepów itp. elementów sprzęgających. Można więc go łatwo dodać do innych opisywanych konstrukcji odbiorników, jeżeli ich czułość okaże się w danych warunkach niewystarczająca.



Rys. 3.3.1. Schemat ideowy

3.4. Odbiornik ze wzmacniaczem w.cz. na tranzystorze dwubramkowym

Odbiornik posiada wzmacniacz w.cz. na tranzystorze dwubramkowym T1 typu BF960 lub o zbliżonych parametrach, detektor na diodzie ostrzowej AA12, przedwzmacniacz m.cz. na krzemowym tranzystorze npn BC547 i 1-watowy wzmacniacz głośnikowy na LM386. Druga bramka jest spolaryzowana napięciem 7 V. Podłączając ją do potencjometru lub dzielnika napięciowego można regulować wzmocnienie tranzystora. Tor m.cz. począwszy od kondensatora C7 można wykorzystać w innych rozwiązaniach odbiorników.



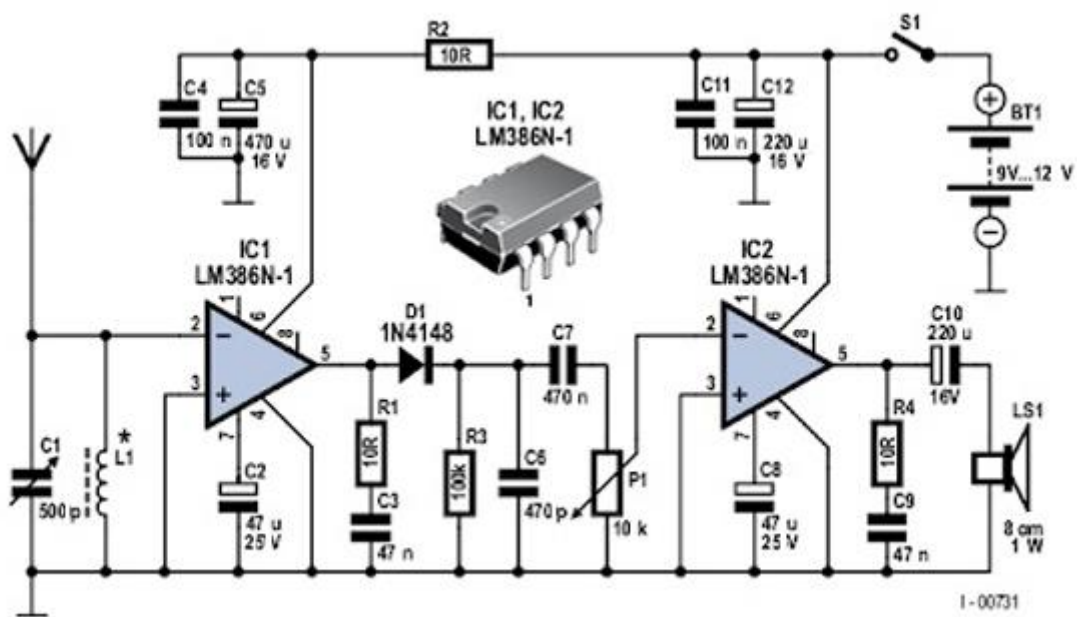
Rys. 3.4.1. Schemat ideowy

Tabela 3.4.1
Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	1 MΩ	C1	47 – 200 pF
R2, R9	470 Ω	C2	6,8 nF
R3, R8	3,3 kΩ	C3	100 pF
R4	220 kΩ	C4, C7, C10, C11	10 μF
R5, R7	470 kΩ	C5, C12	100 nF
R6	10 kΩ	C6	22 nF
R10	10 Ω	C8	10 nF
T1	BF960	C9	470 nF
T2	BC547	C13	47 nF
U1	LM386	C14	220 μF
Głośnik	8 Ω	C16	100 μF
P	50 kΩ pot., logarytm.		

3.5. Odbiornik długofalowy na LM386

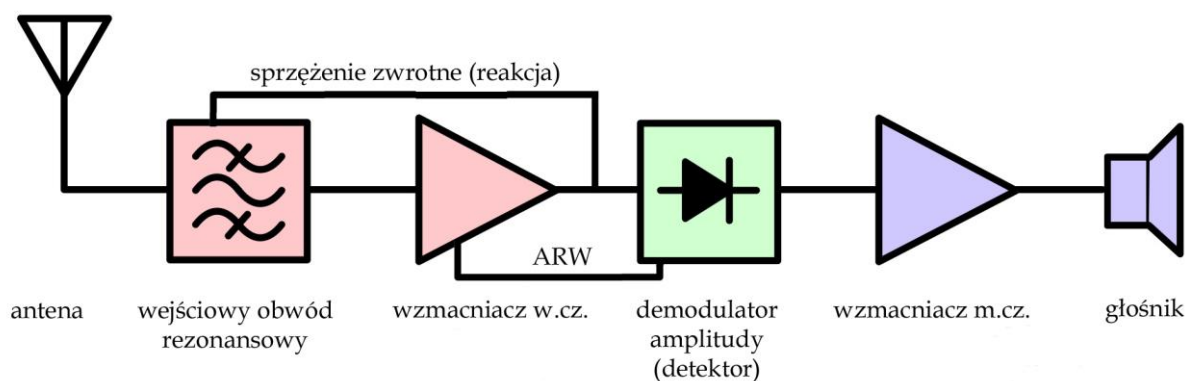
Częstotliwość graniczna wzmacniacza głośnikowego LM386 pozwala na zastosowanie go jako wzmacniacza w.cz. w odbiornikach na fale długie (do 300 kHz). Eksperymentalny odbiornik z rysunku 3.5.1 można więc dostroić do stacji długofalowej pierwszego programu Polskiego Radia (225 kHz) albo wykorzystać jako odbiornik radiometeorologiczny na fale długie poniżej 150 kHz albo do innych celów eksperymentalnych.



Rys. 3.5.1. Odbiornik na dwóch wzmacniaczach LM386

4. Odbiorniki reakcyjne

Odbiorniki reakcyjne różnią się od omówionych w poprzednim rozdziale odbiorników z bezpośrednim wzmacnieniem tym, że stopień detekcyjny jest w nich jednocześnie wzmacniaczem, i że z jego wyjścia doprowadzona jest do wejścia część energii wzmacnionego sygnału w.cz. W odróżnieniu od omawianego w poprzednim rozdziale ujemnego sprzężenia zwrotnego, w którym sygnał wyjściowy przeciwdziałał zmianom zachodzącym na wejściu (był podawany w przeciwfazie do wejściowego) występuje tutaj dodatkowo sprzężenie zwrotne. Na gruncie radiotechniki przyjęła się dla niego nazwa reakcji (ang. *regeneration*, niem. *positive Rückkopplung*, f, fr. *réaction*). Detektor z reakcją jest powszechnie nazywany audionem (fr. *détectrice*), chociaż zasadniczo nazwa audion może być stosowana do dowolnego układu detektora niezależnie od tego czy występuje w nich sprzężenie zwrotne czy nie. Odbiorniki reakcyjne rzadko mają więcej niż jeden stopień wzmacnienia w.cz.



Rys. 4.1. Schemat blokowy odbiornika z bezpośrednim wzmacnieniem i sprzężeniem zwrotnym (reakcją)

W dodatnim sprzężeniu sygnał wyjściowy jest doprowadzany do wejścia z fazy zgodniej z wejściowym i dodaje się do niego zamiast odejmować jak w przypadku sprzężenia ujemnego. Sumaryczny sygnał jest wzmacniany i znowu jego część trafia na wejście itd. W wyniku tego w stopniu ze sprzężeniem zwrotnym uzyskuje się większe wzmacnienie aniżeli w stopniu bez sprzężenia zwrotnego. Dawniej, kiedy ceny lamp a później tranzystorów były znacznie wyższe ograniczenie ich liczby w układzie (w odbiorniku) odbijało się znacząco na jego cenie. Obecnie koszty pojedynczego elementu wzmacniającego (czynnego) są na tyle niskie, że sprawa ta nie ma większego znaczenia. Układy odbiorników reakcyjnych mają teraz zasadniczo znaczenie historyczne i dydaktyczne, chociaż ich schematy są czasami publikowane w czasopiśmie krótkofalarskich. W latach przed drugą wojną światową i jakiś czas po niej odbiorniki reakcyjne należały do standardowego wyposażenia stacji amatorskich. Podawanie części wzmacnionego sygnału w wyniku dodatniego sprzężenia zwrotnego powoduje kompensację strat w obwodzie rezonansowym i w wyniku tego wzrost jego dobroci. Wzrost dobroci oznacza zawężenie pasma przenoszenia i przy nadmiernym od tłumieniu prowadzi do zniekształcenia odbieranego sygnału przez obciążenie części składowych wstęp bocznych.

Po przekroczeniu pewnego stopnia sprzężenia (siły sygnału doprowadzonego z wyjścia do wejścia) wzmacniacz wzbudza się – zaczyna generować sygnał w.cz. Do wzbudzenia konieczne jest aby wzmacnienie w pętli wynosiło 1, czyli jeśli przykładowo wzmacniacz daje wzmacnienie 20, to na wejście należy doprowadzić 1/20 wzmacnionego sygnału. Jest to warunek amplitudy konieczny dla wzbudzenia się drgań. Drugim warunkiem wzbudzenia drgań jest warunek fazy mówiący, że faza sygnału doprowadzanego przez sprzężenie zwrotne musi być zgodna z fazą sygnału wejściowego wzmacniacza.

Pod wpływem rosnącego wysterowania ulega zmianie punkt pracy elementu wzmacniającego (tranzystora). Jeżeli w wyniku tej zmiany wzmacnienie stopnia rośnie amplituda drgań narasta gwałtownie – „wybuchowo” i wówczas mamy do czynienia z reakcją twardą. Próg wzbudzenia i próg wygaszenia drgań nie są identyczne – występuje tutaj histereza. Jeżeli natomiast w wyniku tej zmiany wzmacnienie maleje, drgania narastają wolniej i łagodniej i jest to reakcja miękka. Jest ona przyjemniejsza dla ucha

słuchacza aniżeli reakcja twarda i jej próg wzbudzenia nie posiada histerezy. Zasadniczo dla uzyskania dobrego odbioru emisji AM należy reakcję ustawiać tak, aby wzmacniacz w.cz. znajdował się blisko progu wzbudzenia. Daje to największe możliwe w danym układzie wzmocnienie i największą selektywność, ale nie należy dopuścić do nadmiernego zawężenia pasma przenoszenia.

Po przekroczeniu progu wzbudzenia odbiór AM zostaje zakłócony nieprzyjemnym gwizdem, a odbiornik zaczyna promieniować falę, do której jest dostrojony powodując zakłócenia odbioru u innych słuchaczy. Regulacja stopnia sprzężenia czyli reakcji powoduje przeważnie pewne przestrojenie obwodu wejściowego, co wymaga skorygowania jego dostrojenia. W warunkach pracy tuż przed progiem wzbudzenia łatwo może dojść do niego w wyniku zmiany siły odbioru, silnych sygnałów zakłócających itp.

Praca w warunkach wzbudzenia jest natomiast konieczna przy odbiorze telegrafii (CW) lub fonii jednowstęgowej (SSB). Generowane drgania zdudniają się z sygnałem odbieranym i dochodzi dzięki temu do detekcji jak w detektorze iloczynowym z generatorem dudnieniowym (BFO). Odbiornik promieniuje wówczas ciągły sygnał zakłócający odbiór innym i aby temu zapobiec konieczne jest wyposażenie go we wstępny wzmacniacz w.cz. pełniący rolę separatora. Korzystne jest również słabe sprzężenie anteny z odbiornikiem, aby jak najmniejsza część sygnału generowanego mogła zostać wypromieniowana.

Na wyjściu detektora oprócz składowej małej częstotliwości występuje także składowa stała proporcjonalna do siły odbieranego sygnału. Składową tą można doprowadzić do bazy lub bramki tranzystora wzmacniającego tak, aby powodowała ona zmniejszenie wzmocnienia i w ten sposób przeciwdziałała zmianom siły głosu przy zmianie warunków odbioru. Uzyskuje się w ten sposób automatyczną regulację wzmocnienia ARW (ang. AGC, niem. AVR, fr. CAG). Dla tranzystorów npn konieczne jest podanie składowej o polaryzacji ujemnej aby zmniejszyć napięcie baza-emiter, natomiast dla tranzystorów pnp – napięcia o polaryzacji dodatniej.

Układ z reakcją można rozpatrywać jako układ z opornością ujemną gdyż przy reakcji występuje zmniejszenie tłumienia obwodu rezonansowego (zwiększenie dobroci), co oprócz wzrostu wzmocnienia daje także poprawę selektywności.

Odtłumienie obwodu rezonansowego można uzyskać także podłączając do niego element o ujemnej oporności dynamicznej taki jak dioda tunelowa lub dioda lambda. Diody lambda są układami dwutranzystorowymi o charakterystyce zbliżonej do diod tunelowych i posiadającej odcinek o ujemnej oporności dynamicznej (patrz: dodatek C). Diody tunelowe nie są już od dawna produkowane, gdyż ich poważną wadą była niestabilność własności w funkcji czasu. Atomy z obszaru silnie domieszkowanego przenikały do obszarów sąsiadujących i całkowicie zmieniały parametry i charakterystykę diody. Diody lambda (nazwane tak od kształtu charakterystyki, przypominającego dużą literę lambda) są zbudowane ze standardowych tranzystorów i nie posiadają tej wady. W okresie międzywojennym konstruowane były specjalne lampy dwusiatkowe o charakterystyce posiadającej odcinek o dynamicznej oporności ujemnej – tak zwane lampy negadynowe (odbiorniki na nich skonstruowane nosiły nazwę *negadyn*). Z ogólnych zasad fizyki wynika, że nie istnieją elementy o statycznej oporności ujemnej, gdyż oznaczałoby to powstawanie energii z niczego. Dynamiczna oporność ujemna może występować jedynie w elementach elektronicznych zasilanych z zewnętrznego źródła energii i nie ma nic wspólnego z cudownym rozmnażaniem energii. W przypadku, gdy wpływ dynamicznej oporności ujemnej przeważa nad stratami energii w obwodzie powstają drgania elektryczne. Charakterystykę o dynamicznej oporności ujemnej posiadają także łuk elektryczny i lampa neonowa (neonówka). Nadajniki łukowe były powszechnie stosowane w radiotechnice w okresie przed i krótko po pierwszej wojnie światowej.

Odbiorniki superreakcyjne (ang. *super-regeneration receiver*, niem. *Pendel-Empfänger*, *m*, *Pendler*, *m*, fr. *récepteur à superréaction*) pracują na zupełnie innej zasadzie niż inne typy odbiorników. Ich działanie opiera się na okresowej zmianie oporności rzeczywistej obwodu rezonansowego od wartości dodatnich do wartości ujemnych. Odbiornik superreakcyjny posiada detektor ze sprzężeniem zwrotnym oddziaływującym na obwód rezonansowy. Wielkość sprzężenia zwrotnego jest sterowana za pomocą generatora zmiany tłumienia w ten sposób, że tłumienie obwodu rezonansowego ulega okresowym zmianom od wartości dodatnich do ujemnych. Częstotliwość tych zmian nosi nazwę częstotliwości wygaszania. Jest ona równa częstotliwości drgań generatora zmiany tłumienia i powinna leżeć powyżej częstotliwości akustycznych przenoszonych przez odbiornik, a więc powyżej 10 – 20 kHz.

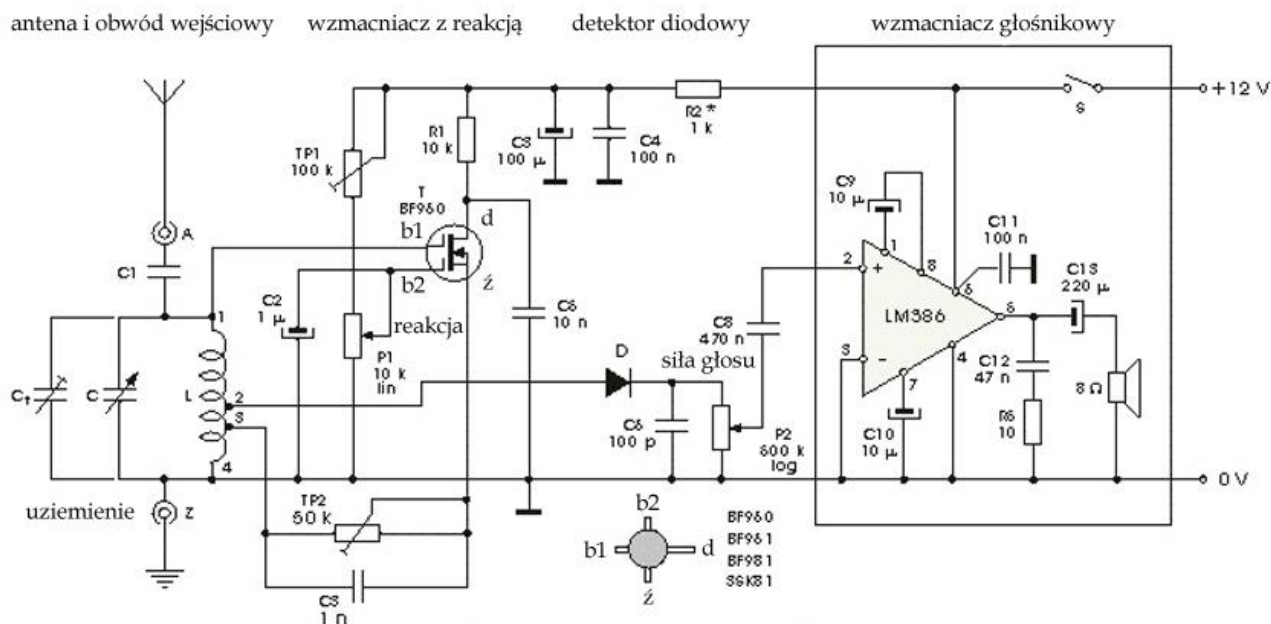
Podczas trwania części okresu częstotliwości wygaszania odpowiadającej ujemnemu tłumieniu obwodu napięcie sygnału modulowanego osiąga bardzo duże wartości, wielokrotnie większe od tych, jakie można byłoby uzyskać w zwykłym odbiorniku reakcyjnym za pomocą reakcji ustawionej tuż przed

progiem wzbudzenia. Natomiast druga część okresu, podczas której tłumienie jest dodatnie zapobiega podtrzymywaniu się drgań własnych w obwodzie.

W ten sposób w odbiorniku superreakcyjnym można uzyskać bardzo duże wzmocnienie przy bardzo małej liczbie elementów (stopni) wzmacniających. Odbiorniki superreakcyjne mają jednak szereg zasadniczych wad, z powodu których obecnie nie znajdują praktycznie zastosowania (poza najtańszym badziewiem). Są one przeważnie stosowane na falach bardzo krótkich (dawniej w zakresie radiofonicznym UKF i w pasmach amatorskich 6 m i 2 m). Przyjmuje się, że częstotliwość odbioru powinna być przynajmniej 1000-krotnie wyższa od częstotliwości wygaszania. Główne wady odbiorników superreakcyjnych polegają na złej selektywności – zasadniczo selektywność zależy od kształtu sygnału wygaszającego czyli rozkładu faz czułości, wzmocnienia i tłumienia superreakcji, na dużym poziomie szumów własnych, wtórnym promieniowaniu energii z anteny odbiorczej (o ile nie zastosowano wzmacniacza separującego) i na trudności regulacji przy strojeniu. Z wymienionych powodów autor zrezygnował z przytaczania schematów i opisów odbiorników superreakcyjnych, uznając że takie rozwiązania mają dla radioamatorów i krótkofalowców znaczenie historyczne.

Odbiorniki, w których jeden element wzmacniający (tranzystor) spełnia jednocześnie podwójną funkcję, przykładowo wzmacnia napięcia wielkiej i małej częstotliwości lub pośreniej i małej częstotliwości (w odbiornikach z przemianą częstotliwości) noszą nazwę odbiorników refleksowych. Układy refleksowe spotyka się zarówno w odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu (z reakcją lub bez) jak i w superheterodynowych. Rozdział prądów poszczególnych częstotliwości w układzie następuje za pomocą odpowiednich układów filtrujących, natomiast w samym elemencie wzmacniającym prądy te płyną razem. Wzajemne oddziaływanie prądów w elemencie jest nieznaczne jeżeli ich amplitudy nie przekraczają dopuszczalnych granic, przy których charakterystyki elementu można uznać za liniowe. W związku z tym w praktyce odbiorniki refleksowe są wrażliwe na zmiany natężenia sygnału odbieranego i są często niestabilne. Temu efektowi można w pewnym stopniu zapobiegać stosując ARW. Odbiorniki refleksowe są obecnie stosowane bardzo rzadko, gdyż koszty tranzystorów nie odgrywają już takiej roli jak kilkadziesiąt lat temu.

4.1. Odbiornik reakcyjny z tranzystorem dwubramkowym



Rys. 4.1.1. Odbiornik reakcyjny z tranzystorem dwubramkowym

Odbiornik składa się ze wzmacniacza na polowym tranzystorze dwubramkowym BF960 lub odpowiedniku, detektora diodowego na ostrzowej diodzie D i wzmacniacza głośnikowego LM386.

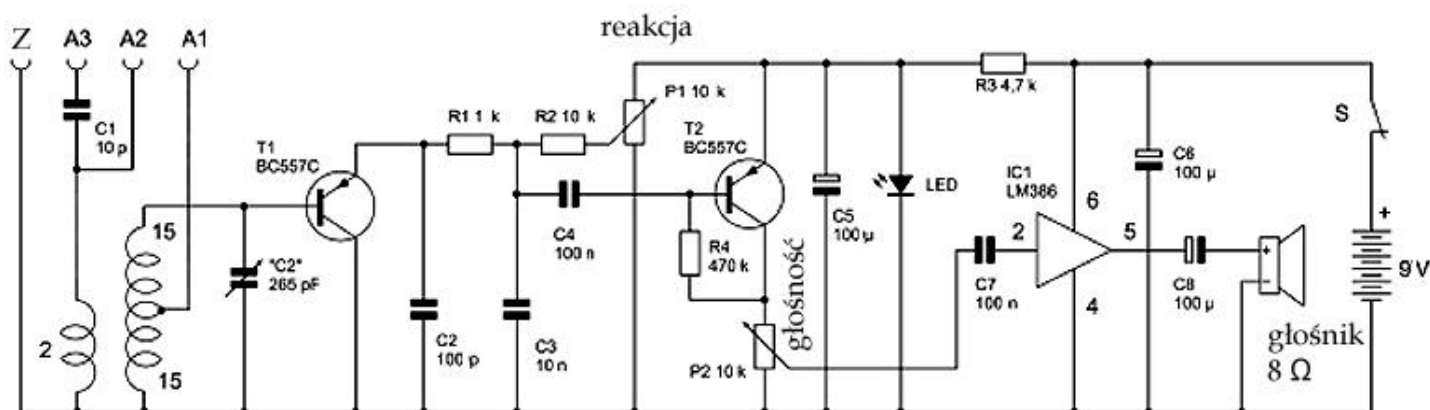
Stopień wzmacniający z reakcją pracuje w układzie Hartleya. Sygnał w.cz. ze źródła tranzystora T jest podawany na odczep cewki wejściowego obwodu LC połączonego z bramką 1. Potencjometr P1 zmieniając polaryzację bramki 2 reguluje wzmocnienie stopnia, a przez to poziom reakcji. Po przekroczeniu progu wzbudzenia wzmacniacz generuje sygnał w.cz. o częstotliwości odbioru i pozwala dzięki temu na odbiór sygnałów SSB i telegraficznych. Zakres regulacji napięcia drugiej bramki jest ograniczony przez potencjometr montażowy TP1. Dla sygnałów zmiennych bramka 2 jest połączona z masą przez kondensator C2. Tranzystor dwubramkowy (tetroda) jest więc w zasadzie układem kaskodowym.

Detektor jest połączony z drugim odczepem cewki obwodu wejściowego. Zdetekowany sygnał m.cz. jest podawany przez logarytmiczny potencjometr siły głosu P2 (600 k Ω) na wejście nieodwracające fazy wzmacniacza LM386. Jego wzmocnienie napięciowe wynosi 200.

W czasie dostrajania odbiornika do stacji należy zmniejszyć reakcję przez ustawienie potencjometru P1 w pobliżu położenia środkowego, a po dostrojeniu do stacji można powiększyć reakcję tak, aby uzyskać najlepszy odbiór. Przy odbiorze stacji radiofonicznych reakcja powinna być ustawiona poniżej progu wzbudzenia. Obwód reonansowy można wykonać w sposób podany w opisach innych odbiorników – zależnie od wybranego zakresu odbioru.

4.2. Krótkofalowy odbiornik „Conrada”

Krótkofalowy odbiornik z reakcją sprzedawany jako zestaw do samodzielnej konstrukcji w sklepach „Conrada” pokrywa zakres 3,5 – 9,5 MHz. Zależnie od ustawienia reakcji może on odbierać stacje nadające emisją AM (przed progiem wzbudzenia) albo CW/SSB (powyżej progu). Stopień wzmacniacza w.cz.-detektora z reakcją pracuje w układzie Colpittsa z dzielnikiem złożonym z kondensatora C2 i pojemności baza-emiter tranzystora T1. Do regulacji stopnia sprzężenia służy potencjometr P1 w obwodzie emitera. Tranzystor pnp T2 typu BC557C pracuje jako pierwszy stopień wzmocnienia niskiej częstotliwości, a we wzmacniaczu głośnikowym użyto obwodu scalonego IC1 typu LM386. Cewki są nawinięte na typowych karkasach 5 mm z obrotowym rdzeniem ferrytowym (2 x 15 zwojów i 2 zwoje). W skład zestawu firmowego wchodziła też obudowa w stylu retro, ale w wykonaniu amatorskim można umieścić radio w dowolnej pasującej obudowie.

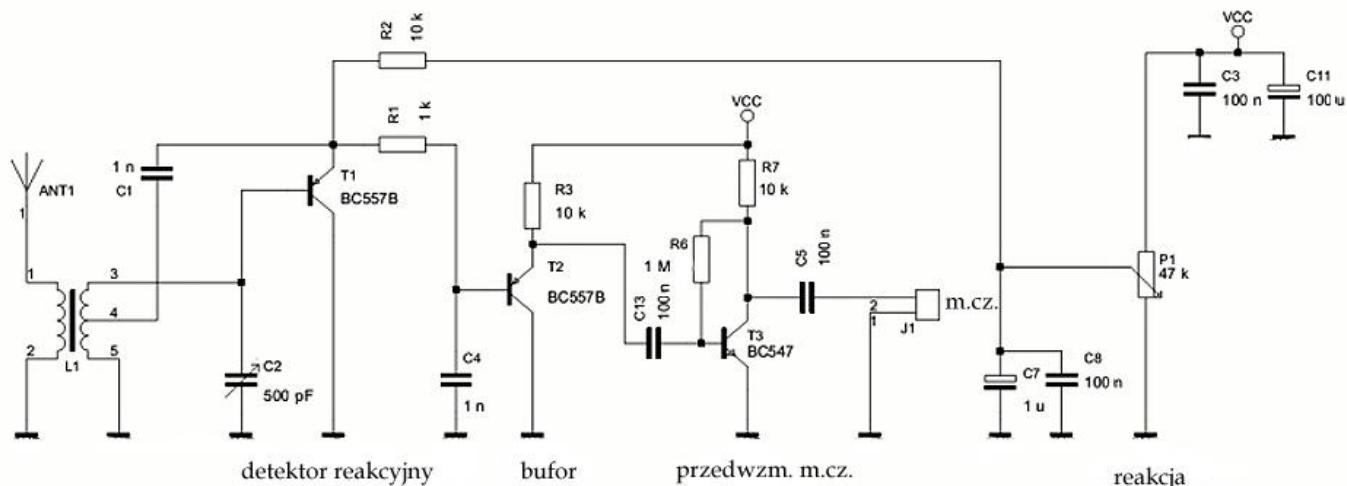


Rys. 4.2.1. Schemat ideowy odbiornika na fale krótkie

W zależności od długości anteny (drutowej lub prętowej) należy wybrać wejście antenowe dające najlepsze rezultaty. Zacisk Z można połączyć z uziemieniem.

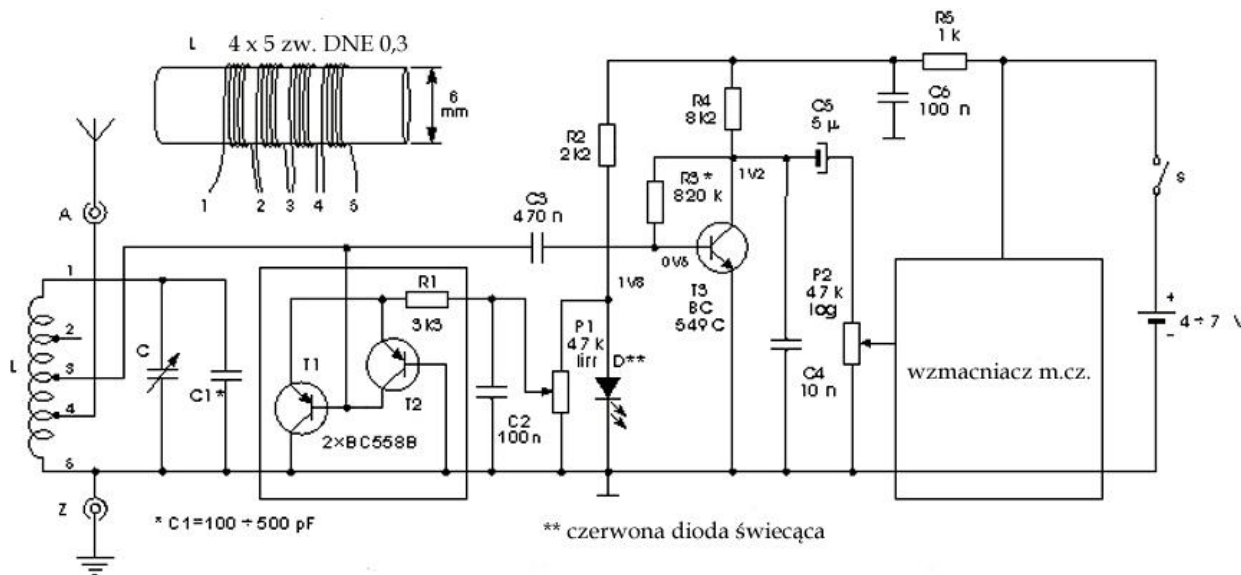
Przy zbyt silnym sprzężeniu anteny z obwodem może on być na tyle silnie tłumiony, że w dolnej części zakresu niemożliwe jest wzbudzenie drgań i odbiór SSB. Lepsze właściwości pod tym względem posiada zmodyfikowany układ z generatorem Hartleya (www.elektronik-labor.de) ze schematu 4.2.2. Pętla sprzężenia zwrotnego jest dołączona do odczepu (końcówki 4) cewki L1.

Dla zmniejszenia niebezpieczeństwa wzbudzenia dodany został stopień buforowy na tranzystorze T2 między detektorem i wzmacniaczem m.cz. Pracuje on również na tranzystorze pnp typu BC557B.



Rys. 4.2.2. Odbiornik z reakcją w układzie Hartleya

4.3. Odbiornik z diodą lambda na tranzystorach pnp

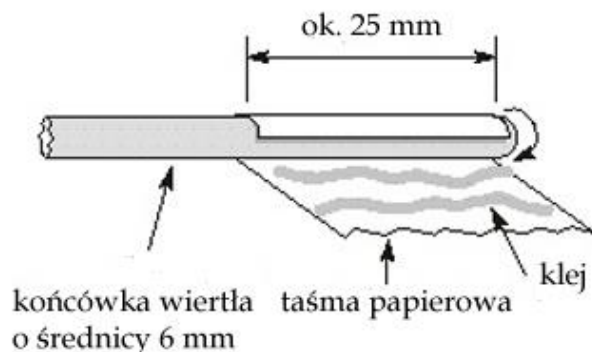


Rys. 4.3.1. Część wielkiej częstotliwości odbiornika. Jako wzmacniacza m.cz. można użyć dowolnego z opisanych w skrypcie rozwiązań, np. wzmacniacza na LM368

Do obwodu wejściowego odbiornika jest dołączony równolegle układ diody lambda na tranzystorach pnp T1 i T2 typu BC558B. Dzięki silnemu sprzężeniu zwrotnemu układ dysponuje odcinkiem charakterystyki o ujemnej oporności dynamicznej. Jego napięcie zasilania jest stabilizowane za pomocą czerwonej diody elektroluminescencyjnej, a do ustawienia punktu pracy służy liniowy potencjometr P1 (47 kΩ).

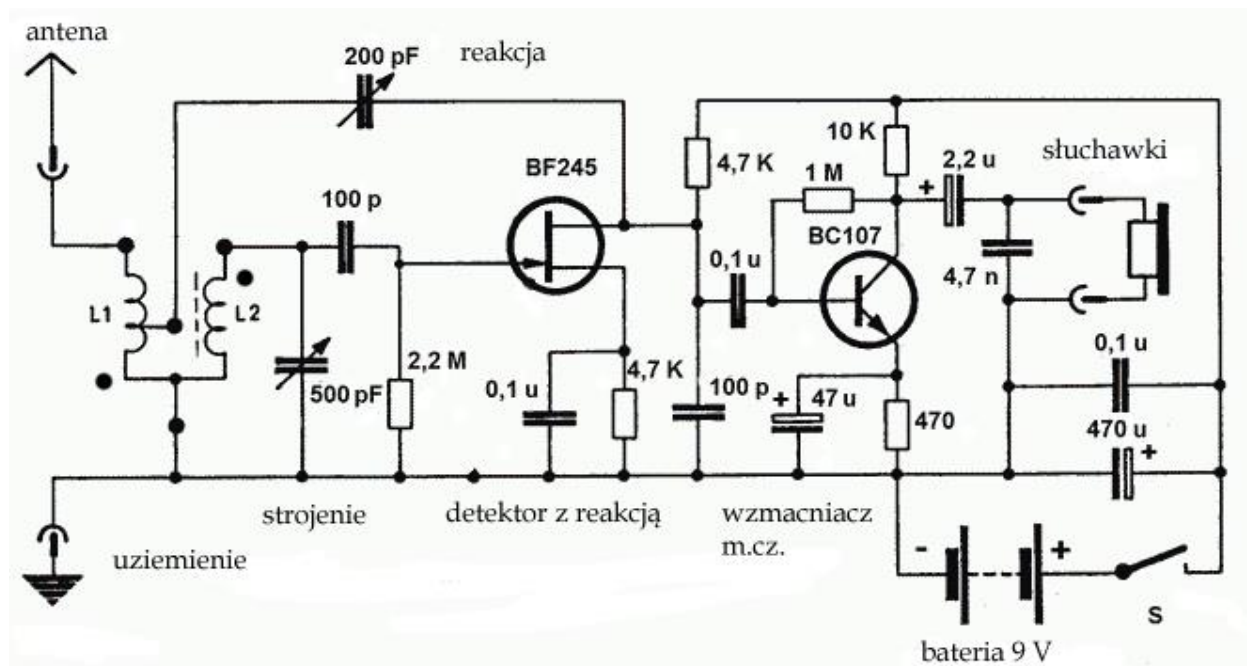
Cewka nawinięta na papierowej tulejce o średnicy 6 mm i długości około 25 mm i składa się z czterech sekcji po 5 zwojów z odczepami w miejscach ich połączenia. Wraz z pojemnościami C i C1 tworzy ona obwód rezonansowy na fale krótkie. Przy pojemności około 400 pF odbiornik pokrywa zakres 6 – 9 MHz. Włączony równolegle między końcówki 3 i 6 układ o ujemnej oporności dynamicznej powoduje odtłumienie obwodu czyli podniesienie jego dobroci. W czasie dostrajania odbiornika do stacji należy potencjometr P1 ustawić tak, aby układ znajdował się poniżej progu wzbudzenia i po dostrojeniu się do

stacji można zwiększyć reakcję aż do uzyskania najlepszego odbioru. Jeśli w żadnej pozycji potencjometru nie daje się uzyskać wzbudzenia można układ podłączyć do odczepu 2 zamiast do 3. Tranzystor T3 typu BC559C pracuje jako detektor kolektorowy. Jego punkt pracy należy dobrać za pomocą opornika R3 tak, aby na kolektorze panowało napięcie 1,2 V.



Rys. 4.3.2. Sposób wykonania papierowej tulejki – korpusu dla cewki powietrznej. Średnica wiertła zależy od pożądanego średnicy cewki

4.4. Odbiorniki reakcyjne z detektorem na tranzystorze polowym

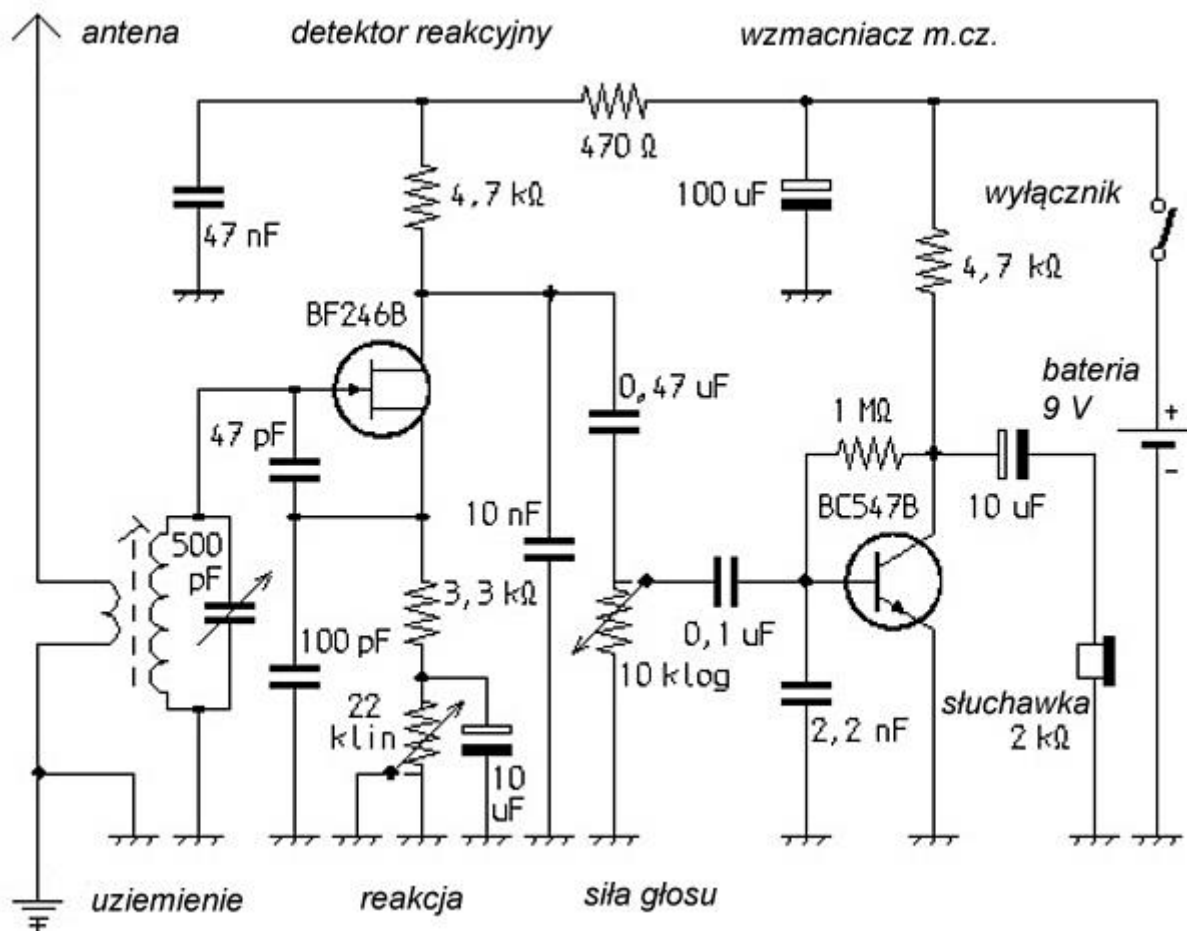


Rys. 4.4.1. Schemat ideowy odbiornika z tranzystorem polowym

Dwustopniowy układ odbiornika zawiera detektor reakcyjny na tranzystorze BF245 i wzmacniacz m.cz. na BC107. Dla uzyskania dodatniego sprzężenia cewka reakcyjna musi być podłączona odwrotnie i dlatego początki uzwojeń cewki antenowej L1 i obwodu rezonansowego L2 zaznaczono czarnymi kropkami. Do regulacji stopnia sprzężenia zwrotnego (reakcji) służy kondensator zmienny 200 pF. Ponieważ zmiana wzmocnienia pierwszego tranzystora powoduje zmianę siły głosu, w tym prostym rozwiązaniu zrezygnowano z oddzielnej regulacji siły głosu. Było to rozwiązanie często spotykane w dawniejszych układach odbiorników reakcyjnych. Odbiornik można zmontować w dowolny sposób na uniwersalnej płytce drukowanej albo metodą wysepkową. Zamiast słuchawek można podłączyć wzmacniacz głośnikowy.

W odbiorniku DL4CS z rysunku 4.4.2 detektor reakcyjny pracuje w układzie Colpittsa z dzielnikiem pojemnościowym 47 pF/100 pF i bramką zwartą do masy dla prądu stałego przez cewkę obwodu rezonansowego. Do regulacji wzmocnienia stopnia (reakcji) służy potencjometr liniowy 22 kΩ w ob-

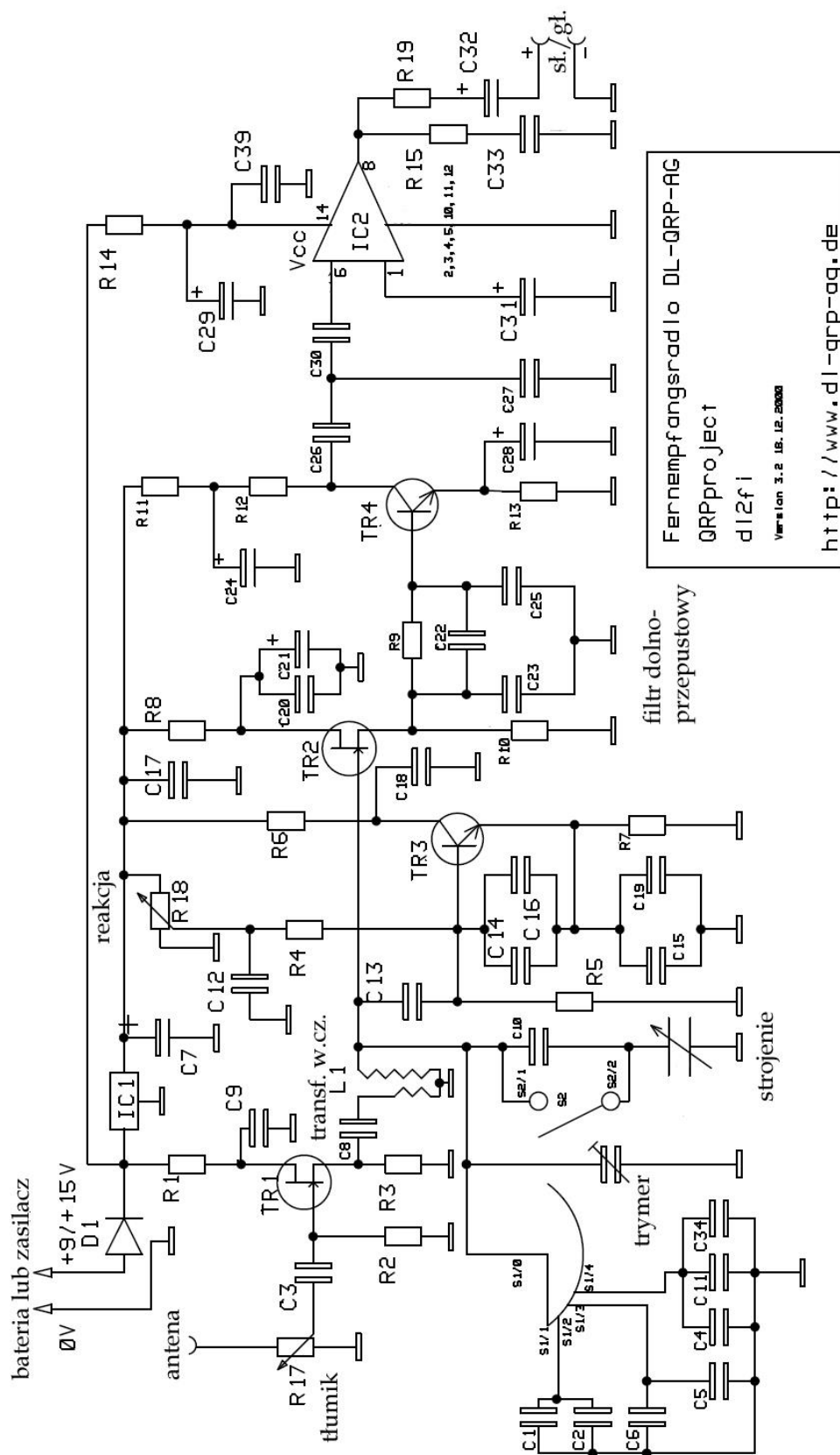
wodzie źródła tranzystora BF246B. Potencjometr jest zablokowany do masy dla niskiej częstotliwości przez kondensator $10\ \mu\text{F}$. Sygnał m.cz. jest podawany z drenu detektora na wzmacniacz m.cz. przez potencjometr logarytmiczny $10\ \text{k}\Omega$ służący do regulacji siły głosu. Na wyjściu zamiast słuchawki można podłączyć dodatkowy wzmacniacz głośnikowy.



Rys. 4.4.2. Wariant odbiornika dwustopniowego na pasmo 80 m

4.5. Odbiornik reakcyjny DL-QRP-AG

Pierwszym stopniem odbiornika jest aperiodyczny wzmacniacz w.cz. na tranzystorze TR1 z tłumikiem R17 na wejściu, po nim następuje detektor drenowy na tranzystorze TR2 sprzężony z TR1 przez transformator w.cz. L1. Tranzystor TR3 pracuje w układzie generatora Colpittsa z dzielnikiem pojemnościowym C14+C16 i C15+C19. Jego zadaniem jest od tłumianie obwodu rezonansowego tworzonych przez uzwojenie wtórne L1, kondensator zmienny, trymer i dołączane do niego w zależności od zakresu odbioru kondensatory C1, C2, C5+C6, C4+C11+C34 i C10. Po filtrze dolnoprzepustowym R9, C22, C23, C25 sygnał małej częstotliwości jest podawany na bazę pierwszego stopnia m.cz. – tranzystora TR4, a z jego kolektora na wzmacniacz głośnikowy LM380, do którego wyjścia można podłączyć głośniczek albo słuchawki niskoomowe. Przy podanych wartościach elementów odbiornik pokrywa pasma radiofoniczne 19 (15,1 MHz; przełącznik w poz. 1), 31 (9,5 MHz; poz. 2), 41 (7,2 MHz; poz. 3) i 49 m (5,9 MHz; poz. 4). Zakres przestrajania jest ustawiany za pomocą trymera włączonego równolegle do kondensatora zmiennego. Potencjometr R17 jest tłumikiem antenowym, a R18 służy do regulacji sprzężenia zwrotnego (reakcji) i zarazem siły głosu. Odbiornik można zasilac z baterii lub zasilacza sieciowego napięciem 9 – 15 V.



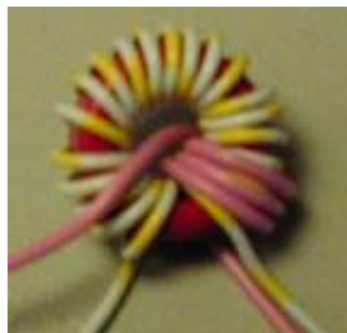
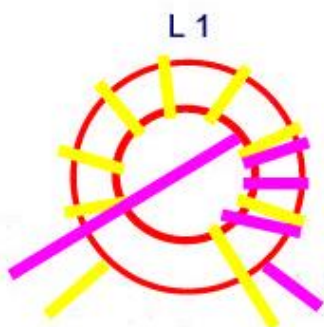
Fernempfangsradlo DL-QRP-AG
 QRPproject
 dl2fi
 Version 3.2 18. 12. 2000
<http://www.dl-qrp-ag.de>

Rys. 4.5.1. Schemat reakcyjnego odbiornika DL2FI

Tabela 4.5.1

Wykaz elementów odbiornika DL2FI

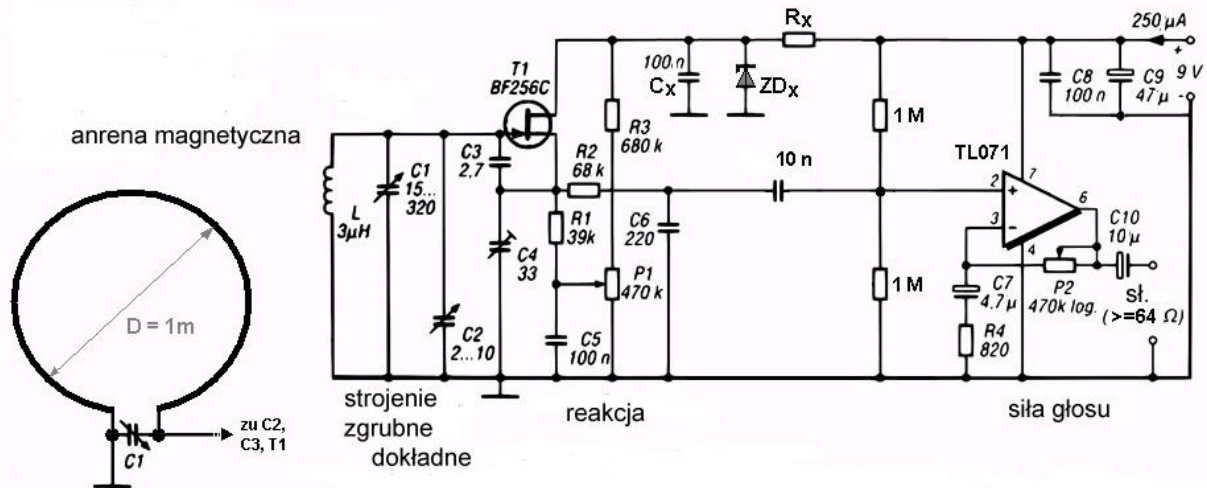
Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R6, R11	220 Ω	C8, C26, C30, C33, C39	100 nF
R2	3,9 Ω	C24, C28	10 μ F
R3	330 Ω	C7, C21	22 μ F
R4	22 k Ω	C31	47 μ F
R5	47 k Ω	C29, C32	100 μ F
R7	3,3 k Ω	R17 (tłumik)	Potencjometr lin. 10 k Ω
R8, R12	4,7 k Ω	R18 (reakcja)	Potencjometr lin. 1 k Ω
R9	470 k Ω	Kondensator zmienny	50 pF
R10	27 k Ω	Trymer	20 pF
R13	2,7 k Ω	L1	Uzwojenie pierwotne 4 zw., uzwojenie wtórne 20 zw. na pierwotnym, na T50-2 (czerw.)
R14	3,9 k Ω		
R15	4,7 Ω		
R19	6,8 Ω		
C2, C34	10 pF		
C11	18 pF	S2	Wyłącznik
C10	27 pF	Głośnik, słuchawki	
C3, C13	39 pF	IC1	78L08
C1	56 pF	IC2	LM380N
C4, C5	120 pF	TR1, TR2	2N3819
C6, C14, C15, C16, C19	150 pF	TR3, TR4	BC183
C25, C27	1 nF	D1	1N4001
C9, C12, C17, C18, C20, C22, C23	10 nF		



Rys. 4.5.2, 4.5.3. Wykonanie transformatora w.cz., żółte uzwojenie wtórne, fioletowe – pierwotne

4.6. Odbiornik z odtłumianą anteną magnetyczną

Antena magnetyczna jest wykonana z 315-centymetrowego odcinka kabla koncentrycznego RG-58 i ma średnicę 1 m. W najprostszym przypadku połączony jest tylko ekran kabla. Detektor z reakcją pracuje w układzie Colpittsa z dzielnikiem pojemnościowym C3, C4. Do strojenia anteny (w zakresie krótkofalowym) służy kondensator zmienny C1. Reakcja jest regulowana za pomocą potencjometru P1. Wzmacniacz m.cz. na układzie TL071, TL081 itp. pozwala na podłączenie popularnych słuchawek od odtwarza-czy różnego rodzaju. Do wyjścia wzmacniacza operacyjnego można też podłączyć wzmacniacz głośnikowy na LM386. Do regulacji jego wzmocnienia – siły głosu służy logarytmiczny potencjometr P2. Punkt pracy tranzystora jest tak dobrany, aby płynął w nim minimalny prąd drenu. Układ pochodzi z numeru 3/1999 *Funkamateura*. Tranzystor jest zasilany napięciem stabilizowanym przez diodę Zenera.

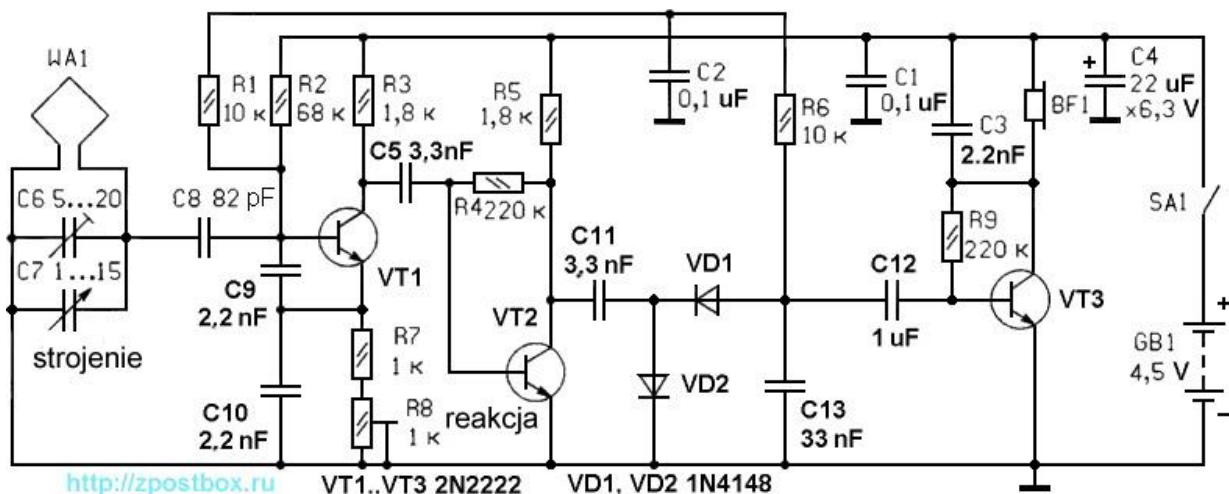


Rys. 4.6.1. Schemat ideowy odbiornika z anteną magnetyczną

4.7. Odbiornik z automatyczną regulacją reakcji

Odbiornik konstrukcji Poliakowa pracuje w paśmie radiowym 25 m (11,7 – 12,1 MHz) i został opublikowany w numerze 3/1994 rosyjskiego miesięcznika *Radio*. Pierwszy stopień odbiornika jest detektorem reakcyjnym z automatyczną regulacją reakcji. Jego obwód wejściowy składa się z anteny pętlowej, kondensatora zmiennego C7 i kondensatora dostrojczego C6. Obwód ten ma wysoką dobroć, powiększaną jeszcze w wyniku działania dodatniego sprzężenia zwrotnego. Dzielnik pojemnościowy układu Colpittsa stanowią kondensatory C9 i C10. Czułość odbiornika jest ograniczona poziomem szumów własnych tranzystora VT1, dlatego warto tutaj zastosować niskoszumny tranzystor w.cz.

Obwód automatycznej regulacji reakcji składa się z drugiego stopnia wzmacnienia w.cz. na tranzystorze VT2 i detektora diodowego na diodach VD1 i VD2 i kondensatorach C11 i C13. Oporniki R1, R2 i R6 dostarczają prądu polaryzacji dla diod VD1, VD2 i tranzystora VT1. Napięcie stałe z detektora reguluje sprzężenie zwrotne pierwszego stopnia, a składowa m.cz. jest podawana przez kondensator C12 na jednostopniowy wzmacniacz m.cz. na tranzystorze VT3 o mocy wyjściowej 1 mW. W jego obwodzie kolektora włączone są słuchawki o impedancji 1600 – 3200 Ω.



Rys. 4.7.1. Schemat ideowy odbiornika z automatyczną regulacją reakcji

Opornik R4 zapewnia polaryzację bazy VT2, a R9 – polaryzację bazy VT3. Ich wartości należy dobrać tak, aby napięcia na kolektorach były równe połowie napięcia zasilania.

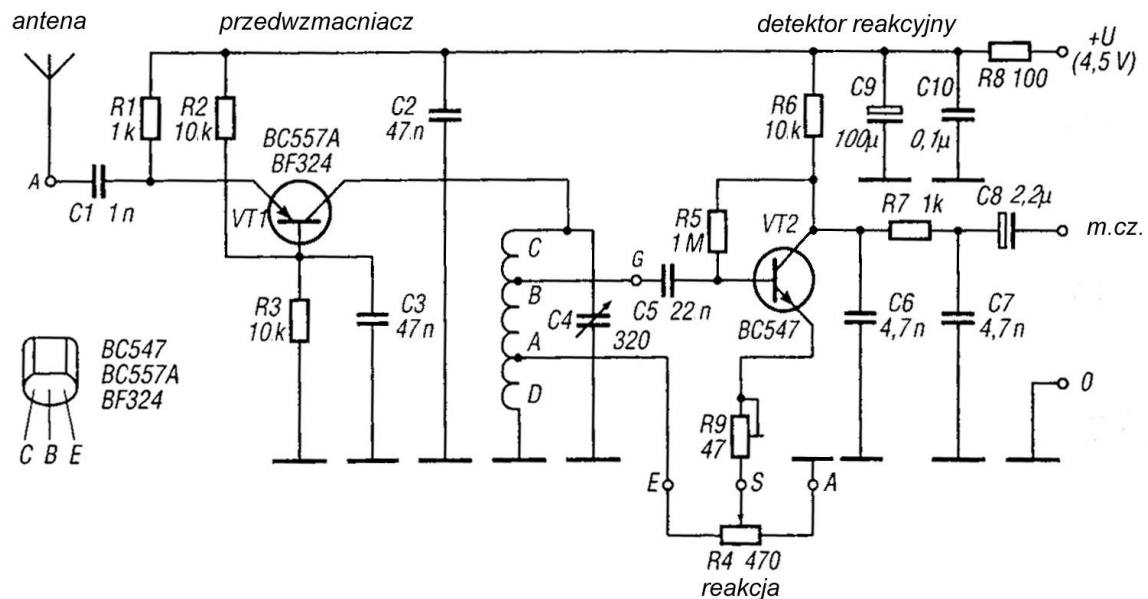
Cewka anteny WA1 ma średnicę 200 mm i składa się z dwóch zwojów przewodu DNE 1,5 mm z odstępem zwojów 10 mm. Można ją nawinąć na korpusie plastikowym.

Kondensator zmienny C7 ma pojemność 4 – 200 pF, a w szereg z nim jest włączony kondensator ceramiczny 15 – 25 pF. Zastosowanie diody pojemnościowej obniża dobroć obwodu.

Przy napięciu 4,5 V z baterii 3R12 odbiornik pobiera prąd 3 mA. Zapewnia on dobrą jakość dźwięku, a dzięki kierunkowej charakterystyce anteny można w razie potrzeby łatwiej wyeliminować sygnały zakłócające.

Do regulacji reakcji i zarazem siły głosu służy potencjometr R8.

4.8. Audion krótkofalowy ze wzmacniaczem w układzie WB



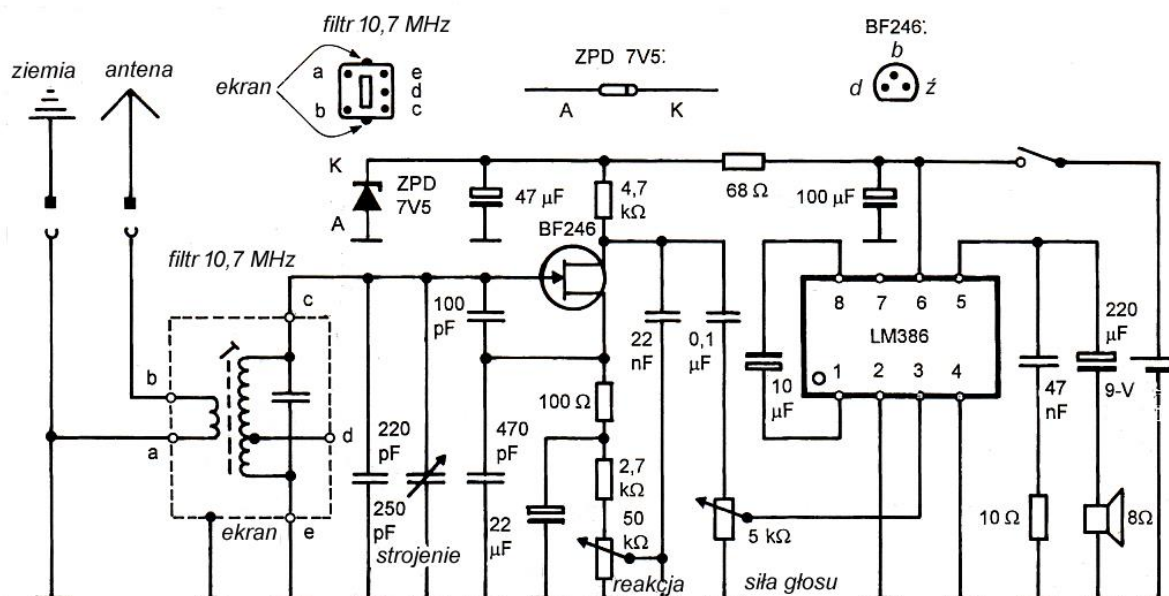
Rys. 4.8.1. Audion z przedwzmacniaczem

Na schemacie 4.8.1 (*Funkamateur* 6/1995, DL7USC) przedstawiony jest odbiornik reakcyjny w układzie Hartleya z przedwzmacniaczem na tranzystorze pnp w układzie wspólnej bazy. Przedwzmacniacz oddziela detektor od anteny i zabezpiecza przed promieniowaniem sygnału w.cz. z detektora przy odbiorze emisji CW/SSB, a także przed wpływem anteny na pracę detektora reakcyjnego. Do regulacji sprzężenia zwrotnego (reakcji) służy potencjometr R4 i potencjometr montażowy R9. Powietrzna cewka obwodu wejściowego składa się z 14 zwojów DNE 0,7 mm nawiniętych na rurce z PCW o średnicy 20 mm. Odczep A jest na 3, a odczep B na 7 zwoju.

Do wyjścia detektora należy podłączyć wzmacniacz m.cz. dowolnej konstrukcji, np. na układzie scalonym LM386. Odbiornik można zmontować na dowolnej uniwersalnej płytce drukowanej. Przedwzmacniacz można oczywiście dodać w miarę potrzeby do wielu innych rozwiązań odbiorników.

4.9. Odbiornik na pasmo 80 m

Odbiornik z rysunku 4.9.1 pokrywa zakres 3,5 – 3,8 MHz. Indukcyjność obwodu wejściowego stanowi cewka od filtru p.cz. 10,7 MHz z odbiorników UKF-FM. Na pojemność składają się zawarty w filtrze kondensator, kondensator strojeniowy i równolegle z nim połączony kondensator stały oraz pojemność dzielnika. Dzięki dużej oporności wejściowej tranzystora polowego jest on słabo tłumiony, zachowuje dużą dobroć i zapewnia dobrą selektywność. Detektor reakcyjny na tranzystorze polowym nie wpada w synchronizm z odbieranym sygnałem CW/SSB nawet przy odbiorze silnych stacji. Zjawisko to występuje znacznie łatwiej w odbiornikach reakcyjnych z tranzystorami złączowymi i powoduje zniekształcenia odbieranego sygnału. Po przekroczeniu progu drgania wzbudzają się łagodnie – miękko – bez nieprzyjemnych stuków. Detektor reakcyjny pracuje w układzie Colpittsa, a jego sygnał wyjściowy m.cz. jest podawany na wzmacniacz głośnikowy na LM386.



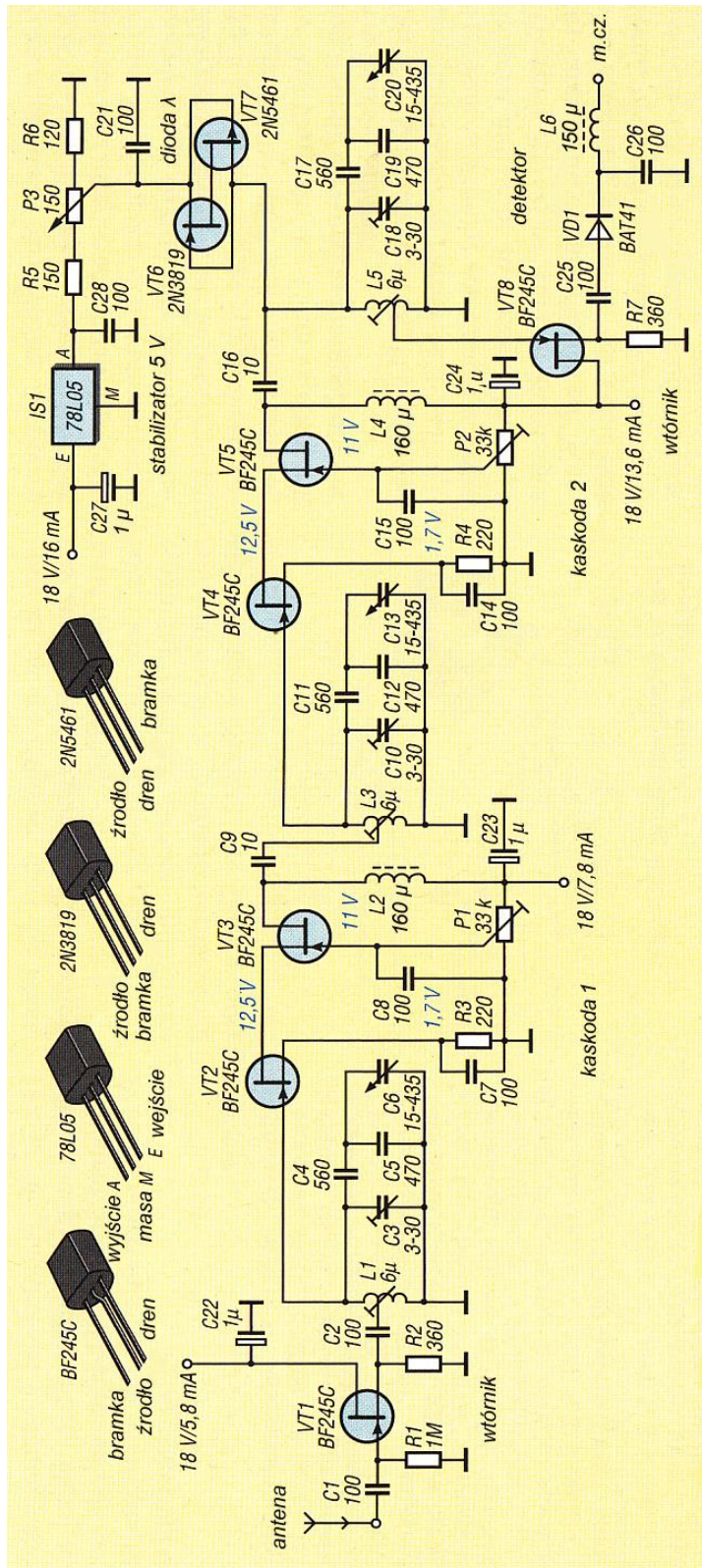
Rys. 4.9.1. Schemat ideowy

4.10. Odbiornik z diodą lambda na tranzystorach polowych

Pierwszym stopniem odbiornika DL1XR na pasmo 80 m (*Funkamateur* 9/2005) jest wtórnik źródłowy VT1 (BF245C) zapewniający dopasowanie wysokiej impedancji krótkich anten do impedancji następnego stopnia. Kolejne dwa stopnie VT2VT3 i VT4VT5 (4 x BF245C) są wzmacniaczami kaskodowymi. Potencjometry montażowe P1 i P2 służą do ustawienia optymalnego punktu pracy. Ostatni stopień na VT8 (BF245C) jest wtórnikiem źródłowym, na wyjściu którego znajduje się diodowy detektor szczytowy AM na diodzie VD1 – BAT41 lub podobnej. Obwody rezonansowe L1, L3 i L5 są zbudowane identycznie. Ich indukcyjności mogą leżeć w granicach 4 – 8 μH , na schemacie podano wartość środkową 6 μH . Zakres odbioru wynosi 3,4 – 3,9 MHz.

Do odciążenia obwodu wyjściowego drugiej kaskody (L5, C17 – C20) zastosowano diodę lambda na komplementarnych tranzystorach polowych VT6 i VT7 (2N3819 i 2N5461). Do regulacji stopnia odciążenia (reakcji) służy potencjometr P3. Dioda lambda jest zasilana napięciem stabilizowanym 5 V. Przy odbiorze emisji CW i SSB należy ustawić go tak, aby przekroczyć próg wzbudzenia, jak w każdym układzie reakcyjnym.

Dławiki L2 i L4 o indukcyjności 160 μH są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych FT23-77 i mają po 12 zwojów. Dokładna wartość indukcyjności nie jest krytyczna. Można zrezygnować z jednego stopnia kaskodowego i zamiast kondensatora trzysekcyjnego (3 x 15 – 435 pF) zastosować dwusekcyjny.



Rys. 4.10.1. Schemat ideowy

4.11. Audion na pasma 80, 49 i 40 m

Sygnal z anteny jest podawany przez kondensator sprzęgający 3,3, pF (2,2 pF przy dłuższych antenach) na przełączany wejściowy obwód rezonansowy. Jego elementami są gotowe dławiki i kondensatory foliowe. Do jego dostrajania służy dioda pojemnościowa typu BB204 lub BB304. Wzmocniony przez dwubramkowy tranzystor BF961 (BF981) sygnał w.cz. jest podawany przez kondensator 33 pF na bazę pierwszego tranzystora BC548 (Q1). Sprężenie zwrotne jest zrealizowane przez podanie sygnału

wyjściowego z kolektora BC548 przez kondensator 1 pF na bramkę 1 BF961 (jest to układ generatora Franklina). Oba stopnie odwracają fazę o 180° każdy, w sumie więc otrzymuje się przesunięcie o 360° co spełnia warunek fazy dla powstawania drgań. Wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego (reakcja) jest regulowane potencjometrem 2,2 kΩ w obwodzie emitera BC548. W przypadku gdyby układ stale się wzbudzał należy zwiększyć oporność R11 ze 110 Ω do 180 Ω lub więcej. Zdetekowany sygnał m.cz. jest podawany na filtr dolnoprzepustowy złożony z dwóch kondensatorów po 47 nF i opornika 5,6 kΩ, a następnie na wzmacniacz m.cz. na drugim tranzystorze BC548 (Q2). Kondensator 560 pF w gałęzi sprzężenia zwrotnego powoduje dalsze stłumienie wyższych częstotliwości. Ostatnim stopniem wzmocnienia jest scalony wzmacniacz głośnikowy LM386.

Do strojenia służy potencjometr R3. Napięcie 0 – 5 V dla diod pojemnościowych jest podawane z jego suwaka. Potencjometr R2 1 kΩ służy do precyzyjnego dostrojenia do stacji. W paśmie 80 m zakres przestrajania potencjometrem R3 wynosi w przybliżeniu 350 kHz i pokrywa pełne pasmo, natomiast w zakresie 40 m jego szerokość wzrasta do 800 kHz. Dla jego zawężenia w szereg z potencjometrem 10 kΩ włączany jest opornik 10 kΩ. Zakres zmian napięcia zostaje ograniczony do 3,2 – 5 V, a zakres zmian częstotliwości do 150 kHz.

Potencjometr R6 w obwodzie dreny BF961 pozwala na zmniejszenie wzmocnienia stopnia w przypadku jego stałego wzbudzenia się. Dla uniknięcia wzbudzenia się wzmacniacza głośnikowego jest on zasilany przez diodę odsprzęgającą i jego zasilanie jest zablokowane do masy kondensatorem 470 pF.

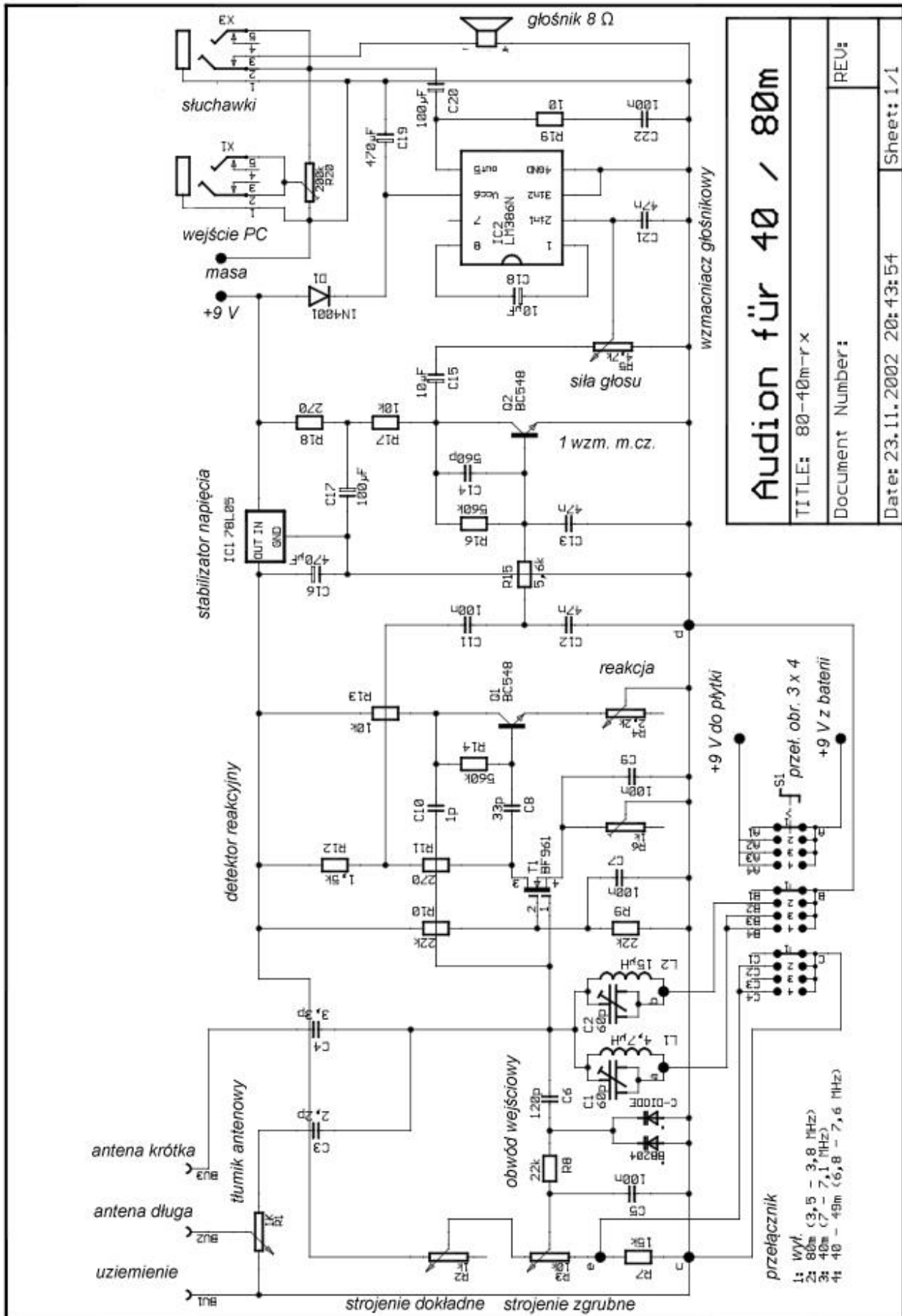
Tabela 4.11.1

Wykaz elementów odbiornika

Element	Wartość	Element	Wartość
R19	10 Ω	C10	1 pF
R11, R18	270 Ω	C3	2,2 pF
R12	1,5 kΩ	C4	3,3 pF
R15	5,6 kΩ	C8	33 pF
R13, R17	10 kΩ	C6	120 pF
R7	15 kΩ	C14	560 pF
R8, R9, R10	22 kΩ	C12, C13, C21	47 nF
R14, R16	560 kΩ	C5, C7, C9, C11, C22	100 nF
R6	Pot. montażowy 1 kΩ	C15, C18	10 μF
R20	Pot. montażowy 200 kΩ	C17, C20	100 μF
R1, R2	Pot. liniowy 1 kΩ	C16, C19	470 μF
R4	Pot. liniowy 2,2 kΩ	C1, C2	Trymer foliowy 60 pF
R3	Pot. liniowy 10 kΩ	Tranzystor T1	BF961 lub BF981
R5	Pot. log. 4,7 kΩ	Tranzystory Q2, Q3	BC548
L1	4,7 μH, dławik	Stabilizator IC1	78L05
L2	15 μH, dławik	Wzmacniacz	LM386
Dioda pojemność.	BB304 lub BB204		
Dioda D1	1N4001		

Dla odbioru krótkofalarskiego pasma 20 m i radiofonicznego 22 m dławik 4,7 μH należy zastąpić przez 1,5 μH. Dla zmniejszenia wzmocnienia LM386 należy w szereg z kondensatorem 10 μF (między wyprowadzeniami 1 i 8) włączyć opornik 1 kΩ. Dalsze obniżenie wzmocnienia uzyskuje się przez odłączenie kondensatora i pozostawienie otwartych wyprowadzeń 1 i 8. Natomiast dla zwiększenia wzmocnienia należy kondensator 100 nF w obwodzie źródła zastąpić przez 1 μF. Odbiornik można także podłączyć do wejścia mikrofonowego komputera i dekodować na nim emisje cyfrowe. Poziom sygnału wyjściowego należy ustawić za pomocą potencjometru montażowego R20 (200 kΩ) tak, aby nie przesterować wejścia komputera.

Pozycje obrotowego przełącznika 3 x 4: 1 – odbiornik wyłączony, 2 – pasmo 80 m (3,5 – 3,8 MHz), 3 – 40 m (7,0 – 7,1 MHz), 4 – 40 – 49 m (5,8 – 7,6 MHz). Na schemacie chyba omyłkowo podano dolną granicę 6,8 MHz. Przy odbiorze emisji AM w paśmie 49 m reakcja musi być ustawiona poniżej progu wzbudzenia.

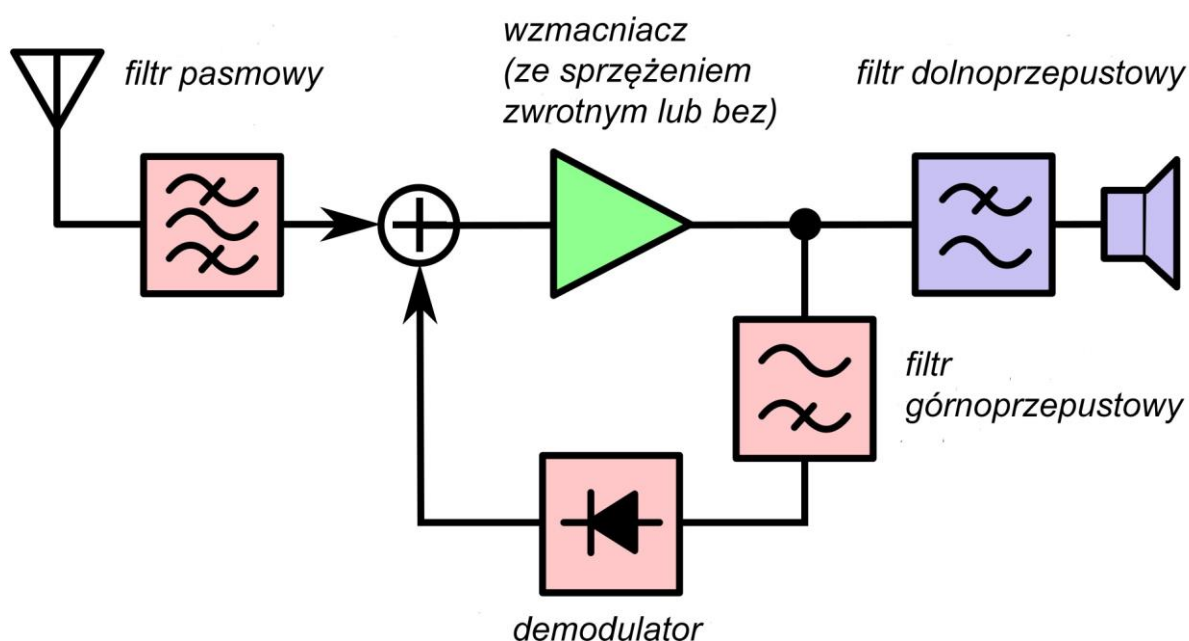


Audion für 40 / 80m	
TITLE: 80-40m-r x	
Document Number:	REV:
Date: 23.11.2002 20:43:54	Sheet: 1/1

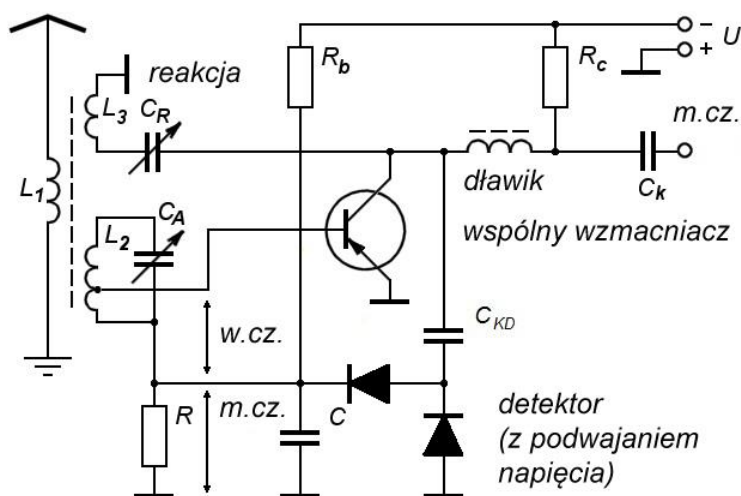
Rys. 4.11.1

4.12. Odbiorniki refleksowe

W odbiornikach refleksowych wzmacniacz w.cz. (lub p.cz.) jest wykorzystany także do wzmocnienia sygnału małej częstotliwości. Jest on więc używany dwukrotnie. Sygnał wielkiej częstotliwości z anteny jest podawany przez wejściowy obwód selektywny na wzmacniacz w.cz. pracujący ze sprzężeniem zwrotnym (reakcją) lub bez. Następnie przez filtr górnoprzepustowy (który w najprostszym przypadku może być kondensatorem o dostatecznie małej pojemności, aby nie przepuszczać sygnału m.cz.) jest on podawany na detektor. Zdetekowany sygnał ulega wzmocnieniu w tym samym stopniu wzmacniającym i następnie przez filtr dolnoprzepustowy nie przepuszczający wielkiej częstotliwości (w jego skład może wchodzić też dławik w.cz.) jest on podawany na wzmacniacz m.cz. i głośnik lub słuchawki. Koncept odbiornika refleksowego pozwala na zaoszczędzenie jednego elementu czynnego (dawniej lampy, obecnie tranzystora). Była to sprawa nie bez znaczenia dawniej kiedy ich ceny były dość wysokie. Obecnie aspekt finansowy stracił na znaczeniu, zwłaszcza w konstrukcjach amatorskich. Wadą odbiorników refleksowych jest większa skłonność do wzbudzenia się i niestabilność parametrów.



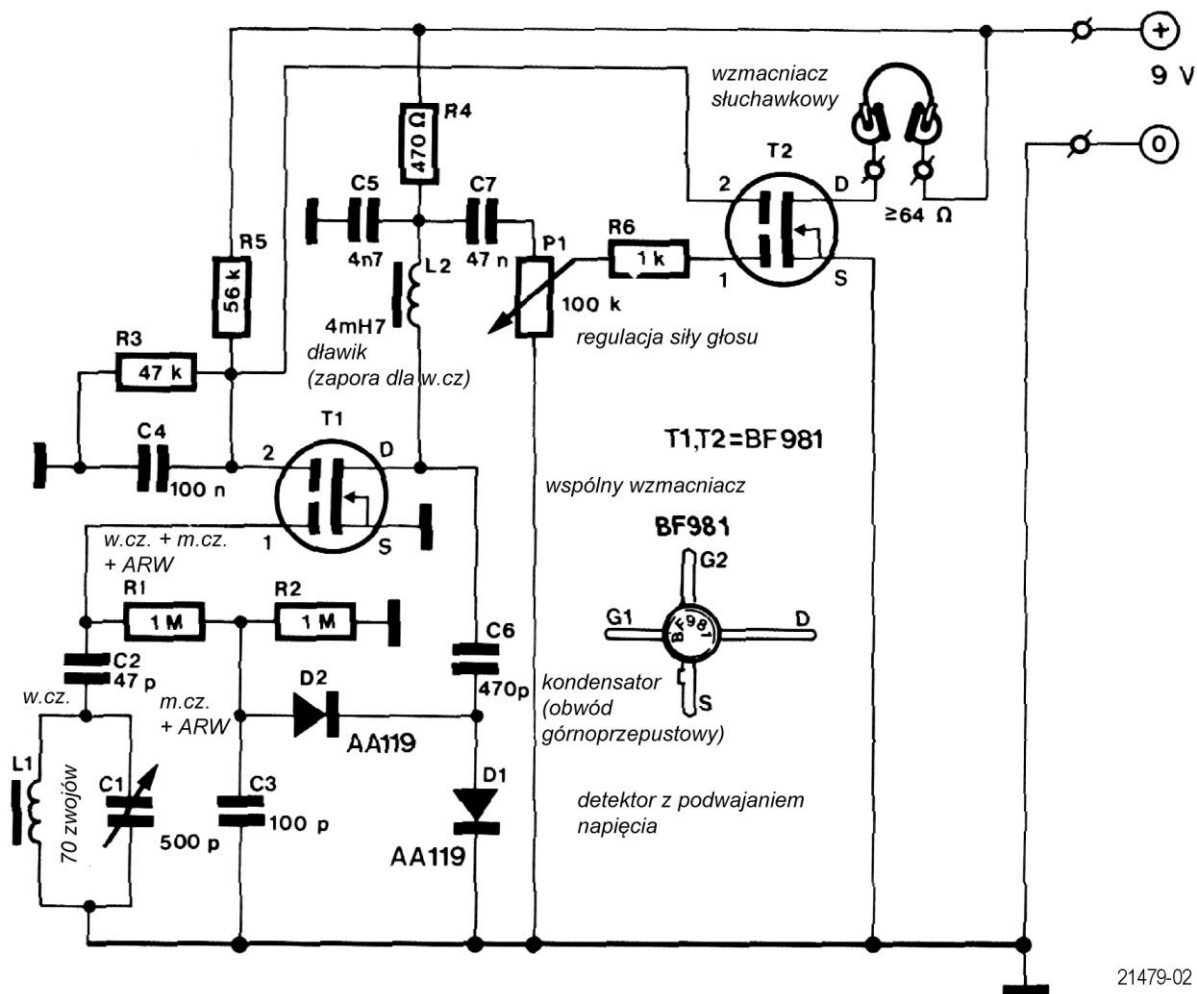
Rys. 4.12.1. Schemat blokowy odbiornika refleksowego



Rys. 4.12.2. Przykładowy schemat odbiornika refleksowego z ARW

W odbiorniku ze schematu 4.12.2 sygnał w.cz. jest podawany na bazę tranzystora i po wzmocnieniu przez kondensator C_{KD} dociera do detektora diodowego w układzie podwajania napięcia, zdetekowany sygnał m.cz. jest podawany na bazę tranzystora. Składowa stała zdetekowanego sygnału docierająca również do bazy powoduje zmianę wzmocnienia – służy do jego automatycznej regulacji (ARW). W przypadku tranzystorów PNP jak na schemacie składowa ta musi mieć polaryzację dodatnią, a dla NPN – ujemną. Należałoby wówczas odwrócić kierunki podłączenia diod.

Wzmocniony sygnał małej częstotliwości nie może ponownie dotrzeć do detektora z powodu oporu stawianego przez kondensator, ale ma za to otwartą drogę przez dławik do dalszych stopni m.cz. Sprzężenie zwrotne jest realizowane przez cewkę L3, a do jego regulacji służy zmienny kondensator C_R .



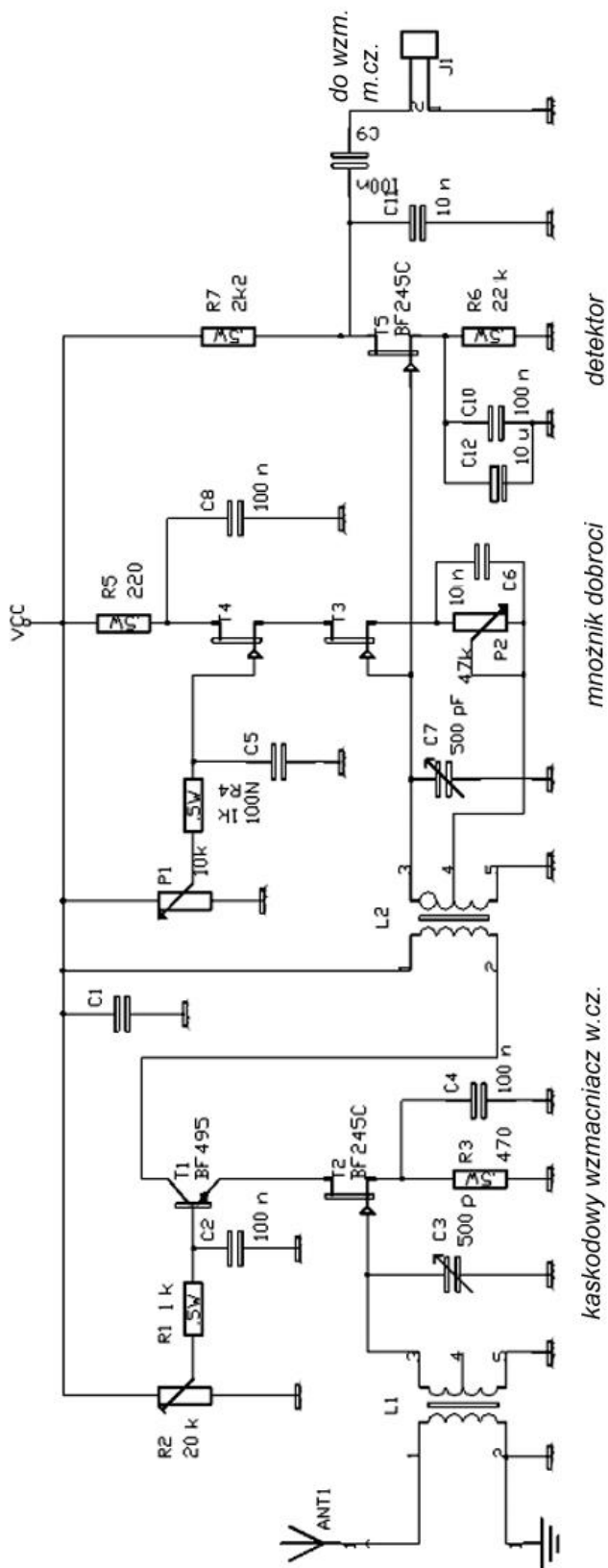
Rys. 4.12.3. Odbiornik refleksowy z tranzystorem dwubramkowym

Na schemacie odbiornika z tranzystorem dwubramkowym łatwo można rozpoznać opisane poprzednio części układu i dlatego nie wymaga on dodatkowego omówienia. Kierunek diod D1 i D2 jest dobrany tak, aby uzyskać należytą polaryzację napięcia ARW. Drugi tranzystor dwubramkowy służy jako wzmacniacz słuchawkowy. Cewka L1 jest nawinięta na pręcie anteny ferrytowej. Kondensator zmienny C1 służy do strojenia obwodu wejściowego.

4.13. Odbiornik z mnożnikiem dobroci

Pierwszym stopniem odbiornika (rys. 4.13.1) jest wzmacniacz w.cz. w układzie kaskody na tranzystorze polowym (T2) w pierwszym stopniu i złączowym (T1) w drugim. Na jej wyjściu znajduje się strojony obwód selektywny, taki sam jak na wejściu odbiornika. Do ich strojenia najlepiej jest użyć dwusekcyjnego kondensatora zmiennego od starszych typów odbiorników radiowych. Drugi z obwodów rezonansowych jest odtłumiany przez stopień generatora w układzie Hartleya (kaskoda na

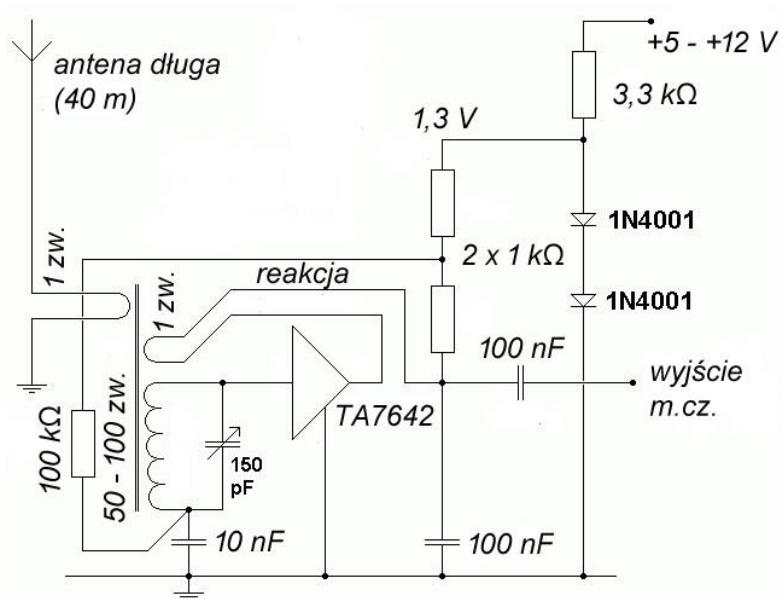
tranzystorach T3 i T4) pracujący poniżej progu wzbudzenia lub dla odbioru SSB i telegrafii – powyżej. Rolę detektora pełni polowy tranzystor T5.



Rys. 4.13.1
Do regulacji stopnia od tłumienia (reakcji) służą potencjometry P2 i P1.

4.14. Odbiornik z TA7642

W odbiorniku reakcyjnym na zakres fal średnich na antenie ferrytowej nawinięte jest dodatkowe 1-zwojowe uzwojenie sprzężenia zwrotnego – cewka reakcyjna. Ewentualna antena zewnętrzna może być sprzężona za pomocą uzwojenia antenowego, również jednozwojowego. Diody 1N4001 służą do obniżenia i stabilizacji napięcia zasilającego TA7642. Reakcja jest ustawiana przez przesuwanie cewki reakcyjnej na antenie ferrytowej. W trakcie odbioru jest ona regulowana przez ARW. W ten sposób ARW wywiera również wpływ na szerokość pasma przenoszenia obwodu wejściowego – poszerzając je przy odbiorze silniejszych stacji. W dawniejszych rozwiązaniach radiofonicznych odbiorników tranzystorowych rolę tę pełniła tzw. dioda tłumiąca, która zaczynała przewodzić przy większych napięciach ARW i tłumiała pierwszy filtr p.cz.



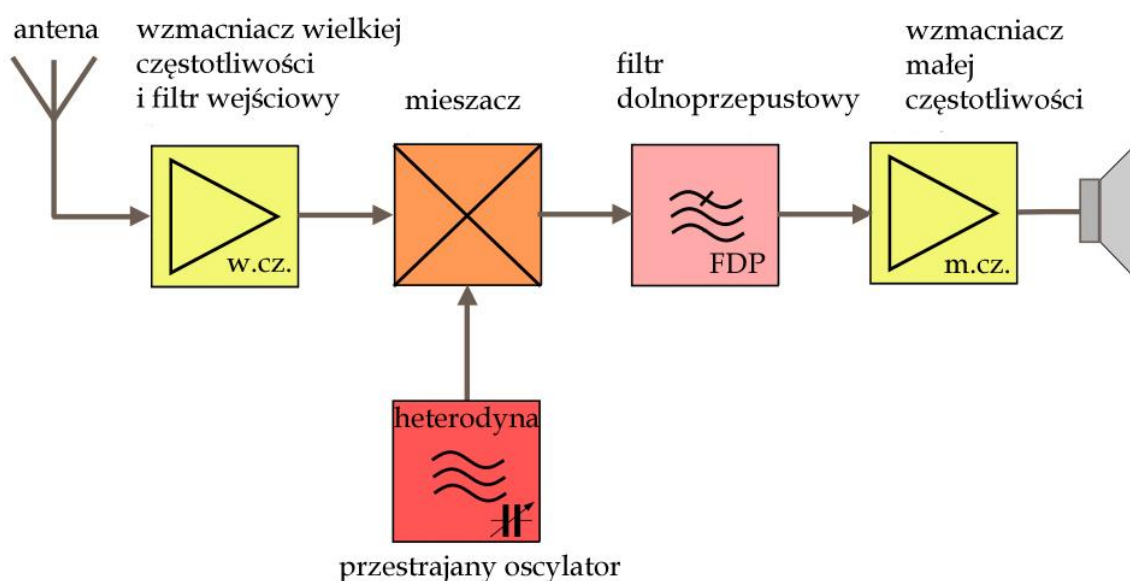
Rys. 4.14.1. Odbiornik reakcyjny z TA7642

5. Odbiorniki homodynowe

W odbiornikach homodynowych czyli z bezpośrednią przemianą częstotliwości (ang. *direct conversion*, niem. *DC-Empfänger*, m. fr. *récepteur homodyne*) następuje zmieszanie sygnału odbieranego z sygnałem pochodzącym z lokalnego generatora – heterodyny. Dla sygnałów telegraficznych częstotliwość heterodyny powinna być taka, żeby po zdudnieniu otrzymać ton sygnałów odpowiadający upodobaniu słuchacza. W przypadku sygnałów jednowstęgowych powinna ona odpowiadać częstotliwości wytłumionej nośnej. Odbiór dwuwstęgowych sygnałów z modulacją amplitudy jest o tyle trudniejszy, że konieczne byłoby zapewnienie zgodności fazy sygnału heterodyny z fazą nośnej co oznacza dodatkową komplikację układu.

Selektywność odbiornika zapewnia znajdujący się na wyjściu detektora filtr dolnoprzepustowy (FDP), a wzmocnienie – wzmacniacz małej częstotliwości.

Wadą prostych odbiorników homodynowych jest odbiór dwóch sygnałów jednocześnie – sygnały małej częstotliwości powstają zarówno w wyniku zdudniania sygnałów w.cz. położonych powyżej częstotliwości heterodyny jak i poniżej. Przykładowo jeżeli pożądany sygnał telegraficzny znajduje się na częstotliwości wyższej o 1 kHz od heterodyny, a poniżej w tej samej odległości znajduje się sygnał innej stacji to oba dadzą ton 1 kHz i będą sobie wzajemnie przeszkadzać w odbiorze. Odbiór dwusygnałowy (dwuwstęgowy) można wyeliminować w bardziej rozbudowanych układach korzystając z fazowej metody kompensacji. Drugą wadą jest zapewnienie całości wzmocnienia przez wzmacniacz pracujący w jednym i tym samym zakresie częstotliwości (m.cz.) ponieważ przy koniecznych dużych wzmocnieniach łatwiej dochodzi do wzbudzenia się wzmacniacza. Dodatkowo w tranzystorach występuje szum śrutowy podnoszący ogólny poziom szumów odbiornika w zakresie niskich częstotliwości – zwłaszcza przy słabych sygnałach. W odbiornikach wyposażonych we wzmacniacze wielkiej częstotliwości sygnał wyjściowy z detektora jest już na tyle wzmocniony, że szumy wzmacniacza m.cz. nie odgrywają istotnej roli.



Rys. 5.1. Schemat blokowy odbiornika homodynowego

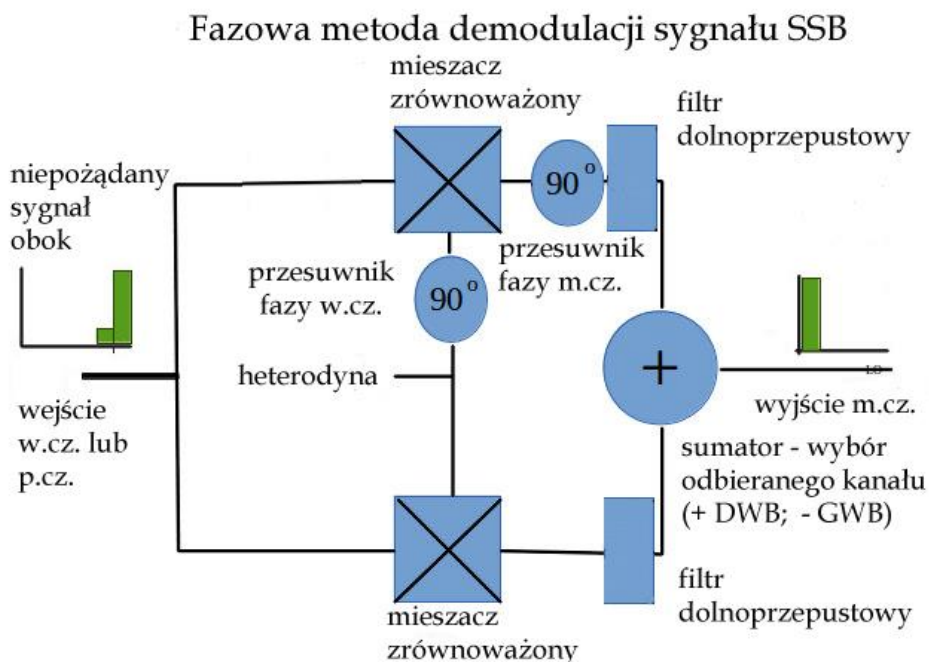
Kolejną słabą stroną odbiorników homodynowych jest niebezpieczeństwo przenikania sygnału heterodyny do anteny. W znacznym stopniu można temu zaradzić stosując mieszacze podwójnie zrównoważone, ale korzystne jest również stosowanie wzmacniaczy w.cz. separujących mieszacz od anteny.

W interesujący sposób zapobiega się temu niebezpieczeństwu w układzie detektora Poliakowa, RA3AAE z dwoma diodami połączonymi równolegle, ale w przeciwnych kierunkach. Heterodyna pracuje w nim na częstotliwości o połowę niższej, a podwajanie częstotliwości zachodzi dopiero w samym mieszaczu. Oprócz mieszacza dwudiodowego spotykane są także inne warianty mieszaczy podharmonicznych czyli korzystających z sygnału heterodyny o połowę niższej częstotliwości.

Najważniejszymi zaletami odbiorników z bezpośrednią przemianą jest prostota ich konstrukcji i brak wymagających strojenia obwodów pośredniej częstotliwości. Z tych względów cieszą się one pewną popularnością wśród konstruktorów nieskomplikowanych odbiorników krótkofalarskich i dobrze nadają się jako pierwsze odbiorcze konstrukcje własne.

W mniejszym zakresie niż w przypadku omówionych poprzednio odbiorników z bezpośrednim wzmocnieniem spotykane jest podobne oznaczenie mHn, gdzie m oznacza liczbę stopni wzmocnienia w.cz., H – homodynowy stopień przemiany częstotliwości i n – liczbę stopni wzmacniacza małej częstotliwości. Przykładowo więc oznaczenie 1-H-3 informuje o tym, że odbiornik homodynowy posiada pojedynczy stopień wzmocnienia w.cz. i trzy stopnie wzmocnienia m.cz.

W układach odbiorników z bezpośrednią przemianą częstotliwości z fazową kompensacją niepożądanego wstęgi występują dwa torry homodynowe, z tym, że do jednego nich doprowadzony jest sygnał heterodyny przesunięty w fazie o 90 stopni. Również sygnał m.cz. z jednego z torów musi zostać przesunięty o 90 stopni i tak uzyskane dwa sygnały m.cz. zostają zsumowane ze sobą. Trudnością w realizacji rozwiązań tego typu jest konstrukcja przesuwnika fazowego m.cz. zapewniającego przesunięcie fazy 90° w całym paśmie akustycznym (choć jest ono w sygnałach SSB ograniczone do około 3 kHz) z dokładnością poniżej 1 stopnia. Odchyłki fazy przekraczające tę wartość skutkują niedostatecznym tłumieniem sygnałów niepożądanych. Również odchyłki amplitud przekraczające 1% odbijają się niekorzystnie na uzyskiwanym tłumieniu.



Rys. 5.2. Schemat blokowy odbiornika z fazową kompensacją niepożądanego wstęgi

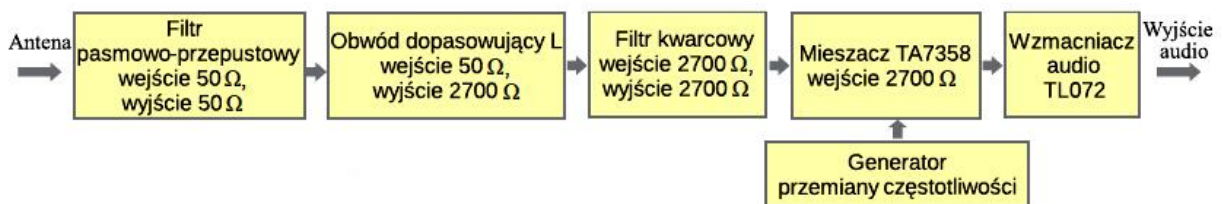
Mimo wymienionych wad odbiorniki homodynowe cieszą się powodzeniem wśród amatorów-konstruktorów dzięki prostocie układu i nieskomplikowanemu strojeniu w trakcie uruchamiania (brakowi wymagających strojenia obwodów pośredniej częstotliwości).

5.1. Odbiorniki homodynowe do odbioru emisji cyfrowych

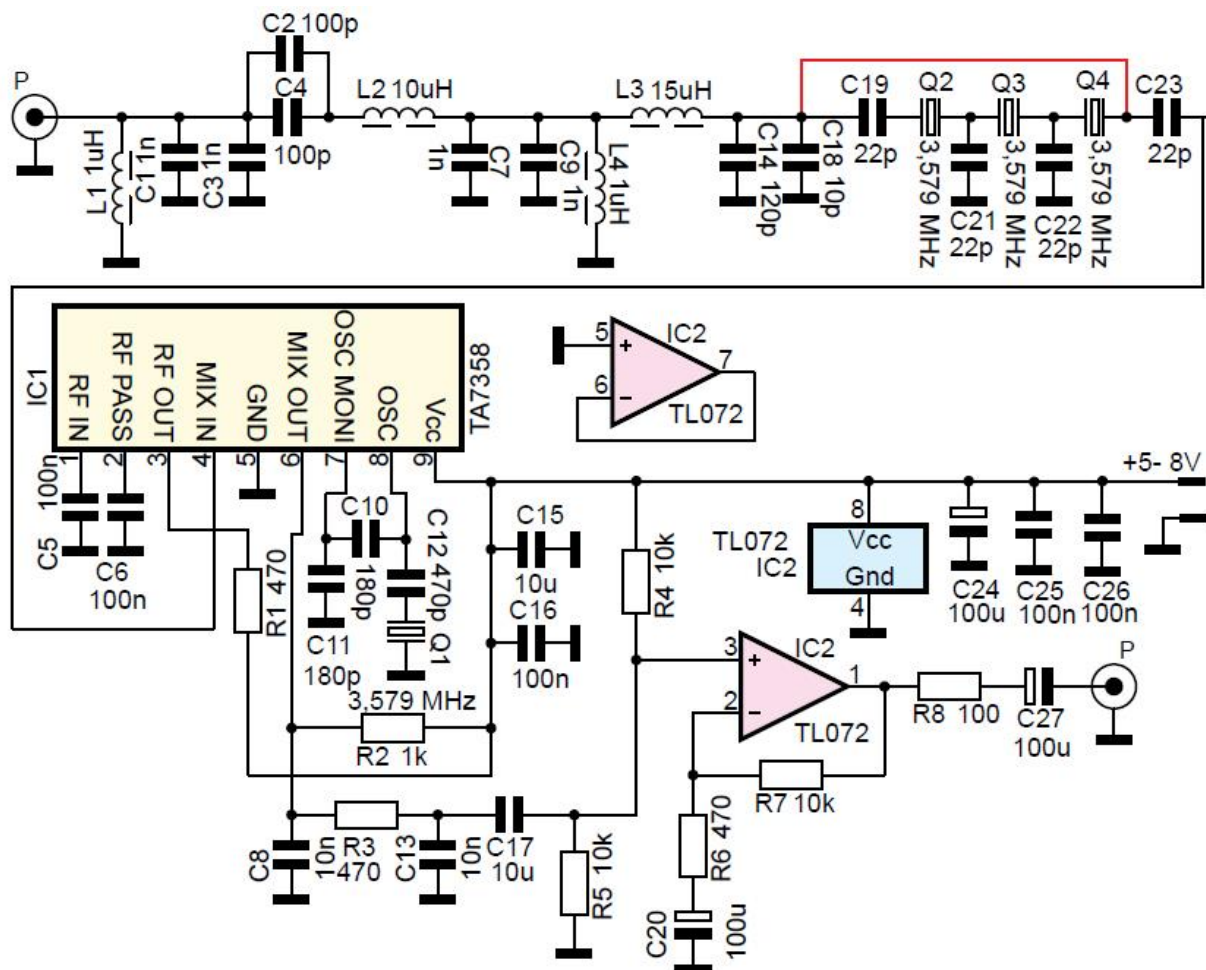
Opisany w numerze 3/2017 *Elektroniki dla Wszystkich* odbiornik konstrukcji SQ4AVS służy do odbioru wąskiego wycinka pasma 80 m wokół częstotliwości 3579 kHz, w którym pracują stacje nadające emisjami cyfrowymi PSK31 itp.

Odbiornik zawiera na wejściu filtr pasmowo-przepustowy o opornościach wejściowej i wyjściowej 50 Ω i szerokości pasma 1,546 kHz (na poziomie -3 dB), układ dopasowujący do oporności wejściowej filtru kwarcowego 2700 Ω , filtr kwarcowy złożony z trzech rezonatorów na częstotliwość 3579 kHz o paśmie przenoszenia 1,7 kHz (na poziomie -3 dB), stopień przemiany częstotliwości (detektor) na układzie scalonym TA7358, filtr dolnoprzepustowy (C8, C13 i R3) i stopień niskiej częstotliwości na

niskoszumnym wzmacniaczu operacyjnym TL072. Jego wzmocnienie jest określone przez stosunek oporności R7 i R6 i dla wartości podanych na schemacie wynosi około 20. Opornik R8 na wyjściu wzmacniacza zapobiega jego wzbudzeniu się. Wzmocniony sygnał niskiej częstotliwości jest następnie podawany na wejście mikrofonowe komputera PC i dekodowany na nim za pomocą takich programów jak MultiPSK, Fldigi, MixW i podobnych. Wyświetlają one na ekranie odebrane i zdekodowane teksty. Kondensatory filtra pasmowo-przepustowego powinny być wykonane z ceramiki NPO (COG). Dla sygnałów o niskich częstotliwościach antena jest zwarta do masy za pośrednictwem cewki L1. Sygnał za filtrem jest transformowany w obwodzie typu L w celu dopasowania do oporności 2700 Ω. Oporność wejściowa i wyjściowa filtra kwarcowego została dobrana tak, aby uzyskać dopasowanie do wejścia mieszacza TA7358. Dzięki zastosowaniu filtra kwarcowego uzyskuje się dobrą eliminację sygnału lustrzanego (niepożądaną wstęgi, której odbiór jak wiadomo stanowi słabą stronę odbiorników homodynowych). Heterodyna odbiornika jest stabilizowana kwarcem o tej samej częstotliwości.



Rys. 5.1.1. Schemat blokowy odbiornika dla emisji cyfrowych SQ4AVS



Rys. 5.1.2. Schemat ideowy odbiornika SQ4AVS

Układ scalony TA7358 zawiera wzmacniacz pracujący w układzie wspólnej bazy (WB, 0B) – wyprowadzenia 1, 2, 3, mieszacza zrównoważony pracujący w układzie komórki Gilberta – wyprowadzenia 4, 6, 9 i generator o wyprowadzeniach 7, 8, 9. Zasilanie jest doprowadzone do nóżki 9, a masa – do nóżki

5. W opisanym układzie nie wykorzystano wzmacniacza w.cz. gdyż obniżyłoby to odporność odbiornika na przesterowania. Wejścia wzmacniacza są zablokowane do masy kondensatorami, ale można je też zewrzeć do masy. Kondensatory C10 i C1 w obwodzie heterodyny umożliwiają wzbudzenie się drgań. Częstotliwość pracy generatora lokalnego można obniżyć stosując zamiast kondensatora C12 cewkę o indukcyjności 1 – 2,2 μH (najlepiej nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym). Obniżenie częstotliwości heterodyny powoduje przesunięcie sygnału akustycznego w górę, co poprawia stosunek sygnału do szumu przez odsunięcie go od zakresu, w którym występują szumy śrutowe.

Odbiornik można zasilać napięciem 5 – 8 V. W filtrze zastosowano dławiki osiowe o podanych na schemacie indukcyjnościach.

W praktyce okazało się, że nie ma potrzeby dobierania rezonatorów kwarcowych ponieważ mają one niski rozrzut częstotliwości rezonansowych, ale na wszelki wypadek lepiej kupić 5 sztuk i dobrać w razie potrzeby. Można tego dokonać korzystając z generatora odbiornika i włączając mierzone rezonatory z miejsce Q1. Przed dokonaniem pomiaru częstotliwości rezonator powinien pracować 5 minut w celu ustabilizowania go termicznie. Rozrzut częstotliwości rezonansowych rezonatorów filtru nie powinien przekraczać 100 Hz.

Filtr kwarcowy można wogóle pominąć i wtedy zbędne są kondensatory C19, C21 – C23 oraz oczywiście kwarce. Kondensator C23 można zastąpić kondensatorem 1 nF.

Tabela 5.1.1

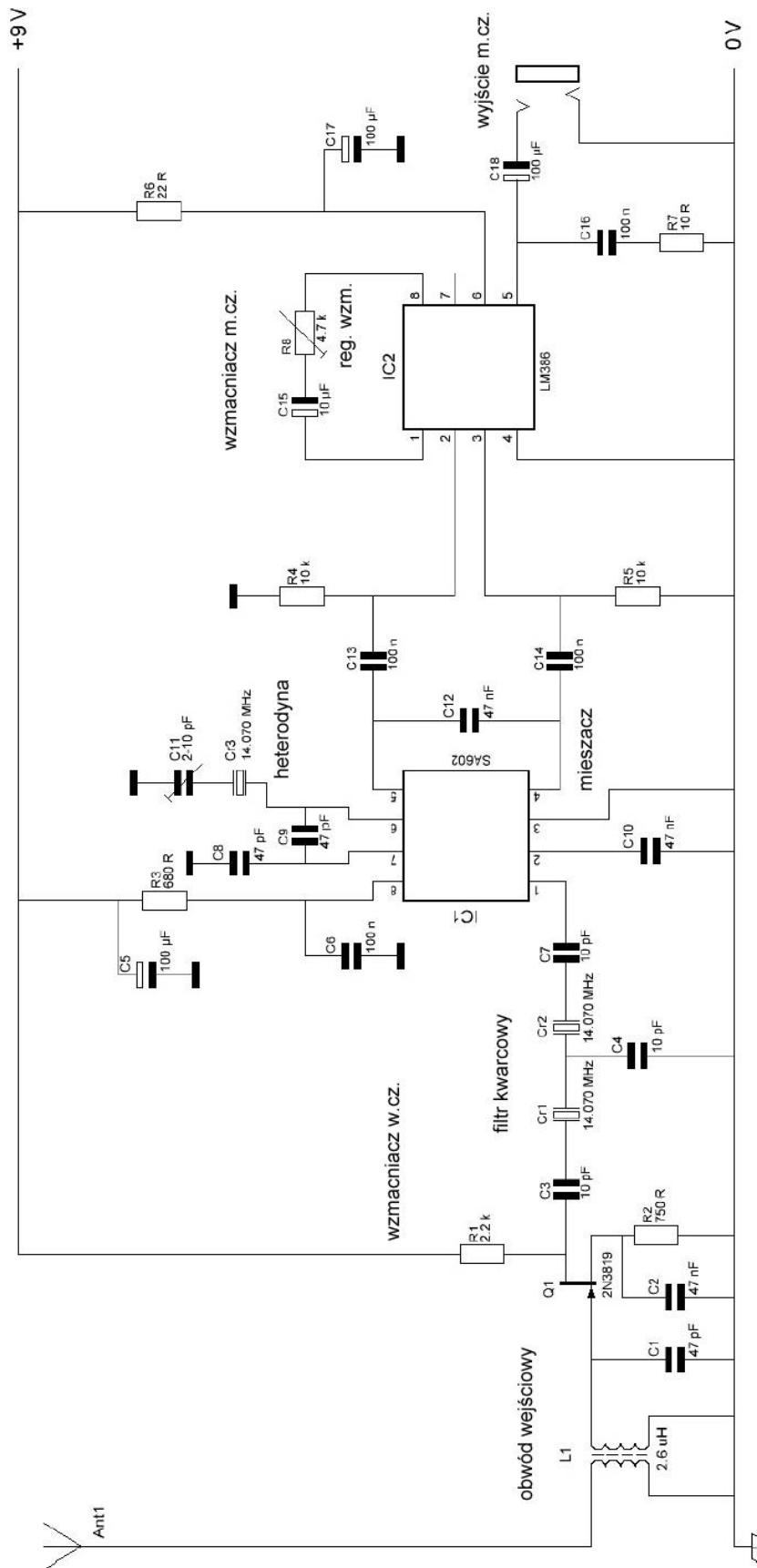
Spis elementów odbiornika SQ4AVS

Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R3, R6	470 Ω	R2	1 k Ω
R4, R5, R7	10 k Ω	R8	100 Ω
C12	470 pF	C14	120 pF
C18	10 pF	C1, C3, C7, C9	1 nF
C10, C11	180 pF	C15, C17	10 μF
C19, C21, C22, C23	22 pF	C2, C4	100 pF
C20, C24, C27	100 μF	C5, C6, C16, C25, C26	100 nF
C8, C13	10 nF	IC1	TA7358
IC2	TL072	L2	10 μH
L3	15 μH	L1, L1	1 μH
Q1 – Q4	3,579 MHz		

W odbiorniku RSGB na pasmo 20 m (rys. 5.1.3) po wzmacniaczu w.cz. na tranzystorze polowym znajduje się dwukwarcowy filtr dostrojony do częstotliwości 14,070 MHz. W stopniu przemiany użyty jest scalony mieszacz NE612. Heterodyna odbiornika jest stabilizowana kwarem Cr3 o częstotliwości 14,070 MHz. Wyjściowy sygnał m.cz. jest wzmacniany za pomocą układu scalonego LM386 i z jego wyjścia jest podawany na wejście mikrofonowe lub linii komputera w celu zdekodowania sygnałów emisji cyfrowych.

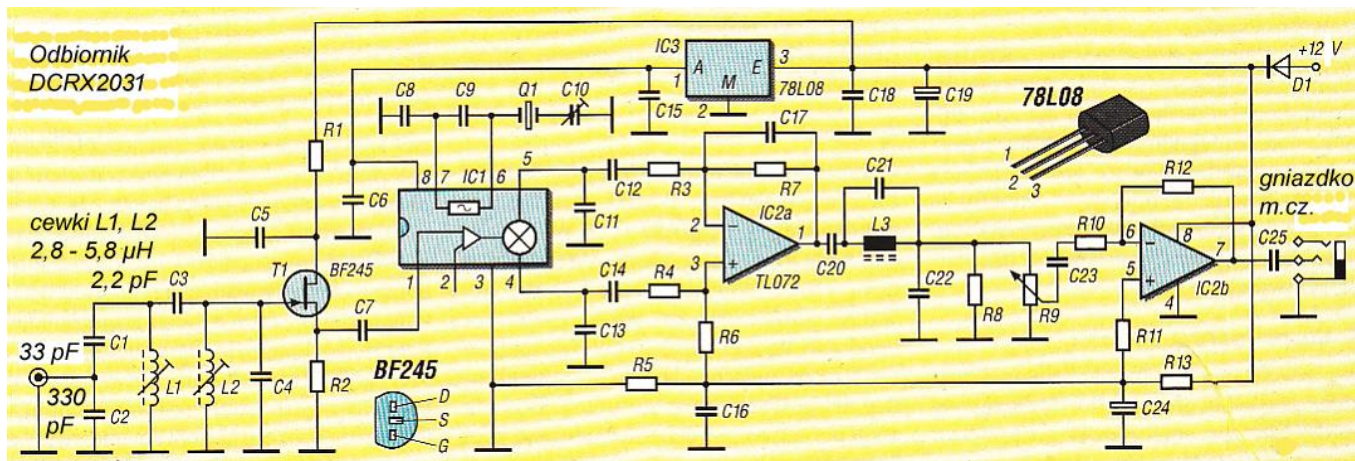
Tabela 5.1.2. Wykaz elementów odbiornika RSGB

Element	Wartość	Element	Wartość
L1	2,6 μH	R1	2,2 k Ω
C1, C8, C9	47 pF	R2	750 Ω
C2, C10, C12	47 nF	R3	680 Ω
C3, C4, C7	10 pF	R4, R5	10 k Ω
C5, C17, C18	100 μF	R7	10 Ω
C6, C13, C14, C16	100 nF	R8	4,7 k Ω pot. montażowy
C11	Trymer 2 – 30 pF	R6	22 Ω
C15	10 μF	IC1	NE612
Cr1 – Cr3	Kwarce 14,070 MHz	IC2	LM386
		T1	2N3819, BF245



Rys. 5.1.3

Odbiornik DCRX2031 konstrukcji DG2XK (*Funkamateur* 5/2005) pokrywa podzakres emisji cyfrowych w paśmie 20 m. W stopniu przemiany częstotliwości (detekcji homodynowej) użyto scalonego mieszacza NE612, a we wzmacniaczu m.cz. wzmacniaczy operacyjnych TL072, TL082 lub podobnych. W oryginalnej konstrukcji częstotliwość kwarcu Q1 w obwodzie heterodyny została przeciągnięta z 14,060 MHz na 14,070 MHz, ale można też użyć kwarcu 14,070 MHz albo o bardziej zbliżonej częstotliwości. Wtórnik wejściowy na tranzystorze T1 służy do dopasowania impedancji anteny do wejścia mieszacza.



Rys. 5.1.4. Odbiornik na pasmo 20 m

Sygnały z symetrycznego wyjścia mieszacza są podawane na wejścia odwracające i nieodwracające wzmacniacza operacyjnego. Filtr zaporowy L3, C21 ma częstotliwość rezonansu 4,3 kHz i przyczynia się dzięki temu do skuteczniejszego ograniczenia pasma m.cz. do 2,7 kHz. Mieszacz i heterodyna są zasilane napięciem stabilizowanym 8 V ze stabilizatora IC3.

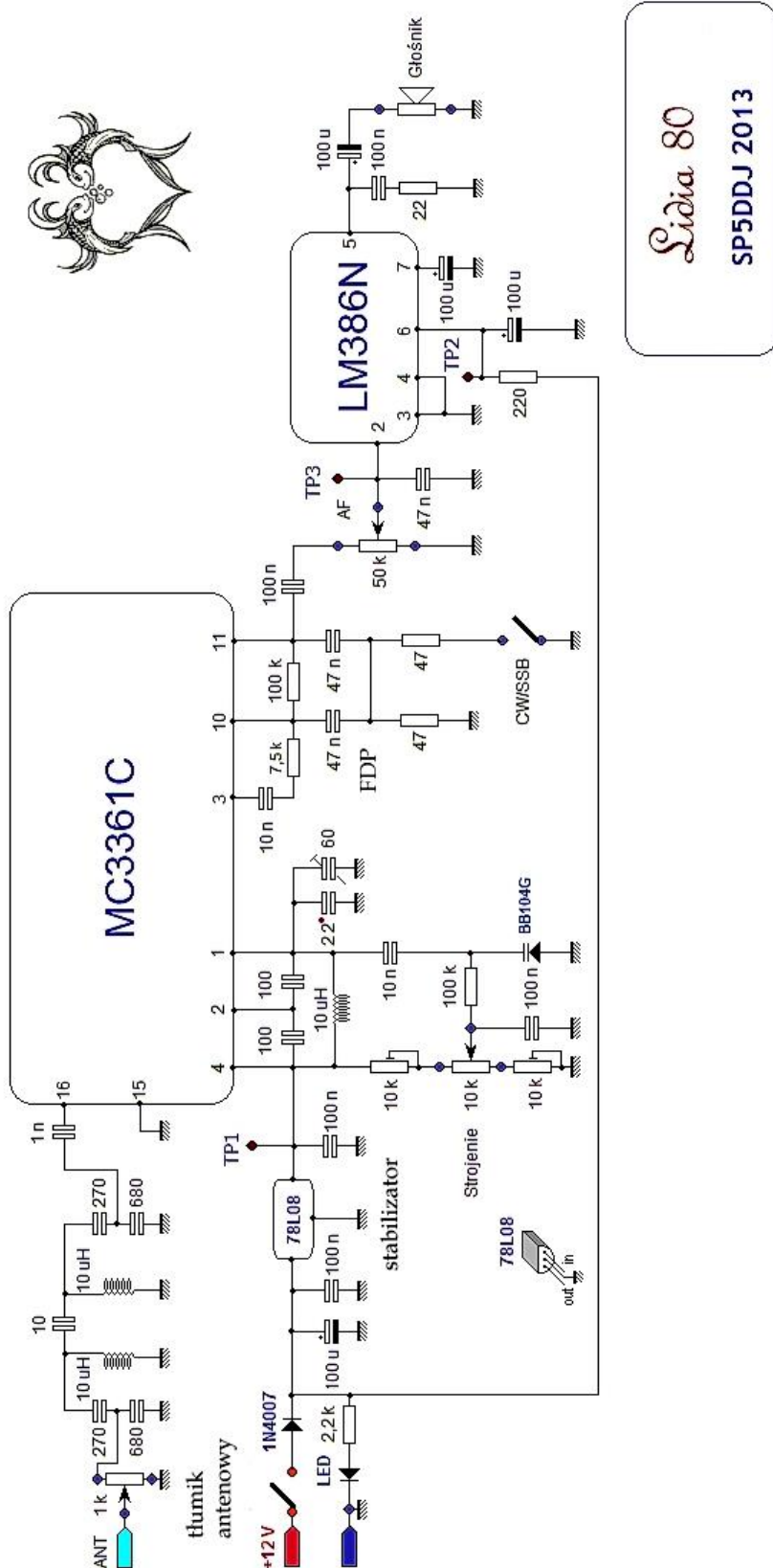
Tabela 5.1.3. Wykaz elementów odbiornika DCRX2031

Element	Wartość	Element	Wartość
C1	33 pF	R3, R4	10 kΩ
C2	330 pF	R5, R13	4,7 kΩ
C3	2,2 pF	R6, R7	100 kΩ
C4	22 pF	R9	10 kΩ, pot. log., głośność
C5, C6, C15, C16, C18, C22, C25	100 nF	R10, R11	3,3, kΩ
C7, C17	1 nF	R12	330 kΩ
C8, C9	100 pF	L1, L2	27040-53AM, 2,8 – 5,8 μF
C10	Trymer 4 – 20 pF	L3	Dławik 009P 33mH
C11, C12, C13, C14	33 nF	Q1	Kwarc 14,060 MHz
C19, C24	47 μF	D1	1N4001
C20	470 nF	T1	BF245C
C21	47 nF	IC1	NE612
C23	150 nF	IC2	TL072, TL082 itp.
R1	100 Ω	IC3	78L08
R2, R8	2,2 kΩ		

Dla pasma 30 m cewki L1 i L2 powinny mieć indukcyjności 2,8 μH, kondensator C1 91 pF, C2 470 pF, C3 2,2 pF (lub nieco większą), C4 68 pF, C9 i C8 po 100 pF, a kwarc Q1 10,145 MHz (należy przeciągnąć w dół dla pokrycia okolic 10140 kHz).

5.2. Odbiornik na pasmo 80 m

„Lidia80” jest odbiornikiem homodynowym konstrukcji SP5DDJ przeznaczonym do odbioru w paśmie 80 m. W detektorze pracuje układ scalony MC3361C, będący w rzeczywistości torem pośredniej częstotliwości odbiorników UKF-FM, a we wzmacniaczu m.cz. niezawodny układ LM386.

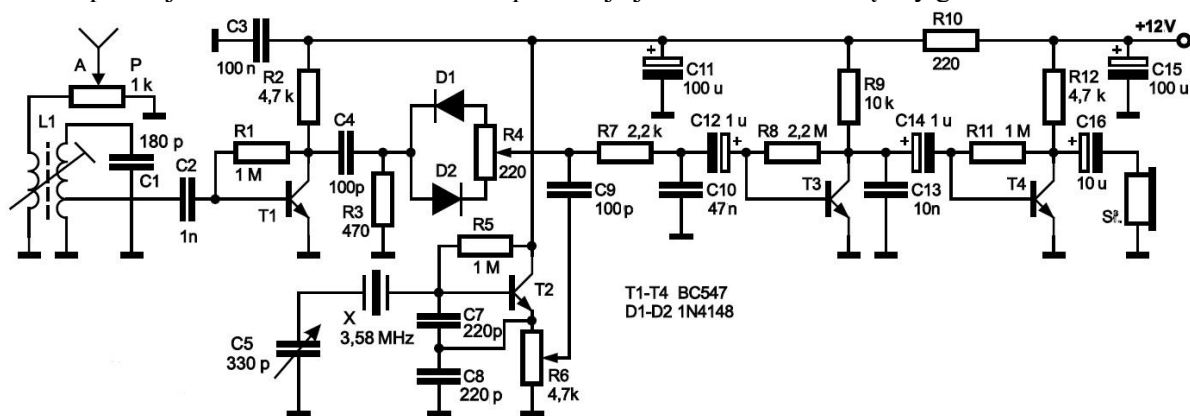


Lidia 80
SP5DDJ 2013

Rys. 5.2.1

5.3. Odbiorniki z detektorem Poliakowa

Opisany w numerze 6/2016 *Świata Radio* odbiornik homodynowy na pasmo 40 m z detektorem Poliakowa – mieszaczem podharmonicznym – zawiera cztery tranzystory BC547 i mieszacz na dwóch diodach połączonych antyrównolegle. Sygnał generatora lokalnego musi mieć amplitudę przekraczającą napięcie progowe diod tak, aby przewodziły one dolne i górne szczyty sinusoidy, a więc po dwa impulsy na okres drgań – sygnał wejściowy jest dwukrotnie przepuszczany do obciążenia. Heterodyna na tranzystorze T2 może dzięki temu pracować na połowie częstotliwości odbioru i jest stabilizowana za pomocą rezonatora ceramicznego 3,58 MHz. Kondensator C5 służy do przeciągania częstotliwości drgań w wąskim zakresie. Zamiast kondensatora strojeniowego C5 można użyć diody pojemnościowej przestrajanej za pomocą potencjometru 10-obrotowego. Na wejściu odbiornika znajduje się regulowany tłumik – potencjometr P1. Zmiana tłumienia powoduje jednocześnie zmianę siły głosu.



Rys. 5.3.1. Schemat ideowy odbiornika

Obwód wejściowy L1–C1 jest dostrojony do środka pasma 40 m. Cewka L1 jest nawinięta przewodem DNE0,4 na ferrytowym rdzeniu pierścieniowym T37-2 (czerwonym).

Tranzystor T1 pracuje jako wzmacniacz w.c.z. w układzie wspólnego emitera (WE). Potencjometr R4 służy do dokładnego zrównoważenia mieszacza-detektora. Dwustopniowy wzmacniacz m.c.z. pracuje na tranzystorach T3 i T4 w układzie wspólnego emitera na tranzystorach BC547 lub podobnych. Jest on przystosowany do obciążenia przez wysokoomowe słuchawki komunikacyjne 1 – 4 kΩ. Słuchawki niskoomowe dają wyraźnie mniejszą siłę głosu. Dla dopasowania wzmacniacza do obciążenia niskoomowego należy dodać stopień wtórnika emiterowego na tranzystorze BC547.

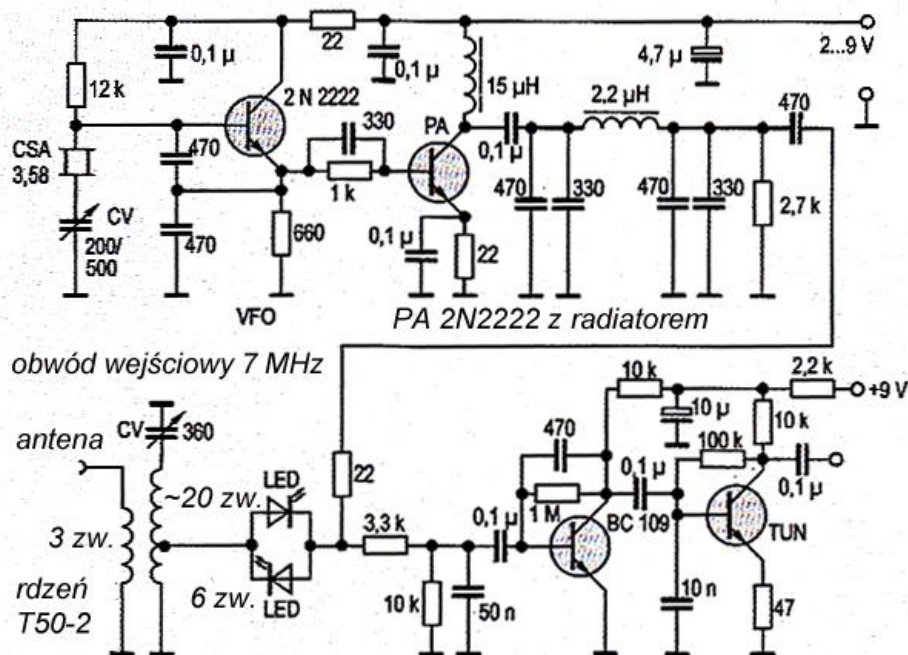
Układ można zmontować na płytce drukowanej z wyfrezowanymi lub wyskrobanymi wysepkami lub na dowolnej płytce uniwersalnej i zamknąć w obudowie plastikowej.

W trakcie uruchamiania układu należy sprawdzić miernikiem uniwersalnym czy na kolektorach tranzystorów (dla T2 na emiterze) panuje napięcie stałe zbliżone do połowy napięcia zasilania. W przypadku znacznych odchyłek należy skorygować oporniki w obwodach polaryzacji bazy. Częstotliwość drgań heterodyny można sprawdzić za pomocą odbiornika lub częstotściomierza. Zakres pracy generatora zależy nie tylko od maksymalnej pojemności kondensatora zmiennego, ale również od dzielnika C7, C8. Przykładowo przy wartościach po 100 pF zakres strojenia C5 zaczynał się na 7050 kHz. W dzielniku warto zastosować kondensatory z zerowym współczynnikiem temperaturowym, choć zwykle kondensatory ceramiczne też zapewniają wystarczającą stabilność. Górną częstotliwość graniczną należy ustawić przy wykręconym rotorze kondensatora za pomocą dołączonego do niego równolegle trimera 10 – 20 pF. Na zakończenie uruchamiania odbiornika należy ustawić potencjometr R6 na maksymalny stosunek sygnał/szum, a potencjometr R4 na minimum niepożądanych sygnałów (ew. na minimum sygnału na oporniku R3 mierzonego sondą w.c.z.). Odbiornik najlepiej zasilac z baterii gdyż jest on wrażliwy na przydzwięk sieci.

Jako anteny można użyć dipola 2 x 10 m. W przypadku wystąpienia zakłóceń wynikających z przesterowania odbiornika (modulacji skrośnej) należy zwiększyć tłumienie wnoszone przez tłumik P1.

W opisanym w numerze 11/2005 *CQDL* odbiorniku na zakres 7 MHz z detektorem Poliakowa w mieszaczu użyto dwóch czerwonych diod elektroluminescencyjnych. Napięcie z heterodyny musi mieć

amplitudę wyższą niż dla diod krzemowych – równą 1,5 V. Tranzystor wyjściowy heterodyny wymaga więc chłodzenia za pomocą radiatora. Użyty w generatorze rezonator ceramiczny zapewnia szeroki zakres przestrajania przy dobrej stabilności częstotliwości. Obwód wejściowy na zakres 7 MHz składa się z cewki nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym T50-2 i kondensatora strojeniowego Cv od odbiornika średniofalowego. Na wyjście drugiego tranzystora m.c.z. (dowolnego typu npn) można podłączyć wzmacniacz głośnikowy na LM386 albo aktywne głośniki od komputera. Pomimo szerokich granic napięcia podanych na schemacie odbiornik najlepiej zasilać napięciem 9 V. Tranzystory 2N2222 można zastąpić przez ich dowolne odpowiedniki europejskie.



Rys. 5.3.2. Odbiornik z mieszaczem podharmonicznym na diodach świecących

5.3.1. Detektor Poliakowa

Charakterystykę napięciowo-prądową mieszacza podharmonicznego, zawierającego dwie diody połączone przeciwnie (germanowe lub krzemowe) przedstawia rysunek 5.3.1.1. Na tym samym rysunku zaznaczono przebieg napięcia wyjściowego z generatora. Charakterystykę tą można opisać przybliżonym wzorem:

$I = AU + BU^2$, gdzie A i B są stałymi współczynnikami.

Rozpatrzmy uproszczony schemat mieszacza z diodami D1 i D2, do których dołączono napięcie U złożone z sumy napięcia wejściowego U_s i generatora U_g :

$$U = U_s \cos(2\Pi f_s t) + U_g \cos(2\Pi f_g t).$$

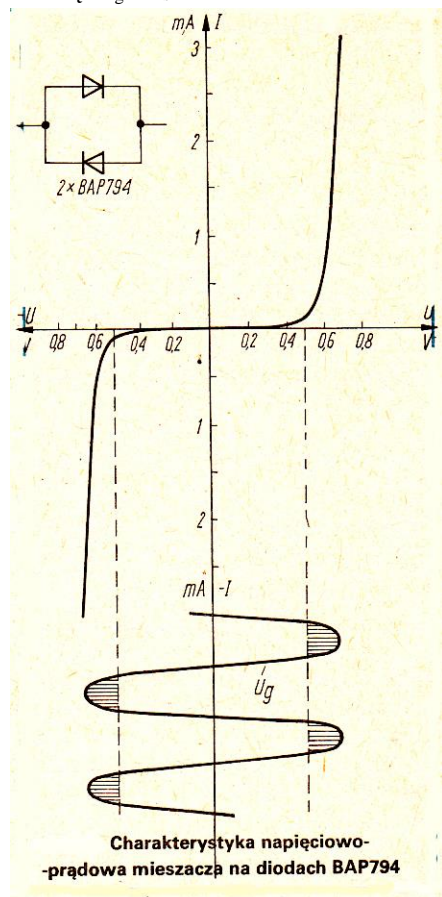
Mieszacz jest obciążony opornikiem R_o zablokowanym do masy kondensatorem C_o . Podstawiając wyrażenie na napięcie U do wyrażenia zauważymy, że w obwodzie z nieliniowym elementem będą płynąć prądy o częstotliwości sygnału f_s , generatora f_g i składowych przemiany z częstotliwościami $2f_g \pm f_s$.

Jeśli napięcie wyjściowe z generatora jest większe od napięcia sygnału wejściowego (przeważnie jest to słuszne ponieważ napięcie generatora jest przeciętnie 1000 razy większe od sygnału wejściowego), to amplituda wyjściowych produktów przemiany okazuje się bardzo mała, praktycznie do pominięcia. Kondensator blokujący C_o eliminuje sygnały o wielkich częstotliwościach oraz sumę obu sygnałów wejściowych i w obwodzie płynie prąd o częstotliwości akustycznej:

$$I = 3/4 U_s U_g^2 \cos(2\Pi(2f_g - f_s)t).$$

Pracę mieszacza można przedstawić następująco: przy przejściu napięcia U_g przez zero (rys. 5.3.1.1) obie diody nie przewodzą i prąd w obwodzie nie płynie. Z napięciowo-prądowej charakterystyki widać, że diody są otwierane i zaczynają przewodzić prąd przy napięciu większym od napięcia progowego, równego przykładowo 0,5 V. Jeżeli do diod przyłączono napięcie generatora 0,6 – 0,7 V, to w jednym okresie diody mieszacza otwierają się i przewodzą prąd dwukrotnie w szczytach dodatniego i ujemnego półokresu. Mieszacz pracuje jako przełącznik, zamykając obwód z częstotliwością równą podwójnej

częstotliwości generatora. Odpowiednio źródło sygnału wejściowego dwukrotnie włącza się do obciążenia (filtr m.cz.). Przy częstotliwości włączania na obciążeniu powstają oscylacje z częstotliwością równą $2f_g - f_s$.



Rys. 5.3.1.1. Charakterystyka mieszacza z przeciwnie połączonymi diodami (źródło: *Radioelektronik*)

W mieszaczu można stosować pary diod różnego rodzaju: detekcyjne, impulsowe, krzemowe i germanowe o małych pojemnościach złącza i dużej częstotliwości pracy. Dobre są do tego celu diody Schottkiego. Nieprawidłowo sparowane diody (o różnych charakterystykach) powodują, że w wyrażeniu opisującym charakterystykę napięciowo-prądową pojawia się człon kwadratowy pogarszający efekt detekcji. Tym niemniej w praktyce prostsze jest zapewnienie identycznych charakterystyk dwóch diod, niż wyregulowanie detektora zrównoważonego mającego kilka elementów.

Opisany mieszacz w zależności od użytych diod pracuje poprawnie w bardzo szerokim zakresie częstotliwości (od fal długich do UKF), odznacza się bardzo dużą dynamiką oraz małymi szumami własnymi.

W zależności od użytych diod należy dobrać odpowiedni poziom sygnału wyjściowego generatora. Dla uzyskania maksymalnej sprawności detekcji (a zarazem czułości odbiornika) diody powinny wchodzić w stan przewodzenia tylko na szczytach napięcia z generatora przy czym stosunek czasu przewodzenia do półokresu powinien być zbliżony do 0,5.

Jeżeli w mieszaczu zastosuje się diody z napięciem progowym równym 0,5 V, to amplituda napięcia z generatora powinna wynosić 0,6 – 0,7 V. Przy mniejszych napięciach diody praktycznie nie będą przewodzić, a przy większych amplitudach wejdą w stan nasycenia.

W obydwu przypadkach współczynnik sprawności detekcji będzie mniejszy oraz wzrosną szumy. W praktyce dobór napięcia z generatora przeprowadza się tak, aby uzyskać maksymalną siłę odbieranych sygnałów.

Selektywność odbiornika jest w największym stopniu zależna od zastosowanego filtra m.cz., natomiast jego czułość od wzmocnienia i szumów własnych wzmacniacza m.cz.

/Andrzej Janeczek, *Radioelektronik*/

5.4. Odbiorniki na pasmo 40 m

Odbiornik z rysunku 5.4.1 jest wyposażony w mieszacz pierścieniowy, heterodynę w układzie Hartleya na złączowym tranzystorze polowym Q6 z buforem na tranzystorach Q5 i Q4 i wzmacniacz głośnikowy na LM386 z przedwzmacniaczem na tranzystorach Q1 i Q2. Pierwszy z nich w układzie wspólnej bazy zapewnia dopasowanie do niskoomowego wyjścia mieszacza, drugi pracuje w układzie wspólnego emitera i oba są zasilane przez tranzystor Q3.

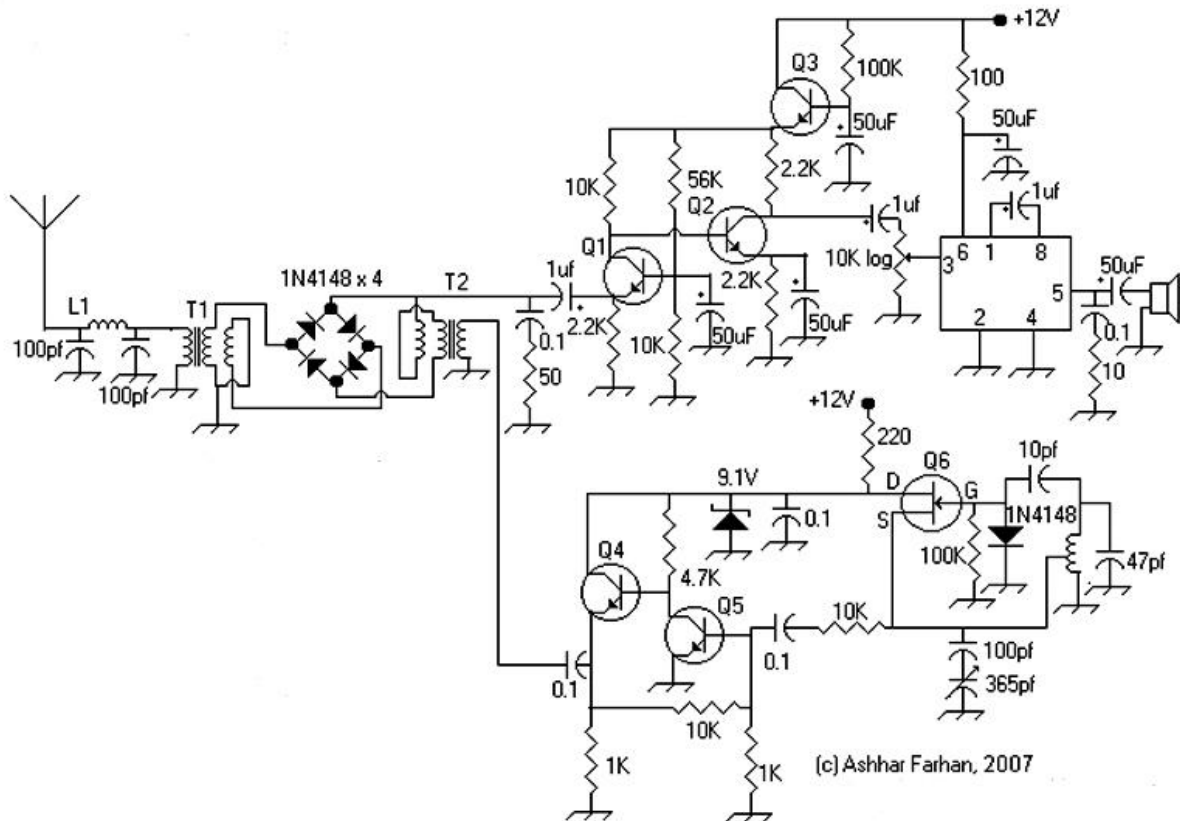
Dane cewek:

L1 5 μH , 50 zwojów przewodu DNE 0,2 mm na uszczelce plastikowej 12 mm, tak jak na rdzeniu pierścieniowym,

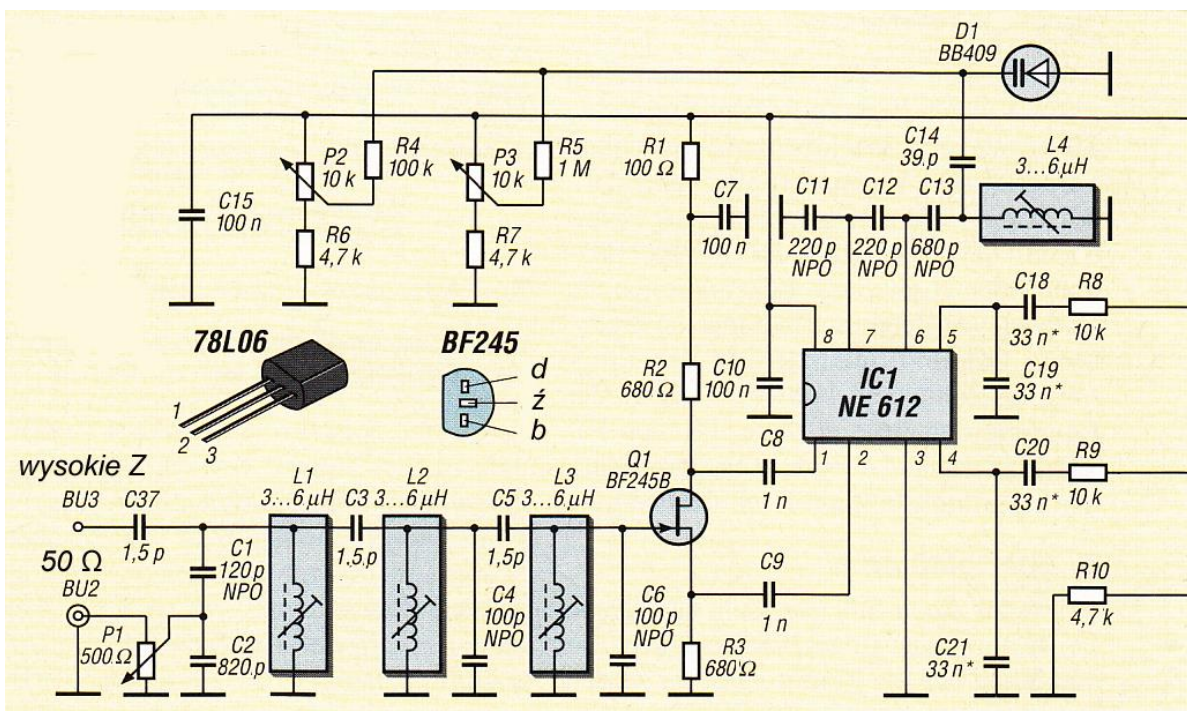
L2 10 μH , 80 zwojów przewodu DNE 0,2 mm z odczepem na 20 zwoju, na takim samym korpusie,

T1, T2 15 zwojów DNE 0,2 mm tryfilarnie na rdzeniu telewizyjnym (może też być rdzeń dwuotworowy). Tranzystory Q1 – Q5 BC547, BC147 itp., Q6 MPF102 itp.

Dla zapewnienia stabilności heterodyny i uniezależnienia jej pracy od wpływów otoczenia powinno się ją zaekranować. Odbiornik jest zasilany napięciem stabilizowanym 12 V. Wersja pokazana na schemacie pokrywa wprawdzie pasmo 40 m, ale łatwo go dostosować do pracy w pasmach 80 lub 30 m. Filtr wejściowy jest dostrojony do środka pasma.



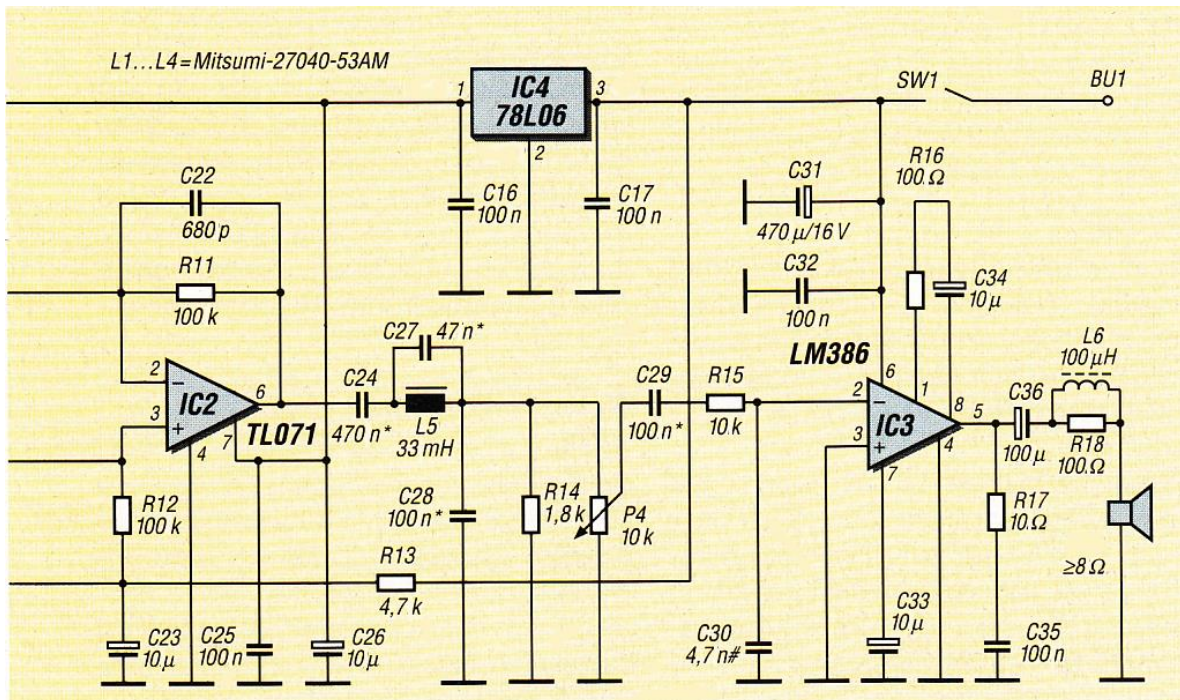
Rys. 5.4.1. Schemat ideowy



Rys. 5.4.2. Stopnie wejściowe odbiornika

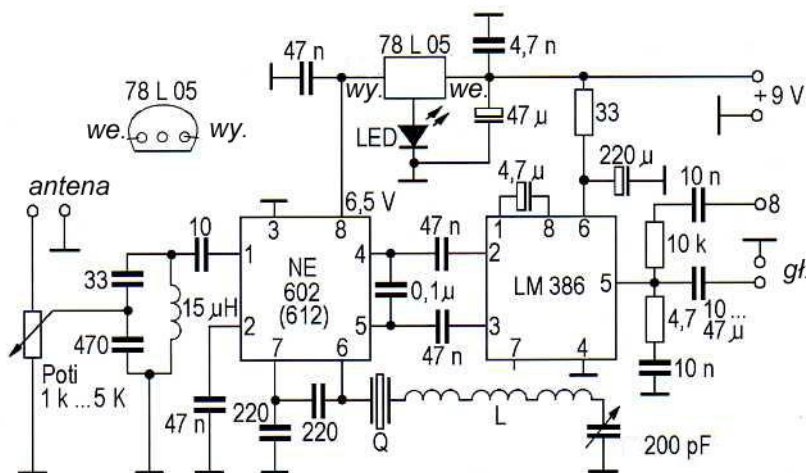
Odbiornik z rysunków 5.4.2 i 5.4.3, konstrukcji DG2XK (*Funkamateurl/2003*), pokrywa wycinek pasma 40 m o szerokości 100 kHz. Jego schemat jest podobny do odbiornika DCRX2031. Ze względu na sąsiedztwo pasma radiofonicznego 41 m, w którym pracują silne stacje nadawcze, na 50-omowym wejściu odbiornika znajduje się tłumik – potencjometr P1 500 Ω. Krótką antenę prętową można podłączyć do gniazdka 3 (kondensatora C37). Następnie sygnał jest podawany przez trzyobwodowy

filtr pasmowy L1 – L3, C2, C3, C4, C6 na bramkę tranzystora polowego BF245 dostarczającego sygnału symetrycznego ze źródła i drenu przez kondensatory C8 i C9 do mieszacza. Zapewnia on dopasowanie impedancji filtra do niskiej impedancji wejściowej NE612. Do obwodu heterodyny należy cewka L4 wraz z kondensatorami C11 – C14 i dioda pojemnościową D1 typu BB409. Kondensatory C11 – C13 mają współczynniki NP0, a C14 ma współczynnik termiczny oznaczony kolorem czarnym. Wszystkie cztery cewki typu 27040-53AM firmy Mitsubishi mają indukcyjności 3 – 6 μH . Do strojenia zgrubnego i dokładnego służą potencjometry P2 i P3 (po 10 k Ω). Na schemacie gwiazdką oznaczono kondensatory MKS-2, a # – kondensatory FKS-2.



Rys. 5.4.3. Stopnie małej częstotliwości

Sygnal m.cz. z mieszacza jest podawany symetrycznie na wejścia + i – wzmacniacza operacyjnego TL071, a następnie poprzez filtr zaporowy 4 kHz L5, C27 i potencjometr regulacji siły głosu P4 10 k Ω na scalony wzmacniacz głośnikowy LM386. Do jego wyjścia można podłączyć głośnik o impedancji 8 Ω lub większej. Całkowite wzmocnienie toru wynosi 100 – 110 dB. Na wejściu odbiornika można zamiast filtra pasmowego LC zastosować filtr ceramiczny 7 MHz.



Rys. 5.4.4. Odbiornik na 40 m

Na rysunku 5.4.4 przedstawiony jest schemat prostego odbiornika homodynego na pasmo 40 m. Zastosowano w nim heterodynę sterowaną kwarcem o częstotliwości 7030 lub 7040 kHz przestrajającym

za pomocą kondensatora zmiennego o pojemności 200 pF. Jako indukcyjność szeregową można zastosować fabryczne dławiki w.cz., przy czym ze względu na utrzymanie stabilności częstotliwości całkowita indukcyjność nie powinna przekraczać 150 μH . Odbiornik można dostosować do pracy w innym paśmie amatorskim po zmianie wartości elementów obwodu wejściowego i kwarcu. Dioda świecąca włączona w przewód masy stabilizatora powoduje podwyższenie napięcia zasilającego z 5 V do 6,5 V. Mieszacz i wzmacniacz głośnikowy są połączone ze sobą symetrycznie, co odróżnia ten układ od wielu innych rozwiązań. Opis pochodzi z numeru specjalnego CQDL „Welt der Schaltungen”.

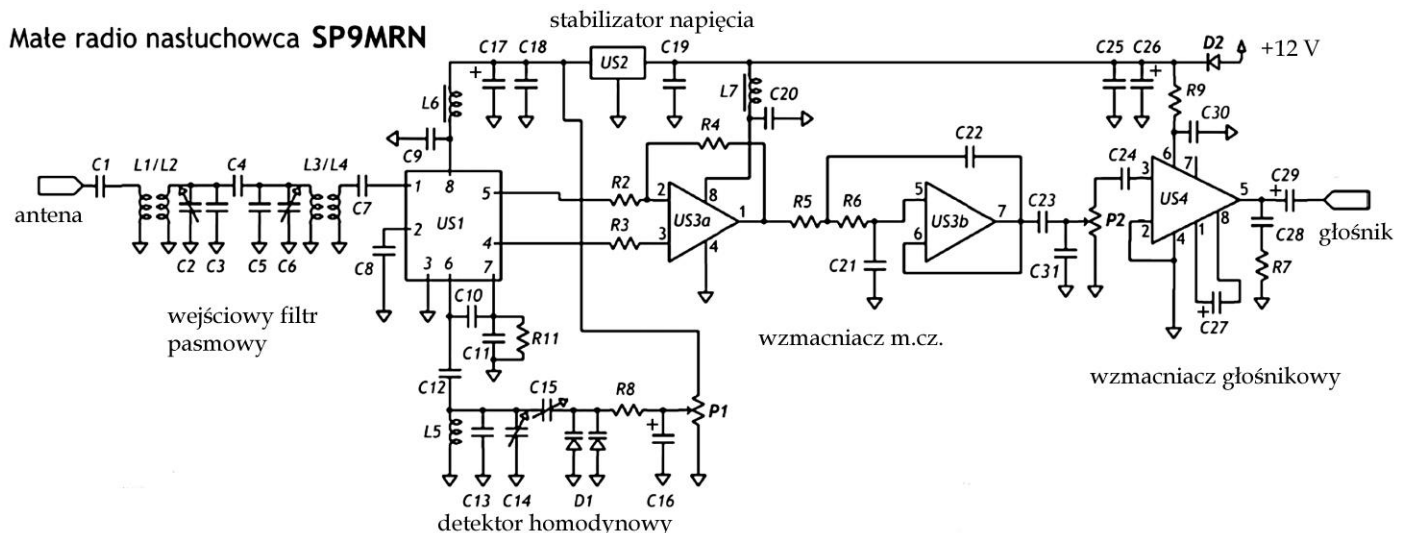
5.5. Odbiornik SP9MRN

Małe radio nasłuchowca konstrukcji SP9MRN zawiera stopień przemiany częstotliwości (detektor homodynowy) na układzie scalonym NE612 (NE602), dwustopniowy wzmacniacz m.cz. na podwójnym wzmacniaczu operacyjnym NE5532 i wzmacniacz głośnikowy LM386. Drugi stopień wzmacnienia m.cz. pełni rolę filtra aktywnego o częstotliwości granicznej 3 kHz.

Na wejściu zastosowano dwuobwodowy filtr pasmowy zawierający cewki L1, L2 i L3, L4 i pojemności odpowiednio C2, C3 i C5, C6. Kondensator C4 jest kondensatorem sprzęgającym obwody. Stopień sprzężenia decyduje o kształcie charakterystyki przenoszenia. Obwód heterodyny składa się z cewki L5, kondensatorów C13 i C14 oraz diody pojemnościowej D1 służącej do przestrajania odbiornika. Napięcie polaryzacji diody jest pobierane z suwaka potencjometru strojeniowego P1. Dioda jest sprzężona z obwodem rezonansowym przez kondensator zmienny C15. Dla zapewnienia stabilności częstotliwości generatora lokalnego (heterodyny) obwód NE612 jest zasilany napięciem stabilizowanym 8 V pochodzącym ze stabilizatora US2.

Cewki L1 – L4 są nawinięte na proszkowych rdzeniach pierścieniowych o dowolnej średnicy, np. T37-2, T68-2 (czerwonych) itp., a cewka heterodyny na rdzeniu T50-6 (żółtym). Cewki L6 i L7 są fabrycznymi dławikami 100 μH .

Dla ograniczenia napięcia polaryzacji diody tak, aby nie zbliżało się zανάdo do zera można w szereg z potencjometrem P1 włączyć od strony masy dodatkowy potencjometr lub opornik. Potencjometr dodatkowy pozwala na zawężenie zakresu przestrajania od strony dolnej granicy pasma. W szereg z P1 od strony napięcia zasilania można także włączyć opornik lub potencjometr ograniczający zakres od góry.



Rys. 5.5.1. Schemat ideowy odbiornika SP9MRN na pasmo 80 m

Tabela 5.5.1. Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
R2, R3	1,2 k Ω	C22	4,7 nF
R4, R8	100 k Ω	C16	1 $\mu\text{F}/16\text{ V}$
R5	12 k Ω	C17, C27	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$

R6	22 k Ω	C26, C29	100 μ F/16 V
R7	4,7 Ω	P1	4,7 – 10 k Ω , liniowy
R9	22 Ω	P2	4,7 – 22 k Ω , logarytm.
R11	2,7 k Ω (nie jest konieczny)	Pot. dodatkowy	1 – 4,7 k Ω , w szereg z P1 od strony masy
C1	1 nF	US1	NE612, NE602
C2, C6, C14	Trymery 5 – 40 pF	US2	LM7808
C15	Trymer 4 – 20 pF lub ok. 15 pF	US3	NE5532
C3, C5	160 pF (150 + 10 pF)	US4	LM386
C4	33 pF	D1	BB204
C7, C9, C18, C19, C20, C23, C24, C25, C28, C30, C31	100 nF	D2	Dowolna prostownicza
C8	10 nF	L1, L4	8 zwojów
C10	100 pF	L2, L3, L5	50 zwojów
C11, C12	470 pF	L6, L7	Dławiki 100 μ H
C13	150 pF (dobrać dla zakr.)		
C21	2,2 nF		

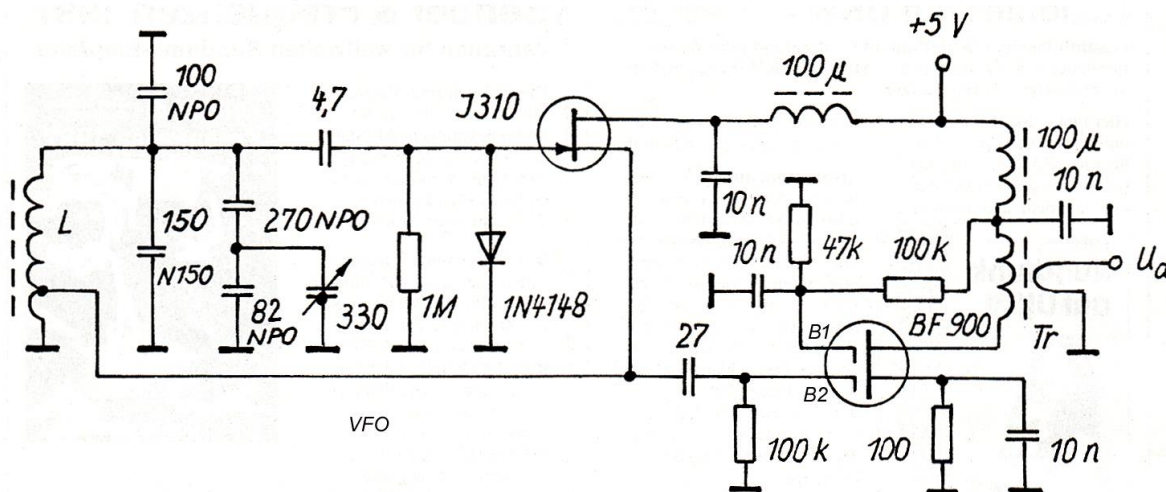
Uwagi:

Uzwojenia L1 i L4 są nawinięte na uzwojeniach L2 i L3. Wszystkie cewki nawinięto na rdzeniach pierścieniowych T37-2 firmy Amidon (lub zbliżonych jak podano powyżej) drutem lub liczą w.cz. 0,33 mm w oplocie bawełnianym.

Opornik przy potencjometrze P1 należy dobierać razem z ustawieniem kondensatora C15 dla uzyskania wymaganego zakresu przestrajania generatora VFO.

5.6. Moduły dla odbiorników z bezpośrednią przemianą

Przedstawione dalej moduły (*Funk 3/1997*) mogą razem złożyć się na odbiornik homodynowy na pasmo 80 m, ale można też wykorzystać je oddzielnie we własnych konstrukcjach.



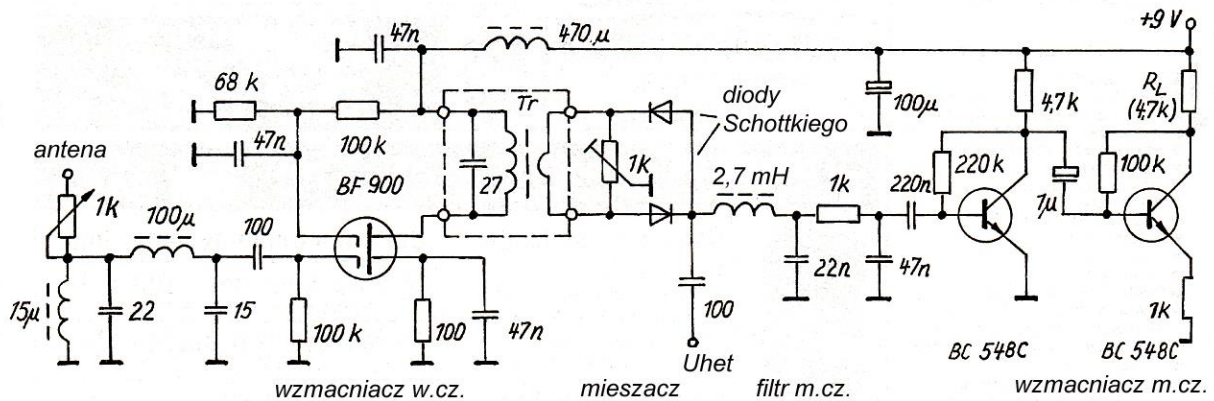
Rys. 5.6.1. Schemat ideowy heterodyny

Ważną częścią odbiornika jest heterodyna, której stabilność decyduje o stabilności odbioru. Do jej przestrajania zastosowano dwusekcyjny kondensator 2 x 320 pF od odbiorników radiowych. Kondensatory obwodu mają dobrane współczynniki temperaturowe, tak aby uzyskać jak najlepszą stabilność częstotliwości. Korzystna jest także kombinacja 150 pF NPO i 82 pF N075. Cewka jest nawinięta na rdzeniu proszkowym T50-6 przewodem DNE 0,5 mm. 35 zwojów cewki należy rozłożyć na 80% obwodu rdzenia. Generator pracuje w układzie Hartleya na polowym tranzystorze złączowym J310 (lub odpowied-

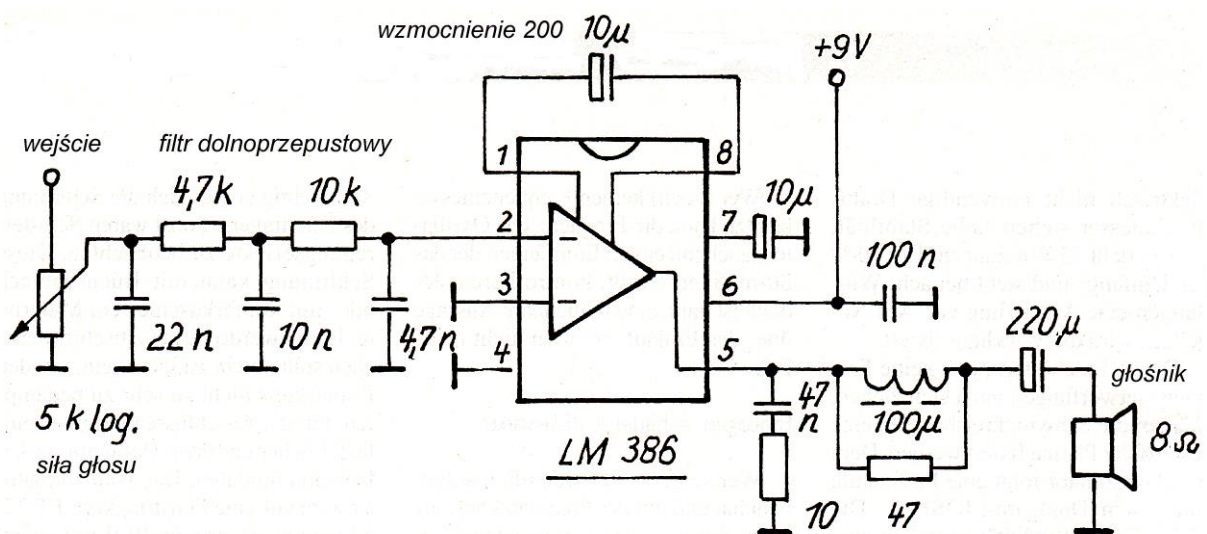
niku), a w stopniu separatora użyty jest tranzystor dwubramkowy. Tranzystor generatora jest sprzężony z obwodem rezonansowym przez małą pojemność aby zminimalizować jego wpływ na obwód. Transformator Tr jest nawinięty na rdzeniu ferrytowym FT37-43. Jego uzwojenie pierwotne składa się z 20 zwojów, a wtórne z 6. Średnica przewodu jest niekrytyczna. Jako dławiki mogą służyć gotowe dławiki fabryczne. Napięcie zasilania heterodyny powinno być stabilizowane np. za pomocą stabilizatora 7805. Tor odbiorczy posiada na wejściu filtr dolnoprzepustowy i nie wymaga dzięki temu dostrajania do odbieranej stacji. Szerokopasmowy transformator w drenie wzmacniacza w.cz. jest w znacznym stopniu tłumiony przez oporność wejściową mieszacza co zapewnia dostateczną szerokość przenoszonego pasma. Jest on nawinięty na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym FT37-43 i zawiera 40 zwojów DNE 0,2 mm uzwojeniu pierwotnym i 4 zwoje DNE 0,2 mm we wtórny. Odbiornik jest na tyle czuły, że może współpracować z krótką anteną zewnętrzną lub nawet z anteną ferrytową.

W mieszaczu można zastosować diody dowolnego typu. Potencjometr na wejściu mieszacza służy do jego zrównoważenia. Jako pozostałych indukcyjności można użyć dławików fabrycznych.

Dwustopniowy wzmacniacz m.cz. nie wyróżnia się niczym szczególnym. Napięcia na kolektorach tranzystorów powinny wynosić 2,5 – 4 V. W obwód kolektora drugiego stopnia można włączyć słuchawki wysokoomowe lub opornik i sygnał wyjściowy podać na wzmacniacz głośnikowy z rysunku 5.6.3. Wzmacniacz głośnikowy na LM386 jest klasycznie rozwiązany i nie wymaga dokładniejszego omówienia.



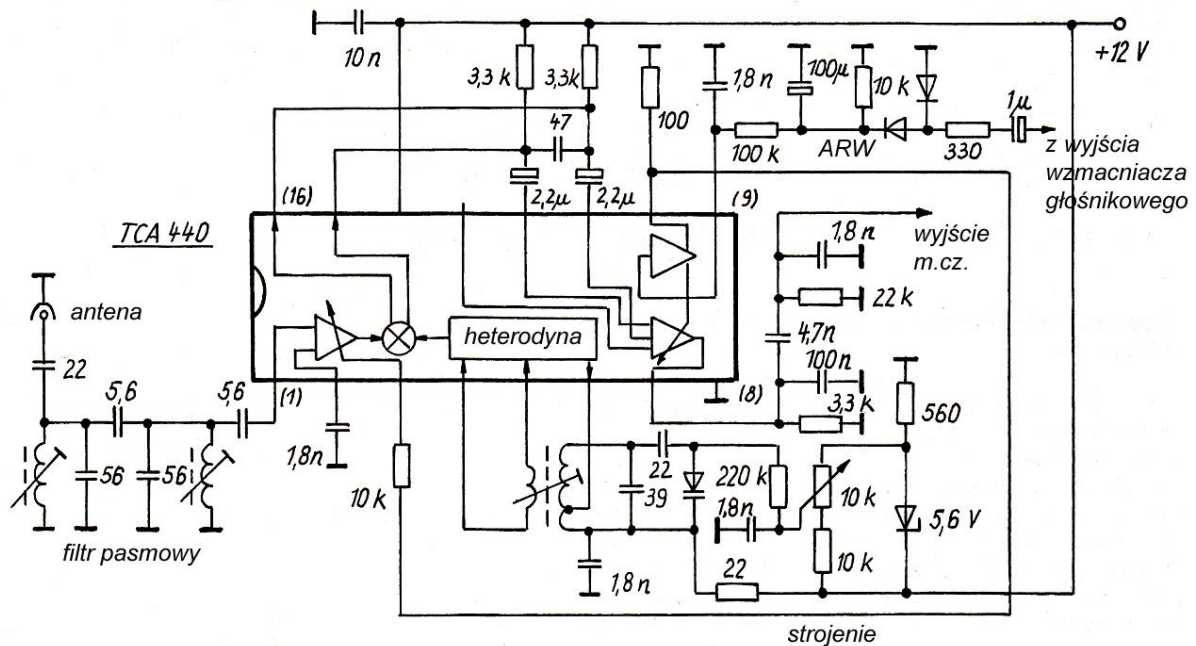
Rys. 5.6.2. Tor odbiorczy z mieszaczem zrównoważonym



Rys. 5.6.3. Wzmacniacz głośnikowy

5.7. Odbiornik z ARW na TCA440

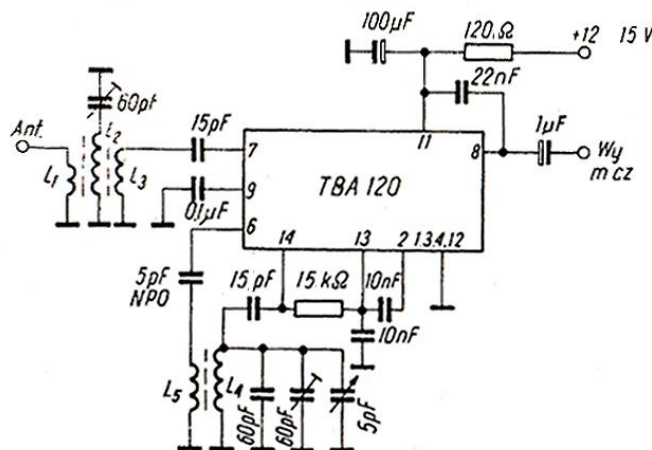
Odbiornik (*Funk 4/1997*) jest przykładem nietypowego zastosowania układu scalonego TCA440 (A244D) zawierającego tor odbiorczy dla odbiorników AM. Mieszacz pracuje tutaj jako detektor homodynowy z własną heterodyną. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości służy do wzmocnienia sygnału m.cz. z wyjścia detektora. Sygnał do automatycznej regulacji wzmocnienia jest pobierany z wyjścia wzmacniacza głośnikowego i po wyprostowaniu w prostowniku diodowym jest wzmocniany przez wewnątrz wzmacniacz automatyki. Steruje on wzmocnieniem wzmacniaczy w.cz. i p.cz. służącego w tym rozwiązaniu jako wzmacniacz m.cz. W dalszej części skryptu opisana jest tak samo działająca przystawka SSB do zwykłych odbiorników AM.



Rys. 5.7.1. Schemat ideowy odbiornika na pasmo 20 m

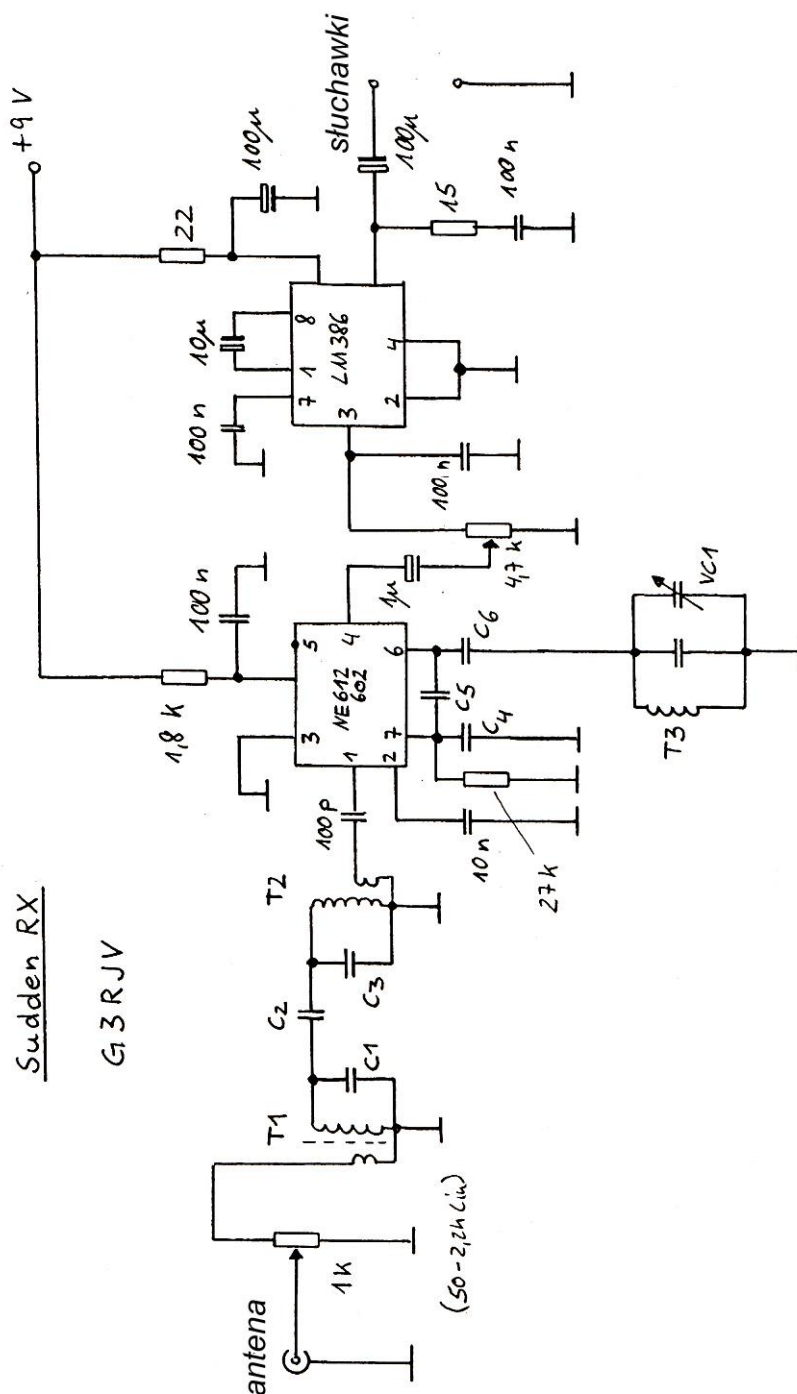
5.8. Odbiornik na pasmo 20 m na TBA120

Prosty odbiornik konstrukcji W5AXS posiada detektor homodynowy na scalonym torze pośredniej i detektorze typu TBA120S od odbiorników UKF-FM. Cewki zostały nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T50-6 i zawierają: L1 – 3 zwoje, L2 – 40 zwojów, L3 – 3 zwoje, L4 – 15 zwojów i L5 – 2 zwoje. Obwód wejściowy jest zestrojony na stałe, natomiast heterodyna jest przestrajana kondensatorem 5 pF. Do wyjścia detektora należy podłączyć dowolny wzmacniacz m.cz.



Rys.5.8.1. Schemat odbiornika z TBA120S

5.9. Odbiornik G3RJV



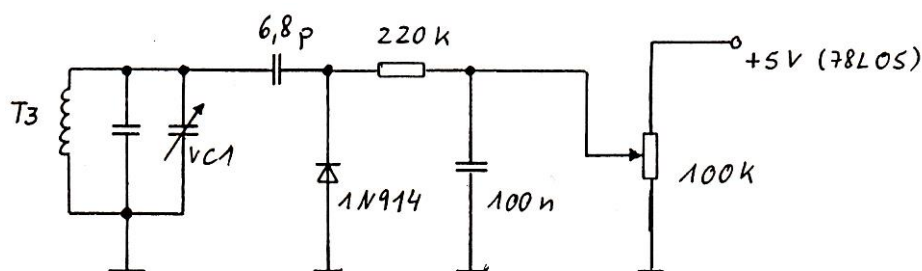
Rys. 5.9.1. Schemat ideowy odbiornika G3RJV

Odbiornik posiada na wejściu dwuobwodowy filtr pasmowy, detektor homodynowy na układzie scalonym NE612 i wzmacniacz głośnikowy na LM386. Jest on więc zasadniczo podobny do kilku wcześniej opisanych rozwiązań. Konstruktor podał jednak wartości elementów filtrów dla różnych pasm amatorskich i dane te można wykorzystać również w innych układach odbiorczych. Indukcyjności są nawinięte na pierścieniowych rdzeniach proszkowych firmy Amidon. Cewki po nawinięciu dobrze jest włożyć na minutę do gotującej wody, aby przewód ułożył się na rdzeniach i nie zmienił później położenia przy zmianach temperatury. Do kondensatorów C1, C3 i VC1 należy podłączyć równolegle trymery o pojemności 20 pF. Zamiast kondensatora strojenieowego można użyć diody pojemnościowej BB139 lub podobnej o zakresie zmian pojemności około 10 – 50 pF.

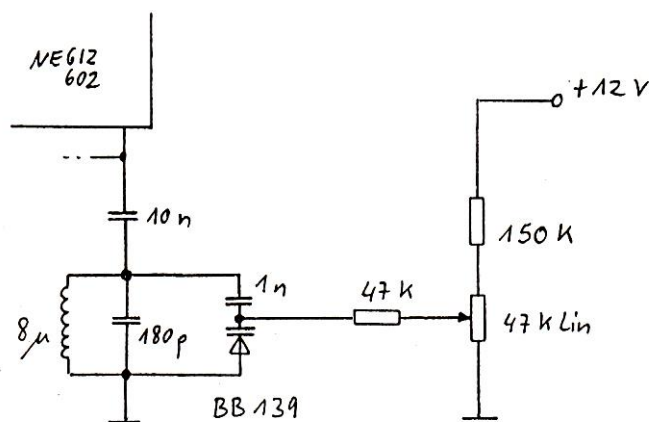
Potencjometr liniowy tłumika antenowego może mieć oporność od 50Ω do $2,2 \text{ k}\Omega$. Do regulacji siły głosu służy potencjometr logarytmiczny $4,7 \text{ k}\Omega$. Jako pojemności w obwodach rezonansowych zastosowano kondensatory ceramiczne NPO.

Tabela 5.9.1. Wykaz elementów zależnych od częstotliwości

Pasma [m]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4, C5 [pF]	C6 [pF]	Zmienny [pF]
160	270	10	220	1 nF	560	100 + 40 strojeniowy
80	47	3	47	1 nF	560	100 + 40 strojeniowy
40	100	8,2	100	560	270	47 + 10 strojeniowy
30	47	3	47	680	220	68 + 10 strojeniowy
20	100	3	100	220	68	68 + 10 strojeniowy
Pasma [m]	T1, T2 [μH]	Zwojów	Rdeń	Przewód		
160	35,5	79	T68-2	DNE 0,2		
80	42,7	93	T50-2	DNE 0,2		
40	5,1	32	T50-2	DNE 0,5		
30	5,3	36	T50-6	DNE 0,5		
20	1,3	18	T50-6	DNE 0,6		
Pasma [m]	T3 [μH]	Zwojów	Rdzeń	Przewód		
160	148	161	T68-2	DNE 0,15		
80	14,6	54	T50-2	DNE 0,3		
40	8,94	43	T50-2	DNE 0,4		
30	3,17	28	T50-6	DNE 0,6		
20	1,75	21	T50-6	DNE 0,6		



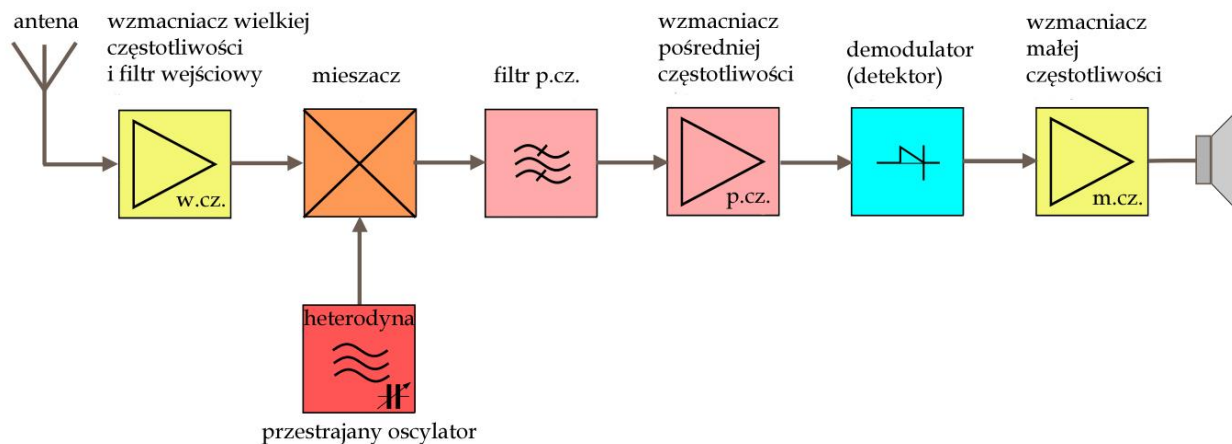
Rys. 5.9.2. Układ precyzyjnego dostrajania – przykład dla pasma 80 m, zamiast diody pojemnościowej użyto zwykłej diody detekcyjnej



Rys. 5.9.3. Strojenie heterodyny za pomocą diody pojemnościowej – przykład dla zakresu 4,0 – 4,15 MHz

6. Odbiorniki z przemianą częstotliwości

Do najbardziej skomplikowanych, ale współcześnie najszerzej stosowanych układów odbiorczych należą odbiorniki superheterodynowe – czyli odbiorniki z przemianą częstotliwości.



Rys. 6.1. Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego z pojedynczą przemianą częstotliwości

Przeważającą część wzmocnienia sygnału przed demodulacją i selektywności zapewnia wzmacniacz pośredniej częstotliwości (p.cz.). Pracuje on na stałej częstotliwości dzięki czemu może być wyposażony w większą liczbę obwodów selektywnych nastrojonych na stałą częstotliwość i nie wymagających przestrajania. Do typowych częstotliwości pośrednich w odbiornikach AM należą 455, 465 i 468 kHz, w odbiornikach UKF-FM 10,7 MHz, a w odbiornikach komunikacyjnych, zwłaszcza konstrukcji amatorskiej około 4, 6, 9, 10,7 i 21,4 MHz albo leżące powyżej 30 MHz (górnej granicy zakresu fal krótkich). Oprócz selektywnych obwodów LC stosowane są filtry z rezonatorami kwarcowymi lub ceramicznymi.

Aby możliwy był odbiór stacji pracujących na wielu częstotliwościach i w wielu zakresach konieczna jest przemiana częstotliwości z częstotliwości nadawania stacji na stałą częstotliwość pośrednią. Następuje to w wyniku zmieszania sygnału odbieranej stacji z sygnałem przestrajanego generatora lokalnego – heterodyny. W stopniu mieszacza (nie miksera jak to jest ostatnio często mylone pod wpływem bezkrytycznie przejmowanej terminologii angielskiej, a przecież język polski na własne bogate słownictwo) otrzymuje się w wyniku zmieszania sygnały o częstotliwościach będących sumą i różnicą częstotliwości odbioru i heterodyny². Przykładowo dla odebrania stacji pracującej na częstotliwości 225 kHz i częstotliwości pośredniej 465 kHz heterodyna musi generować sygnał o częstotliwości 690 kHz. Wadą odbiorników z przemianą częstotliwości jest niebezpieczeństwo odbioru dwóch sygnałów – pożądanego i lustrzanego. Jeżeli przykładowo odbiornik jest dostrojony do stacji nadającej w paśmie 49 m na częstotliwości 6180 kHz to dla częstotliwości pośredniej 465 kHz heterodyna musi generować sygnał o częstotliwości $6180 + 465 \text{ kHz} = 6645 \text{ kHz}$. Nietrudno zauważyć, że częstotliwość 465 kHz otrzymamy również w wyniku odjęcia 6645 kHz od 7010 kHz . Jeżeli więc na tej częstotliwości pracować będzie inna stacja, a obwody wejściowe odbiornika nie stłumią jej w dostatecznym stopniu to będzie ona przeszkadzać w odbiorze pożądanego. Dobroć obwodów wejściowych jest na falach krótkich

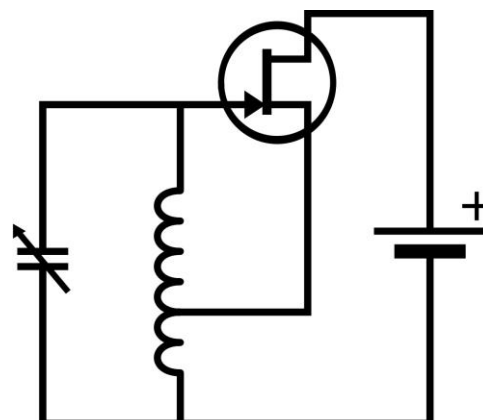
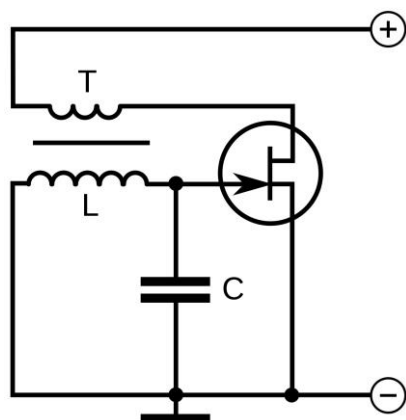
² Mieszacz jest układem elektronicznym, w którym w wyniku nieliniowości charakterystyki (mieszacz sumaryczny) lub wpływu dwóch elektrod sterujących powstają sygnały o częstotliwościach nieistniejących w sygnałach wejściowych – sygnały o częstotliwościach będących sumą i różnicą obydwu. Przeważnie towarzyszą im także sygnały harmoniczne i ich kombinacje. Jest to więc w każdym przypadku stopień pracujący nieliniowo. Natomiast mikser jest urządzeniem liniowym, służącym do dodawania do siebie sygnałów (przeważnie akustycznych) tak, aby na wyjściu otrzymać dźwięki z jednego wybranego lub z większej liczby kanałów, ale bez tworzenia nowych składowych. Zmianom ulegają tylko amplitudy sygnałów doprowadzonych. Nazywanie mieszacza mikserem stanowi więc pomieszenie z poplątaniem.

na tyle niska, że przypadek odbioru dwóch sygnałów jest możliwy przy niskich częstotliwościach pośrednich. Odbiorowi częstotliwości niepożądaney (zwanej lustrzaną lub zwierciadlaną) zapobiega się przez wybór wyższych częstotliwości pośrednich. O ile w przytoczonym przykładzie odstęp między sygnałem pożądanym i zwierciadlanym wynosił 930 kHz (podwójną wartość częstotliwości pośredniej), o tyle dla częstotliwości pośredniej 9 MHz wynosi on już 18 MHz i w związku z tym obwody wejściowe odbiornika mogą służyć sygnał lustrzany wystarczająco silnie.

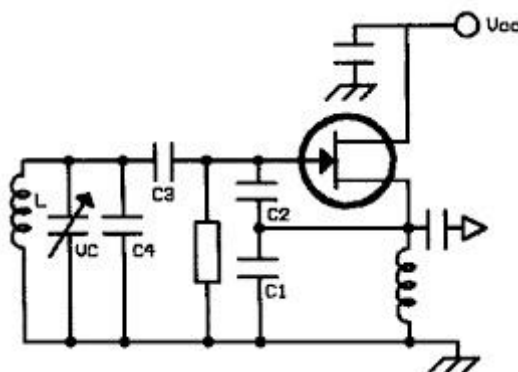
Niskie częstotliwości pośrednie wynikają z użycia sygnału będącego różnicą częstotliwości heterodyny i sygnału odbieranego, natomiast przy częstotliwościach wysokich może być wykorzystywany sygnał o częstotliwości sumarycznej. Dawniej odbiorniki, w których wykorzystywano sumę częstotliwości były nazywane również *infradynamami*, ale obecnie nazwa ta wyszła z użycia. Przytaczamy ją tylko jako ciekawostkę.

Bardziej rozbudowane układy odbiorników superheterodynowych pracują z podwójną, a nawet potrójną przemianą. Pierwsza częstotliwość pośrednia jest wysoka co ułatwia eliminację odbioru lustrzanego i pozwala na stosowanie na wejściu odbiornika przelączanych obwodów dolnoprzepustowych zamiast selektywnych obwodów przestrajanych, druga jest niższa i pozwala na uzyskanie większego wzmocnienia i selektywności w sposób prostszy niż na pierwszej. W przypadku niektórych rodzajów odbiorników z cyfrową obróbką sygnałów występuje jeszcze trzecia przemiana na częstotliwość niską leżącą powyżej częstotliwości akustycznych i dopiero na niej następuje obróbka cyfrowa. Rozwiązania takie nie należą już do nowoczesnych. Wadą odbiorników z kilkoma przemianami jest występowanie wielu częstotliwości generatorów i ich harmonicznych oraz potencjalnie również ich kombinacji, co grozi zakłóceniami odbioru na pewnych częstotliwościach (interferencjami własnymi; ang. *birdies*).

Lokalne generatory dostarczające sygnału do przemiany pracują w układach przestrajanych za pomocą obwodów LC, w układach sterowanych kwarcem o przeciąganych częstotliwościach i w układach syntezerów częstotliwości.



Rys. 6.2. Zasada pracy generatora Meissnera Rys. 6.3. Zasada pracy generatora Hartleya



Rys. 6.4. Zasada pracy generatora Colpittsa

Podstawowe układy generatorów przedstawiono na rys. 6.2 – 6.4. W układzie Meissnera warunek amplitudy i fazy konieczny dla uzyskania wzbudzenia zapewnia transformator w.cz. o przekładni do-

branej tak, aby wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego wynosiło 1, a warunek fazy spełniony jest przez dobór kierunku zasilania uzwojenia sprzęgającego. W układzie Hartleya warunki te spełnione są dzięki doprowadzeniu sygnału sprzężenia do odpowiednio dobranego odczepu cewki. Cewka obwodu rezonansowego posiada więc trzy wyprowadzenia i stąd wywodzi się nazwa *generatorów trójpunktowych*. W układzie trzecim Colpittsa zamiast dzielnika indukcyjnego (autotransformatora w.cz.) występuje dzielnik pojemnościowy. Układ Colpittsa nosi również nazwę *pojemnościowego generatora trójpunktowego*.

Układ superheterodyny pozwala na uzyskanie większej czułości i lepszej selektywności aniżeli poprzednio opisane. Czułość odbiornika jest jednak ograniczona jego szumami własnymi (w największym stopniu szumami pierwszych stopni wzmacniających). Ograniczenie mogą stanowić także szумы heterodyny (w odbiornikach z kilkukrotną przemianą – szумы pierwszej heterodyny) ponieważ w wyniku przemiany wstecznej (zwrotnej; ang. *reciprocal mixing*, fr. *conversion inverse*) w stopniu przemiany dochodzi także do mieszania sygnału pośredniej częstotliwości z sygnałem heterodyny w wyniku czego powstaje dodatkowa składowa o częstotliwości wejściowej wzbogacona o szумы heterodyny. Poziom szumów generatorów LC i kwarcowych jest przeważnie na tyle niski, że nie wpływa on zbytnio na czułość odbiornika. Zauważalny niekorzystny wpływ mogą natomiast wywierać szумы generatorów z syntezą częstotliwości, chociaż w nowoczesnych konstrukcjach uzyskuje się i tutaj niskie poziomy szumów własnych.

W zakresach fal krótkich dopuszczalne granice poziomów szumów własnych odbiorników leżą wyżej aniżeli w odbiornikach UKF z powodu wysokich poziomów zakłóceń technicznych i naturalnych.

Duża liczba sygnałów docierających również i z większych odległości po zsumowaniu powoduje występowanie na zaciskach wejściowych odbiorników krótkofalowych napięć mogących przesterować stopnie wejściowe i doprowadzić do powstania na nieliniowościach ich charakterystyk znacznej liczby składowych niepożądanych, w wyniku mieszania ze sobą tych sygnałów. Poziomy sygnałów w paśmie UKF są przeważnie niższe, a dzięki mniejszym zasięgom ich liczba też jest wyraźnie mniejsza. Dlatego odporność na przesterowania i modulację skrośną jest szczególnie istotna w odbiornikach krótkofalowych. Zakres dynamiki odbiorników jest więc ograniczony od dołu ich czułością, a od góry odpornością na modulację skrośną (w odbiornikach z cyfrową obróbką sygnałów granicą przesterowania przetwornika analogowo-cyfrowego).

Poprawę odporności na modulację skrośną można uzyskać stosując na wejściu odbiornika tłumiki obniżające poziom sygnału. Najczęściej są to tłumiki przełączane lub o regulowanym tłumieniu pozwalające na lepsze dostosowanie się do konkretnej sytuacji. Oprócz tego dużą pomocą są selektywne obwody wejściowe – np. dołączane do odbiornika preselektory, albo charakteryzujące się wąskim pasmem przenoszenia anteny magnetyczne. Pewną niedogodnością jest konieczność ręcznego przestrajania preselektorów lub anten dodatkowo do przestrajania odbiornika.

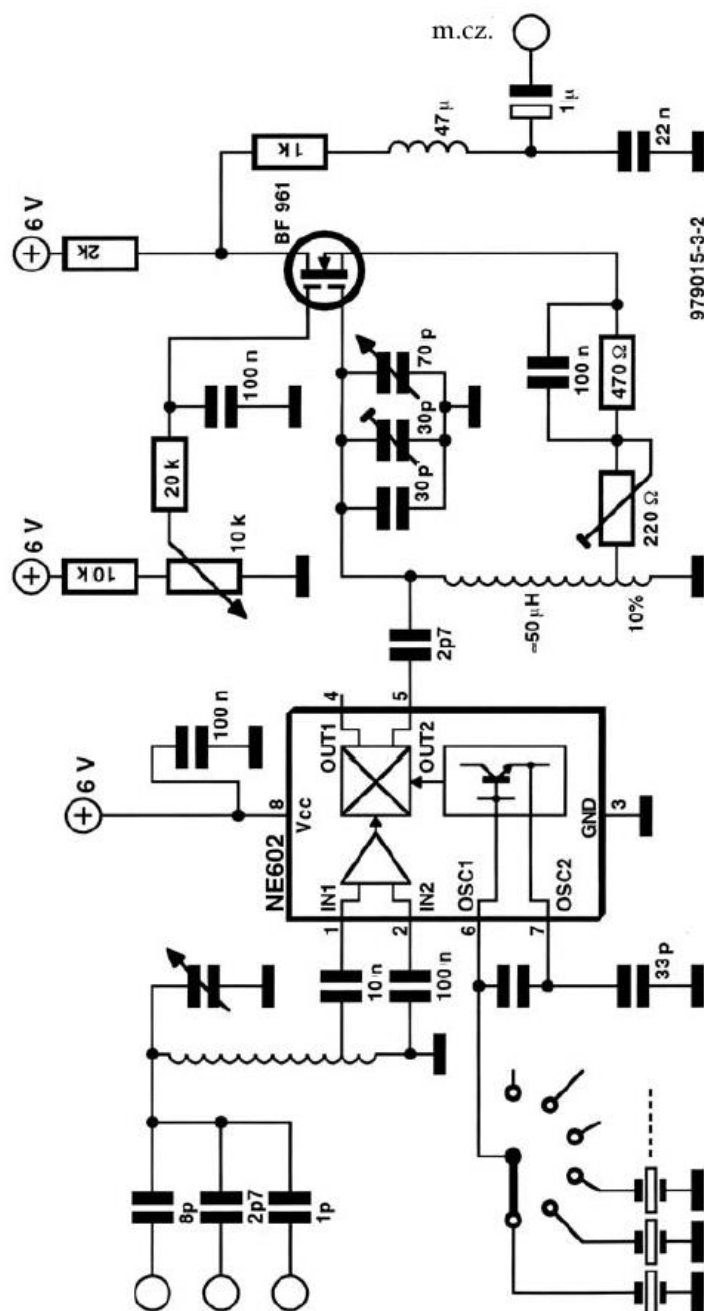
O ile we współczesnych fabrycznych odbiornikach komunikacyjnych pokrywających szerokie zakresy – fale długie, średnie i pełne fale krótkie – stosowane są przeważnie dolnoprzepustowe filtry oktafowe lub półoktafowe, o tyle w konstrukcjach amatorskich przeznaczonych do odbioru jednego lub najwyżej kilku pasm możliwe jest bez zbytniej komplikacji układu stosowanie wejściowych filtrów selektywnych przełączanych bądź przestrajanych³.

W odbiornikach posiadających na wejściu przestrajane obwody selektywne trudnością jest zapewnienie wystarczającej współbieżności przestrajania heterodyny i obwodów wejściowych. Konieczne staje się dodanie pomocniczych kondensatorów umożliwiających dokładne zestrojenie obydwu obwodów nie tylko na początku i końcu odbieranego zakresu, ale także w pobliżu ich środka. Problemy te występują w odbiornikach pokrywających szersze zakresy częstotliwości, przykładowo zakres fal średnich, zakres fal krótkich o szerokości kilku MHz itd. W odbiornikach przeznaczonych do odbioru tylko wąskich zakresów j.np. pojedynczego pasma radiofonicznego albo amatorskiego na falach krótkich, albo jednej stacji długofalowej problem ten nie występuje. W takim przypadku wystarczy dostroić obwód wejściowy do środka pasma albo do wybranej stacji i zapewnić odpowiednią częstotliwość lub zakres przestrajania heterodyny. Również w paśmie radiofonicznym UKF wystarczają przeważnie obwody wejściowe dostrojone do środka zakresu 87,5 – 108 MHz. Jest to także słuszne we względnie wąskich pasmach amatorskich UKF.

³ W ciągu filtrów oktafowych częstotliwość graniczna filtra na wyższy zakres jest dwukrotnie wyższa od poprzedniej, w ciągu półoktafowym – półtorakrotnie

6.1. Proste superheterodyny z detektorem reakcyjnym

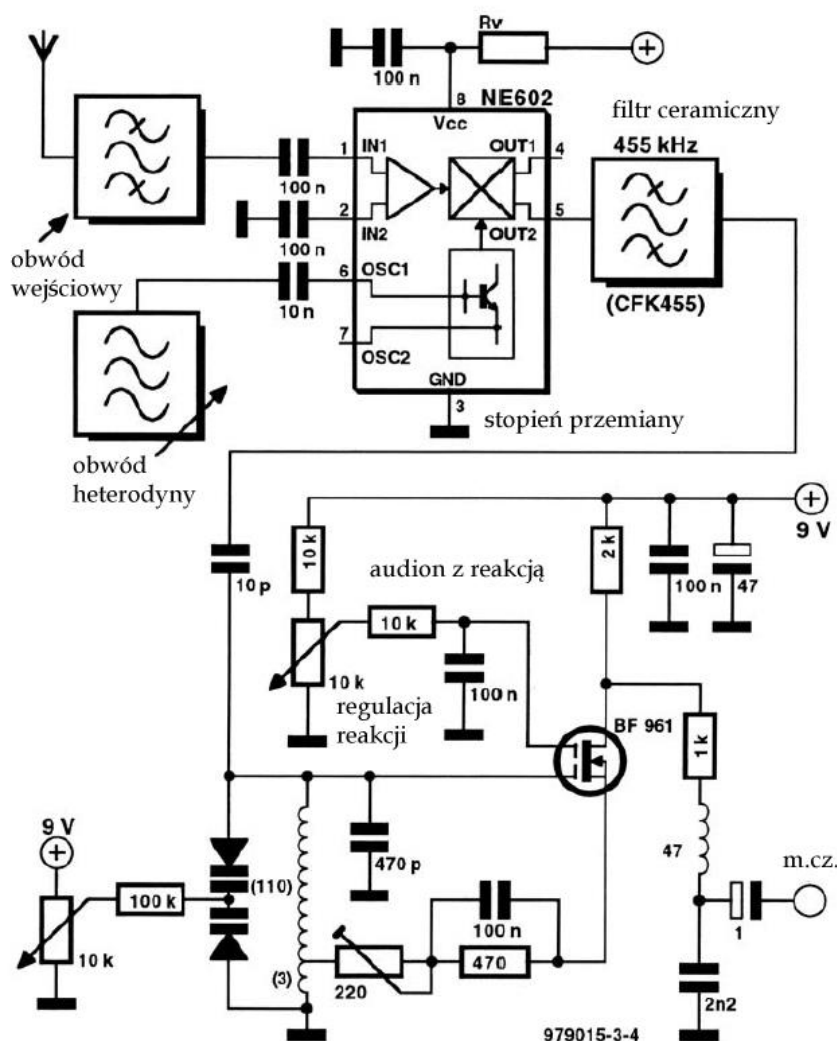
Odbiornik, którego człon wielkiej częstotliwości przedstawiono na rysunku 6.1.1 zawiera detektor reakcyjny na dwubramkowym tranzystorze polowym BF961 i stopień przemiany częstotliwości z heterodyną sterowaną kwarcem. Współczesnym odpowiednikiem układu scalonego NE602 jest NE612. Przy odpowiednim doborze częstotliwości kwarców i częstotliwości pośredniej odbiornik pokrywa kilka wybranych pasm amatorskich albo radiofonicznych na falach krótkich. Przy zakresie przestrajania odbiornika reakcyjnego 1 – 2 MHz dla odbioru w paśmie 80 m częstotliwość kwarcu w konwerterze wynosi 2 MHz, dla pasma radiowego 49 m – 5 MHz, dla pasma amatorskiego 40 m i radiofonicznego 41 m – 6 MHz, dla pasma radiofonicznego 31 m – 8 MHz, dla pasma 30 m – 10 MHz itd. Oczywiście zakres przestrajania detektora reakcyjnego – audionu – można zmienić i dostosować do posiadanych kwarców. Może on być także węższy od podanego przykładowo jednego megaherca. Obwód LC na wejściu konwertera musi być dostrojony do odbieranego zakresu.



Rys. 6.1.1. Koncept odbiornika z przestrajaniem detektorem reakcyjnym i konwerterem częstotliwości

Dzięki zastosowaniu kwarców w heterodynie konwertera i niskiej częstotliwości pracy audionu uzyskuje się dobrą stabilność częstotliwości na wszystkich pasmach krótkofalowych. Na wyjściu detektora należy podłączyć wzmacniacz m.cz. w dowolnym układzie, przykładowo na LM386.

Stosując w konwerterze przestrajaną heterodynę można dostroić audion do stałej częstotliwości pośredniej i w przypadku wyboru typowej p.cz. użyć filtra ceramicznego dla poprawienia selektywności.

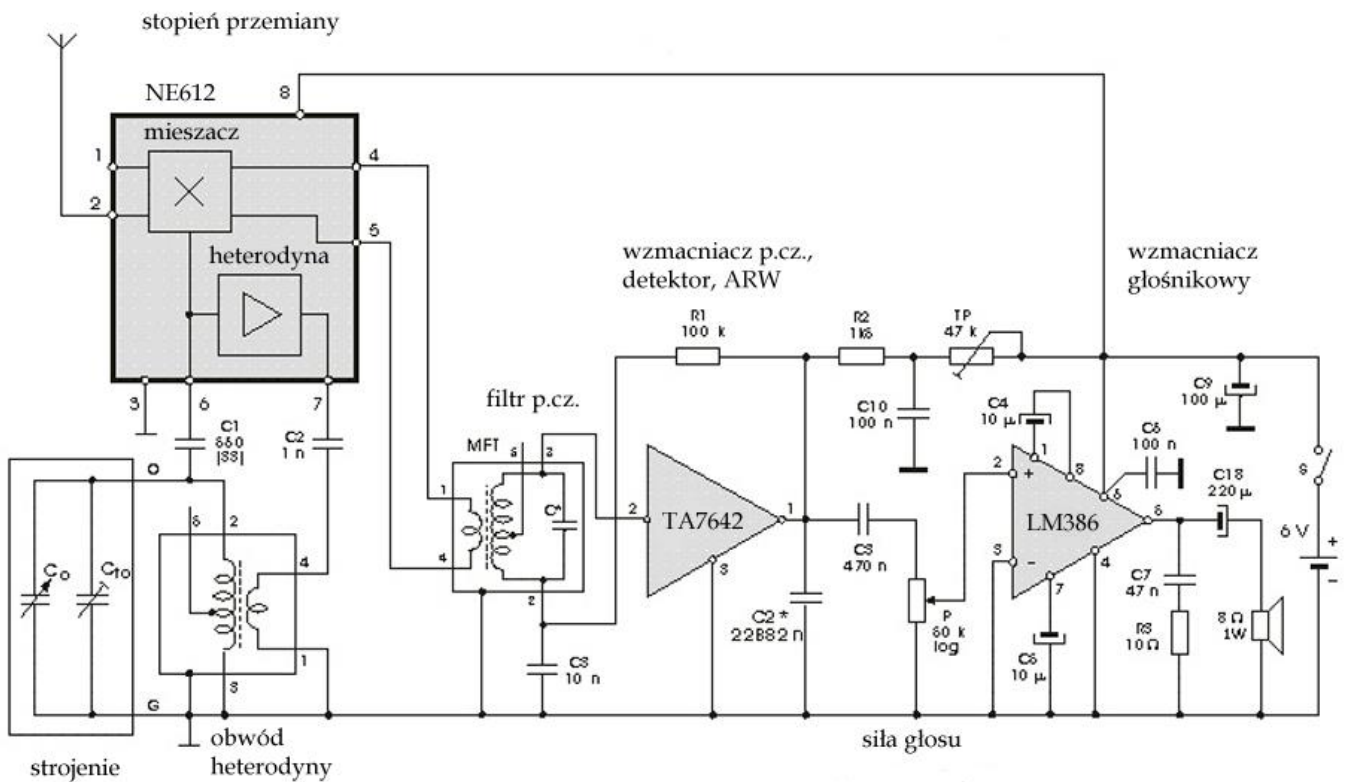


Rys. 6.1.2. Koncept prostego odbiornika superheterodynowego z detektorem reakcyjnym

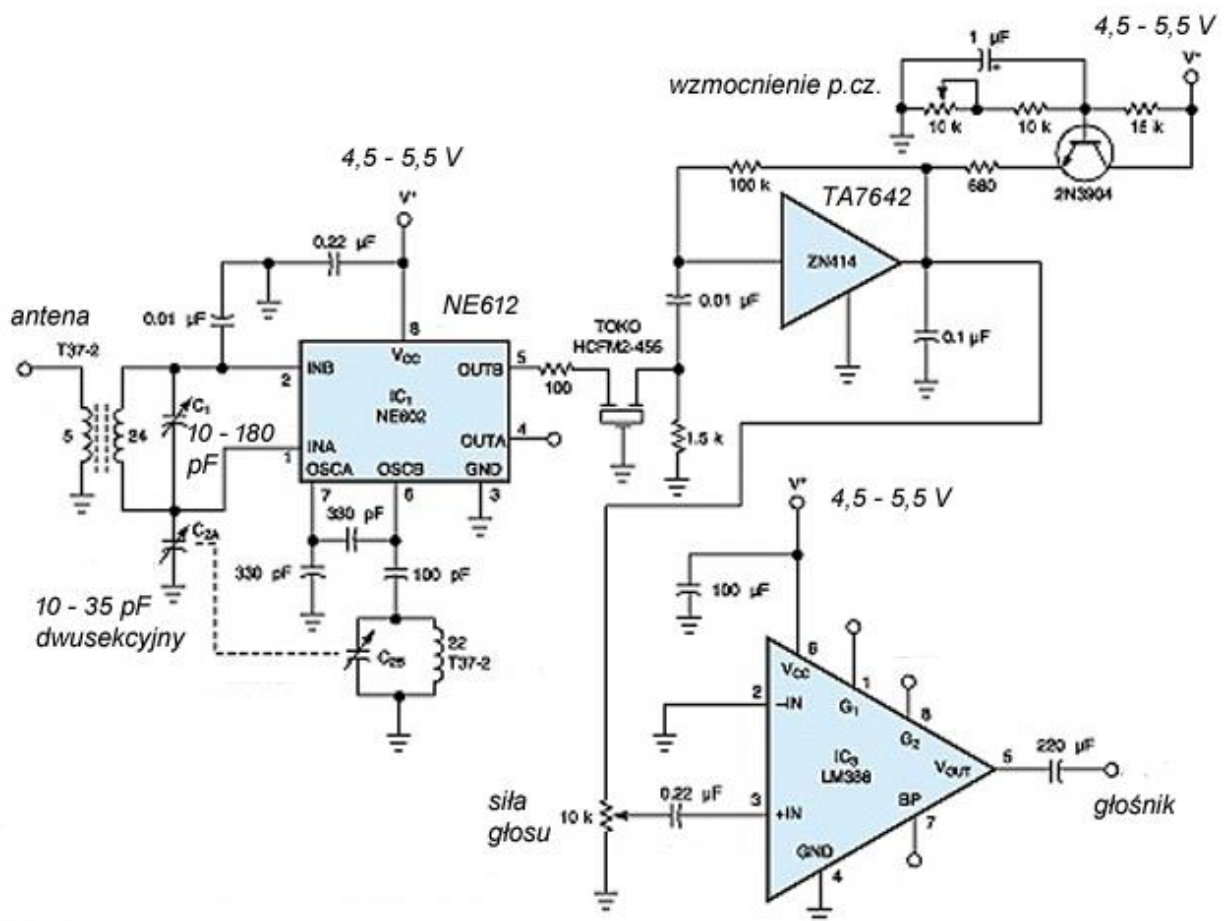
6.2. Odbiorniki superheterodynowe z obwodem TA7642

Odbiornik z rysunku 6.2.1 składa się ze stopnia przemiany częstotliwości na obwodzie scalonym NE612, toru pośredniej częstotliwości z detektorem i ARW na TA7642 oraz wzmacniacza m.cz. na LM386. Jako częstotliwość pośrednią można wybrać wartość standardową 455 – 465 kHz gdyż pozwala to na korzystanie z gotowych filtrów p.cz., w tym także z filtrów ceramicznych. Heterodyna NE612 pracuje w zakresie do 200 MHz dzięki czemu odbiornik można dostroić do różnych zakresów fal w zależności od zainteresowań konstruktora.

Odbiornik przedstawiony na schemacie 6.2.2 pokrywa krótkofalowe pasma radiofoniczne 49 – 31 m. Cewki obwodu wejściowego i heterodyny są nawinięte na proszkowych rdzeniach pierścieniowych T37-2. Cewka antenowa składa się z 5 zwojów przewodu DNE 0,2 – 0,3 mm, cewka obwodu rezonansowego z 24 zwojów, a cewka heterodyny – z 22 zwojów. Średnica przewodu nie jest krytyczna. Transystor 2N3904 pracuje jako wtórnik emiterowy dostarczający regulowanego (za pomocą potencjometru w bazie) napięcia zasilania dla TA7642 i w ten sposób regulowane jest wzmocnienie toru p.cz.

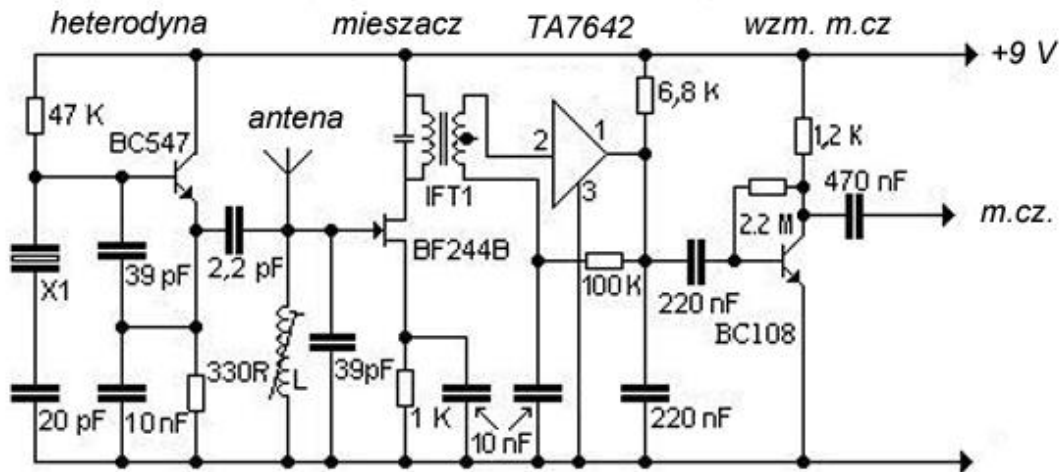


Rys. 6.2.1. Schemat odbiornika z trzema układami scalonymi



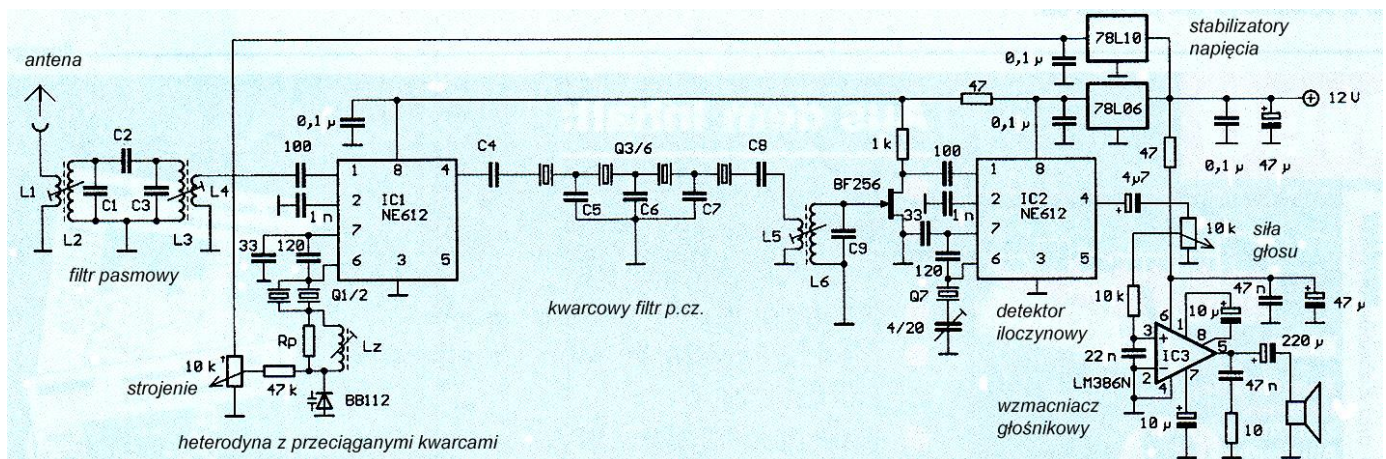
Rys. 6.2.2. Odbiornik krótkofalowy z ceramicznym filtrem p.c.z.

Schemat 6.2.3 przedstawia odbiornik na pasmo 27 MHz z tranzystorowym stopniem przemiany częstotliwości. X1 jest odbiorczym kwarcem dla pasma CB. Cewka L składa się z 10 zwojów nawiniętych na korpusie o średnicy 10 mm z rdzeniem ferrytowym, a filtr IFT1 jest standardowym filtrem p.cz. na częstotliwość 455 kHz. Heterodyna pracuje na tranzystorze BC547, stopień przemiany na tranzystorze polowym BF244B, a pierwszy stopień wzmacnienia m.cz. na BC108. TA7642 jest przystosowany do detekcji amplitudy (AM). Odbiór stacji nadających z modulacją FM jest możliwy po odstrojeniu odbiornika tak, aby odbierany sygnał znajdował się na zboczu charakterystyki przenoszenia filtra, a nie na jej środku. Konieczne byłoby albo niewielkie przeciągnięcie częstotliwości kwarcu, albo lekkie przestrojenie filtra p.cz. Odbiornik można też wykorzystać w układach zdalnego sterowania.



Rys. 6.2.3. Schemat ideowy odbiornika 27 MHz z tranzystorowym stopniem przemiany

6.3. Odbiorniki krótkofalowe



Rys. 6.3.1. Odbiornik krótkofalowy z VXO

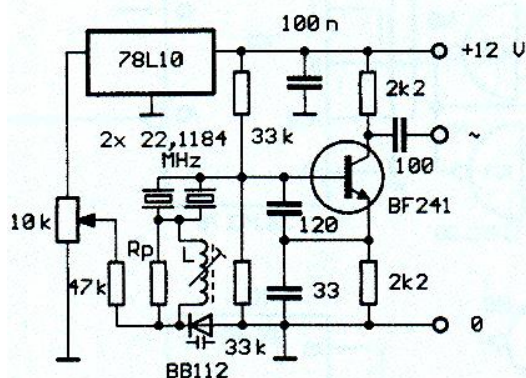
Dodanie w szereg z kwarcem kondensatora zmiennego (w zakresach krótkofalowych najczęściej o pojemnościach do 20 – 30 pF) pozwala na przeciągnięcie częstotliwości rezonansu równoległego w górę. Włączona w szereg indukcyjność (w zakresach krótkofalowych rzędu kilku μH) powoduje obniżenie częstotliwości drgań. W szeregowym obwodzie LC przestrojenie kondensatora powoduje zmianę wypadkowej indukcyjności i pozwala na przeciągnięcie częstotliwości kwarcu w obie strony. Jest to rozwiązanie wygodniejsze w praktycznej realizacji niż zmiana indukcyjności cewki. Przeważnie zakres przeciągania nie powodujący nadmiernego obniżenia dobroci kwarcu i stabilności częstotliwości jest ograniczony do około 1 promila częstotliwości rezonansowej kwarcu. Przy równoległym połączeniu dwóch kwarców indukcyjność zastępcza maleje o połowę, a pojemność zastępcza wzrasta dwukrotnie. Pozwala to na uzyskanie czterokrotnie szerszego zakresu przeciągania częstotliwości – czyli do około 4 promili.

W układzie odbiornika DL3JGN z rysunku 6.3.1 i VXO z rysunku 6.3.2 (*Funk* 9/2004) zastosowano kwarcze o częstotliwości 22,118 MHz. Częstotliwość pary tych kwarców dawała się przeciągnąć w dół do 22,000 MHz.

Prosty układ generatora VXO przedstawia rysunek 3.6.2. Jako pojemność zmienna służy dioda pojemnościowa BB112 o zakresie zmian pojemności 20 – 600 pF (przy napięciach 0,5 – 10 V). Napięcie strojenia jest stabilizowane za pomocą stabilizatora 78L10. Cewka Lz jest nawinięta na plastikowym korpusie z rdzeniem ferrytowym i ma indukcyjność 7,5 μH . Cewka nie powinna mieć zbyt dużej dobroci i do jej stłumienia służy równoległy opornik 10 Ω .

Odbiornik telegraficzny z rysunku 6.3.1 posiada stopień przemiany na NE612 z heterodyną pracującą na dwóch równoległych kwarcach 22,118 MHz. Tranzystor polowy BF256 po filtrze kwarcowym daje wzmocnienie sygnału przed podaniem go na detektor iloczynowy na drugim obwodzie NE612. Filtr kwarcowy składa się ze standardowych, nie dobieranych, kwarców (dla pasma 20 m są to kwarcze 8 MHz). Obwody NE612 nie mogą być zasilane napięciem 12 V, są więc zasilane napięciem stabilizowanym 6 V. Częstotliwość generatora dudnieniowego (BFO) w demodulatorze jest przeciągnięta o około 1 kHz za pomocą trymera szeregowego.

Obwody rezonansowe filtru wejściowego są dostrojone do środka podzakresu telegraficznego.

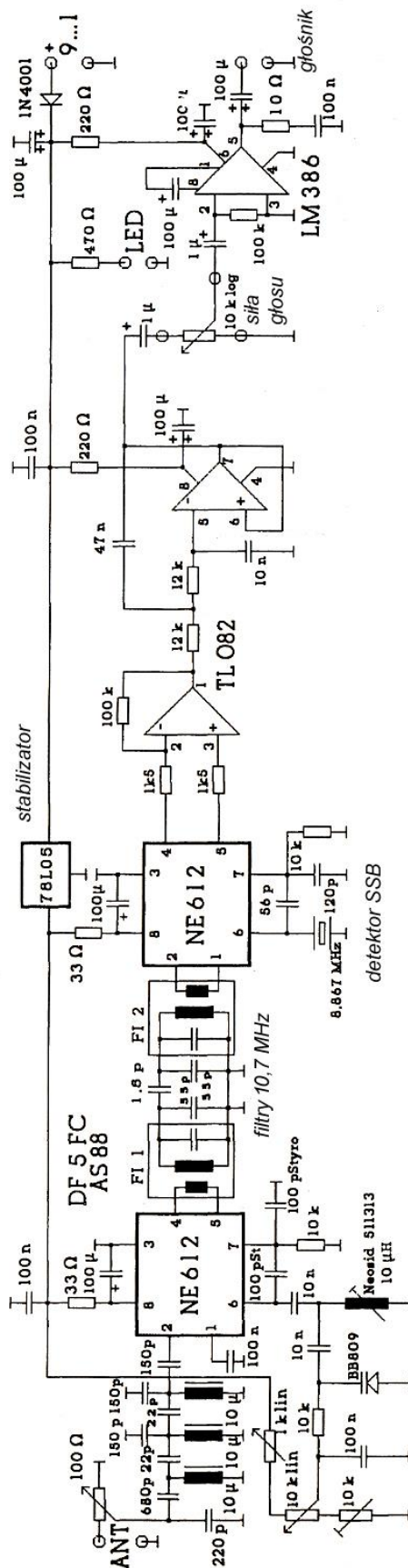


Rys. 6.3.2. Prosty układ VXO

Tabela 6.3.1. Wykaz elementów odbiornika dla kilku pasm odbiorczych

Element	7 MHz	14 MHz	18 MHz	28 MHz
L1, 4 [μH]	0,3	0,3	0,3	0,1
L2, 3 [μH]	2,4	2,2	2,4	1,2
Lz [μH]	7,5	7,5	7,5	7,5
L5 [μH]	0,3	0,3	0,5	0,5
L6 [μH]	2,2	2,2	7,5	7,5
C1, 3 [pF]	220	56	33	22
C2 [pF]	3,3	3,3	2,2	2,2
C4, 6, 8 [pF]	330	330	220	330
C5, 7 [pF]	330	220	220	220
C9 [pF]	47	180	220	100
Q1, 2 [MHz]	22,118	22,118	22,118	22,118
Q3 – 7 [MHz]	15,000	8,000	3,932	6,000

Podobnym rozwiązaniem jest odbiornik na pasmo 80 m konstrukcji DF5FC (*Funk* 7/1999). Posiada on na wejściu trzyobwodowy filtr pasmowy, stopień przemiany częstotliwości na NE612, podwójny obwód rezonansowy p.cz. 8,886 MHz wykonany z filtrów 10,7 MHz po dodaniu równoległych pojemności (można też zastosować filtr kwarcowy), detektor SSB również na NE612, dwustopniowy wzmacniacz m.cz. na scalonych wzmacniaczach operacyjnych TL082, TL072 itp. oraz wzmacniacz głośnikowy na LM386.



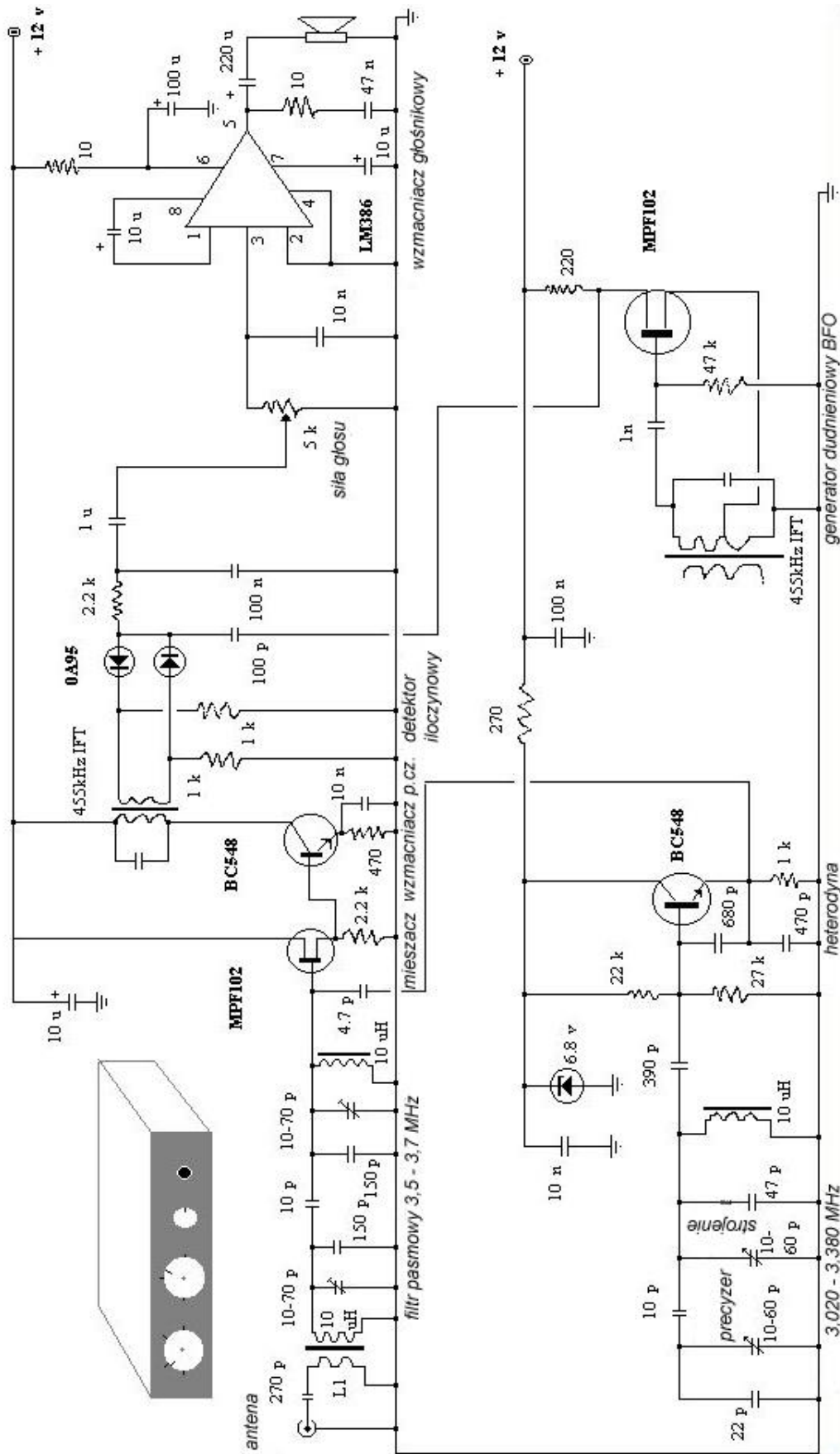
W odróżnieniu od poprzedniego układu heterodyna nie jest stabilizowana kwarcem, a przestrojana za pomocą diody pojemnościowej BB809. Pracuje ona w zakresie 5 – 5,5 MHz. Częstotliwość generatora dudnieniowego BFO jest natomiast stabilizowana kwarcowo. Częstotliwość pośrednia może leżeć w zakresie 8 – 10 MHz, należy tylko użyć odpowiedniego kwarcu w BFO i dobrać zakres przestrojania heterodyny. Przy częstotliwości 9 MHz i heterodynie pracującej w zakresie 5,0 – 5,5 MHz odbiornik daje się łatwo przystosować do odbioru pasma 20 m. Wymaga to jedynie wymiany obwodu wejściowego. Dla innych pasm amatorskich konieczna jest nie tylko wymiana obwodu wejściowego ale i przestrojenie heterodyny tak, aby usyskać wybraną częstotliwość pośrednią. Filtry pośredniej częstotliwości są połączone z różnicowym wyjściem mieszacza i z różnicowym wejściem detektora, co zapewnia większe wzmocnienie.

Jako indukcyjności w obwodzie wejściowym użyto gotowych fabrycznych dławików 10 μH. Zakres przestrojania heterodyny jest ograniczony za pomocą potencjometrów: liniowego 1 kΩ dla górnej granicy i montażowego 10 kΩ dla dolnej. Do strojenia odbiornika służy potencjometr liniowy 10 kΩ.

Dla uzyskania odbioru w paśmie 20 m indukcyjności fitru wejściowego należy zmniejszyć do 1 μH, pojemności C3 i C5 na 12 pF, pojemności C4, C6 i C7 zmienić na 100 pF, C1 na 150 pF i C2 na 470 pF.

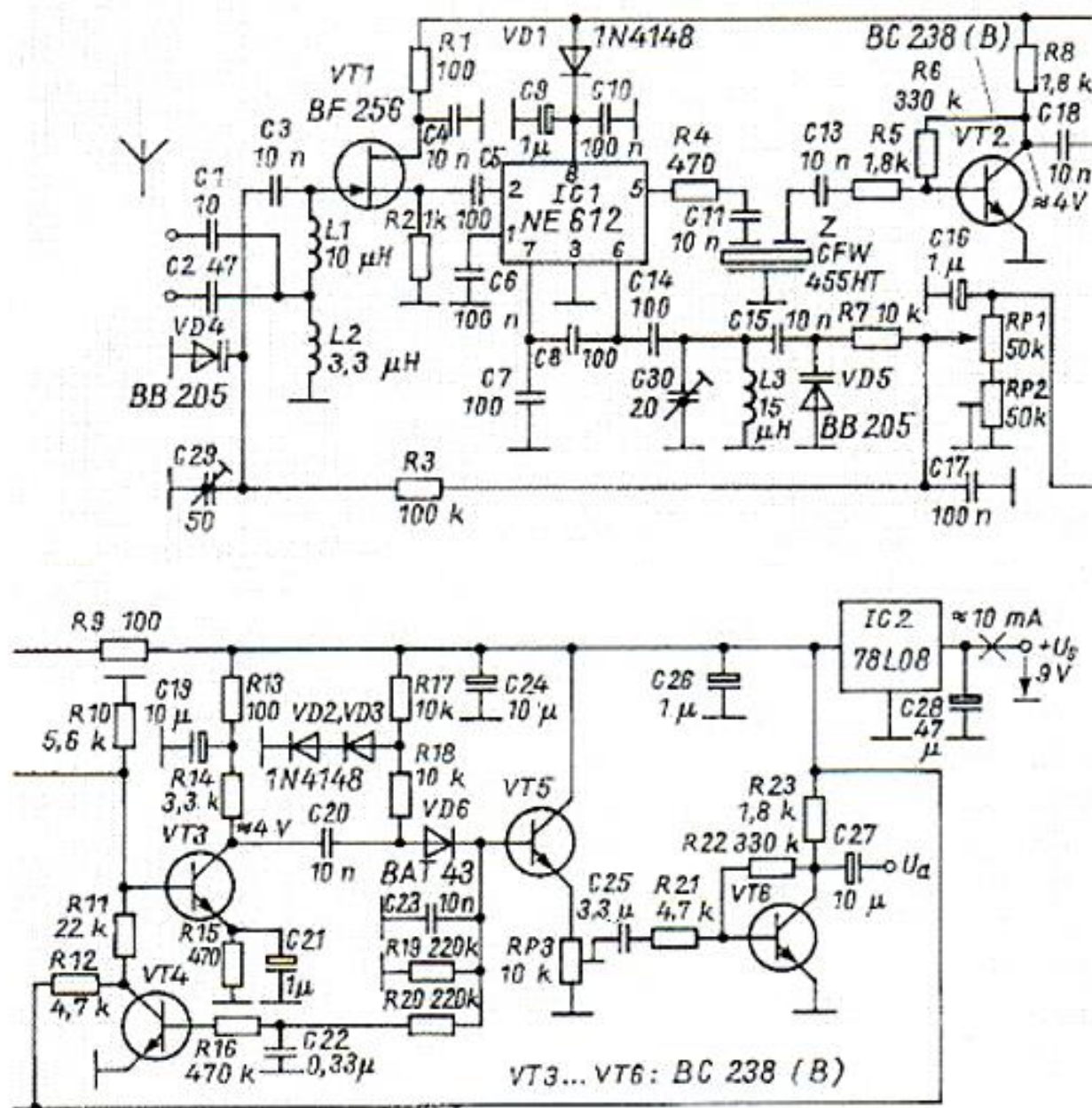
Odbiornik jest zasilany napięciem 9 – 12 V.

Rys. 6.3.3. Schemat odbiornika DF5FC



Rys. 6.3.4. Schemat odbiornika VK3YE

Odbiornik VK3YE na pasmo 80 m zawiera cztery stopnie tranzystorowe i scalony wzmacniacz głośnikowy LM386. Sygnał z anteny jest podawany przez dwuobwodowy filtr pasmowy na bramkę mieszacza (tranzystor połowy MPF102). Do tej samej bramki doprowadzony jest sygnał z heterodyny pracującej na tranzystorze złączowym BC548. Sygnał pośredniej częstotliwości z opornika w źródle mieszacza jest doprowadzony do bazy tranzystora we wzmacniaczu p.c., a po wzmacnieniu – przez filtr p.c. w kolektorze na detektor iloczynowy. Generator dudnieniowy (BFO) pracuje na tranzystorze polowym MPF102. Zarówno we wzmacniaczu p.c. jak i w BFO zastosowano standardowe filtry p.c. 455 kHz. Ostatnim stopniem odbiornika jest wzmacniacz głośnikowy na LM386 w typowym układzie. Cewki obwodu wejściowego i heterodyny można nawinąć na rdzeniach pierścieniowych T50-2 albo można też zastosować gotowe dławiki fabryczne 10 μH .



Rys. 6.3.5 i 6.3.6. Schemat ideowy tranzystorowego odbiornika na pasmo 49 m

Schematy 6.3.5 i 6.3.6 przedstawiają odbiornik krótkofalowy na pasmo 49 m [źródło: FAB3]. Jego obwody wejściowy i heterodyny są przestrajane za pomocą diod pojemnościowych VD4 i VD5. Ograniczenie zakresu odbioru do jednego stosunkowo wąskiego pasma oznacza, że nie występują tutaj problemy z zapewnieniem współbieżności strojenia obu obwodów. Pierwszy stopień na tranzystorze polowym VT1 BF256 jest wtórnikiem źródłowym zapewniającym dopasowanie obwodu wejściowego do niższej impedancji wejściowej stopnia przemiany pracującego na układzie scalonym NE612. Heterodyna pracuje na częstotliwości niższej o 455 kHz od odbieranej. Na jego wyjściu znajduje się filtr ceramiczny 455 kHz, a po nim następuje dwustopniowy wzmacniacz p.cz. na tranzystorach VT2 i VT3 typu BC238. VD6 jest diodą detekcyjną AM. Sygnał m.cz. z wyjścia detektora jest podawany przez wtórnik emiterowy VT5 na wzmacniacz m.cz. na tranzystorze VT6. Tranzystor VT4 jest wzmacniaczem składowej stałej czyli napięcia ARW. Napięcie to jest podawane na bazę drugiego stopnia p.cz. VT3.

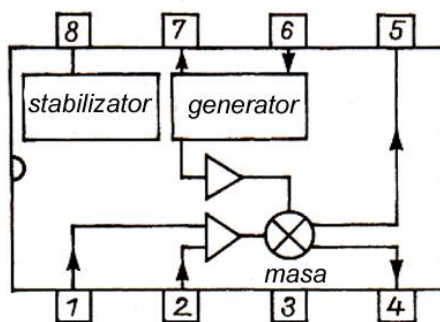
Jako cewek użyto fabrycznych dławików o podanych na schemacie indukcyjnościach. Wejście antenowe sprzężone przez kondensator C1 jest przeznaczone dla anten długich (2 lub więcej metrów), a przez kondensator C2 – dla krótkich (50 cm). Napięcie zasilania jest stabilizowane przez scalony stabilizator 78L08.

Tabela 6.3.2

Wykaz elementów odbiornika na pasmo 49 m

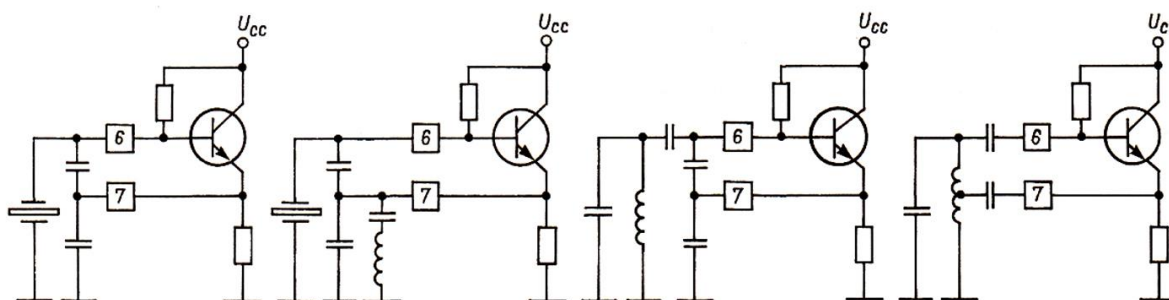
Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R9, R13	100 Ω	C1	10 pF
R2	1 k Ω	C2	50 pF
R3	100 k Ω	C3, C4, C11, C13, C15, C18, C20, C23	10 nF
R4, R15	470 Ω	C5, C7, C8, C14	100 pF
R5, R8, R23	1,8 k Ω	C6, C10, C17	100 nF
R6	330 k Ω	C9, C16, C21, C26	1 μ F/ 35 V
R7, R17, R18	10 k Ω	C12, C19, C24, C27	10 μ F/35 V
R10	5,6 k Ω	C22	0,33 μ F
R11	22 k Ω	C25	3,3 μ F
R12, R21	4,7 k Ω	C28	47 μ F
R14	3,3 k Ω	D1 – D3	1N4148
R16	470 k Ω	D4, D5	BB205
R19, R20	220 k Ω	D6	BAT43
R22	330 k Ω	T1	BF256
P1	50 k Ω , potencj. lin.	T2 – T6	BC238 (B)
P2	10 k Ω , potencj. lin.	IC1	NE612
P3	50 k Ω , potencj. mont.	IC2	78L08

6.3.1. Scalony stopień przemiany NE612

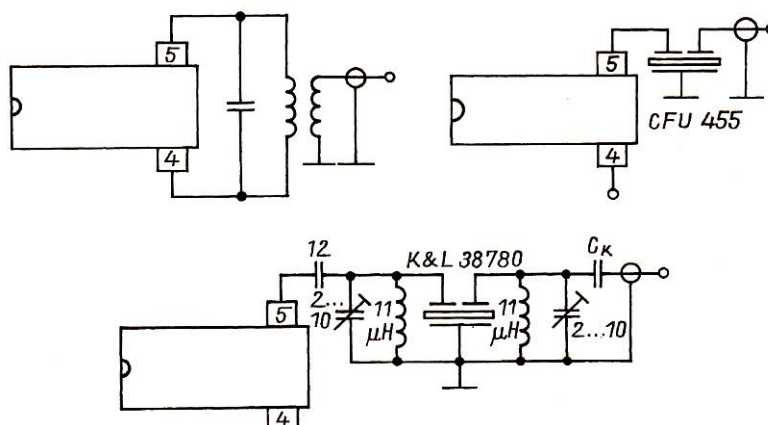


Rys. 6.3.1.1. Schemat blokowy NE612

Układ scalony NE612 zawiera mieszacz i generator lokalny i jest przewidziany do pracy w stopniach przemiany częstotliwości i detektorach SSB. Maksymalna częstotliwość wejściowa wynosi 500 MHz, a maksymalna częstotliwość heterodyny 200 MHz. Najwyższe dopuszczalne napięcie zasilania jest ograniczone do 8 V, wzmacnienie przemiany wynosi 18 dB i współczynnik szumów przy 45 MHz – 6 dB. Mieszacz pracuje w układzie komórki Gilberta, a oscylator w układzie wtórnika emiterowego pozwala na połączenie go jako układ Hartleya lub Colpittsa, jako generator kwarcowy na częstotliwości podstawowej albo na górnym tonie (owertonowej).



Rys. 6.3.1.2. Generator kwarcowy na częstotliwości podstawowej, górnego tonu – owertonowej, Colpittsa i Hartleya (od lewej do prawej)



Rys. 6.3.1.3. Warianty obwodów wyjściowych p.cz.: wyjście symetryczne, asymetryczne z filtrem ceramicznym i asymetryczne w filtrem kwarcowym

6.3.2. Przeciąganie częstotliwości rezonatora kwarcowego

W przypadku rezonatorów kwarcowych dla częstotliwości poniżej 20 MHz podawana jest najczęściej jako nominalna częstotliwość rezonansu równoległego przy obciążeniu równoległą pojemnością 30 pF (o ile w danych katalogowych nie podano inaczej). Zakres przeciągania częstotliwości jest zależny właśnie od tej pojemności obciążenia. Przeciąganie częstotliwości jest zasadniczo możliwe tylko dla kwarców drgających na częstotliwości podstawowej, a więc w przybliżeniu w zakresie poniżej 20 MHz. Kwarcie owertonowe (drgające na górnym tonie trzeciego lub wyższego rzędu) pracują standardowo w rezonansie szeregowym i dlatego zakres przeciągania jest praktycznie niewystarczający.

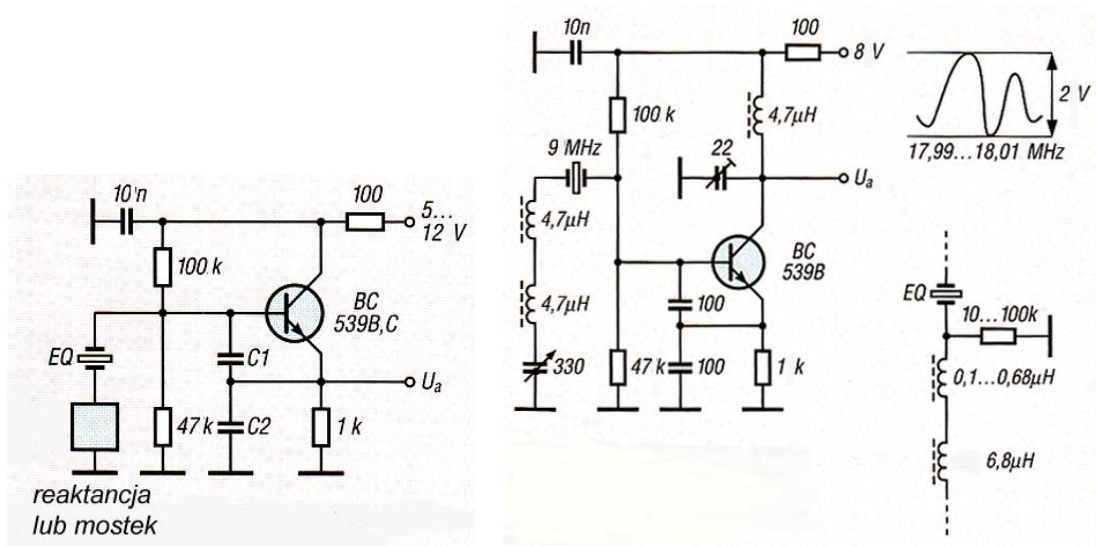
Najczęściej spotykanym układem generatora jest generator Pierca. Przy właściwym doborze elementów jest to rozwiązanie najstabilniejsze przy słabym poborze mocy w.cz. (obciążeniu). Dzielnik pojemnościowy C1 i C2 wywiera również wpływ przeciągający i obciążający kwarc. Większe obciążenie pojemnościowe przyczynia się do poszerzenia zakresu przeciągania, ale nie należy zwiększać go nadmiernie gdyż odbywa się to kosztem stabilności częstotliwości.

Teoretycznie częstotliwość rezonatora drgającego na częstotliwości podstawowej można przeciągać w zakresie do 0,5%, ale praktyczną granicą jest 0,1% (jeden promil) dla częstotliwości leżących poniżej 10 MHz i niewiele ponad 10 kHz dla częstotliwości w zakresie 10 – 20 MHz. Jeżeli wymagane są szer-

sze zakresy przeciągania korzystnie jest zastosować kwarc o częstotliwości równej połowie potrzebnej i zastosować podwajanie od razu w stopniu generatora.

Podwyższenie częstotliwości drgań uzyskuje się przez włączenie pojemności w szereg z rezonatorem kwarcowym, przy czym dolną granicą jest 10 pF. Zbyt niskie pojemności powodują wzrost niestabilności częstotliwości. Praktycznym rozwiązaniem jest zastosowanie kondensatora strojeniowego od odbiorników radiowych.

Dla obniżenia częstotliwości należy w szereg z rezonatorem włączyć indukcyjność o wartości co najmniej kilkudziesięciu μH (przez cały czas rozważamy kwarc drgające w zakresie krótkofalowym). Teoretycznie – ale znowu kosztem stabilności – możliwe jest uzyskanie w ten sposób szerokiego zakresu przeciągania, ale jednak należy ograniczyć się do około 0,1%. Ważne jest aby cewka miała jak najmniejszą pojemność własną. Ważne jest również, aby pojemności układowe (rozproszone) między punktem połączenia cewki z kwarcem i masą były jak najmniejsze. Jako cewek można użyć fabrycznych dławików wybierając te, które mają możliwie najmniejsze pojemności własne przy indukcyjnościach od kilku do około 10 μH . Możliwe jest też połączenie dwóch lub więcej cewek szeregowo dla uzyskania możliwie najmniejszej pojemności wypadkowej. Dla rozszerzenia zakresu przestrajania można także włączyć między punkt połączenia rezonatora z cewką i masą opornik 10 – 100 k Ω . Rozszerzenie zakresu daje także szeregowe połączenie indukcyjności i pojemności jak to pokazano na schemacie 6.3.2.2.



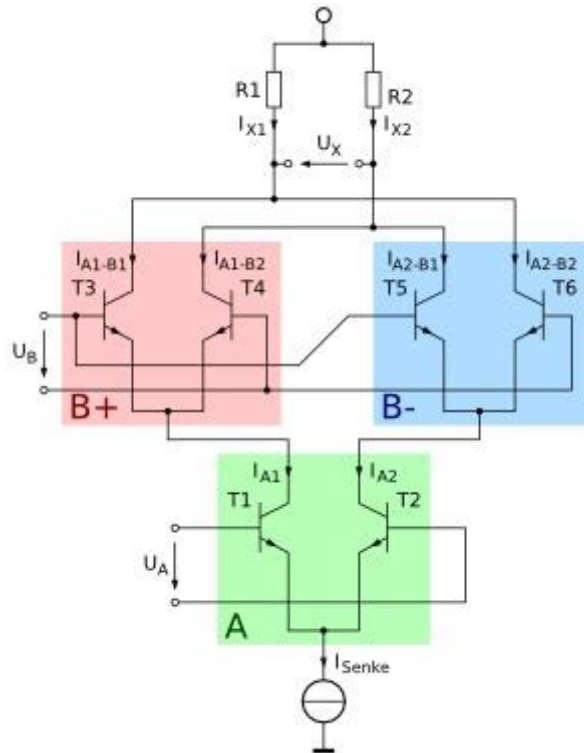
Rys. 6.3.2.1. Schemat łatwo przeciągalnego generatora kwarcowego

Rys. 6.3.2.2. Generator przeciągany z podwajaniem częstotliwości i sposób rozszerzania zakresu przestrajania przez włączenie dodatkowego opornika

6.3.3. Komórka Gilberta

Komórka Gilberta jest analogowym układem mnożącym dla prądów opracowanym w 1968 roku przez Barrie Gilberta. Prąd wyjściowy komórki Gilberta jest iloczynem różnicowych prądów wejściowych. Układ znalazł zastosowanie w mieszaczach albo we wzmacniaczach sterowanych napięciowo, zwłaszcza w układach scalonych (np. NE612). Zaletami komórki Gilberta są tłumienie częstotliwości nośnej i niskie zniekształcenia sygnału.

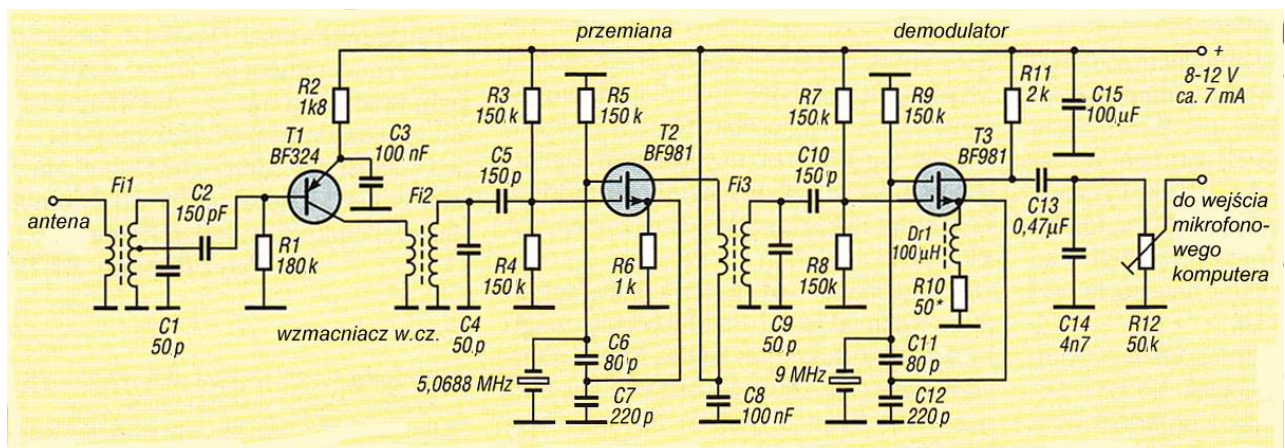
Wewnętrzna konstrukcja komórki przypomina konstrukcję wzmacniacza różnicowego. Zmianie pod wpływem sygnału wejściowego ulega rozplływ prądów ze źródła prądowego na dwa zasilane z niego tranzystory. Wzmocnienie stopnia zależy od natężenia prądu oddawanego przez źródło. Przy silnym przesterowaniu wejść działanie układu odpowiada bramce logicznej XOR.



Rys. 6.3.3.1. Komórka Gilberta, w mieszaczu do wejścia A doprowadzony jest sygnał w.cz., a do wejścia B – sygnał heterodyny.

6.4. Odbiorniki do odbioru emisji cyfrowych

Odbiornik z rysunku 6.4.1 (DL6FAP, *Funkamateur* 8/2002) pokrywa podzakres emisji cyfrowych 14,070 – 14,074 MHz. Częstotliwość heterodyny na tranzystorze dwubramkowym T2 typu BF981 wynosi 5,0688 MHz, a częstotliwość pośrednia 9 MHz. We wzmacniaczu w.cz. T1 użyto tranzystora pnp typu BF324, a w detektorze iloczynowym (T3) tranzystora dwubramkowego BF981. Jako filtry Fi1 – 3 konstruktor zastosował filtry pośredniej częstotliwości 10,7 MHz od odbiorników UKF-FM. Dla filtru wejściowego wbudowany kondensator został zastąpiony przez kondensator o pojemności 50 pF, dla filtrów na 9 MHz dodano równolegle kondensatory 50 pF. Baza tranzystora T1 jest połączona ze środkowym odczepem cewki. Przy własnoręcznym nawijaniu cewek można zamiast odczepu zastosować dzielnik pojemnościowy 150 pF (dolny kondensator) i 50 pF (górny).



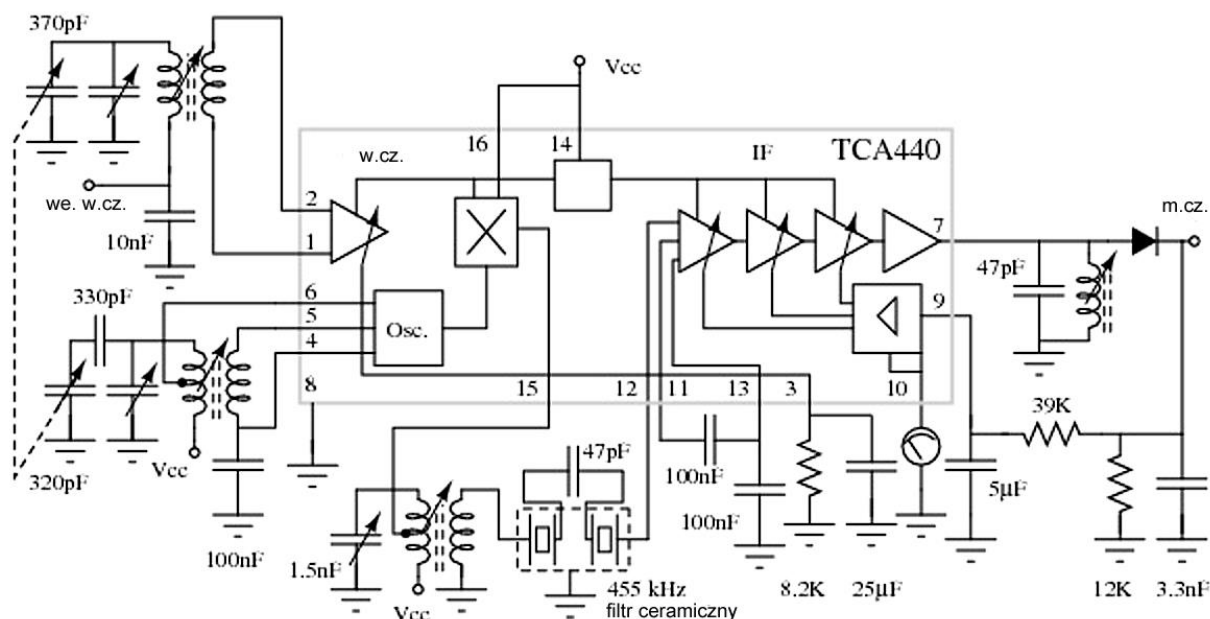
Rys. 6.4.1. Odbiornik trzytranzystorowy bez wzmacniacza p.cz.

Sygnał wejściowy jest doprowadzony do pierwszej bramki tranzystora T2, a jego druga bramka pracuje w układzie heterodyny. Analogiczne w detektorze iloczynowym druga bramka pracuje w układzie ge-

neratora dudnieniowego (BFO). Dzięki dławikowi Dr1 w obwodzie źródła T3 i opornikowi R10 generator daje dużą amplitudę sygnału 9 MHz. Sygnał ten przez pojemności wewnętrzne tranzystora dociera do bramki 1 i powstaje w ten sposób sprzężenie zwrotne odtłumiające obwód Fi3. Odbiornik nie posiada wzmacniacza p.cz.

Przy poborze prądu 6 mA możliwe jest zasilanie odbiornika z baterii. Przy zasilaniu z innego źródła można dodać stabilizator 78L08. Odbiornik można zbudować na uniwersalnej płytce dziurkowanej, należy tylko zadbać o krótkie połączenia dla wielkiej częstotliwości. Można wbudować go do obudowy plastikowej, obudowa metalowa nie jest konieczna. W trakcie uruchamiania należy jako R10 zastosować potencjometr montażowy i dobrać oporność na maksimum (jeszcze) nie zniekształconego sygnału.

6.5. Odbiorniki na TCA440

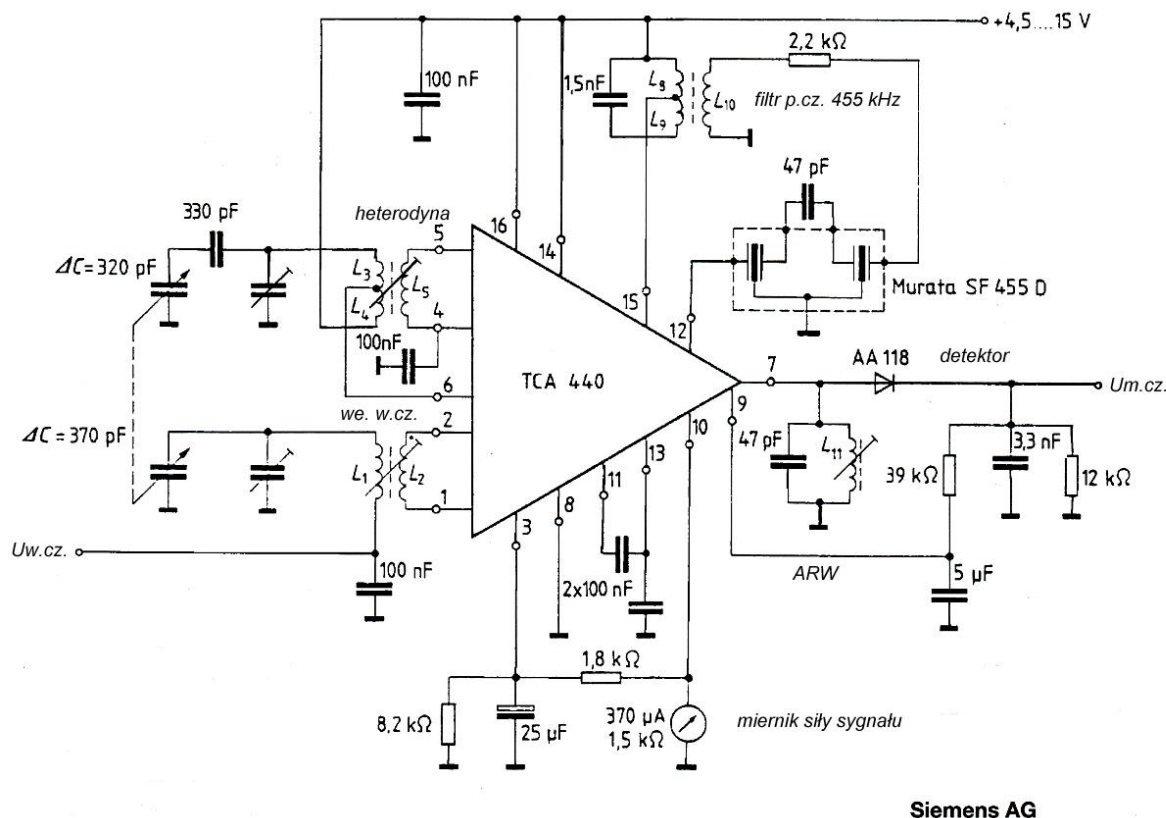


Rys. 6.5.1. Typowy układ odbiornika średniofalowego na TCA440

Układ scalony TCA440 (występujący również pod NRD-owskim oznaczeniem A244D) zawiera tor odbiorczy z przemianą częstotliwości, wzmacniaczem w.cz., wzmacniaczem p.cz. i układem automatycznej regulacji wzmocnienia ARW. Wymaga on podłączenia obwodów wejściowych, heterodyny i pośredniej częstotliwości (LC albo ceramicznego), detektora diodowego i niewielkiej liczby elementów biernych RC. Jego typowym zastosowaniem są odbiorniki AM na zakresy fal długich, średnich i krótkich, ale krótkofalowcy wykorzystują go również w odbiornikach SSB. TCA440 posiada wyjście dla miernika siły odbioru. Przy typowych częstotliwościach pośrednich dzięki możliwości zastosowania filtrów ceramicznych konstrukcja odbiorników z przemianą częstotliwości znacznie się upraszcza.

Przy częstotliwości granicznej 50 MHz układ pokrywa zakresy fal długich, średnich i krótkich. Tor pośredniej częstotliwości jest przewidziany do pracy na częstotliwościach 455 – 465 kHz i już dla częstotliwościach powyżej 1 MHz nie nadaje się do użytku. Zakres regulacji ARW wynosi 100 dB. TCA440 jest przystosowany do zasilania napięciem 4,5 – 15 V.

Przedstawione w tym punkcie rozwiązania można spróbować zaadaptować dla innych typów scalonych odbiorników AM jak TDA1046, TDA1072 itp.



Rys. 6.5.2. Odbiornik średniofalowy z kart katalogowych Siemens

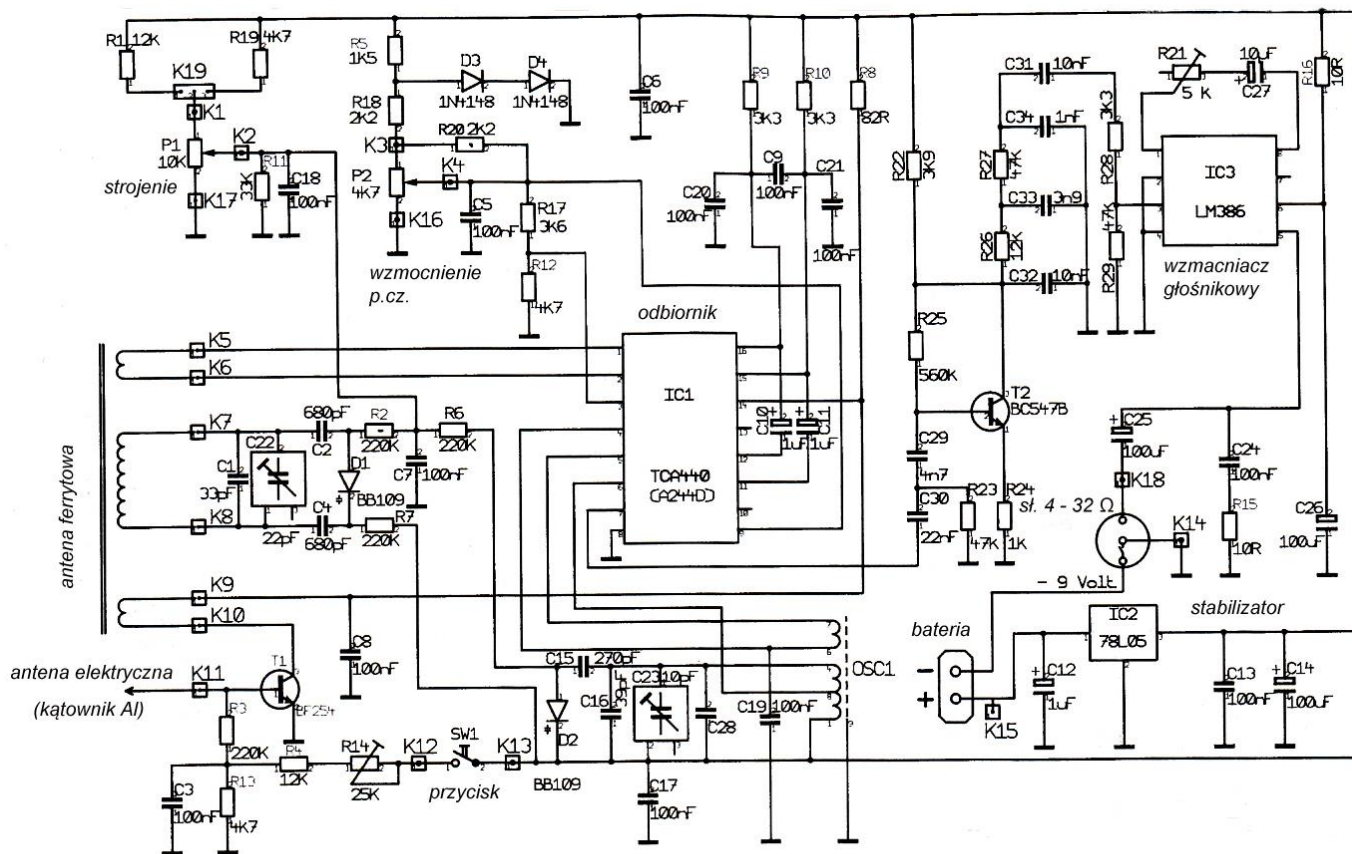
Tabela 6.5.1

Dane cewek odbiornika z rys. 6.5.2

Oznaczenie	Liczba zwojów	Uwagi
L1	105	Lica 12 x 0,04
L2	7	DNE 0,7
L3	80	Lica 12 x 0,04
L4	35	Lica 12 x 0,04
L5	15	DNE 0,1
L8	20	Lica 12 x 0,04
L9	50	Lica 12 x 0,04
L10	22	Lica 12 x 0,04
L11	400	DNE 0,04

Odbiornik pelengacyjny PRX80PRO na pasmo 80 m z rysunku 6.5.3 (DL3BBX, *Funk* 5/2002) składa się z bloku przemiany i pośredniej częstotliwości na TCA440 i wzmacniacza m.cz. na LM386. Wzmocnienie toru p.cz. nie jest regulowane automatycznie, a ręcznie potencjometrem P2, co pozwala na dokładniejszą ocenę poziomu odbieranego sygnału. Pomiedzy wyjście toru p.cz. i wejście toru m.cz. włączono dodatkowy filtr m.cz. dla uzyskania lepszej selektywności.

Antenę pomocniczą stanowi kątownik aluminiowy połączony z bazą tranzystora T1. Wzmacniacz anteny elektrycznej jest w razie potrzeby włączany za pomocą przycisku SW1. Do strojenia służy potencjometr P1.



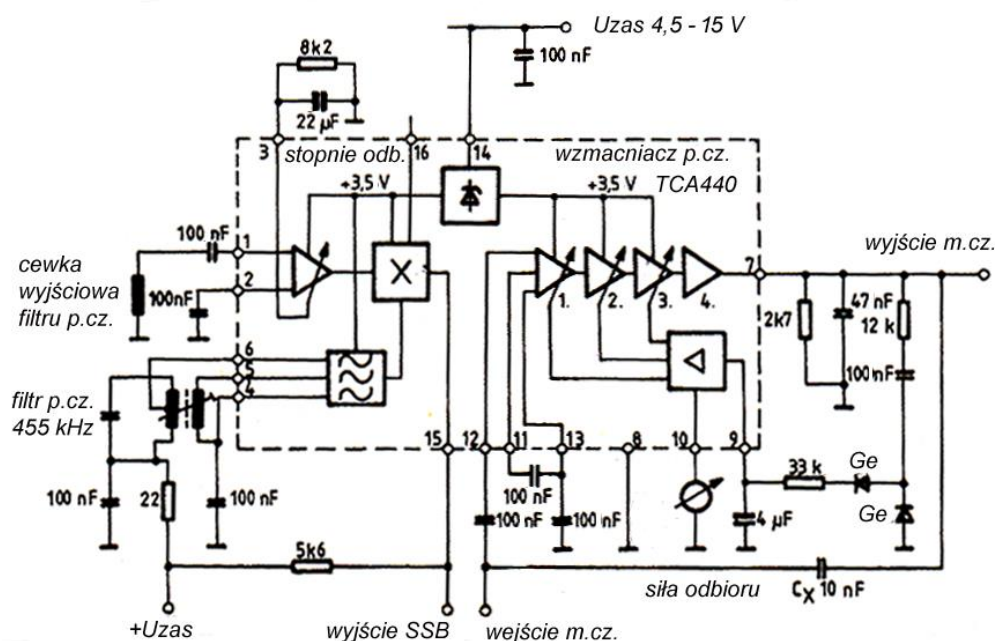
PRX 80 PRO de DL3BBX V 1.1

Rys. 6.5.3. Odbiornik pelengacyjny DL3BBX na TCA440 z anteną ferrytową i elektryczną

Odbiornik jest zasilany z baterii 9 V, a napięcie dla diod pojemnościowych BB109 w obwodach wejściowym i heterodyny jest stabilizowane za pomocą IC2 – stabilizatora typu 78L05.

Tabela 6.5.2. Wykaz elementów odbiornika DL3BBX

Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R4, R26	12 kΩ	C1	33 pF
R2, R3, R6, R7	220 kΩ	C2, C4	680 pF
R5	1,5 kΩ	C3, C5, C6, C7, C8, C9, C13, C17, C18, C19, C20, C21, C24, C25	100 nF
R9, R10, R28	3,3 kΩ	C10, C11, C12	1 μF
R11	33 kΩ	C14, C26	100 μF
R8	82 Ω	C15	270 pF
R12, R13, R19	4,7 kΩ	C16	39 pF
R17	3,6 kΩ	C23	10 pF
R18, R20	2,2 kΩ	C31, C32	10 nF
R22	3,9 kΩ	C33	3,9 nF
R23, R27, R29	47 kΩ	C30	22 nF
R24	1 kΩ	C29	4,7 nF
R25	560 kΩ	C34	1 nF
R15., R16	10 Ω	C27	10 μF
R14	Pot. montażowy 25 kΩ	IC1	TCA440 (T244D)
R21	Pot. montażowy 5 kΩ	IC2	78L05
P1	10 kΩ, pot. liniowy	IC3	LM386
P2	Potencjometr 4,7 kΩ		



Rys. 6.5.4. Przystawka SSB z automatyczną regulacją siły głosu na TCA440

Na rysunku 6.5.4 przedstawiony jest schemat detektora SSB z automatyczną regulacją siły głosu wykorzystujący w nietypowy sposób obwód scalony TCA440. Pomysł takiej dodatkowej przystawki do dowolnego odbiornika radiowego AM nie jest nowy i został zaprezentowany m.in. w numerze 4/1986 miesięcznika *Funkschau*. Na schemacie jest przedstawiony przykład dla częstotliwości pośredniej 455 kHz, ale układ można bez problemu dostosować do innej p.cz. albo nawet użyć jako samodzielnego odbiornika homodynowego na jedno z pasm amatorskich. Zakres automatycznej regulacji siły głosu wynosi w tym rozwiązaniu w przybliżeniu 60 dB.

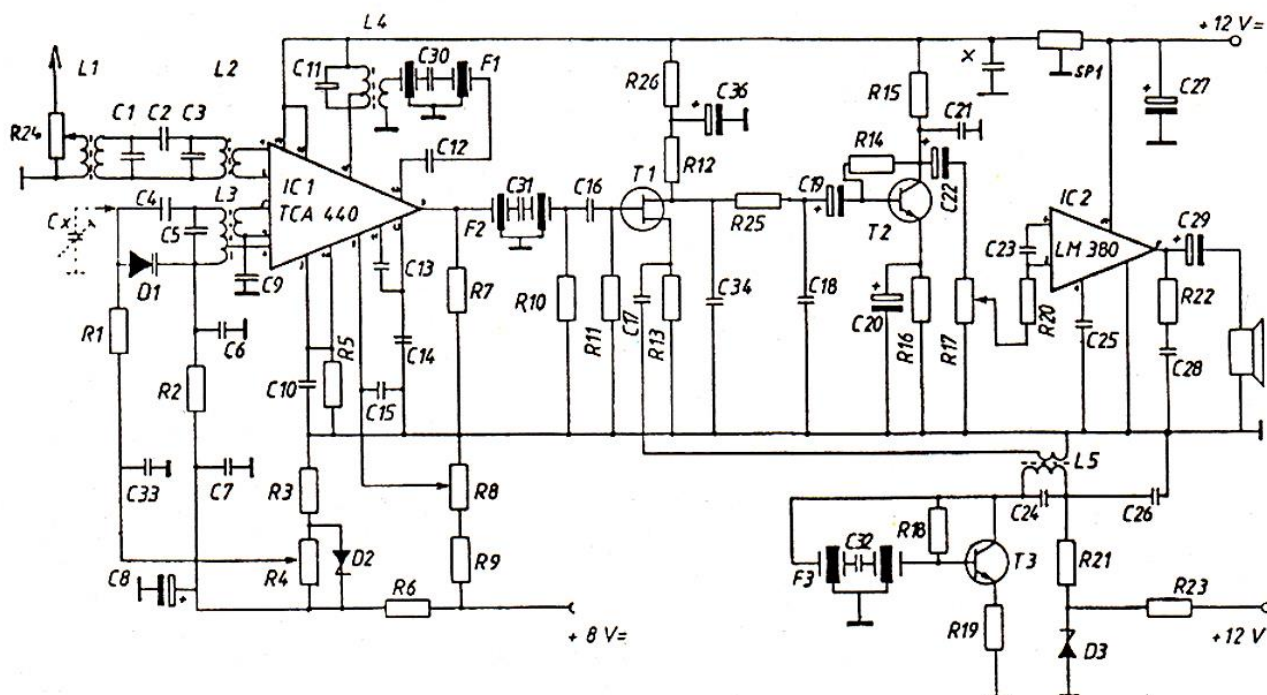
Stopnie wejściowe obwodu (wzmacniacz w.cz., mieszacz, heterodyna) służą jako detektor SSB, cztero-stopniowy wzmacniacz p.cz. jest wykorzystany do automatycznej regulacji siły głosu. Do wyjścia nr 10 można podłączyć wychyłowy wskaźnik siły odbioru (o czułości 500 μ A). W heterodynie zastosowano typowy obwód LC dla p.cz. 455 kHz. Wejście 1 jest podłączone do odczepu cewki filtru p.cz., do jego cewki sprzęgającej albo do wejścia detektora diodowego odbiornika. Sygnał na wyjściu 15 jest komplementarny do wyjścia 16. Od pojemności C_x zależy stopień tłumienia wyższych składowych sygnału m.cz. Eliminuje on pojawianie się na wyjściu silnych szumów przy braku odbieranego sygnału.

W odbiorniku RX14S DJ6ZP (*CQDL* 2/1988) obwód TCA440 jest wykorzystany w typowy sposób. Na jego wyjściu zamiast diodowego detektora AM z filtrem z obwodem rezonansowym p.cz. znajduje się filtr ceramiczny F2 i detektor iloczynowy SSB na tranzystorze polowym T1. Zdetekowany sygnał m.cz. jest następnie podawany przez filtr dolnoprzepustowy R25, C18, C34 na przedwzmacniacz m.cz. na tranzystorze T2 i z niego przez potencjometr regulacji siły głosu na wzmacniacz głośnikowy LM380 – można zastąpić go przez LM386.

Wejściowy filtr pasmowy nie jest przestrajany i jest dostrojony do środka odbieranego zakresu (14,15 lub 3,65 MHz). Do przestrajania heterodyny służy dioda pojemnościowa D1. Napięcie na niej jest ustawiane za pomocą potencjometru R4 (najlepiej 10-obrotowego). Na częstotliwości pośredniej zastosowano dwa filtry ceramiczne 455 kHz (F1 i F2). Trzeci filtr ceramiczny pracuje w układzie generatora dudnieniowego BFO (na tranzystorze T3). Automatyczną regulację wzmocnienia zastąpiono ręczną za pomocą potencjometru R8 – nie pozwala to jednak na podłączenie miernika siły odbioru. Do regulacji siły głosu służy potencjometr R17. Potencjometr R24 jest tłumikiem antenowym pozwalającym na uniknięcie przesterowania odbiornika przez silne sygnały przy stosowaniu długich anten.

Dla pasma 80 m zakres przestrajania heterodyny leży powyżej częstotliwości odbieranej (3,85 – 4,35 kHz). Powoduje to odwrócenie wstęgi sygnału SSB i jego odbiór przy częstotliwości BFO 453,5 kHz, a więc leżącej poniżej pośredniej – tak samo jak dla pasma 20 m. Dla pasma 20 m heterodyna jest przestrajana w zakresie 13,54 – 13,9 MHz. Przeciągnięcia częstotliwości drgań rezonatora BFO

dokonyje się przez przestrajanie cewki L5, ale jeżeli to nie wystarczy to można równolegle do C32 dodać pojemność 30 – 40 pF.



Rys. 6.5.5. Odbiornik RX14S na pasma 14 albo 3,5 MHz

Tabela 6.5.3

Wykaz elementów odbiornika RX14S

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	220 kΩ	L1, 2	Neosid 005164 (005016) 15 μH
R2	47 Ω	L3	Neosid 005164=(005016)x 15 μH
R3, 13, 25, 26	4,7 kΩ	L4, 5	Filtr p.cz. 455 kHz
R4	Pot. lin. 100 kΩ	F1, 2, 3	SFZ 455F/SFD 455B
R5	8,2 kΩ	C1, 3	33 pF (120 pF)
R6	100 Ω	C2	2,2 pF (5,6 pF)
R7, R10	100 Ω	C4	12 pF (100 pF)
R8	Pot. lin. 10 kΩ	C5	33 pF (68 pF) styrofleks
R9	100 kΩ	C6, 13, 14, 26, 28	100 nF
R11	330 kΩ	C7, 10, 21	10 nF
R12, 20	10 kΩ	C8	22 μF
R14	470 kΩ	C9, 18, 34, 35	4,7 nF
R15	2,2 kΩ	C11, 24	W filtrach
R16	470 Ω	C12, 30, 31	47 pF
R17	Pot. lin. 10kΩ	C15, 33	47 nF
R18	1 MΩ	C16	100 pF lub 91 pF
R19, 23	1 kΩ	C17	2,2 nF
R21	15 kΩ	C19	1 μF
R22	10 Ω	C20	10 μF
R24	Pot. lin. 1 kΩ	C22	2,2 μF
D1	BB105 (BB109G)	C23	220 pF
D2	ZF 6,8	C25	0,33 μF
D3	ZF 8,2	C27	330 μF lub większy
SP1	78L08	C29	100 μF lub większy
IC1	TCA440	C32	100 pF

IC2	LM380	C36	10 μ F
T1	BF245B	Cx	Trymer \sim 30 pF
T2, 3	BF238 itp.		

Uwaga: w nawiasach podano pojemności dla pasma 80 m

Dla pasma 30 m wystarczy cewki L1, L2 i L3 zastąpić przez filtry 10,7 MHz

Odbiornik z rysunku 6.5.6 (*Funkamateurl* 5/2015) pokrywa krótkofalowe pasmo radiofoniczne 49 m (5,9 – 6,2 MHz). Zastosowano w nim TCA440 (A244D) w klasycznym układzie odbiorczym, detektor diodowy i wzmacniacz m.cz. na LM386. Obwód rezonansowy heterodyny składa się z Fi1 i kondensatora C6, a do jego przestajania użyto diody pojemnościowej VD2. Szerokość pasma przenoszenia obwodu wejściowego L1, C2, C3 jest równa w przybliżeniu 100 kHz i zasadniczo dla pokrycia całego pasma wymaga on dostrajania za pomocą kondensatora zmiennego lub diody pojemnościowej.

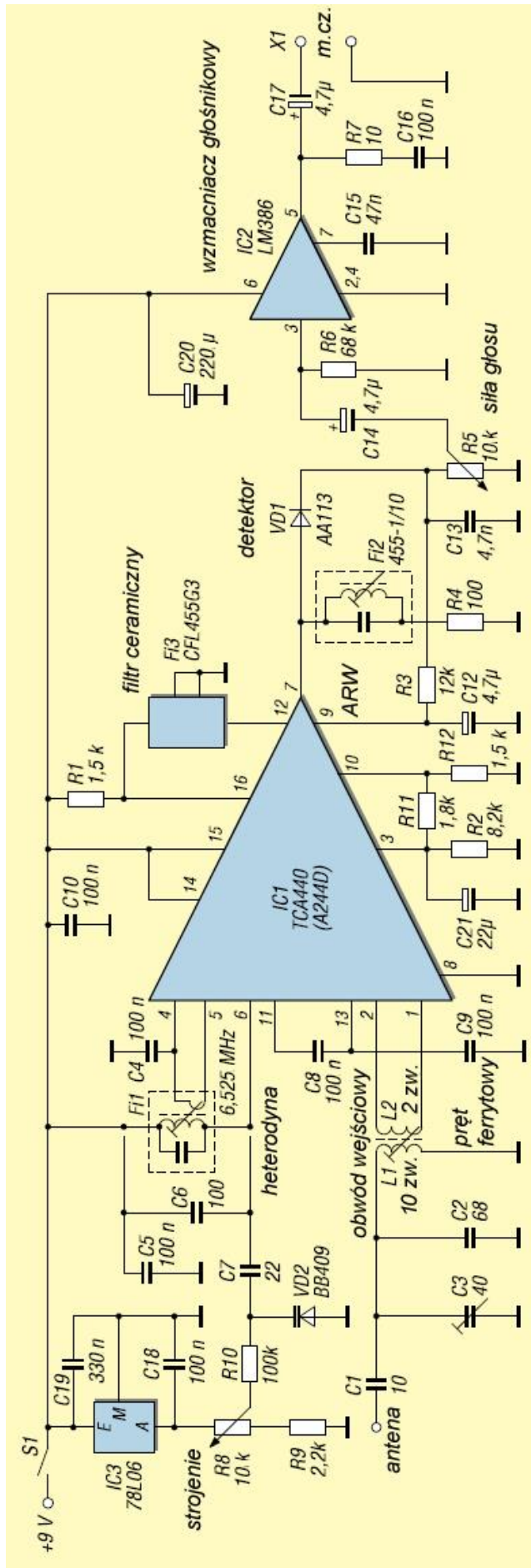
Selektywność zapewnia filtr p.cz. Fi3. Filtr Fi2 (fabryczny filtr p.cz.) na wyjściu wzmacniacza p.cz. eliminuje szumy wzmacniacza. Detekcja sygnału AM odbywa się na diodzie VD1 skąd sygnał jest podawany na wzmacniacz m.cz. o wzmacnieniu 20 (brak elementów między wyprowadzeniami 1 i 8). W razie potrzeby można to łatwo skorygować.

Napięcie stałe z detektora (z C3, R5) jest przez R3 i C13 podawane na wejście ARW (nóżkę 9). Wzmocnione napięcie ARW jest z nóżki 10 podawane na nóżkę 3 do regulacji wzmocnienia w.cz. Do wyjścia 10 można też podłączyć wychyłowy miernik siły odbioru. Stała czasu ARW jest określona przez wartości elementów RC na wyprowadzeniach 9, 10 i 3.

Tabela 6.5.3

Wykaz elementów odbiornika na pasmo 49 m

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	1,5 k Ω	C1	10 pF
R2	8,2 k Ω	C2	68 pF
R3	12 k Ω	C3	40 pF, trymer
R4	100 Ω	C4, C5, C8, C9, C10, C16, C18	100 nF
R5	10 k Ω , potencj. logarytm.	C6	100 pF
R6	68 k Ω	C7	22 pF
R7	10 Ω	C12, C14, C17	4,7 μ F
R8	10 k Ω , liniowy	C13	4,7 nF
R9	2,2 k Ω	C15	47 nF
R10	100 k Ω	C19	330 nF
R11	1,8 k Ω	C20	220 μ F
IC1	TCA440 (A244D)	C21	22 μ F
IC2	LM386	IC3	78L06
VD1	AA113	Fi3	Ceramiczny CFL455G3
VD2	BB409	Fi2	455-1/10
L1	10 zwojów na pręcie ferrytowym	L2	2 zwoje na pręcie



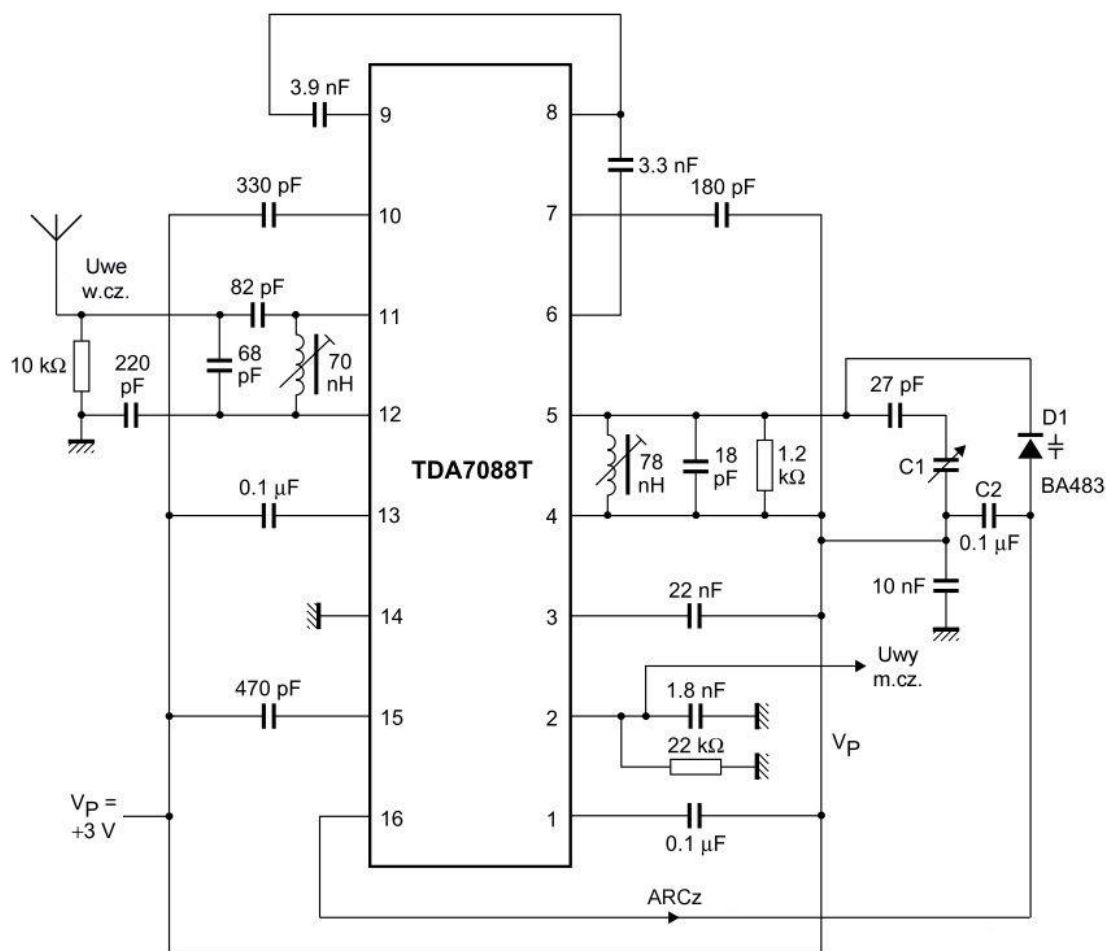
Rys. 6.5.6

6.6. Odbiorniki UKF na TDA7088

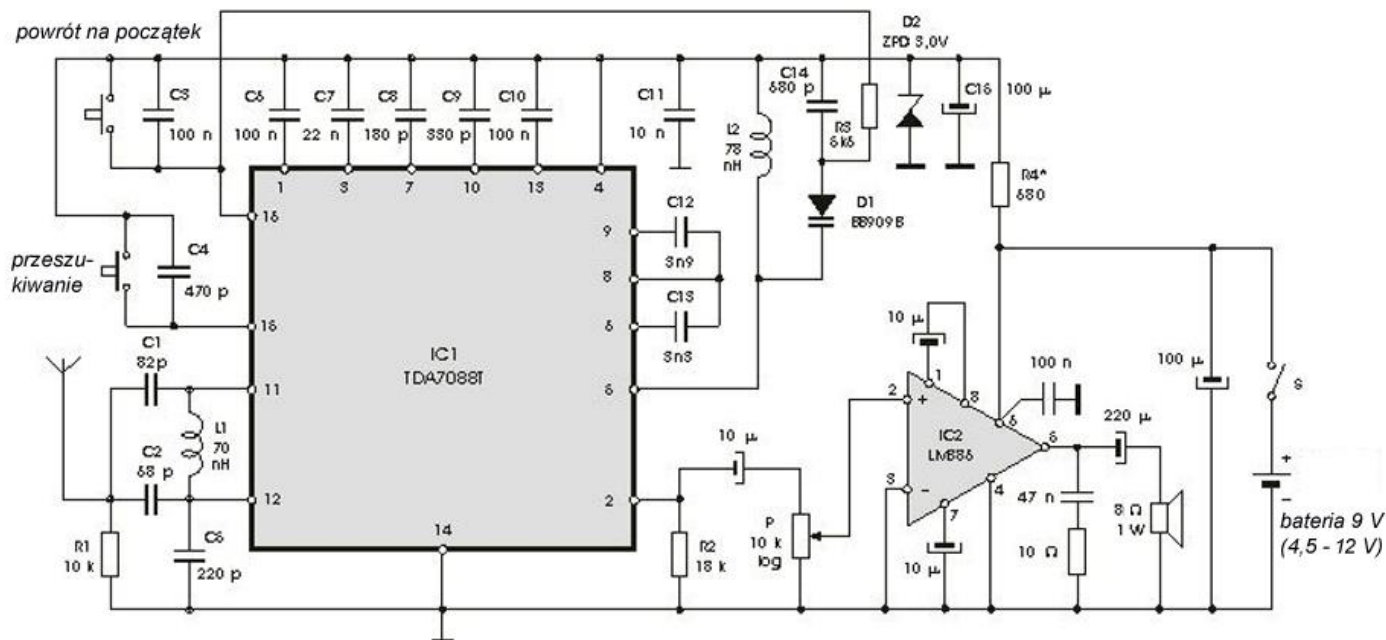
Układ scalony TDA7088 jest następcą popularnego przez bardzo wiele lat odbiornika TDA7000. Zawiera on całkowity monofoniczny odbiornik UKF-FM z przemianą częstotliwości na niską częstotliwość pośrednią 70 kHz (dewiacja zostaje odpowiednio zmniejszona w wyniku działania pętli synchronizacji częstotliwości FLL), demodulatorem FM i układem automatycznego dostrajania do stacji ARCz. Dzięki niskiej p.cz. niepotrzebne są selektywne filtry LC. Układ w znaczny sposób upraszcza konstrukcję odbiorników radiowych na zakres 87,5 – 108 MHz (70 – 120 MHz) i dzięki temu znalazł zastosowanie w fabrycznych konstrukcjach odbiorników przenośnych, w konstrukcjach amatorskich i zestawach do konstrukcji własnej.

Odbiorniki w typowych układach posiadają dostrojony na stałe do środka pasma obwód wejściowy i jedynie przestrajany jest obwód heterodyny. Może on być przestrajany za pomocą diody pojemnościowej (rys. 6.6.2) albo za pomocą kondensatora zmiennego UKF (rys. 6.6.1).

Układ odbiornika należy uzupełnić o wzmacniacz m.cz. w dowolnym układzie: tranzystorowy, scalony na LM386 itp.



Rys. 6.6.1. Typowy układ odbiornika UKF-FM na TDA7088 z ręcznym strojeniem i ARCz



Rys.6.6.2. Odbiornik ze wzmacniaczem na LM386 i z przeszukiwaniem pasma w górę

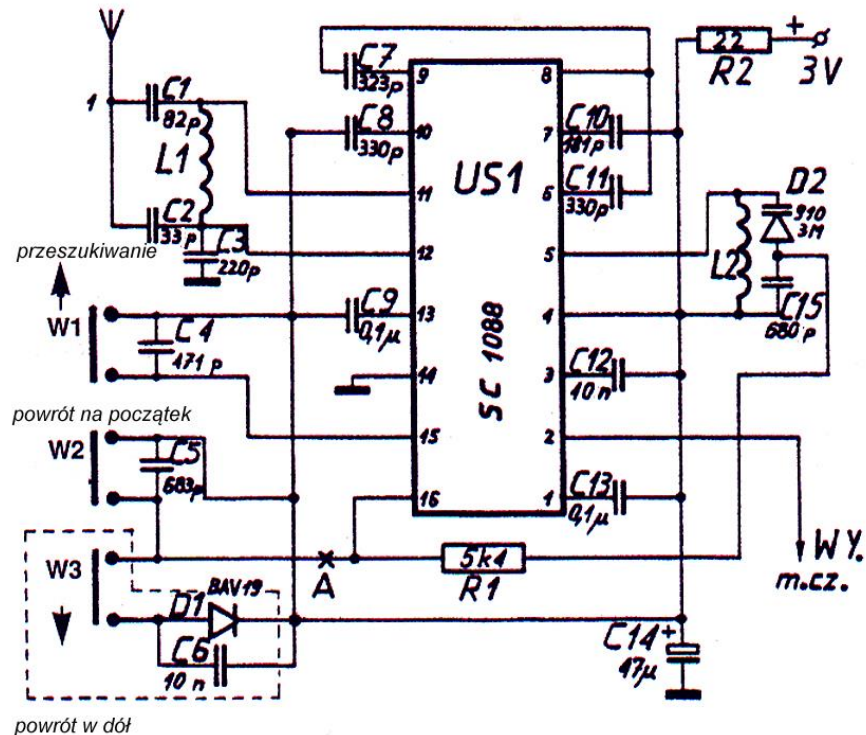
Ulepszony układ przestrajania został opisany w numerze 4/2003 *Radioelektronika*. Pozwala on także na kolejne zmniejszanie częstotliwości odbioru od 108 do 87,5 MHz, aż do znalezienia pożądanej stacji.

W typowym układzie przestrajania odbiornika odbywa się za pomocą dwóch przycisków W1-przeszukiwanie i W2-powrót na początek (87,5 MHz). Każde wciśnięcie przycisku W1 uruchamia automatyczne dostrajanie odbiornika do stacji nadawczej o wyższej częstotliwości. Dostrajanie zostaje przerwane, gdy poziom sygnału wejściowego zapewnia poprawną pracę detektora, a tym samym czysty odbiór kolejnej stacji radiofonicznej. Wciśnięcie przycisku W2 powoduje skokowe przestrojenie odbiornika na powrót do najniższej częstotliwości pasma 87,5 MHz. Wadą takiego rozwiązania jest brak możliwości sekwencyjnego zmniejszania częstotliwości dostrojenia w dół począwszy od 108 MHz oraz informacji o tym do jakiej częstotliwości stacji odbiornik został dostrojony. Przy braku przestrajania w dół powrót do stacji o niższej częstotliwości wymaga powrotu na początek pasma i wielokrotnego naciskania przycisku przeszukiwania pasma. Dla poprawienia komfortu obsługi odbiornik można uzupełnić o układ kolejnego zmniejszania częstotliwości dostrojenia jak to pokazano na schemacie 6.6.3. Układ scalony SC1088 (i jego odpowiedniki D7088, CD9088, RA2228, KA22428) jest wyposażony we wszystkie niezbędne do tego celu możliwości. Odbiornik (a właściwie jego heterodyna) jest przestrajany za pomocą diody pojemnościowej D2, która wchodzi w skład obwodu zawierającego także kondensator C15 i cewkę L2. Zmianę tj. wzrost napięcia ujemnego na końcówce 16 układu scalonego, a poprzez opornik R1 na diodzie D2 generuje układ US1 po zwarceniu przycisku W1.

Wzrost napięcia zostaje przerwany, gdy po dostrojeniu do do częstotliwości stacji radiowej natężenie sygnału jest wystarczające dla prawidłowej demodulacji. Kondensator C5 ładuje się do wartości napięcia, przy której proces strojenia zostaje przerwany. Zwarcie styków przycisku W2 powoduje rozładowanie kondensatora C15, spadek napięcia ujemnego na diodzie D2 i w konsekwencji przestrojenie obwodu heterodyny i całego odbiornika na dolną granicę pasma UKF.

Układ kolejnego zmniejszania częstotliwości dostrojenia jest obwiedziony na schemacie linią przerywaną. Składa się on z przycisku W3, kondensatora C6 oraz diody D1. Układ ten poprzez kolejne zwieranie styków W3 powoduje kolejne i skokowe zmniejszanie wartości napięcia na diodzie pojemnościowej D2, a tym samym przestrajanie odbiornika od górnej granicy pasma w dół. Po zwarceniu styków W3 następuje ładowanie kondensatora C6 przez opornik R1 i częściowe rozładowanie kondensatora C15 Spowodowany tym spadek napięcia na diodzie D2 zależy od stosunku pojemności kondensatorów C15 i C6. Włączona równolegle do kondensatora C6 dioda D1 ma za zadanie rozładowywać kondensator C6 w chwili gdy styki W3 zostają rozwarne. Pojemność kondensatora C6 równa 10 nF nie jest optymalna i można ją zmniejszyć do około 3 nF, a wówczas raster częstotliwości przestrajania zmaleje. Zmiana

kierunku diody D1 lub zbyt mała pojemność kondensatora C6 mogą być przyczyną wadliwego działania układu.



Schemat układu dostrajania

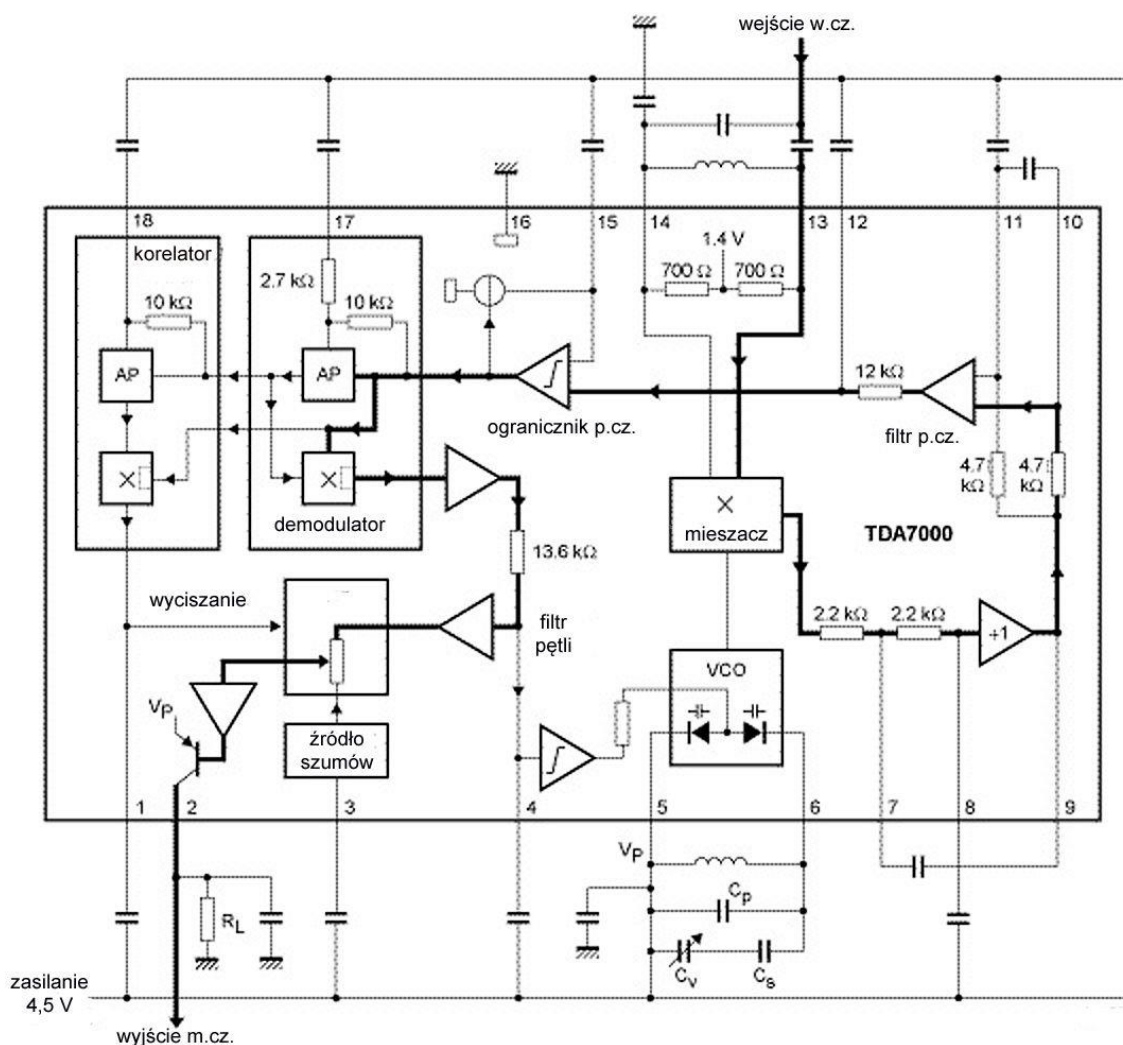
Rys. 6.6.3. Odbiornik z przestrajaniem w górę i w dół

6.6.1. Obwód TDA7000

Układy scalone z serii TDA7000 zostały opracowane z myślą o jak największym uproszczeniu konstrukcji odbiorników UKF-FM i o ich scaleniu w możliwie największym stopniu. Korzystne jest w tym przypadku uniknięcie obwodów rezonansowych p.cz. Przyjęto więc niską częstotliwość pośrednią równą 1/4 odstępu kanałów czyli 70 kHz. Częstotliwość lustrzana leży więc pośrodku między kanałami. Każda ze stacji jest jednak odbierana dwukrotnie – przy częstotliwości heterodyny niższej od częstotliwości odbioru o p.cz. i przy wyższej. Przy tak bliskim odstępie częstotliwości nie da się wyeliminować podwójnego odbioru za pomocą obwodu wejściowego. Częstotliwość pośrednia 70 kHz jest na dodatek niższa od dewiacji wynoszącej 75 kHz, co bez przyjęcia dalszych środków zapobiegawczych oznaczałoby wystąpienie poważnych zniekształceń odbieranego sygnału. Niska częstotliwość pośrednia pozwala jednak na zastosowanie filtrów RC zamiast obwodów rezonansowych. Liczbę dodatkowych elementów zredukowano do minimum, a wymagania im stawiane (tolerancje itd.) są również minimalne. Układ odbiornika zawiera jedynie dwie cewki – w obwodzie wejściowym i w obwodzie heterodyny. Ich strojenie wymaga jedynie zapewnienia pracy w granicach pasma radiowego. Dostrajanie do odbieranej stacji wymaga jedynie przestrajania obwodu heterodyny, podczas gdy obwód wejściowy jest stale dostrajony do środka zakresu. Jest on tłumiony za pomocą scalonych oporników 2 x 700 Ω, czyli wypadkowo 1,4 kΩ.

Strukturę wewnętrzną TDA7000 przedstawia rysunek 6.6.1.1. Sygnał z anteny jest podawany na mieszacz (symetryczny w układzie przeciwobnym), do którego doprowadzony jest także sygnał z wewnętrznego generatora lokalnego – VCO. Według danych katalogowych pracuje on do 110 MHz. Sygnał pośredniej częstotliwości jest przez stopień separatora doprowadzony do aktywnego filtra RC. Filtr pasmowy zapewnia lepszą eliminację szumów i zakłóceń, ale możliwe jest także zastosowanie filtra dolnoprzepustowego. W układzie pracuje filtr czwartego rzędu złożony ze scalonych oporności i zewnętrznych kondensatorów. Za filtrem p.cz. znajduje się wzmacniacz z ogranicznikiem. Zapewnia on stałą amplitudę dla sygnałów wejściowych o amplitudzie przewyższającej 5 µV. Na wyjściu ogranicz-

nika znajduje się stopień o niskiej impedancji wyjściowej służący do dopasowania impedancji. Do demodulacji sygnałów FM zastosowano demodulator kwadraturowy. Składa się on z mieszacza i z przesuwnika fazy zmieniającego fazę w zależności od częstotliwości sygnału. Na wyjściu mieszacza (dyskryminatora fazy) otrzymuje się uśredniony sygnał zależny od częstotliwości sygnału wejściowego demodulatora. Do otrzymania sygnału m.cz. konieczny jest filtr dolnoprzepustowy na wyjściu demodulatora. Dla zapewnienia przesunięcia fazy w zakresie $0^\circ - 180^\circ$ konieczny jest zewnętrzny kondensator.



Rys. 6.6.1.1. Struktura wewnętrzna TDA7000. Grubą kreską zaznaczono drogę sygnału

Zdemodulowany sygnał m.cz. jest podawany przez układ wyciszający na wzmacniacz m.cz. Przy braku sygnału stacji sygnał z demodulatora jest wyciszany, a na wejście wzmacniacza podawany jest szum z wewnętrznego generatora szumów. Zapewnia to bardziej realistyczne wrażenie, takie jak przy odbiorze FM za pomocą klasycznego odbiornika. Możliwy jest też tryb pracy z wyciszaniem bez dodawania szumów. Szybkość przełączania (wyciszania) zależy od stałej czasu filtra dolnoprzepustowego na wyjściu korelatora.

Heterodyna odbiornika wymaga podłączenia cewki. Część pojemności obwodu stanowią scalone w układzie diody pojemnościowe. Pozwala to na dostrajanie heterodyny za pomocą wytwarzanego wewnątrz napięcia stałego pochodzącego z wyjścia filtra dolnoprzepustowego. Powstaje w ten sposób pętla synchronizacji częstotliwości FLL. Pętla ta powoduje obniżenie dewiacji sygnału p.cz., przy przyjętych założeniach w stosunku 1:5 czyli z 75 kHz do 15 kHz⁴. Zapewnia to liniową demodu-

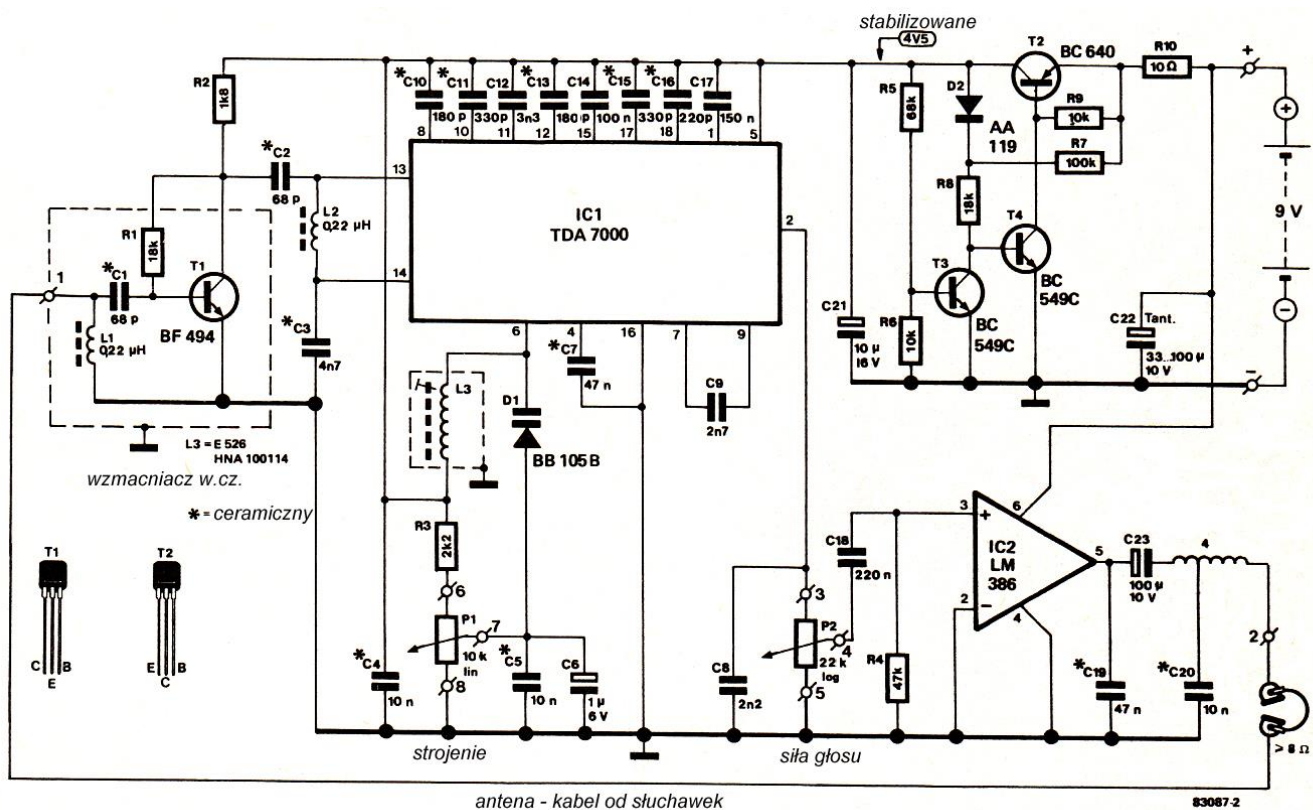
⁴ Przy p.cz. równej 0,25 odstępu kanałowego ($V_s = 4$) współczynnik kompresji dewiacji równy $1/(1 + V_s)$ wynosi 1/5.

lację bez zniekształceń. Pętla działa nie tylko dynamicznie powodując obniżenie dewiacji ale również dostraja heterodynę do stacji za pomocą napięcia stałego. Powstaje więc automatyczna regulacja częstotliwości ARCz – automatyczne dostrajanie. Ujemne sprzężenie zwrotne istnieje tylko w pobliżu właściwego punktu odbioru, w okolicy częstotliwości lustrzanej powstaje dodatnie sprzężenie zwrotne odstrajające heterodynę. Dostrojenie do częstotliwości lustrzanej staje się więc niemożliwe. Punkt właściwego odbioru odpowiada częstotliwości heterodyny leżącej poniżej częstotliwości odbioru.

Napięcie sterujące wyciszaniem i przełączaniem na wewnętrzny sygnał szumów pochodzi z korelatora. Działa on na tej samej zasadzie jak demodulator FM i zawiera przesuwnik fazy o przesunięciu zależnym od częstotliwości oraz trzeci mieszacz (dyskryminator fazy). Przesunięcie fazy jest jednak dwukrotnie wyższe niż w przesuwniku dyskryminatora. Przy właściwym dostrojeniu na wyjściu korelatora panuje napięcie ujemne, w pozostałych przypadkach dodatnie.

Na wyjściu m.cz. konieczne jest dodanie filtra deemfazy – korygującego uwypuklenie górnych składowych. Dla poszerzenia przenoszonego pasma zalecane jest jednak, aby zamiast standardowej stałej czasu 50 μ s stosować filtr o mniejszej stałej – 40 μ s.

W niektórych wariantach układu (przykładowo w dawniejszych TDA7010) brakuje wyprowadzenia dla kondensatora generatora szumów i nie jest on w ogóle używany. Zamiast tego tor m.cz. jest całkowicie wyciszany.



Rys.6.6.1.2. Przykład konstrukcji odbiornika na TDA7000 z przedwzmacniaczem, wzmacniaczem głośnikowym na LM386 i tranzystorowym stabilizatorem napięcia

Elementy wzmacniacza w.c.z. R1 – 18 k Ω , R2 – 1,8 k Ω , C1, C2 – 68 pF ceram., C3 – 4,7 nF, L1, L2 – 0,22 μ H, elementy wzmacniacza głośnikowego C18 – 220 nF, C19 – 47 nF, C20 – 10 nF, C23 – 100 μ F/10 V, P2 – 22 k Ω log.

cę diody pojemnościowej 1SV100. Do ręcznego strojenia służy potencjometr liniowy PT2 22 k Ω . Możliwe jest albo strojenie potencjometrem albo za pomocą klawiszy.

Cewki powietrzne 3-zwojowe są nawinięte drutem w izolacji, mają średnicę 5 mm i długość około 7 mm. Zmiana indukcyjności następuje przez rozciąganie i ściskanie cewki. Najważniejszą sprawą jest dostrojenie cewki heterodiny tak, aby pokryć właściwy zakres odbioru.

Przy dostrojeniu w pobliżu częstotliwości odbieranej stacji automatyczne dostrojenie ARCz dostraja odbiornik dokładnie do jej częstotliwości. Do odbioru wystarczy antena prętowa lub teleskopowa o długości 20 cm.

6.8. Odbiornik programu I Polskiego Radia

Odbiornik (*Radioelektronik*, 1/2001) jest przeznaczony do odbioru I programu Polskiego Radia nadawanego z Centrum Nadawczego w Solcu Kujawskim na częstotliwości 225 kHz. Jest to jedna z niewielu czynnych obecnie stacji radiowych nadających na falach długich.

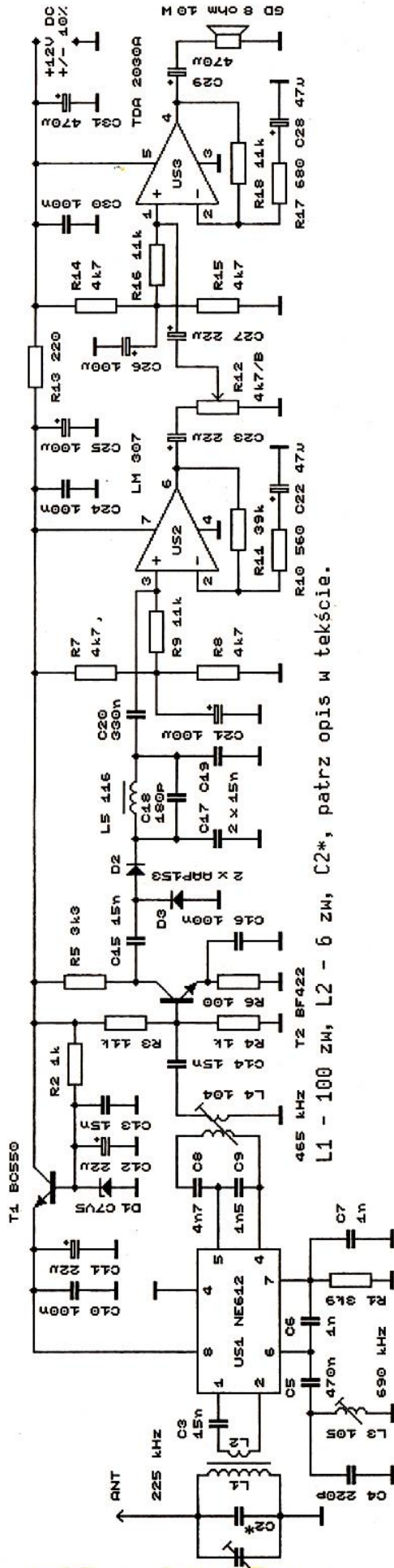
Odbiornik składa się z następujących bloków funkcjonalnych:

- wejściowego obwodu rezonansowego anteny ferrytowej z elementami C1, C2, L1, L2,
- heterodiny (generatora lokalnego) zawartego w układzie scalonym US1 wraz z elementami zewnętrznymi L3, C4, C5, C6, C7, R1,
- mieszacza sygnału odbieranego i sygnału heterodiny (zawartego wewnątrz US1)
- obwodu wyjściowego pośredniej częstotliwości z elementami zewnętrznymi L4, C8, C9,
- wzmacniacza p.cz. z tranzystorem T2,
- detektora AM z diodami D1 i D2,
- filtru rezonansowego za detektorem, zawierającego elementy L5, C17 – C19, dsłużącego do tłumienia zbędnych składowych po demodulacji,
- przedwzmacniacza m.cz. z układem scalonym US2,
- końcowego wzmacniacza mocy m.cz. z układem scalonym US3,
- pomocniczego stabilizatora z tranzystorem T1 do zasilania układu scalonego US1.

Sygnał stacji nadawczej 225 kHz zostaje wstępnie wydzielony w obwodzie rezonansowym anteny i doprowadzony do wejścia układu scalonego US1 (końcówki 1 i 2). Właściwe dopasowanie impedancji anteny i wejścia układu scalonego US1 jest zrealizowane dzięki odpowiedniej przekładni uzwojeń L1 i L2 nawiniętych na antenie ferrytowej. Impedancje te wynoszą odpowiednio ok. 1 M Ω i 1,5 k Ω . Wewnątrz układu US1 następuje zmieszanie sygnału użytecznego z sygnałem heterodiny 690 kHz. Częstotliwość heterodiny jest określona przez wartości elementów C4 i L3 równoległego obwodu rezonansowego. Podczas przemiany częstotliwości powstaje szereg jej produktów, z których wykorzystuje się tylko różnicę częstotliwości heterodiny i sygnału stacji nadawczej równą 465 kHz. Częstotliwość ta jest wydzielona w obwodzie rezonansowym L4, C8, C9, który odfiltrowuje zbędne składowe powstające w wyniku przemiany częstotliwości. Filtr ten ustala jednocześnie szerokość pasma przenoszenia odbiornika. Nie może ono być węższe niż 6 kHz aby nie pogarszać zrozumiałości audycji radiowej.

Dopasowanie impedancji filtru p.cz. jest zrealizowane od strony układu scalonego za pomocą dzielnika pojemnościowego C8, C9, natomiast od strony wzmacniacza p.cz. przez uzwojenie wtórne filtru 7x7 typu 104 (cewki L3, L4 i L5 to gotowe filtry typu 7x7, cewka L5 – typu 116). Dalej sygnał p.cz. jest wzmacniany przez stopień z tranzystorem T2. Na kolektorze tego tranzystora uzyskujemy sygnał o amplitudzie 5 – 20 mV. Jest on następnie poddany detekcji przez diody D2 i D3 wraz z kondensatorami C15 i C17, pracujące w układzie podwójacza napięcia. Za detektorem znajduje się filtr rezonansowy wycinający ze zdemodulowanego sygnału m.cz. resztki sygnału p.cz. i zbędnych składowych przemiany częstotliwości., które mogą się jeszcze pojawić w tym miejscu. Filtr składa się z indukcyjności L5 i pojemności C17, C18 i C19. Kondensator C17 pełni tutaj podwójną rolę: jest elementem filtru i jednocześnie elementem układu prostowniczego.

Następnym blokiem po detektorze przedwzmacniacz m.cz. ze wzmacniaczem operacyjnym US2, którego zadaniem jest wzmocnienie sygnału akustycznego do poziomu umożliwiającego prawidłoweysterowanie końcówki mocy, zbudowanej przy użyciu wzmacniacza operacyjnego dużej mocy – US3. Impedancja głośnika nie może być mniejsza od 8 Ω .

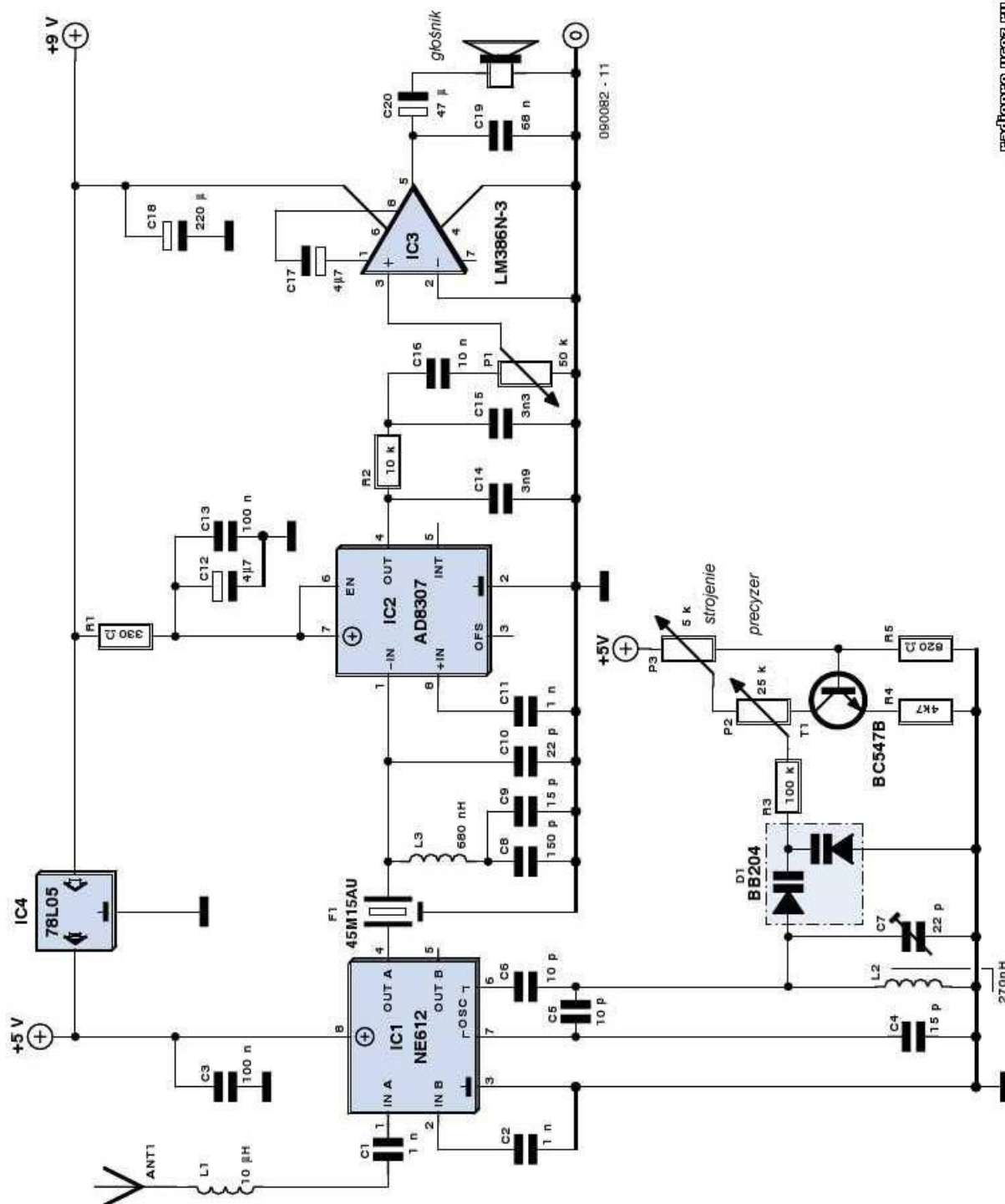


Antenę ferrytową stanowi pręt o średnicy 8 – 12 mm i długości nie mniejszej niż 120 mm. Cewka L1 jest nawinięta na tulejce papierowej i składa się ze 100 zwojów DNE 0,3 mm nawiniętych zwoj obok zwoju bez odstępów. Uzwojenie trzeba zabezpieczyć przed rozwinięciem za pomocą kleju albo lakieru do paznokci. Na środkową część uzwojenia należy nakleić pasek papieru o szerokości 2 cm jako podkład pod uzwojenie L2. Cewka L2 składa się z 6 zwojów przewodu DNE 0,3 mm. Należy ją zabezpieczyć przed rozwinięciem w taki sam sposób jak L1. Wartość kondensatora C2 zaznaczonego na schemacie gwiazdką dobiera się podczas uruchamiania układu tak, aby dostroić obwód do częstotliwości stacji. W trakcie uruchamiania można zamiast niego włączyć kondensator strojeniowy 250 pF i po dostrojeniu zastąpić go przez kondensator stały (lub ich połączenie równoległe o właściwej pojemności – w egzemplarzu modelem były to dwa kondensatory o łącznej pojemności około 430 pF). Napięcie na końcówce 8 US1 powinno mieć wartość około 7 V. Stabilizator można zastąpić scalonym typu 7808 i w szereg z jego wyjściem włączyć prostowniczą diodę krzemową albo dwie diody Schottkiego. W trakcie uruchamiania należy heterodynę dostroić do częstotliwości 690 kHz za pomocą rdzenia w cewce L3.

Rys. 6.8.1. Schemat odbiornika na 225 kHz

6.9. Odbiornik lotniczy z detektorem logarytmicznym

Odbiornik AM na pasmo lotnicze posiada stopień przemiany częstotliwości na NE612 i logarytmiczny stopień detektora na układzie scalonym ASD8307. Dzięki logarytmicznej charakterystyce detektora odbiornik nie wymaga stosowania ARW. W lotnictwie stosowana jest modulacja amplitudy (AM), aby uniezależnić odbiór od wpływu efektu Dopplera – wyraźnie zauważalnego przy szybkościach rozwijanych przez współczesne samoloty.



radiopro.ucoz.ru

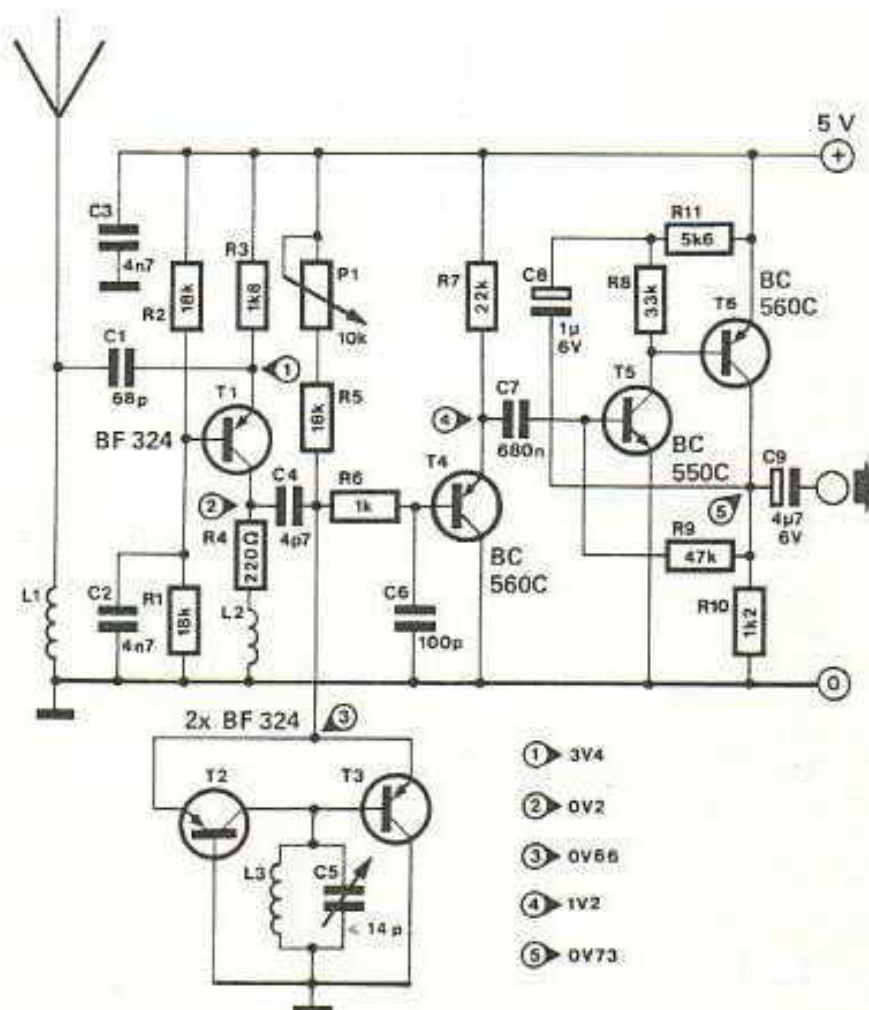
Rys. 6.9.1. Schemat ideowy odbiornika AM z detektorem logarytmicznym.

Tabela 6.9.1

Wykaz elementów odbiornika z detektorem logarytmicznym

Element	Wartość	Element	Wartość
C1, C2, C11	1 nF	R1	330 Ω
C3, C13	100 nF	R2	10 k Ω
C4, C9	15 pF	R3	100 k Ω
C5, C6	10 pF	R4	4,7 k Ω
C7	22 pF, trymer	R5	820 Ω
C8	150 pF	P1	50 k Ω , logarytmiczny
C10	22 pF	P2	25 k Ω , liniowy
C12, C17	4,7 μ F	P3	5 k Ω , liniowy
C14	3,9 nF	L1	10 μ H
C15	3,3 nF	L2	270 nH
C16	10 nF	L3	680 nH
C18	220 μ F	IC1	NE612
C19	68 nF	IC2	AD8307
C20	47 μ F	IC3	LM386N-3
D1	BB204	IC4	78L05
F1	45M15AU, ceramiczny	T1	BC547B

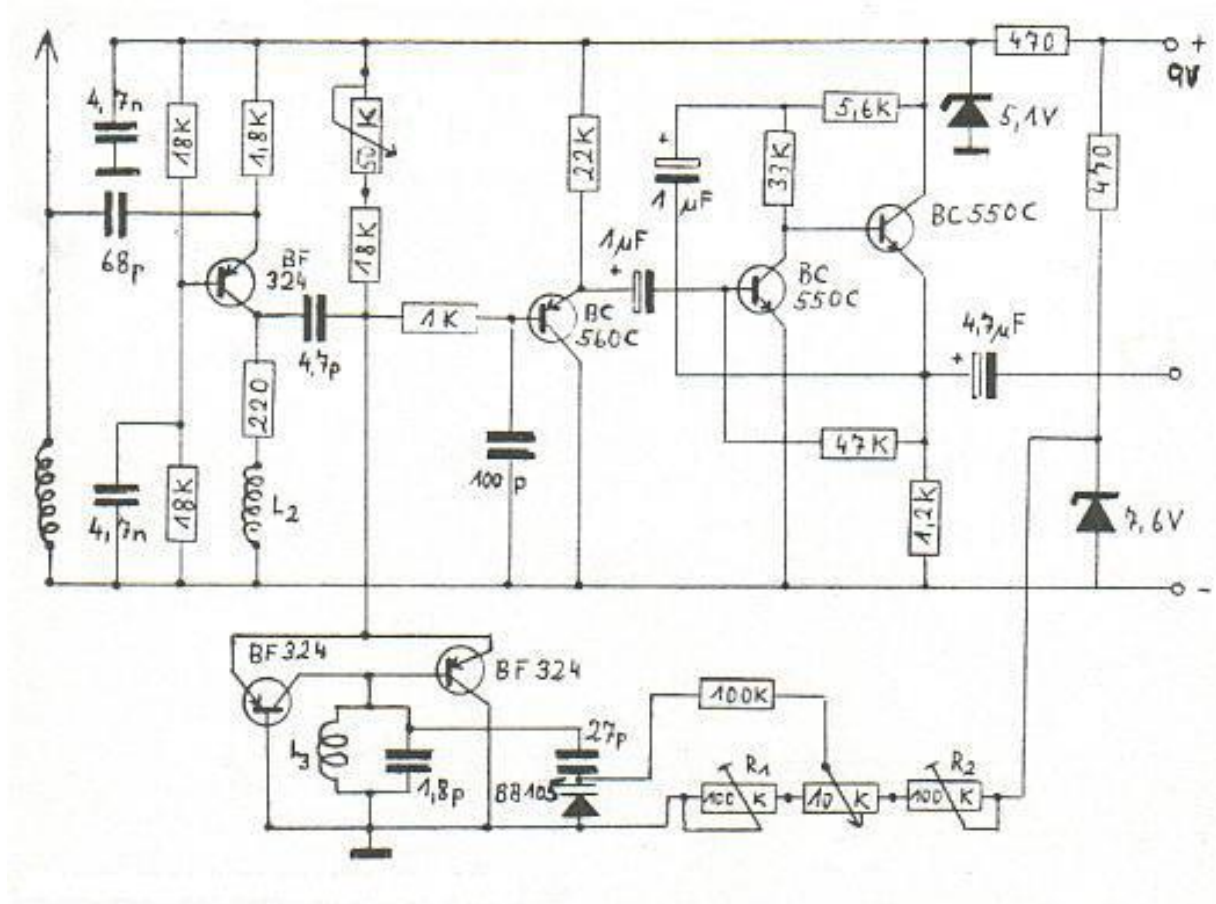
6.10. Odbiornik FM z generatorem synchronizowanym



Rys. 6.10.1. Schemat eksperymentalnego odbiornika z generatorem synchronizowanym

Do detekcji sygnału zmodulowanego częstotliwościowo wykorzystano w nim zależność amplitudy drgań generatora synchronizowanego od jego częstotliwości, a co za tym idzie – zmiany poboru prądu przez generator. Powoduje to zmiany spadku napięcia na oporności znajdującej się w obwodzie zasilania (są to połączone szeregowo potencjometr P1 i opornik R5). Po dostrojeniu generatora (pracującego na tranzystorach T2 i T3) do częstotliwości odbieranej stacji synchronizuje się on z nią, zmieniając częstotliwość oscylacji w takt modulacji. W wyniku tego napęczenie w punkcie 3 zmienia się również w takt modulacji. Otrzymany w ten sposób sygnał m.cz. po odfiltrowaniu składowej w.cz. za pomocą filtra dolnoprzepustowego R6, C6 jest wzmacniany w trzystopniowym wzmacniaczu zrealizowanym na tranzystorach T4 – T6. Na wyjście ostatniego stopnia można podłączyć słuchawki wysokoomowe lub dowolny wzmacniacz głośnikowy.

Wzmacniacz w.cz. na tranzystorze T1 zapobiega dodatkowo promieniowaniu przez antenę sygnału z lokalnego generatora. Potencjometr P1 służy do regulacji czułości odbiornika. Odbiornik wykazuje czułość wystarczającą do odbioru pobliskich amatorskich stacji przemiennikowych lub łączności lokalnych w paśmie 2 m. Po dostrojeniu do pasma 87,5 – 108 MHz może on także służyć do odbioru programów radiofonicznych. Eksperymentalny układ pochodzi z książki „302 Schaltungen” wydawnictwa Elektor. Jego drugi wariant jest przestrajany za pomocą diody pojemnościowej BB105, BB109, BA121 itp. Tranzystory można zastąpić przez inne o podobnych parametrach. Wariant drugi opracowany przez DL1AAT pochodzi z numeru 9/1989 CQDL.



Rys. 6.10.2. Wariant odbiornika przestrajany za pomocą diod pojemnościowych

Dane cewek:

Pasma 87,5 – 108 MHz: L1 – 10 zw. DME 0,5 mm, na średnicy 3 mm, L2 – 13 zw. DNE 0,5 mm, na średnicy 5 mm, L3 – 4 zw. DNE 1,2 mm, na średnicy 5 mm.

Pasma 144 – 146 MHz: L1 – 10 zw. DNE 0,5 mm, na średnicy 3 mm, L2 – 13 zw. DNE 0,5 mm, na średnicy 5 mm, L3 – 3 zw. CuAg 1 mm, na średnicy 4 mm.

Tabela 6.10.1

Wykaz elementów eksperymentalnego odbiornika FM

Element	Właściwości	Element	Właściwości
R1, R2, R5	18 k Ω	C8	1 μ F/6 V
R3	1,8 k Ω	C9	4,7 μ F
R4	220 Ω	T1, T2, T3	BF324
R6	1 k Ω	T4, T6	BC560C
R7	22 k Ω	T5	BC550C
R8	33 k Ω	Wariant 2	
R9	47 k Ω	Dioda pojemnościowa	BB105
R10	1,2 k Ω	R1, R1	100 k Ω , pot. montaż.
R11	5,6 k Ω	Potencjometr liniowy	10 k Ω
C1	68 pF	Opornik	100 k Ω
C2, C3	4,7 nF	Kondensator	1,8 pF
C4	4,7 pF	Dioda Zenera	5,1 V
C5	14 pF, strojeniowy	Dioda Zenera	7,6 V
C6	100 pF	2 oporniki	470 Ω
C7	680 nF lub 1 μ F	Tranzystor T6	BC550C

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, Funkamateur Bibliothek 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

