

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

56

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

PROSTE NADAJNIKI AMATORSKIE
TOM 1

WIEDEŃ 2021



© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń 2021

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 nadajniki amatorskie

Tom 1

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, styczeń 2021

Spis treści

Wstęp	6
1. Stopnie nadajników	8
1.1. Generatory sterujące	11
1.2. Powielacze częstotliwości	16
1.3. Modulatory SSB	17
1.3.1. Metoda filtrowa	17
1.3.2. Metoda fazowa	21
1.4. Modulatory FM	26
1.5. Wzmacnacze w.cz.	28
1.6. Wzmacniacze mocy klasy D, E i F	31
1.7. Obwody wyjściowe	38
2. Krótkofalowe nadajniki telegraficzne	46
2.1. Nadajnik telegraficzny na pasmo 30 m	46
2.2. Radiostacje telegraficzne na pasmo 80 m	47
2.3. Nadajnik telegraficzny AVT na pasmo 80 m	51
2.4. Nadajniki telegraficzne na pasma 1,8 – 28 MHz	53
2.5. Radiostacje i nadajniki telegraficzne na pasmo 40 m	57
2.6. Nadajnik telegraficzny na pasmo 21 MHz	63
2.7. Radiostacja telegraficzna HB9BXE na pasmo 20 m	64
2.8. Nadajnik telegraficzny na pasmo 10 m	69
3. Krótkofalowe nadajniki foniczne	71
3.1. „Kajman” radiostacja SSB na pasmo 80 m	71
3.2. „Mini” radiostacja SSB na pasmo 15 m	73
3.3. „BITX” radiostacja SSB na pasmo 20 m	76
3.4. Radiostacja „TinySSB” na pasmo 80 m	79
3.5. Filtrowa wzbudnica SSB na pasmo 80 m	81
4. Nadajniki dla emisji cyfrowych	83
4.1. Mikronadajniki WSPR	83
4.2. Nadajnik WSPR na „Malinie”	91
4.3. Nadajniki QRSS na obwodach logicznych	96
4.4. Radiolatarnia na zakres 313 kHz – 200 MHz	98
4.5. Radiolatarnia QRSS na pasmo 30 m	100
Literatura i adresy internetowe	102

Sommaire

Émetteurs simples pour radio amateurs

Préface	6
1. Étages d'émetteur	8
1.1. Oscillateurs	11
1.2. Multiplicateurs de fréquence	16
1.3. Modulateurs BLU	17
1.3.1. Méthode de filtrage	17
1.3.2. Méthode de déphasage	21
1.4. Modulateur FM	26
1.5. Amplificateurs HF	28
1.6. Amplificateurs de puissance classe D, E et F	31
1.7. Circuits de sortie	38
2. Émetteurs HF télégraphiques	46
2.1. Émetteur télégraphique 30 mètres	46
2.2. Émetteurs-récepteurs télégraphiques 80 mètres	47
2.3. Émetteur télégraphique de AVT pour la bande de 80 mètres	51
2.4. Émetteurs télégraphiques HF 1,8 – 28 MHz	53
2.5. Émetteurs et émetteurs-récepteurs télégraphiques 40 mètres	57
2.6. Émetteur télégraphique pour la bande 21 MHz	63
2.7. Émetteur télégraphique HB9BXE 20 mètres	64
2.8. Émetteur télégraphique 10 mètres	69
3. Émetteurs audio HF	71
3.1. „Kajman” – émetteur-récepteur BLU 80 mètres	71
3.2. „Mini” – émetteur-récepteur BLU 15 mètres	73
3.3. „BITX” – émetteur-récepteur BLU 20 mètres	76
3.4. Émetteur-récepteur „TinySSB” 80 mètres	79
3.5. Émetteur BLU à filtre pour la bande de 80 mètres	81
4. Émetteurs pour modes numériques	83
4.1. Mikro émetteurs WSPR	83
4.2. Émetteur WSPR à „Raspberry Pi”	91
4.3. Émetteurs QRSS à portes logiques	96
4.4. Balise pour la gamme de 313 kHz – 200 MHz	98
4.5. Balise QRSS 30 mètres	100
Bibliographie et les pages web	102

Wstęp

Po uzyskaniu licencji poszerzają się także możliwości własnych konstrukcji. Krótkofalowcom wolno legalnie konstruować, uruchamiać i używać nadajniki na pasma amatorskie. Większość z nich korzysta wprawdzie ze sprzętu fabrycznego i jest to całkowicie normalne. W żadnym wypadku nie należy z tego powodu czuć się kimś gorszym albo dać sobie wmówić czegoś w tym stylu. Doświadczenie techniczne i tak przyjdzie z biegiem czasu. Większość krótkofalowców nie posiada także dostatecznego wyposażenia, aby móc konstruować i uruchamiać aparaturę nadawczą albo nadawczo-odbiorczą wyższej klasy i o większych mocach albo przewidzianą do pracy w systemach cyfrowych (D-Star, DMR itd.). Zresztą w obecnych czasach krótkofalowcy nie są już zdani na własne konstrukcje całości lub prawie całości wyposażenia

Polem dla własnych konstrukcji stają się więc w pierwszym rzędzie stosunkowo proste nadajniki albo radiostacje nadawczo-odbiorcze małej mocy. Zbudowanie urządzenia tego rodzaju w oparciu o gotowe schematy i opisy ma duże znaczenie dydaktyczne. Pozwala na lepsze zrozumienie nie tylko zasad pracy urządzeń, ale także wielu szczegółów technicznych i praktycznych. Nawiązywanie łączności za pomocą sprzętu własnej konstrukcji daje zresztą wiele satysfakcji. Na początek nie warto jednak rzucać się na głęboką wodę zaczynając od konstrukcji bardziej skomplikowanych i wymagających szerokiej wiedzy z wielu dziedzin, nie tylko radiotechniki ale także programowania, działania mikrokomputerów itd. Własne konstrukcje, poza stosunkowo nieskomplikowanymi, nie są też tańsze aniżeli sprzęt fabryczny podobnej klasy. Nie da się w nich też osiągnąć takiego stopnia miniaturyzacji jak w konstrukcjach fabrycznych (ale nie powinno to być najważniejszym celem konstruktora). Ważne jest, aby były to konstrukcje przejrzyste, nietrudne w uruchamianiu i o stopniu trudności dostosowanym do wiedzy i umiejętności konstruującego.

W pierwszym rzędzie oprócz znaczenia dydaktycznego ważnym aspektem staje się zaspokojenie własnej żylki konstruktorskiej. Dużym ułatwieniem w konstrukcjach sprzętu jest skorzystanie z gotowych zestawów do własnej konstrukcji. Odciąża to przyszłego konstruktora od, żmudnego często, poszukiwania potrzebnych podzespołów, programowania mikroprocesorów, projektowania i wytrawiania obwodów drukowanych (co w warunkach domowych może być trudne lub wręcz niemożliwe do wykonania, zwłaszcza w przypadku bardziej skomplikowanych układów).

Drugim rodzajem sytuacji, w których warto pomyśleć o własnych konstrukcjach jest budowa wyposażenia, którego nie ma na rynku w gotowej postaci (przynajmniej po cenach możliwych do przyjęcia przez osoby prywatne). Mogą być to przykładowo radiostacje na pasma mikrofalowe. W tym i w innych podobnych przypadkach drogą prowadzącą skutecznie do celu jest wykorzystanie gotowych i sprawdzonych modułów i połączenie ich w jedną całość. Wbrew pozorom nie jest to zadanie mało ambitne i zapewnia także zdobycie wielu cennych doświadczeń technicznych. Dobrym przykładem jest tutaj wyjście w eter przez satelitę QO-100.

Trzecim rodzajem sytuacji, w których konstruowanie staje się opłacalne jest uzupełnianie posiadanego wyposażenia o dodatkowe układy usprawniające działanie jego i całej stacji w ogólności. Są to często układy stosunkowo nieskomplikowane, a sprawą istotną staje się ich celowy wybór, taki który pozwala przykładowo na usunięcie słabych stron posiadanego wyposażenia.

Przymierzając się do domowych konstrukcji wszystko jedno z jakiego z wymienionych powodów warto też pamiętać, że przeważnie całość prac będzie trwała dłużej niż się to wydaje na początku i być może w trakcie realizacji pojawią się nieprzewidziane trudności. Ich przezwyciężenie samemu lub z pomocą kolegów może też dać dużo satysfakcji.

Dlatego też, podobnie jak w tomach 54 i 55 ograniczamy się do przedstawienia konstrukcji raczej nieskomplikowanych i łatwiejszych w odwzorowaniu. W następnym etapie mogą one stać się podstawą do dalszych modyfikacji i rozbudowy, także z wykorzystaniem własnych pomysłów. Moce wyjściowe opisanych nadajników są przeważnie niewielkie i leżące w zakresie QRP lub w pobliżu jego formalnych granic. Dla emisji o stałej amplitudzie (telegrafii, części emisji cyfrowych itp.) jako formalną granicę QRP przyjęto moc 5 W. Dla fonii SSB ten średni poziom uzyskuje się natomiast przy ~12 W mocy szczytowej.

Przeważnie lub przynajmniej bardzo często moce QRP są kojarzone z łącznościami telegraficznymi. Konstrukcje nadajników i radiostacji telegraficznych należą wprawdzie do najprostszych, ale w obecnym skrypcie nie ograniczamy się jedynie do radiostacji telegraficznych. Satysfakcjonujące wyniki można przy małych mocach osiągnąć również stosując emisje cyfrowe nadawane za pomocą nadajników

SSB i w mniejszym stopniu także FM, a i łączności fonicznych na krótkich dystansach nie należy traktować jak czegoś gorszego. Nie zawsze musi być to łączność z ekspedycją przebywającą na bezludnej wyspie na antypodach albo w ich pobliżu. Obecnie największą popularnością wśród emisji cyfrowych na falach krótkich cieszy się FT-8. Wąskie pasmo zajmowane przez sygnał FT-8 stawia jednak wyższe wymagania odnośnie stabilności częstotliwości nadajników. Powinny one być stabilizowane kwarcowo. Podobnie jak w przypadku dwóch poprzednich tomów autor nie ogranicza się do przedstawienia wybranych rozwiązań, ale stara się przybliżyć również podstawy teoretyczne i zasady działania układów. Część z nich została też przedstawiona w tomach 54 i 55 poświęconych rozwiązaniom nieskomplikowanych odbiorników. Dla poszerzenia własnej wiedzy warto zajrzeć i do nich.

Podobnie jak w przypadku rozwiązań odbiorczych autor prezentuje jedynie układy półprzewodnikowe pozostawiając schematy nadajników lampowych entuzjastom dawniejszych technik albo dużych mocy. Opisy łatwych do wykonania nadajników na różne zakresy od fal długich do mikrofal i od nadajników radiolatarni po telemetryczne znajdują czytelnicy w tomach 12, 13, 17, 18, 25, 28, 29 i 33 „Biblioteki polskiego krótkofalowca”. Zasady cyfrowej obróbki sygnałów omawia tom 36.

*Krzysztof Dąbrowski
Wiedeń, 15 stycznia 2021*

1. Stopnie nadajników

Do najważniejszych stopni nadajników należą generator sterujący (generator nośnej), układ modulatora i wzmacniacz mocy wraz ciągiem wzmacniaczy sterujących. W nadajnikach na wyższe zakresy dodatkowo występują stopnie powielania częstotliwości, a w nadajnikach SSB układy przemiany częstotliwości z częstotliwości pośredniej, na której jest formowany sygnał jednowstęgowy na zakresy pracy nadajnika. Przemiana częstotliwości wymaga wyposażenia nadajnika w dodatkowy przestrajany generator nośnej. Sygnały modulujące wymagają wzmocnienia do poziomu takiego, aby nadajnik mógł być w pełni wymodulowany, konieczne są więc także stopnie wzmocnienia niskiej częstotliwości (m.cz.). W przypadku nadajników telegraficznych konieczny jest także układ kluczujący: włączający i wyłączający jeden lub więcej stopni nadajnika w takt kluczowania (w przypadku kluczowania amplitudy).

Układ i stopień rozbudowy modulatora zależy od rodzaju modulacji. Najważniejsze z nich zostały omówione w tomie 54 niniejszej serii. Mówiąc w dużym skrócie dla przypomnienia: modulacja oznacza nałożenie na falę nośną informacji użytecznej. Polega to na zmianie jednej lub kilku właściwości fali nośnej. Może być to zmiana jej amplitudy – otrzymuje się wówczas modulację amplitudy – albo częstotliwości lub fazy fali. Te dwa rodzaje modulacji noszą wspólną nazwę modulacji kąta. W najprostszym wariantcie modulacji amplitudy (AM) otrzymuje się sygnał złożony z fali nośnej i dwóch wstęg bocznych niosących identyczną informację. Wariant ten stosowany jest do chwili obecnej w radiofonii na falach długich, średnich i krótkich, ale w radiokomunikacji wyszedł z użycia przed kilkudziesięciu laty. Na jego miejsce weszła modulacja jednowstęgowa (SSB) jest ona nie tylko oszczędniejsza energetycznie, ale sygnał jednowstęgowy zajmuje tylko połowę pasma częstotliwości sygnału dwuwstęgowego. W radiokomunikacji amatorskiej nadawana jest jedynie jedna ze wstęg bocznych, natomiast w radiokomunikacji profesjonalnej stosowane jest także nadawanie szczątkowej (silnie wytłumionej) nośnej, która służy do synchronizacji generatora dudnieniowego w odbiorniku. W radiokomunikacji profesjonalnej stosowana jest także transmisja sygnału dwuwstęgowego, w którym każda ze wstęg bocznych jest zmodulowana inną informacją.

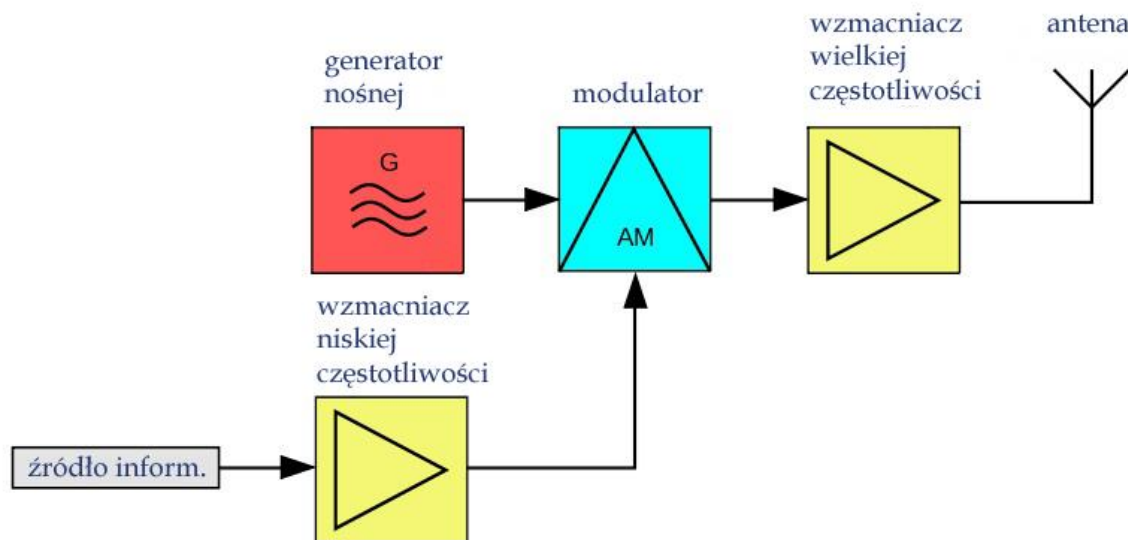
W łącznościach amatorskich przyjęło się historycznie, że poniżej 10 MHz używana jest wstęga dolna (LSB), a powyżej górna (USB). Powoliło to swego czasu na uproszczenie konstrukcji nadajników pokrywających dwa stosunkowo najważniejsze pasma 80 m i 20 m bez przełączania generatora VFO. Zasada ta obowiązuje obecnie jedynie w łącznościach fonicznych. W łącznościach emisjami cyfrowymi (RTTY, PSK31, SSTV itd.) stosowana jest zawsze górna wstęga boczna, tak jak w komunikacji profesjonalnej. Jedynie łączności satelitarne „wyłamują się” z tych ustaleń, ale nie miejsce tutaj na szczegółowe omówienie powodów tej sytuacji. Są one jak najbardziej uzasadnione technicznie.

Sygnał jednowstęgowy można formować w nadajnikach na kilka sposobów, z których najczęściej stosowane są: sposób polegający na odfiltrowaniu niepożądanego wstęgi bocznej za pomocą mniej lub bardziej rozbudowanego układu filtru (nośna jest zasadniczo tłumiona w modulatorach zrównoważonych) – czyli metoda filtrowa i metoda fazowa polegająca na kompensacji niepożądanych składowych sygnałów, tak aby pozostała tylko jedna wstęga boczna. Swego czasu metoda fazowa była bardzo rozpowszechniona w związku ze stosunkowo wysokimi cenami filtrów kwarcowych i magnetoelektrycznych (magnetostrykcyjnych) – zwłaszcza jak na prywatną kieszeń. Obecnie zyszała na popularności dzięki temu, że daje się stosunkowo łatwiej zrealizować w technice cyfrowej obróbki sygnałów (COS).

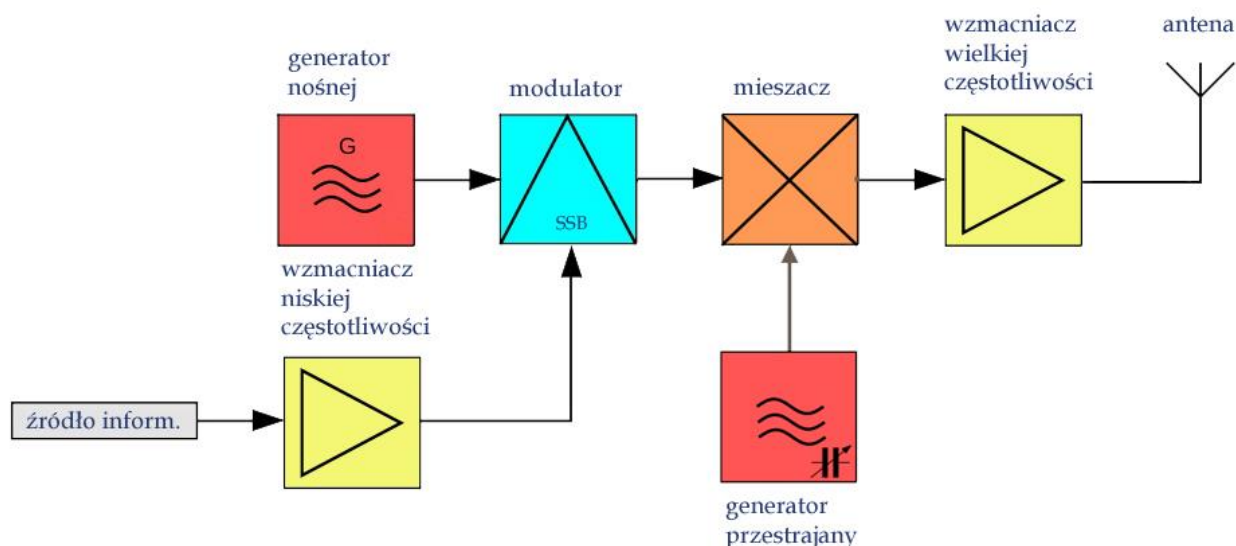
W pasmach UKF i wyższych rozpowszechniona jest modulacja kątowa – modulacja częstotliwości lub fazy nośnej. Polega to w pierwszym przypadku na zmianie częstotliwości drgań generatora nośnej w takt sygnału modulującego, a w drugim na przestrajaniu obwodu rezonansowego jednego z dalszych stopni i wpływaniu w ten sposób na fazę fali nośnej, co pozwala na uzyskanie takiego samego efektu. Szczegóły przedstawione są w kolejnych punktach rozdziału.

O ile częstotliwość sygnałów zmodulowanych amplitudowo nie może ulegać powielaniu, gdyż wraz z nią powielane byłyby częstotliwości wstęg bocznych co powodowałoby całkowitą utratę zrozumiałości modulacji, o tyle sygnały z modulacją kątową mogą być powielane bez szkody dla sygnałów modulujących. W tym przypadku należy jedynie dobrać zakres zmian częstotliwości nośnej (dewiację) tak, aby uzyskać pożądaną dewiację na częstotliwości wyjściowej. Dewiacja ulega powielaniu w tym samym stopniu co częstotliwość nośnej. Sygnał zmodulowany kątowo zajmuje szersze pasmo niżeli sygnał z modulacją amplitudy, ale powyżej pewnego progu następuje poprawa stosunku sygnału do szumu na wyjściu detektora w odbiorniku w porównaniu ze stosunkiem sygnału do szumu na wejściu odbiornika. Poprawa jest tym silniejsza im szersza jest dewiacja częstotliwości.

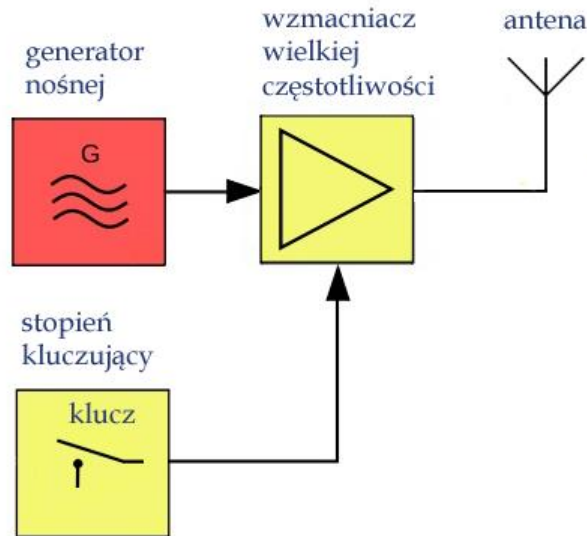
Dotąd przyjęliśmy w myśli założenie, że rozważania dotyczą analogowego sygnału mowy. W przypadku sygnałów cyfrowych zmiana amplitudy bądź częstotliwości następuje skokowo, albo w pewnym stopniu płynniej, ale nie w sposób ciągły w takt strumienia danych. W tym przypadku można mówić raczej o kluczowaniu niż o modulacji w sensie takim jak dla mowy. Częstotliwość lub faza przyjmują jedną z ustalonych (dla danego typu kluczowania) wartości. W transmisji dalekopisowej RTTY częstotliwość przyjmuje jedną z dwóch wartości, odpowiednio dla znaku (ang. *mark*) lub odstępu (ang. *space*), a w systemie cyfrowego głosu C4FM (Yaesu) – jedną z czterech. W emisji (B)PSK31 i pokrewnych faza sygnału przyjmuje wartości 0° lub 180° , a w (praktycznie nie używanym) wariacie QPSK31 – jedną z czterech wartości. W telegrafii albo w podstawowej normie dalekopisów Hella kluczowania jest natomiast amplituda – nadajnik jest włączony (amplituda pełna) lub wyłączony (amplituda zerowa).



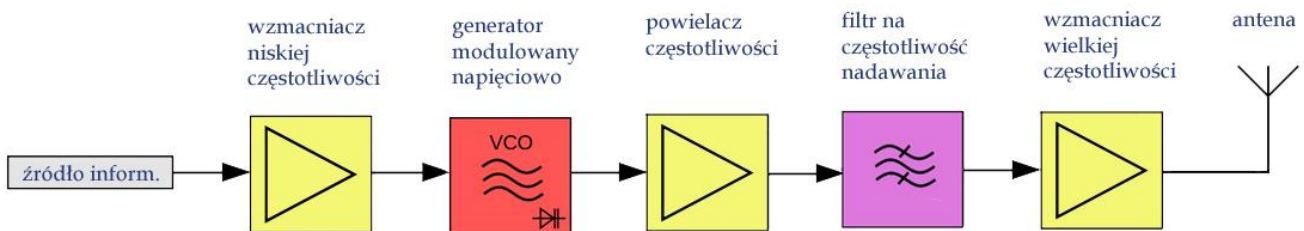
Rys. 1.1. Schemat blokowy nadajnika z modulacją amplitudy (AM – A3E), generator nośnej pracuje na częstotliwości nadawania, wzmacniacz mocy pracuje liniowo (w klasie AB)



Rys. 1.2. Schemat blokowy nadajnika z modulacją jednowstęgową (SSB – J3E). Generator nośnej i modulator pracują na stałej częstotliwości pośredniej, wzmacniacz mocy pracuje liniowo (przeważnie w klasie AB)

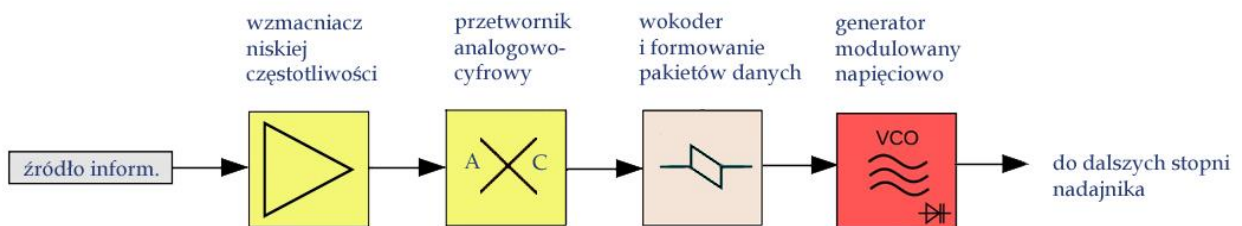


Rys. 1.3. Schemat blokowy prostego nadajnika telegraficznego z kluczowaniem amplitudy (A1A). Generator nośnej pracuje na częstotliwości nadawania. Kluczowany wzmacniacz wielkiej częstotliwości pracuje nieliniowo (w klasie C)



Rys. 1.4. Schemat blokowy nadajnika z modulacją częstotliwości (FM – F3E). Generator nośnej pracuje na podwielokrotnej (ułamkowej części) częstotliwości nadawania. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości pracuje nieliniowo (w klasie C)

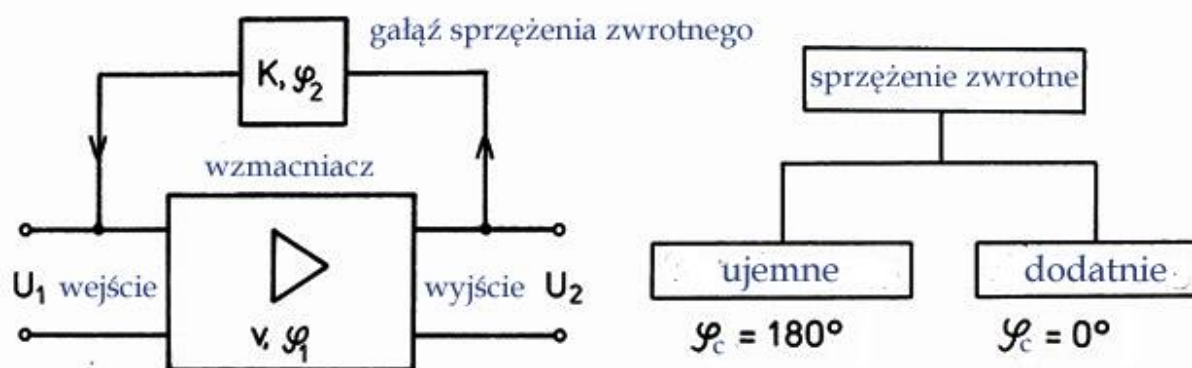
Źródłem nadawanej informacji widocznym na powyższych schematach może być mikrofon w przypadku łączności fonicznych lub komputer, kamera albo inne urządzenie w przypadku transmisji pisma lub obrazów (ogólnie rzecz biorąc – transmisji danych). Emisja nosi wówczas oznaczenia J2D lub F2D. W systemach cyfrowej transmisji głosu takich jak D-STAR, DMR albo C4FM analogowy sygnał głosu zostaje po wzmacnieniu przetworzony na postać cyfrową za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego i skompresowany przy użyciu wokodera. Dopiero wyjściowe pakiety danych z wokodera klucząją częstotliwość nadajnika. W odbiorniku proces przetwarzania strumienia danych na mowę zachodzi w odwrotnym kierunku.



Rys. 1.5. Zasada transmisji cyfrowego głosu (F7W)

1.1. Generatory sterujące

Zasady pracy podstawowych układów generatorów LC i sterowanych kwarcem, a także sprawy związane z przeciąganiem częstotliwości generatorów kwarcowych zostały omówione w tomie 54 „Biblioteki”. Warunkiem wzbudzenia drgań jest doprowadzenie do obwodu drgającego (LC, rezonatora kwarcowego lub ceramicznego) energii pokrywającej straty w opornościach obwodu. Wymóg ten jest znany jako warunek amplitudy. Energia w.cz. musi być doprowadzona z fazy zgodnej z fazą drgań obwodu rezonansowego. Ten wymóg nosi nazwę warunku fazy. Dopiero spełnienie obu warunków, przykładowo przez doprowadzenie części napięcia zmiennego z wyjścia wzmacniacza na jego wejście umożliwia wzbudzenie drgań. Sposobem na pokrycie strat energii jest także włączenie do obwodu elementu o oporności ujemnej. Elementy o ujemnej oporności statycznej nie mogą wprawdzie istnieć gdyż oznaczałoby to tworzenie energii z niczego, ale istnieją elementy o ujemnej oporności dynamicznej, czyli mające odcinek charakterystyki o oporności ujemnej dla pewnego punktu pracy (w pewnym zakresie napięć i prądów zasilających). Przykładami elementów tego rodzaju są (nie produkowane już obecnie) diody tunelowe i diody lambda, będące w rzeczywistości konstrukcjami złożonymi z dwóch odpowiednio sprzężonych ze sobą tranzystorów.



Rys. 1.1.1. Zasada sprzężenia zwrotnego

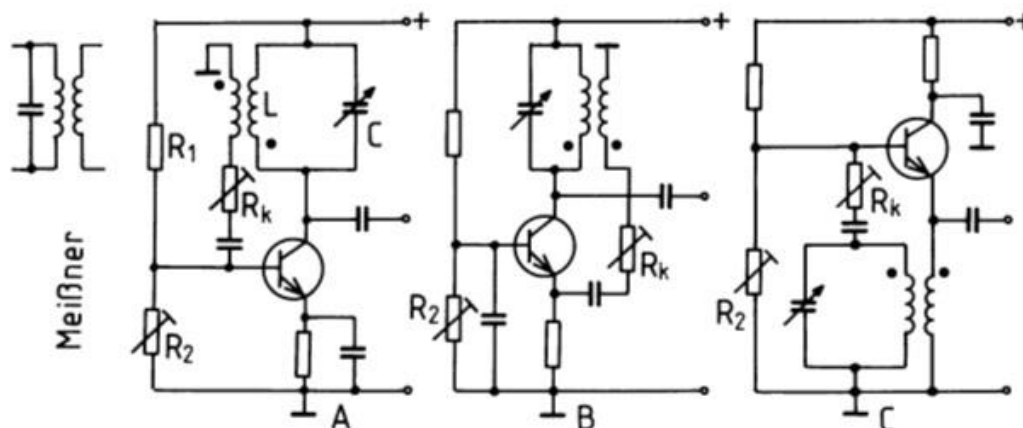
Jako obwody drgań służą albo obwody złożone z pojemności i indukcyjności albo rezonatory piezoelektryczne. W przypadku obwodów rezonansowych LC dla pewnej częstotliwości (częstotliwości rezonansu) dodatnia reaktancja (oporność urojona) cewki i ujemna reaktancja kondensatora mają identyczne wartości bezwzględne i przeciwne znaki, co oznacza, że wzajemnie się kompensują. Wypadkowa impedancja idealnego równoległego obwodu rezonansowego byłaby w takim przypadku nieskończona, ale w przypadku obwodu rzeczywistego, w którym występują straty na opornościach rzeczywistych jego elementów (w pierwszym rzędzie cewek) – czyli przy skończonej dobroci elementów – oporność ta jest wprawdzie duża, ale ma skończoną wartość. Podobnie w przypadku rzeczywistego obwodu szeregowego wypadkowa oporność nie jest równa zero, ale ma niewielką wartość. Wzbudzenie drgań w generatorze następuje właśnie na tej częstotliwości rezonansu, wynoszącej

$$f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{LC}$$

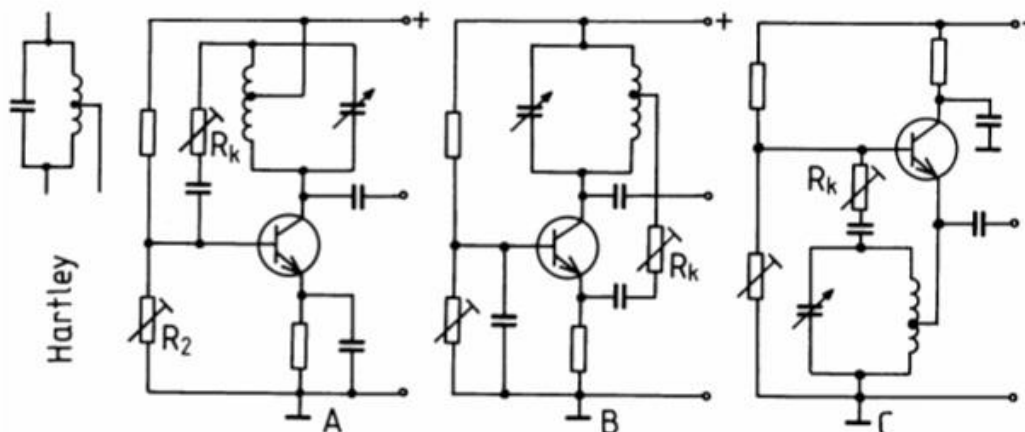
W zależności od rodzaju sprzężenia zwrotnego wyróżniane są trzy podstawowe układy generatorów LC: generatory Meissnera, Hartleya i Colpittsa.

Częstotliwość drgań generatora jest zależna od wartości indukcyjności i pojemności obwodu. Obie te wielkości są zależne od wielu czynników, od temperatury, obciążenia obwodu przez inne elementy układu, zwłaszcza przez elementy czynne – tranzystory itp. Własności tych ostatnich także zależą od temperatury, napięcia zasilania, punktu pracy i podlegają zmianom w skali czasu. Stabilność częstotliwości generatora samowzbudnego (generatora LC) może być niewystarczająca dla wielu zastosowań.

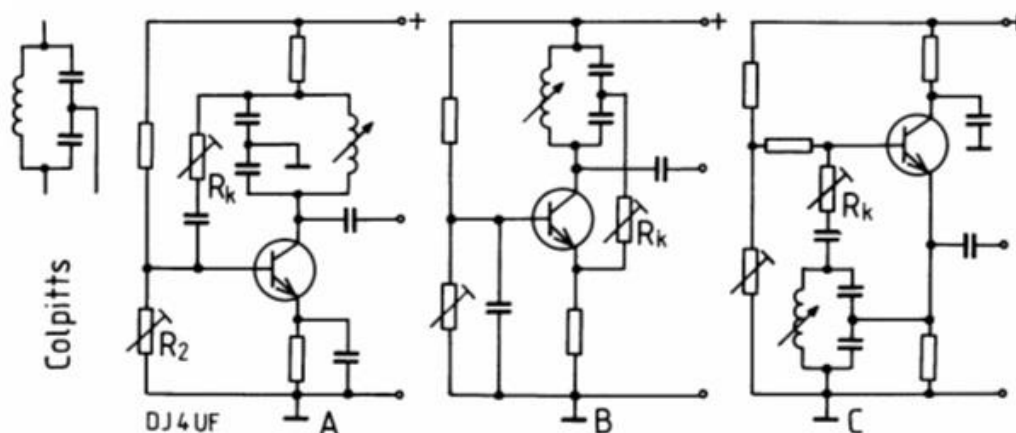
Odmianą układu Colpittsa z rysunku 1.1.4C jest generator Clappa, w którym w szereg z cewką włączona jest pojemność zmienna.



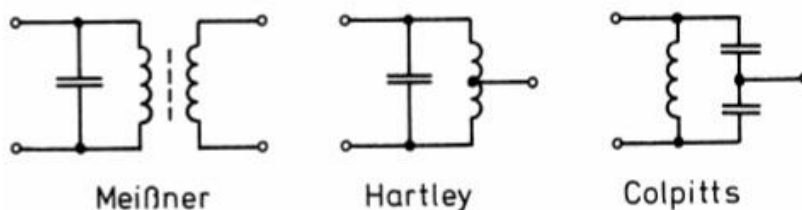
Rys. 1.1.2. Generator Meissnera w układach ze wspólnym emiteerem (WE, OE), wspólną bazą (WB, OB) i wtórnika emiterowego (wspólnego kolektora, WC, OC). Sprzeżenie zwrotne uzyskuje się za pomocą transformatora w.cz.. Kropkami zaznaczono początki uzwojeń. Odwrócenie fazy przez transformator konieczne jest tylko w układzie WE, pozostałe układy wzmacniaczy nie odwracają fazy i nie wymagają dodatkowego odwrócenia jej przez transformator



Rys. 1.1.3. Generator Hartleya czyli trójpunktowy. Sprzeżenie zwrotne uzyskuje się dzięki odczepowi cewki obwodu rezonansowego. Dla zapewnienia warunku fazy w układzie ze wspólnym emiteerem odczep jest uziemiony dla w.cz. Kolejność układów pracy tranzystora jak na rysunku 1.1.2

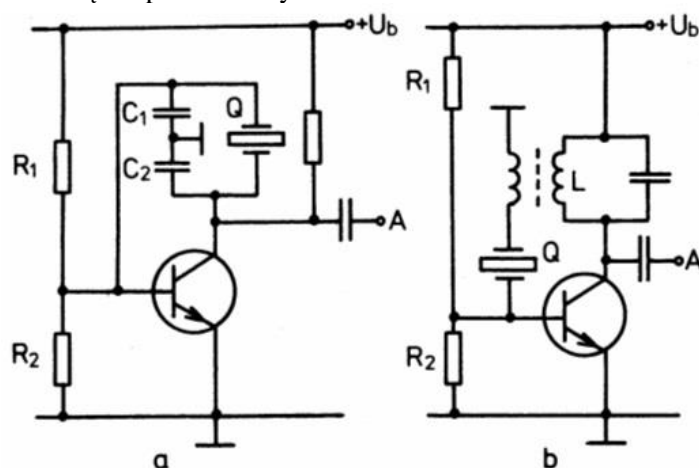


Rys. 1.1.4. Generator Colpittsa – z dzielnikiem pojemnościowym zamiast odczepu na cewce (generator trójpunktowy pojemnościowy). Kolejność układów pracy tranzystora jak wyżej. Zachowanie warunku fazy w układzie ze wspólnym emiteerem wymaga uziemienia punktu środkowego dzielnika

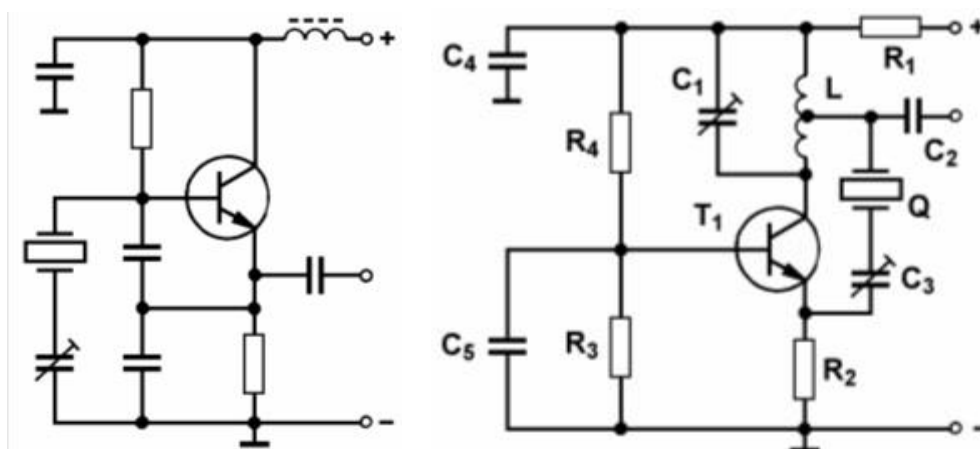


Rys. 1.1.5. Kwintesencja podstawowych rozwiązań generatorów – konstrukcja ich obwodów rezonansowych

Dla poprawy stabilności zamiast obwodów LC stosowane są rezonatory mechaniczne – wykorzystujące m.in. zjawisko piezoelektryczne. Oznacza to, że są one pobudzane do drgań mechanicznych pod wpływem przyłożonego do nich napięcia zmiennego. Rezonatory takie stanowią więc obwody o dobroci znacznie przewyższającej dobroć obwodów LC. Najczęściej stosowane są obecnie rezonatory kwarcowe lub ceramiczne, wykonane z ceramiki o własnościach piezoelektrycznych. Dawniej rozpowszechnione były także rezonatory magnetostrykcyjne pobudzane do drgań mechanicznych przez zmienne pola magnetyczne. Analogicznie do generatorów LC również dla generatorów stabilizowanych kwarcem istnieje kilka rozwiązań podstawowych.



Rys. 1.1.6: a – generator kwarcowy w układzie Colpittsa ze wspólnym emiterem, kwarc pracuje w rezonansie równoległym; b – kwarcowy generator ze sprzężeniem transformatorowym ze wspólnym emiterem – odpowiednik generatora Meissnera. Kwarc pracuje w rezonansie szeregowym

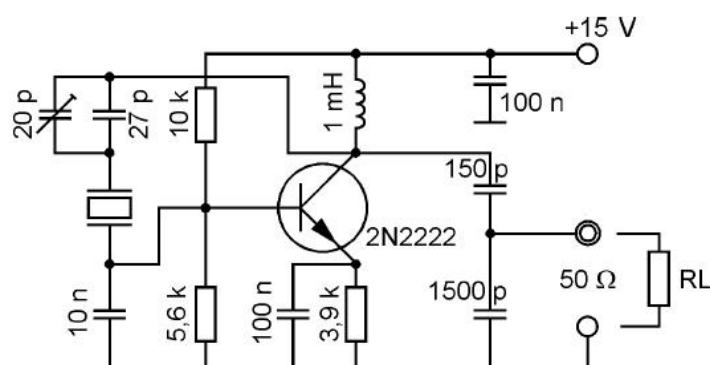


Rys. 1.1.7. (po lewej) Generator kwarcowy w układzie Colpittsa na wtórniku emiterowym (układzie ze wspólnym kolektorem). Kwarc pracuje w rezonansie równoległym

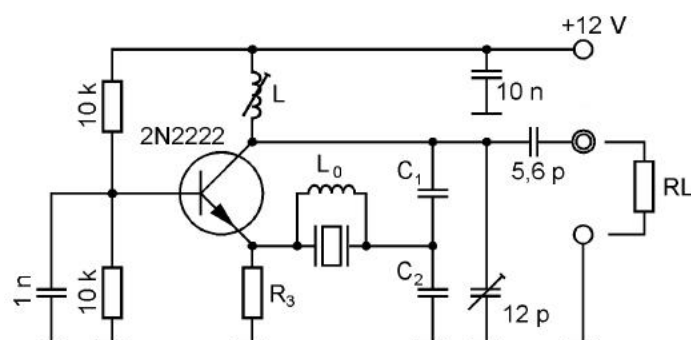
Rys. 1.1.8. (po prawej) Przykład generatora kwarcowego Clappa w układzie wspólnej bazy. Może on pracować zarówno na częstotliwości podstawowej jak i owertonowej. Kwarc pracuje w rezonansie szeregowym

Głównym minusem generatorów piezoelektrycznych jest ich stała częstotliwość pracy. Możliwe jest wprowadzenie jej przeciąganie w stosunkowo wąskim zakresie (rzędu jednego promila częstotliwości pracy), ale dla większości zastosowań jest to niewystarczające.

Pogodzenie obu sprzecznych wymagań czyli kwarcowej stabilności częstotliwości i możliwości przestrajania w szerszym zakresie częstotliwości zapewniają syntezy częstotliwości. Przez długi czas składały się one z pewnej liczby generatorów stabilizowanych częstotliwościowo za pomocą pętli synchronizacji fazy (PLL) i mieszaczy umożliwiających zmieszanie ich sygnałów wyjściowych, tak aby uzyskać częstotliwości wyjściowe w dostatecznie szerokim zakresie częstotliwości i z dostatecznie małym krokiem przestrajania (rozdzielczością przestrajania). Były to układy stosunkowo skomplikowane, w których występowała znaczna liczba sygnałów pochodzących z generatorów i składowych powstających w wyniku mieszania. Układy pętli synchronizacji fazowej charakteryzują się również występowaniem szumów fazowych. Uzyskanie sygnału wyjściowego o dobrej czystości i niskim poziomie składowych niepożądanych stanowiło więc dosyć trudne zadanie. Najprostszym przypadkiem syntezerów tego typu były układy złożone z pojedynczej pętli synchronizacji fazy. Występowały one m.in. w konstrukcjach radiostacji na pasma UKF.



Rys.1.1.9. Generator kwarcowy w układzie Pierce'a dla częstotliwości podstawowej rezonatora. Kwarc pełniący rolę elementu indukcyjnego jest włączony między kolektor i bazę tranzystora pracującego w układzie OE. Przykład dla zakresu 1 – 10 MHz



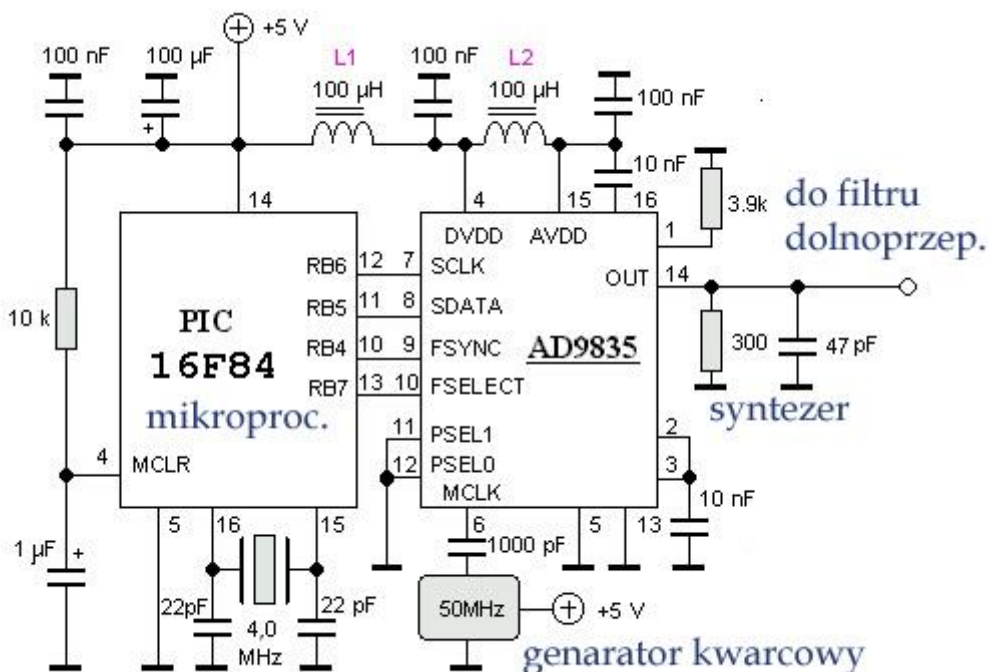
		MHz			
		75	120	150	200
C ₁	pF	8	8	5	3
C ₂		100	50	25	20
R ₃	Ω	510	390	1,1 K	1,1 K
RL		470	300	600	600
L ₀	nH	250	100	80	50

Rys. 1.1.10. Generator kwarcowy w układzie Pierce'a dla częstotliwości owertonowej rezonatora z tranzystorem pracującym w układzie wspólnej bazy (OB). Przykład dla zakresu 50 – 200 MHz

Obecnie w coraz większym stopniu stosowane są układy syntezerów cyfrowych. Wartości napięcia generowanego sygnału sinusoidalnego są zapisane w pamięci układu w postaci próbek. Tabela próbek jest odczytywana z szybkością stabilizowaną za pomocą generatora kwarcowego. Zapewnia to dobrą stabilność sygnału wyjściowego. Pamięć zawierająca próbki jest adresowana za pomocą licznika, przy czym jego skok (różnica kolejnych adresów) jest zależna od pożądanej częstotliwości wyjściowej. Generowanie większych częstotliwości polega w ostatecznym efekcie na opuszczaniu mniejszej lub większej liczby próbek w cyklu, natomiast przy mniejszych częstotliwościach niektóre próbki występują więcej niż raz (są powtarzane). O ile opuszczanie próbek jest ograniczone do pewnego stopnia, ponieważ powoduje wzrastające zniekształcenia sygnału wyjściowego, o tyle powtarzanie jest możliwe dowolną ilość razy. Górna częstotliwość graniczna jest więc ograniczona nie tylko szybkością pracy układu elektronicznego, ale i wzrastającymi zniekształceniami sygnału wyjściowego, o tyle dolna częstotliwość graniczna może leżeć bardzo blisko zera. Koncept ten umożliwia generowanie sygnałów o częstotliwości zmiennej w szerokim zakresie i zapewnia minimalne kroki strojenia nieosiągalne w układach z pętlami synchronizacji fazy. Jak zwykle w przypadku układów cyfrowych na wyjściu syntezeru niezbędny jest filtr dolnoprzepustowy tłumiący harmoniczne. W zależności od zakresu przetwarzania konieczny może być nawet zestaw wielu przełączanych filtrów. Teoretyczna górna częstotliwość graniczna jest ograniczona wprawdzie zasadą Nyquista wymagającą minimum dwóch próbek na okres sygnału, ale w praktyce dla utrzymania zniekształceń na poziomie możliwym do przyjęcia jest ona wyraźnie niższa.

Syntezy cyfrowe wymagają sterowania za pomocą mikroprocesorów, dzięki czemu uzyskuje się znaczną wygodę obsługi.

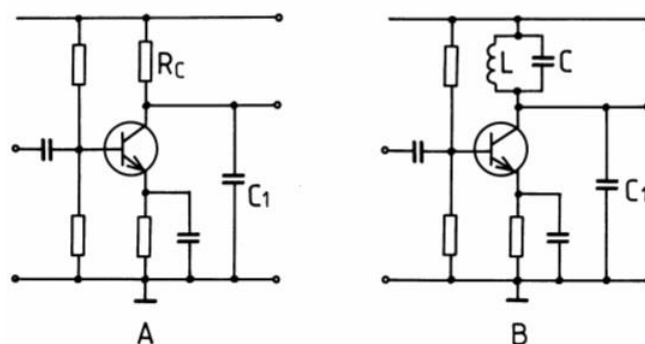
Nierównomierny rozkład wartości napięcia w wyniku opuszczania lub powtarzania próbek oznacza powstawanie szumów fazowych, ale we współczesnych konstrukcjach syntezerów ich poziom jest na tyle niski, że syntezy cyfrowe mogą być powszechnie stosowane nawet w czułych odbiornikach. Sposób działania syntezerów cyfrowych jest omówiony dokładnie w dodatku A.



Rys. 1.1.11. Przykład syntezeru cyfrowego sterowanego przez mikroprocesor

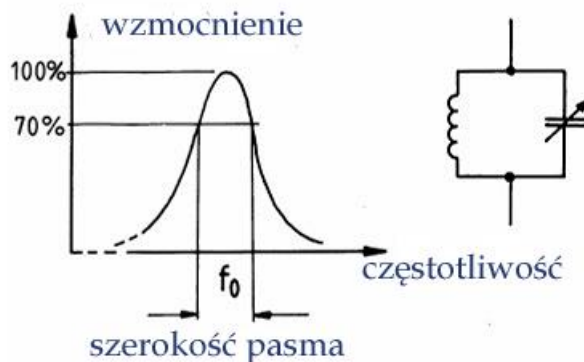
1.2. Powielacze częstotliwości

Wzmacniacze sygnałów wielkiej częstotliwości są w przeważającej liczbie przypadków wzmacniaczami selektywnymi. Oznacza to, że obciążeniem elementu wzmacniającego jest obwód rezonansowy dostrojony do częstotliwości pracy lub bardziej złożony układ filtru. Przy niskich poziomach wzmacnianych sygnałów układy pracują w (omówionej dalej) klasie A. Dla otrzymania sygnałów o wyższych częstotliwościach stosowane są wzmacniacze powielające. W obwodzie wyjściowym powielacza zamiast filtru nastrojonego na częstotliwość wejściową znajduje się filtr dostrojony do jej wielokrotności, natomiast sam wzmacniacz musi wносить zniekształcenia sygnału, aby zawierał on oprócz częstotliwości podstawowej również jej harmoniczne. Osiąga się to przez pracę wzmacniacza w – omówionych dalej – klasach B lub C albo przez dopuszczenie do jego przesterowania i wynikającego z tego ograniczania (obciążenia szczytów) sygnału. Wraz z rzędem harmonicznej jej poziom szybko maleje, dlatego w praktyce najbardziej opłaca się podwajanie lub potrajanie częstotliwości, a w przypadku gdy konieczne jest powielanie w wyższym stopniu dokonywanie tego w powielaczach połączonych kaskadowo (jeden za drugim).



Rys. 1.2.1. Wzmacniacz oporowy (m.cz. lub szerokopasmowy) po lewej stronie, wzmacniacz selektywny z obwodem rezonansowym LC po prawej

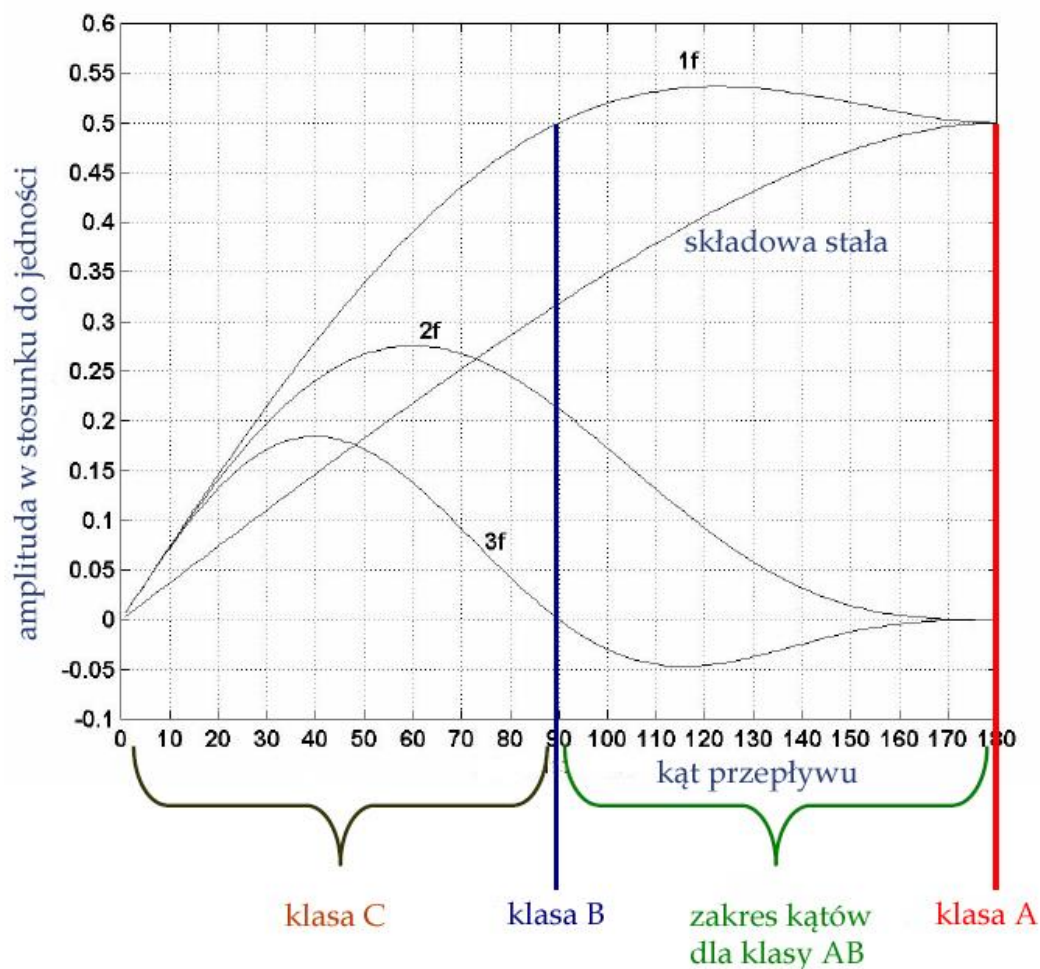
Powielanie częstotliwości umożliwia pracę generatorów wzbudzających na niższych częstotliwościach i uzyskanie dzięki temu ich większej stabilności. Obecnie powielanie częstotliwości jest stosowane najczęściej w układach ultrakrótko- i mikrofalowych.



Rys. 1.2.2. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza selektywnego. Szerokość pasma przenoszenia jest określana na poziomie napięcia -3 dB czyli połowy mocy sygnału

Powielaniu częstotliwości można poddać sygnały niezmodulowane (niezmodulowaną nośną), kluczowane telegraficznie lub sygnały zmodulowane częstotliwościowo. W tym ostatnim przypadku powieleniu podlega także dewiacja częstotliwości. Fakt ten należy uwzględnić przy doborze dewiacji modulowanego generatora.

Powielanie sygnałów zmodulowanych amplitudowo, jedno- i dwustęgowych nie jest możliwe, ponieważ powoduje to proporcjonalne poszerzenie wstęg bocznych i utratę zrozumiałości sygnału modulującego (mowy).



Rys. 1.2.3. Poziomy składowych harmonicznych, podstawowej i składowej stałej w zależności od kąta przepływu

1.3. Modulatory SSB

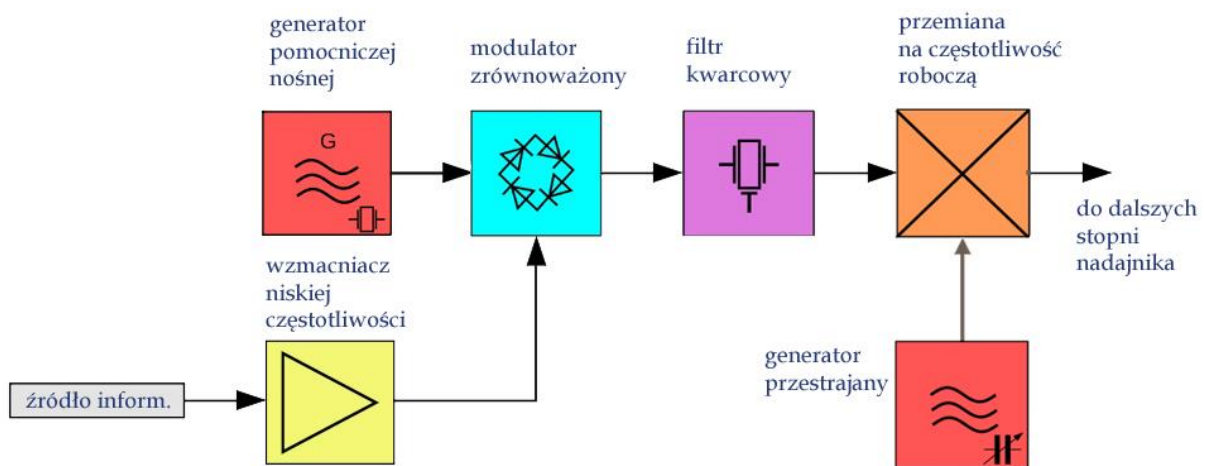
Sygnal jednowstęgowy (SSB) zajmuje tylko połowę szerokości pasma sygnału zmodulowanego amplitudowo, a cała moc nadajnika jest skupiona w jednej, niosącej pełną informację wstędze. Zysk energetyczny w stosunku do modulacji AM dochodzi więc do 12 dB (przy porównaniu dla identycznych mocy szczytowych nadajników, dla identycznych mocy średnich za okres modulacji zysk ten wynosi 7,8 dB). Uwzględniając zawężenie pasma przenoszenia o połowę, co odpowiada ograniczeniu o połowę mocy szumów (białych) w przenoszonym kanale, zysk ten wzrasta dodatkowo o 3 dB i wynosi odpowiednio 15 dB lub 10,8 dB. Te niezaprzeczalne zalety spowodowały, że modulacja jednowstęgowa od kilkadziesiąt lat wyparła modulację AM z radiokomunikacji profesjonalnej i amatorskiej. Początkowo, w czasach kiedy filtry kwarcowe były drogie lub trudno dostępne w konstrukcjach krótkofalarskich dominowała metoda fazowa, ale stopniowo została odsunięta w cień przez zapewniającą w prosty sposób sygnał dobrej jakości metodę filtrową, w której niepożądane składowe sygnału czyli druga wstęga i resztkowa fala nośna są eliminowane za pomocą filtru przepuszczającego tylko pożądaną wstęgę boczną. Fala nośna jest w przeważającej części eliminowana w modulatorze zrównoważonym. Metoda fazowa daje się jednak stosunkowo łatwo zrealizować w technice cyfrowej obróbki sygnałów, dzięki czemu odzyskała już znaczącą pozycję.

1.3.1. Metoda filtrowa

Metoda filtrowa jest stosunkowo najprostsza do zrozumienia i w wydaniu układowym także stosunkowo najłatwiejsza w realizacji. Fala nośna jest w pierwszym rzędzie eliminowana w modulatorze zrównoważonym, a jej resztki są dodatkowo tłumione za pomocą filtru o stromych zboczach charakterystyki

przenoszenia. Filtr ten przepuszcza jedną wybraną wstęgę boczną tłumiąc silnie drugą. Obecnie prawie zawsze stosowane są filtry kwarcowe, natomiast dawniej w użyciu były także filtry magnetostrykcyjne. Charakteryzowały się one wówczas ceną niższą od ceny filtrów kwarcowych, ale ich słabą stroną były stosunkowo niskie częstotliwości pracy. Przeważnie leżały one w zakresie kilkuset kHz. Obecnie ceny filtrów kwarcowych są na tyle przystępne, że w konstrukcjach amatorskich tylko one znajdują zastosowanie. Niskie ceny pozwalają nawet na rezygnację z rozpowszechnionej praktyki przełączania fitru pomiędzy torem nadawczym i odbiorczym i zastosowanie dwóch włączonych na stałe filtrów: nadawczego i odbiorczego (przynajmniej w konstrukcjach amatorskich). Typowymi częstotliwościami pracy fabrycznych filtrów są 9, 10,7 i 21,4 MHz. Filtry konstrukcji amatorskiej pracują przeważnie na częstotliwościach w zakresie 4 – 8 MHz.

Najważniejszą cechą modulatorów podwójnie zrównoważonych jest to, że na ich wyjściu nie pojawiają się składowe sygnałów wejściowych, w tym przypadku ani częstotliwość nośna ani sygnał modulujący. Stopień wytłumienia obu sygnałów zależy od symetrii modulatora. Układy podwójnie zrównoważone stosowane są też w mieszaczach nadajników i odbiorników oraz w detektorach iloczynowych SSB.

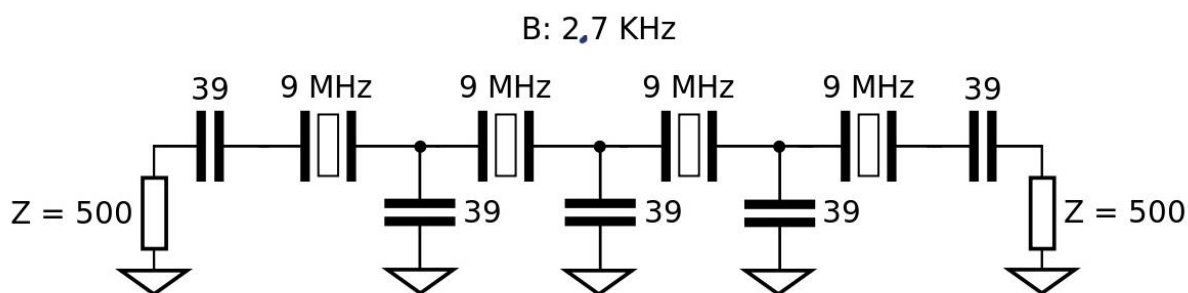


Rys. 1.3.1.1. Schemat blokowy modulatora filtrowego

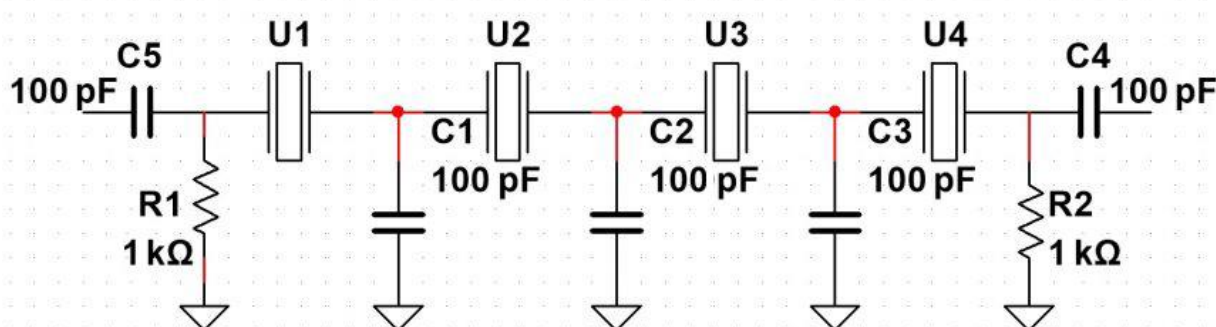


Rys. 1.3.1.2. Tworzenie sygnału jednowstęgowego w modulatorze filtrowym. Nośna jest tłumiona w modulatorze zrównoważonym, a filtr wstęgi bocznej przepuszcza tylko pożądaną wstęgę

W filtrach SSB często stosowane są układy filtrów drabinkowych, w których w gałęzi szeregowej znajduje się pewna liczba rezonatorów kwarcowych nastrojonych na tę samą częstotliwość (dobrych tak, aby rozrzut częstotliwości rezonansowych był minimalny), a w gałęziach równoległych znajdują się pojemności dobrane tak, aby uzyskać pożądaną szerokość pasma przenoszenia. Filtry takie dają się stosunkowo łatwo wykonać w warunkach amatorskich. Do dobrania kwarców wystarczy pomiar ich częstotliwości drgań w prostym układzie generatora za pomocą częstościomierza. Uzyskanie prawidłowej, zgodnej z obliczoną, charakterystyki przenoszenia filtru wymaga dopasowania go na wejściu i wyjściu. W przypadku niedopasowania charakterystyka częstotliwościowa ulega zniekształceniu.

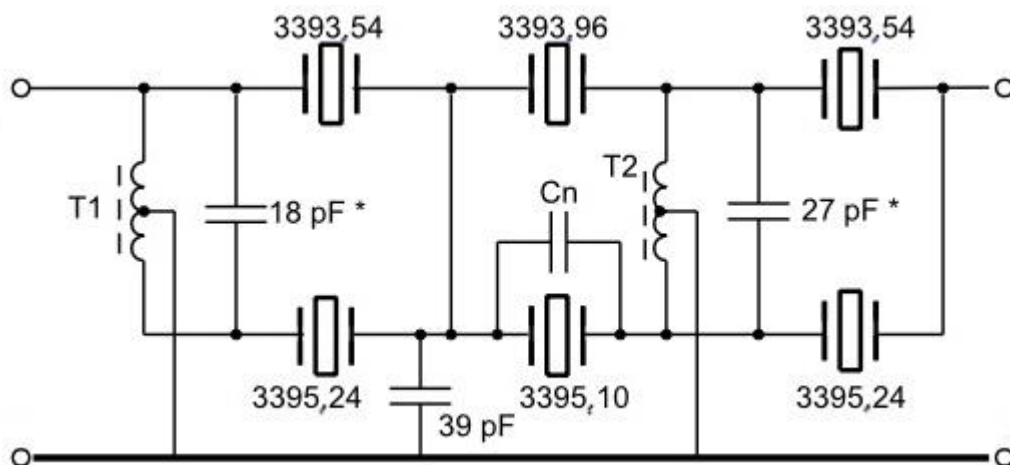


Rys. 1.3.1.3. Przykład filtru drabinkowego na częstotliwość 9 MHz o paśmie przenoszenia 2,7 kHz i impedancjach wejścia oraz wyjścia 500 Ω

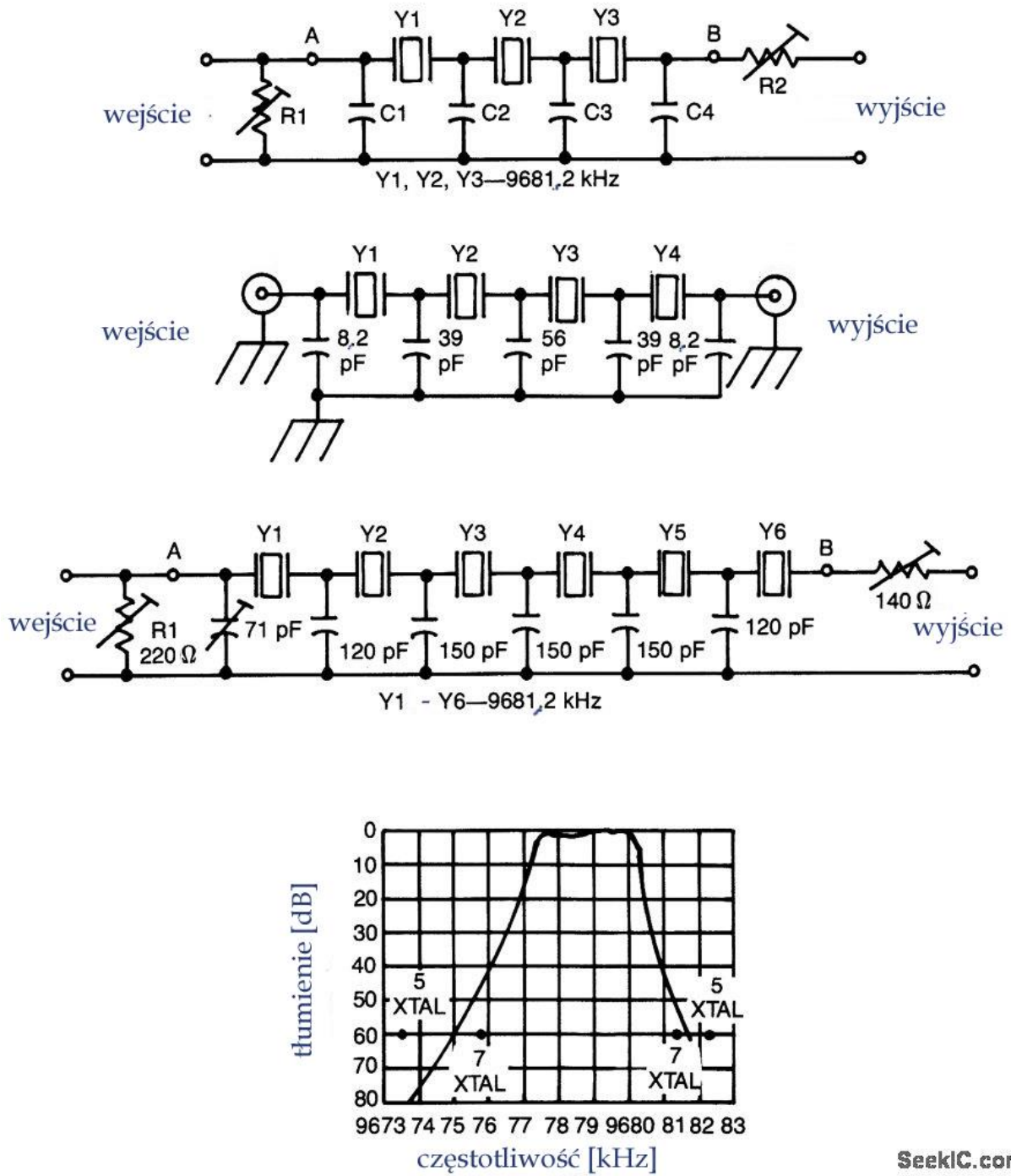


Rys. 1.3.1.4. Przykład filtru drabinkowego na częstotliwość 9 MHz o paśmie przenoszenia 0,9 kHz na poziomie -3 dB

Konstrukcja filtrów mostkowych jest o tyle trudniejsza, że wymagają one dobierania rezonatorów na różniące się, ale zbliżone częstotliwości.



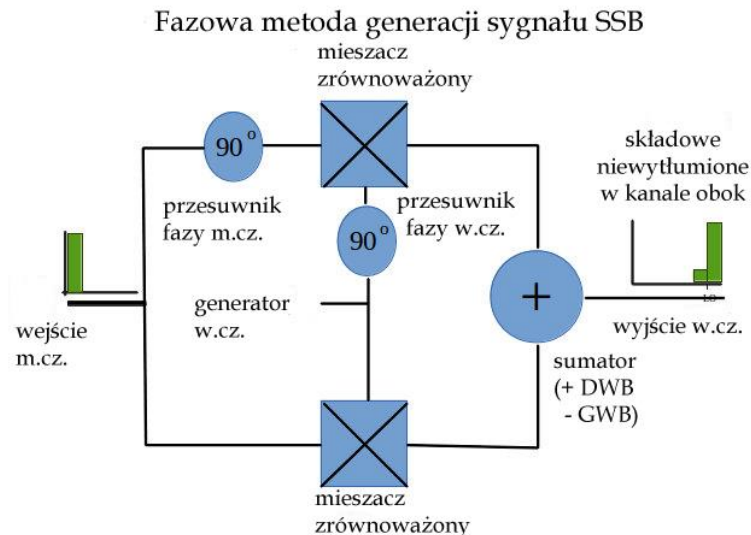
Rys. 1.3.1.5. Przykładowy schemat filtru mostkowego SSB na częstotliwość ~3,4 MHz o impedancjach dopasowania 2000 Ω



Rys. 1.3.1.6. Filtry drabinkowe na kwarcach 27 MHz (z pasma CB). Kwarce pracują tutaj na częstotliwości podstawowej, a nie na 3 owertonie.

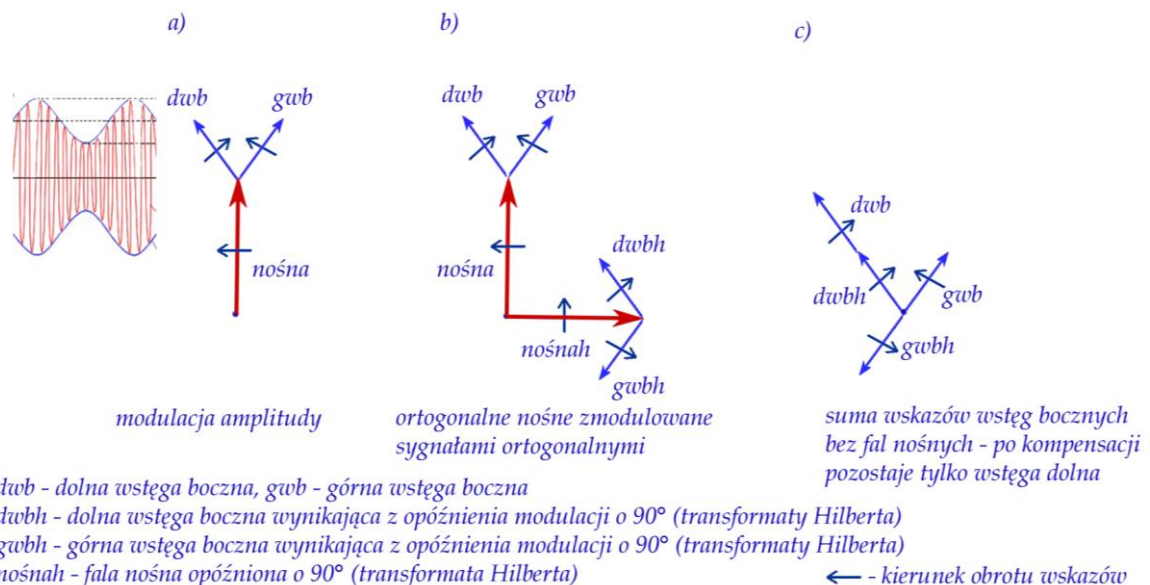
1.3.2. Metoda fazowa

Metoda fazowa generacji sygnału SSB, zwana także metodą Hartleya należy do metod kompensacyjnych. Dzięki przesunięciom fazy fali nośnej i składowych modulacyjnych następuje wytłumienie jednej ze wstęg bocznych i pozostawienie drugiej z nich. Fala nośna jest tłumiona w mieszaczach kołowych (zrównoważonych) i też nie dociera do anteny. Mieszacze zrównoważone stosuje się we wszystkich trzech metodach modulacji SSB.



Rys. 1.3.2.1. Schemat blokowy modulatora fazowego zawiera dwa mieszacze zrównoważone i dwa przesuwniki opóźniające fazę o 90° , czyli poddające sygnały przekształceniu Hilberta

Wykresy wskazowe dla dwuwstęgowej modulacji amplitudy i dla modulacji jednowstęgowej metodą kompensacyjną



Rys. 1.3.2.2. Przejście od modulacji amplitudy do kompensacyjnego otrzymywania sygnału jednowstęgowego – wykresy wektorowe dla układu dwufazowego

Schemat blokowy modulatora fazowego przedstawiono na rys. 1.3.2.1. Układ zawiera dwa mieszacze zrównoważone, przesuwnik fazy sygnału niskiej częstotliwości (m.cz.), generator nośnej, przesuwnik fazy nośnej i sumator. Na schemacie pominięto wszelkie układy wzmacniające, niezbędne w praktyce, ale nieistotne dla zrozumienia zasady działania. Przesuwniki fazy realizują transformatę Hilberta sygnału wejściowego czyli opóźniają go o 90° . W układzie z rys. 1.3.2.1 do jednego z modulatorów doprowadzone są sygnały opóźnione w fazie (ortogonalne), a do drugiego ich oryginały. Dodanie obydwu

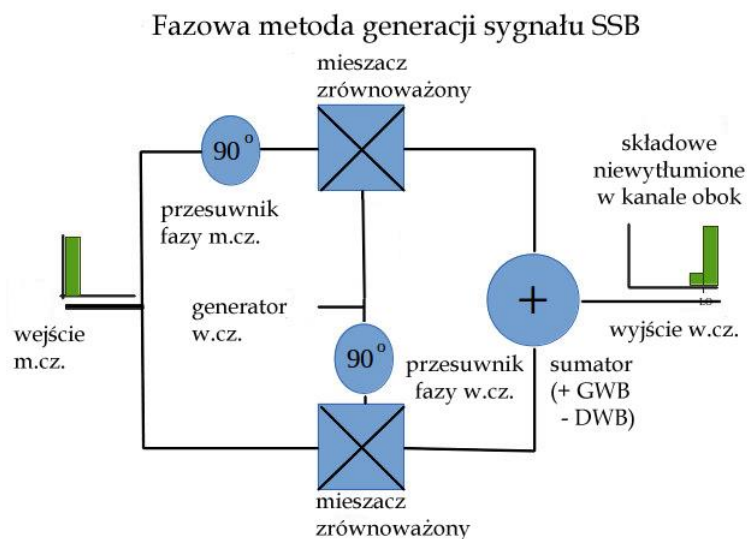
zmodulowanych sygnałów powoduje eliminację składowych górnej wstęgi i pozostawienie dolnej, a ich odjęcie daje wynik odwrotny.

Przyjrzyjmy się temu dokładniej w oparciu o wykresy fazowe z rys. 1.3.2.2. Każdy sygnał zmienny można przedstawić w postaci wektora fazowego (fazora, wskazu). Długość wektora reprezentuje chwilową amplitudę, a jego kierunek i zwrot – chwilową fazę reprezentowanego sygnału. Oznacza to, że w funkcji czasu wektor ten wiruje wokół punktu początkowego z częstotliwością kołową odpowiadającą częstotliwości sygnału. Sygnały o bardziej złożonej strukturze są reprezentowane przez większą liczbę wektorów, które po zsumowaniu dają chwilowy wektor wypadkowy – wartość chwilową sygnału. Na rys. 1.3.2.2a przedstawiona jest sytuacja dla dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Pionowy wektor czerwony reprezentuje modulowaną falę nośną, a rozpoczynające się u jego szczytu wektory niebieskie – obie wstęgi boczne. Wektor czerwony wiruje wprawdzie z częstotliwością nośnej, ale dla ułatwienia przyjmijmy, że obserwator wiruje z taką samą prędkością kątową i dzięki temu widzi wektor nośnej jako nieruchomy względem niego. Wektor niebieski obracający się w tą samą stronę co nośna porusza się z większą prędkością wypadkową i reprezentuje górną wstęgę boczną (GWB, ang. USB), a wektor obracający się w przeciwną stronę – wstęgę dolną (DWB, ang. LSB). Z ich wektorowego sumowania powstaje wektor równoległy do wektora nośnej i skierowany zgodnie z nim albo w kierunku przeciwnym, co wypadkowo daje wektor nośnej o zmiennej amplitudzie. Przebieg sygnału zmodulowanego w funkcji czasu widoczny jest po lewej stronie fazorów z rys. 1.3.2.2a – nośna w kolorze czerwonym zmienia amplitudę w takt niebieskiej obwiedni.

W fazowym modulatorze jednowstęgowym z rys. 1.3.2.1 występują dwa tory modulacji amplitudy, a w każdym z nich sygnały o różniących się fazach. Wektor pionowy z rys. 1.3.2.2b odpowiada fali kosinusoidalnej zmodulowanej (nieopóźnionym) oryginałem sygnału m.cz. Jest to więc sytuacja identyczna jak na rys. 1.3.2.2a. Wektor poziomy reprezentuje falę nośną opóźnioną o 90° (sinusoidę) i zmodulowaną opóźnionymi składowymi m.cz. Na wyjściu modulatorów kołowych istnieją tylko sygnały obu wstęg bocznych, z których po dodaniu pozostaje tylko dolna, a po odjęciu – górna (rys. 1.3.2.2c). Przy okazji warto zwrócić uwagę na fakt, że górna wstęga boczna ma identyczny kształt widma jak sygnał modulujący i identyczny (naturalny) porządek składowych i z tego powodu jest również nazywana wstęgą naturalną, natomiast dolna wstęga stanowi jej odbicie zwierciadlane i jest nazywana również wstęgą odwróconą. W dawniejszej literaturze radiotechnicznej wstęgi boczne są nazywane również falami bocznymi.

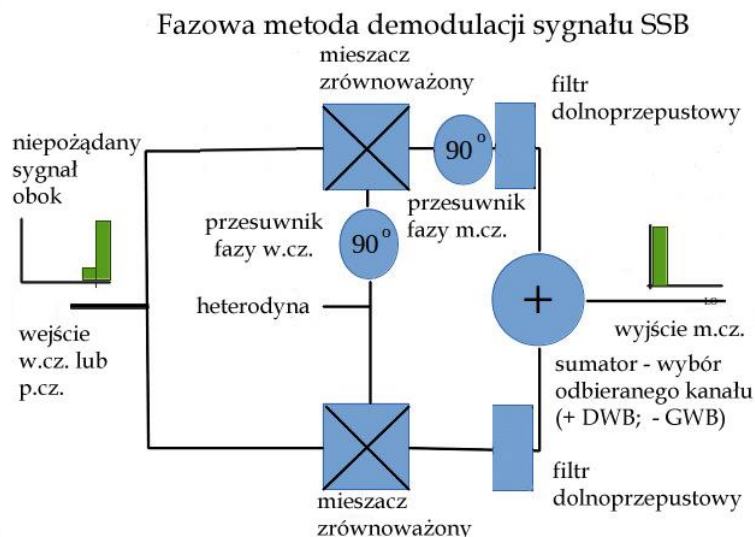
Wzory 1.3.2.1 – 1.3.2.3 opisują matematycznie w sposób możliwie nieskomplikowany modulację amplitudy, wyniki opóźnienia fazy o 90° i sumowania sygnałów w układzie z rys. 1.3.2.1, a przypadek odejmowania w celu otrzymania wstęgi górnej ujęto we wzorach 1.3.2.4. Dla uproszczenia we wzorach przyjęto wszystkie amplitudy jako równe jedności.

Drugą, w tym przykładzie górną wstęgę można uzyskać także przełączając jeden z przesuwników fazy do drugiej gałęzi modulatora. Na schemacie blokowym z rys. 1.3.2.3 przełączony został przesuwnik fazy fali nośnej. Matematyczny zapis tego rozwiązania przedstawiają wzory 1.3.2.5.

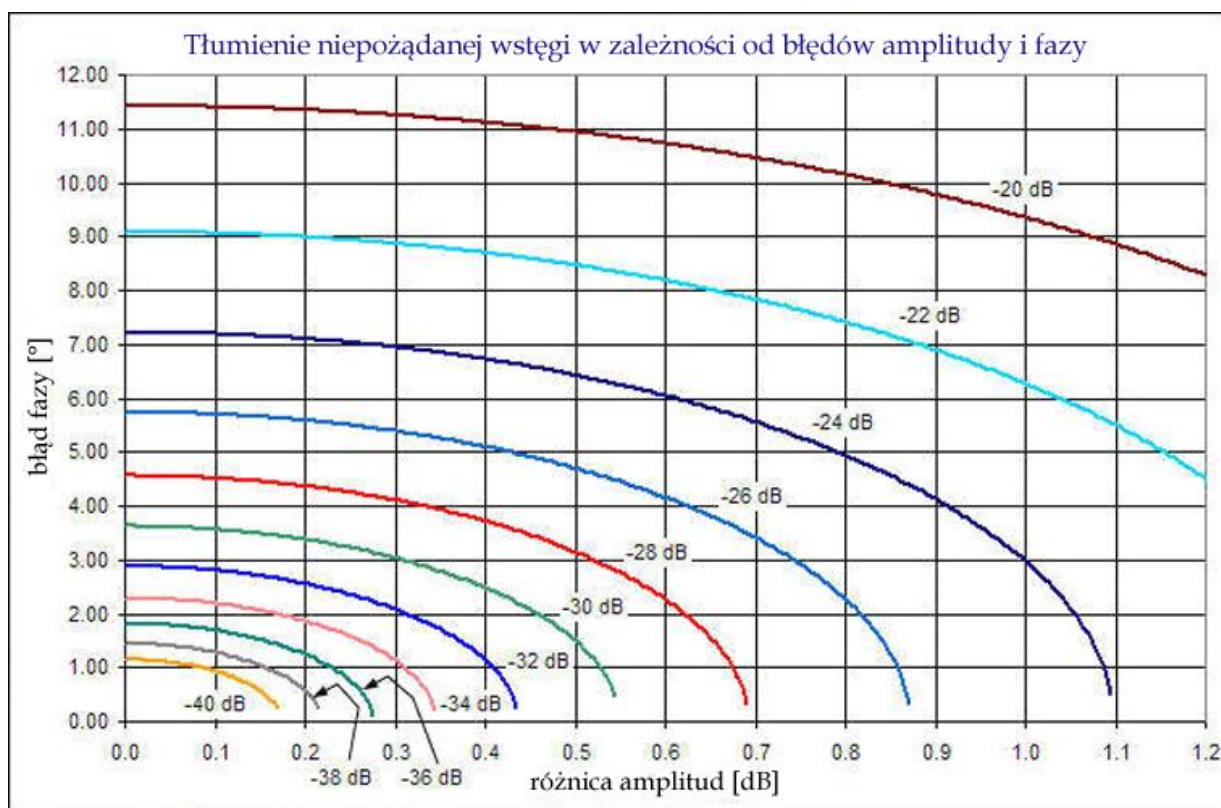


Rys. 1.3.2.3. Alternatywny wariant przełączania wstęgi wyjściowej

Demodulator jednowstęgowy z rys. 1.3.2.4 pracuje w sposób analogiczny jak układ modulatora z rys. 1.3.2.1, z tą jedynie różnicą, że sumowane są składowe niskiej częstotliwości. Heterodyna musi pracować na częstotliwości wytłumionej nośnej SSB, ale nie musi być z nią zgodna w fazie. Praktycznie przy odbiorze mowy odchyłka +/- 10 Hz nie odbija się ujemnie na zrozumiałości (dla muzyki dopuszczalna odchyłka wynosi +/- 2 Hz). Autor pozostawia czytelnikom jako zadanie domowe narysowanie wykresów wskazowych dla demodulacji emisji jednowstęgowej w oparciu o powyższe przykłady.



Rys. 1.3.2.4. Demodulator jednowstęgowy analogiczny do pierwszego modulatora

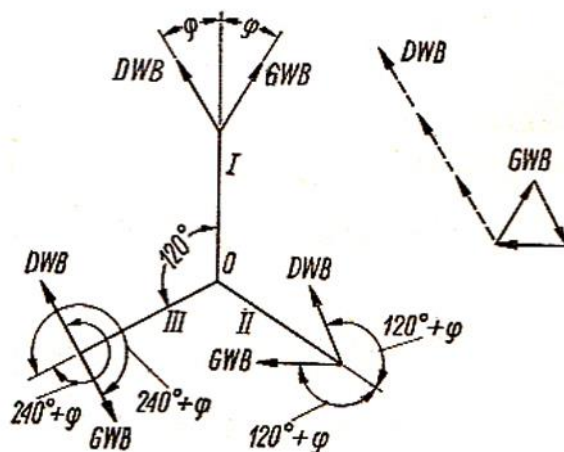


Rys. 1.3.2.5. Wpływ odchyłek amplitudy i fazy na jakość sygnału jednowstęgowego. Źródło: www.rfcafe.com

Dla uproszczenia w dotychczasowych rozważaniach autor posłużył się jednotonowym sygnałem modulującym. W rzeczywistości sygnał mowy ma wieloprążkowe widmo częstotliwości obejmujące w łącz-

nościach fonicznych pasmo 300 – 3000 Hz lub zbliżone. Sygnały niektórych emisji cyfrowych zawierają natomiast w każdym momencie czasu tylko jedną składową lub ich niewielką liczbę.

Cechą charakterystyczną, a jednocześnie słabą stroną wszelkich metod kompensacyjnych jest konieczność zapewnienia równowagi w dwóch lub więcej torach sygnału. W przypadku metody fazowej niezbędne jest uzyskanie równości amplitud i stałych różnic fazowych 90° w całym paśmie przenoszenia. W rzeczywistości jest to możliwe tylko z pewną skończoną dokładnością. Wpływ odchyłek faz i amplitud od stanu idealnego na tłumienie drugiej wstęgi przedstawiono na wykresach na rys. 1.3.2.5. W konstrukcjach amatorskich nadajników fonicznych wytłumienie niepożądanego wstęgi nie przekraczało przeważnie 30 dB. W nadajnikach przeznaczonych wyłącznie dla emisji cyfrowych łatwiej jest uzyskać lepsze wartości ze względu na węższe pasmo tych sygnałów.



Rys. 1.3.2.6. Wykres wektorowy dla układu tryfazowego modulatora jednowstęgowego. Źródło [1.3.2.5]

Najbardziej krytycznymi elementami są przesuwники fazy. O ile przesuwnik w.c.z. pracujący w wąskim zakresie lub przy stałej częstotliwości pośredniej jest stosunkowo prostym układem, o tyle przesuwnik m.c.z. musi pracować we względnie szerokim zakresie ponad 3 oktaw i dla zapewnienia dostatecznie dobrych wyników jest układem rozbudowanym i wrażliwym na tolerancje elementów (a także na wpływ napięć zasilania i czynników zewnętrznych, np. temperatury), zawierającym co najmniej kilkadziesiąt oporników i kondensatorów o tolerancjach 1% lub nawet mniejszych. Znacznie lepsze wyniki zapewniają współczesne realizacje w technice cyfrowej obróbki sygnałów.

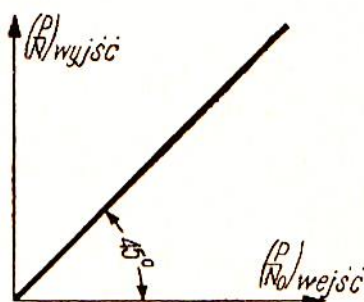
Oprócz omówionego najprostszego układu dwukanałowego istnieją także rozwiązania bardziej skomplikowane: trzy- lub czterokanałowe. Teoretycznie możliwe byłyby układy jeszcze bardziej rozbudowane, ale są one niewygodnie w realizacji elektronicznej ze względu na większą liczbę modulatorów i przesuwników fazy. Na rys. 1.3.2.6 przedstawiony jest wykres wektorowy dla układu tryfazowego.

Ponieważ modulacja jednowstęgową (niezależnie od sposobu jej realizacji) oznacza przesunięcie widma sygnału modulującego do zakresu wielkich częstotliwości, a demodulacja ponowne jego przesunięcie do zakresu dolnoprzepustowego bez zmiany kształtu widma, więc stosunki mocy sygnału do szumu na wejściu i na wyjściu detektora SSB są takie same. Charakterystyka szumowa modulacji jednowstęgowej jest linią prostą pochyłą pod kątem 45° i to niezależnie od kształtu widma sygnału i widma szumu (rys.1.3.2.7). Dla porównania charakterystyka szumowa dwuwstęgowej modulacji amplitudy AM jest prostą nachyloną pod kątem zależnym od głębokości modulacji, a na charakterystyce dla modulacji częstotliwości (FM) powyżej pewnego progu obserwuje się poprawę tego stosunku czyli tzw. zysk szerokopasmowy. W teoretycznych rozważaniach właściwości modulacji nie uwzględnia się oczywiście szumów wnoszonych przez układy rzeczywiste.

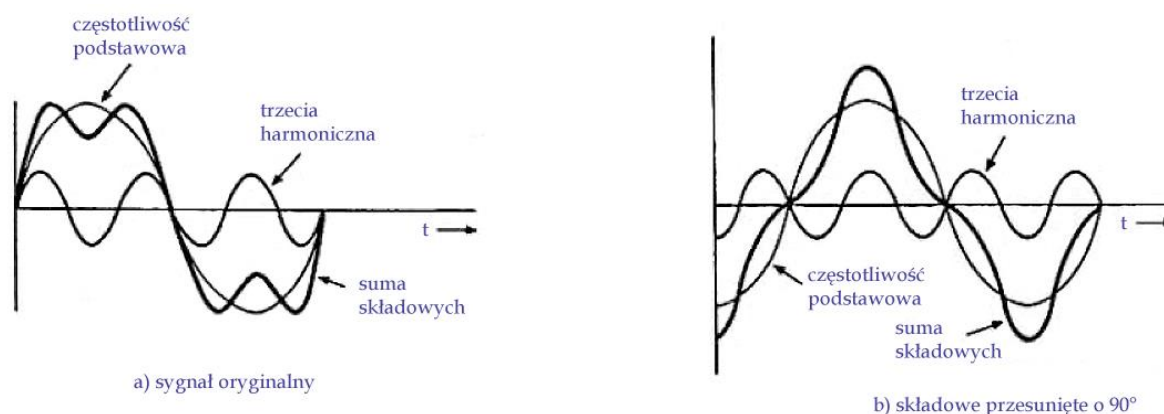
Analiza metody fazowej jest też dobrą okazją do wyjaśnienia przyczyn powstawania różnic obwiedni sygnału zmodulowanego w stosunku do modulującego.

Na rys. 1.3.2.8a widoczny jest sygnał modulujący złożony z dwóch składowych: sinusoidy o częstotliwości podstawowej i jej trzeciej harmonicznej. Po ich zsumowaniu otrzymywany jest pofalowany przebieg prostokątny. W drugim torze modulatora przebieg zawiera te same składowe, ale każda z nich jest przesunięta o 90° czyli o $1/4$ swojego okresu. W wyniku tego zmienia się ich wzajemne położenie

na osi czasu, a więc po ich zsumowaniu przebieg wypadkowy ma zupełnie inny kształt. Obwiednia sygnału jednowstęgowego jest sumą obydwu obwiedni. Już na pierwszy rzut oka widać więc, że obwiednia sumaryczna musi różnić się od początkowej (sygnału przed przesunięciem fazy). W przypadkach szczególnych takich jak modulacja pojedynczym tonem (sytuacja spotykana w części emisji cyfrowych) fala zmodulowana ma stałą poziom, tak jak sygnał modulujący, można więc mówić tu o zachowaniu kształtu obwiedni.



Rys. 1.3.2.7. Charakterystyka szumowa modulacji jednowstęgowej



Rys. 1.3.2.8. Zmiana wypadkowego kształtu sygnału pod wpływem przesunięcia fazy jego składowych o stałą wartość fazową, a nie czasu

AM:

$$z(t) = (1 + x(t))\cos\Omega_0 t$$

$$x(t) = \cos\omega t$$

$$z(t) = (1 + \cos(\omega t))\cos\Omega_0 t$$

$$z(t) = \cos\Omega_0 t + 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t$$

Wzory 1.3.2.1

Transformata Hilberta:

$$\cos\Omega_0 t \rightarrow -\sin\Omega_0 t$$

$$\cos\omega t \rightarrow -\sin\omega t$$

Wzory 1.3.2.2.

SSB (dolna wstęga):

$$z(t) = x(t)\cos\Omega_0 t - y(t)\sin\Omega_0 t$$

$$x(t) = \cos\omega t$$

$$y(t) = -\sin\omega t$$

$$z(t) = \cos(\omega t)\cos\Omega_0 t - (-\sin(\omega t))\sin\Omega_0 t$$

$$z(t) = \cos(\omega t)\cos\Omega_0 t + \sin(\omega t)\sin\Omega_0 t$$

$$z(t) = 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t - 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t$$

$$z(t) = \cos(\Omega_0 - \omega)t$$

Wzory 1.3.2.3

SSB (górną wstęgą):

$$z(t) = x(t)\cos\Omega_0 t + y(t)\sin\Omega_0 t$$

$$x(t) = \cos\omega t$$

$$y(t) = -\sin\omega t$$

$$z(t) = \cos(\omega t)\cos\Omega_0 t + (-\sin(\omega t))\sin\Omega_0 t$$

$$z(t) = \cos(\omega t)\cos\Omega_0 t - \sin(\omega t)\sin\Omega_0 t$$

$$z(t) = 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t - 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t$$

$$z(t) = \cos(\Omega_0 + \omega)t$$

Wzory 1.3.2.4

SSB (górną wstęgą 2):

$$z(t) = y(t)\cos\Omega_0 t - x(t)\sin\Omega_0 t$$

$$x(t) = \cos\omega t$$

$$y(t) = -\sin\omega t$$

$$z(t) = -\sin(\omega t)\cos\Omega_0 t + \cos(\omega t)\sin\Omega_0 t$$

$$z(t) = \cos(\omega t)\sin\Omega_0 t - \sin(\omega t)\cos\Omega_0 t$$

$$z(t) = 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t + 0,5 \cos(\Omega_0 + \omega)t - 0,5 \cos(\Omega_0 - \omega)t$$

$$z(t) = \cos(\Omega_0 + \omega)t$$

Wzory 1.3.2.5

1.4. Modulatory FM

Przy modulacji częstotliwości informacja użyteczna jest zawarta w zmianach częstotliwości nośnej, natomiast jej amplituda pozostaje stała. Pozwala to z jednej strony na stosowanie w stopniach mocy nadajników wzmacniaczy nieliniowych pracujących z większą sprawnością energetyczną, a z drugiej strony na ograniczenie wpływu znacznej części zakłóceń odbioru. Ponieważ sygnały zakłócające dodają się zasadniczo amplitudowo do sygnału stacji nadawczej ograniczenie amplitudy sygnału w odbiorniku – w ostatnim stopniu przed detektorem lub w samym detektorze – pozwala na ich skuteczne usunięcie. Ogranicznik nie likwiduje całkowicie wpływu wszelkiego rodzaju zakłóceń i szumów, ale nie jest to tematem obecnych rozważań. Zastosowanie ogranicznika powoduje także efekt tłumienia (eliminacji, wypierania) słabiej odbieranych sygnałów przez najsilniejsze.

Sygnał zmodulowany częstotliwościowo (FM) zajmuje pasmo szersze nie tylko od pasma sygnału modulującego (i sygnału jednowstęgowego), ale przeważnie także od dwuwstęgowego sygnału z modulacją amplitudy.

Podstawowymi parametrami sygnału FM są dewiacja częstotliwości i indeks modulacji. Dewiacją częstotliwości Δf nazywa się maksymalną odchyłkę częstotliwości od wartości środkowej (f_n – niezmodulowanej nośnej).

$$\Delta f = (f_{\text{maks}} - f_{\text{min}})/2.$$

Indeks modulacji jest stosunkiem dewiacji do maksymalnej częstotliwości sygnału modulującego $\Delta f/f_{\text{modmaks}}$. Dla radiofonii UKF przy dewiacji 75 kHz i maksymalnej częstotliwości akustycznej 15 kHz indeks modulacji wynosi 5. W komunikacji radiowej stosowane są dewiacje 5 kHz lub wąska 2,5 kHz, co przy założeniu maksymalnej częstotliwości modulującej 3 kHz daje indeksy 0,83 – 1,66.

Chwilowa odchyłka częstotliwości zależy od amplitudy napięcia modulującego, dlatego też dla ograniczenia dewiacji i co za tym idzie – szerokości pasma transmitowanego sygnału konieczne jest ograniczenie amplitudy sygnału modulującego.

Szerokość pasma sygnału zmodulowanego częstotliwościowo wyraża się przybliżonym wzorem:

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

Poza zakresem obliczonym ze wzoru znajdują się składowe o amplitudach leżących poniżej 10% maksymalnej.

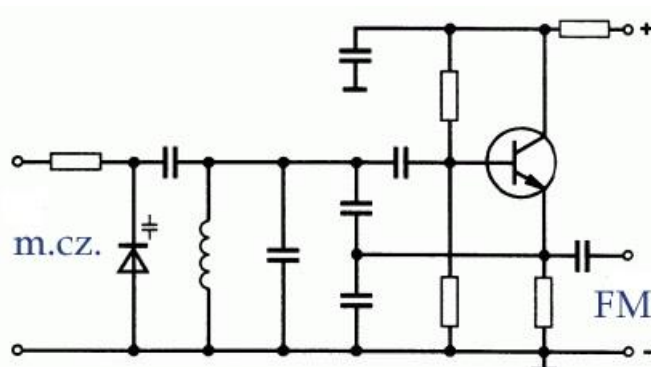
Dla radiofonii UKF stosowany jest także wzór

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

pozostawiający poza obliczonym zakresem jedynie składowe o amplitudach poniżej 5% maksymalnej.

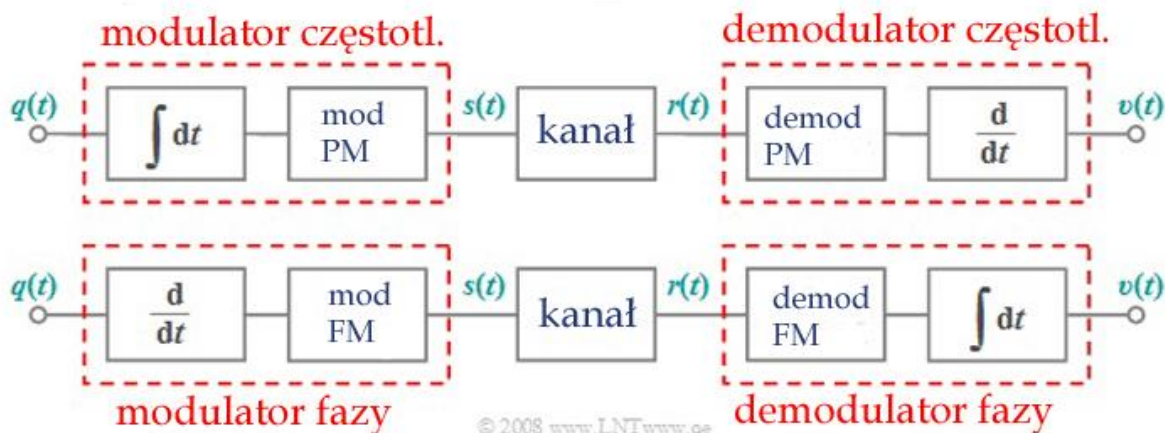
Z pierwszego wzoru wynika więc szerokość pasma sygnału radiofonicznego UKF równa 180 kHz, a z drugiego 210 kHz. Przy założeniu tej samej jakości dźwięku sygnał z modulacją amplitudy zajmowałby tylko 30 kHz. Rzeczywiste sygnały AM zajmują pasmo około 9 kHz wskutek ograniczenia maksymalnej przenoszonej częstotliwości do mniej więcej 4,5 kHz.

Szerokość pasma nadawanego w radiokomunikacji wynosi ~ 16 kHz dla dewiacji 5 kHz i ~ 11 kHz dla dewiacji 2,5 kHz. W pierwszym przypadku konieczne jest stosowanie odstępu międzykanałowego 25 kHz, a w drugim 12,5 kHz. W USA stosowane są odstępy 20 i 10 kHz.

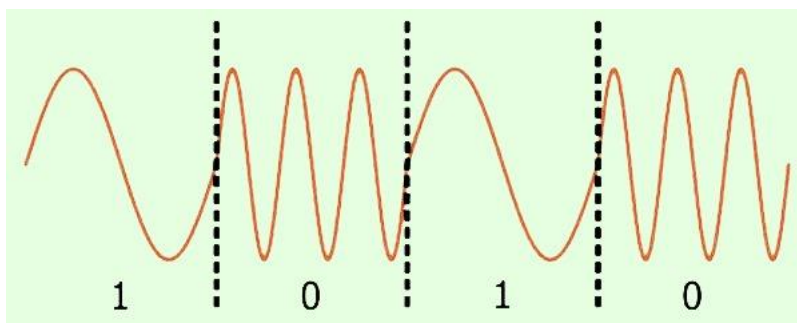


Rys. 1.4.1. Modulator FM – generator modulowany za pomocą diody pojemnościowej

Modulację częstotliwości można również uzyskać przez modulację fazy w jednym z dalszych stopni nadajnika dzięki przestrajaniu jego obwodu rezonansowego. Konieczne jest dodanie układu całkującego sygnał modulujący. Modulacje fazy i częstotliwości są ze sobą na tyle spokrewnione, że są wspólnie ujmowane jako modulacje kątowe. Zależności i możliwości wzajemnego zastępowania obu rodzajów modulacji i realizacji modulatorów ilustruje rysunek 1.4.2. Na rysunku modulator fazy oznaczono jako „mod PM”, modulator częstotliwości jako „mod FM” i analogicznie oznaczono także demodulatory. Przez $q(t)$ rozumie się sygnały modulujące, a przez $v(t)$ – zdemodulowane, d/dt oznacza układ różniczkujący, a oznaczenie z symbolem całki – układ całkujący. Oznaczenia $s(t)$ i $r(t)$ odpowiadają sygnałom nadawanym i odbieranym czyli na początku i na końcu kanału transmisyjnego.



Rys. 1.4.2. Wzajemne zależności między modulacją fazy i częstotliwości



Rys.1.4.3. Zasada kluczenia częstotliwości sygnałem cyfrowym

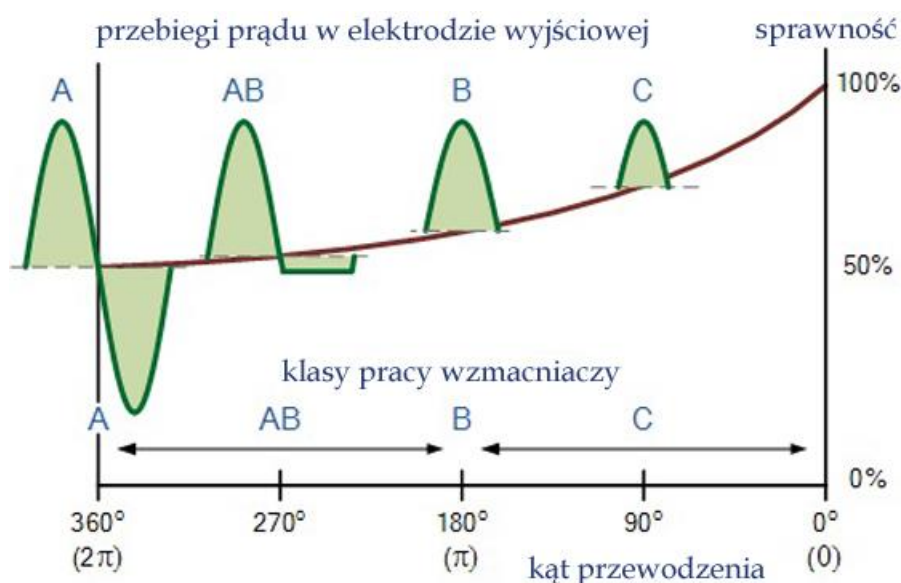
1.5. Wzmacniacze w.cz.

W odróżnieniu od wzmacniaczy małej częstotliwości albo wzmacniaczy sygnałów wizyjnych wzmacniacze wielkiej częstotliwości (w.cz.) są obciążone obwodami rezonansowymi (filtrami pasmowoprzestupowymi) albo filtrami dolnoprzepustowymi. We wzmacniaczach małych sygnałów (w odbiornikach lub w początkowych stopniach torów nadawczych) stosowane są wzmacniacze klasy A. Wzmacniają one cały przebieg sygnału i pozwalają zapewnić stosunkowo niski stopień zniekształceń. Sprawność wzmacniaczy w klasie A jest wprawdzie najniższa, ale przy niskich poziomach wzmacnianych sygnałów straty energii wynikające z niskiej sprawności nie odgrywają znaczącej roli. Wzmacniacze sygnałów o wyższych poziomach mocy pracują natomiast w klasach AB, B lub C albo w pochodnych od nich podgrupach. Najważniejszym kryterium rozróżniającym poszczególne klasy jest kąt przepływu sygnału (prądu w obwodzie elektrody wyjściowej – w kolektorze lub drenie tranzystora, w anodzie lampy elektronowej). Dla pełnego okresu sinusoidy kąt ten wynosi 360° czyli 2Π .

W klasie A kąt przepływu prądu wynosi 2Π (360°), co oznacza, że tranzystor znajduje się w stanie czynnym – w stanie przewodzenia – przez cały czas. Przez cały czas przez element czynny płynie prąd, który można nazwać prądem spoczynkowym. Teoretyczna sprawność wzmacniacza wynosi 50%, ale w praktyce osiągane są co najwyżej wartości 40 – 45%. Wzmacniacze w klasie A zapewniają najwyższą (w porównaniu z pozostałymi klasami) liniowość i dzięki temu stosunkowo najniższe zniekształcenia. Oprócz tego wzmacniacze w klasie A charakteryzują się dużym wzmocnieniem i mogą być stosowane we wzmacniaczach szerokopasmowych albo we wzmacniaczach pracujących na wysokich częstotliwościach.

We wzmacniaczach klasy B kąt przepływu prądu jest równy połowie okresu czyli Π (180°). Elektroda sterująca (baza lub bramka) tranzystora jest spolaryzowana napięciem równym napięciu progowemu elementu – napięciu leżącym na granicy obszarów zatkania i przewodzenia. Tranzystor przewodzi więc w czasie jednej połowki sinusoidy i jest zatkany w drugiej połowie okresu. Przez tranzystor nie płynie prąd spoczynkowy, dzięki czemu uzyskuje się większą sprawność. Jest ona zależna od stosunku amplitudy napięcia w.cz. i dochodzi maksymalnie do $\Pi/4$ czyli $78,5^\circ$. W przypadkach rzeczywistych leży ona najczęściej w granicach 60 – 78%.

Klasa B występuje najczęściej we wzmacniaczach przeciwobnych (ang. *push-pull*), w których każdy z elementów przewodzi w czasie innej połowki sinusoidy i w ten sposób jest odzyskiwany jej pełny przebieg. W momencie przejścia sinusoidy przez zero, czyli jednocześnie przejścia z okresu przewodzenia jednego z elementów na drugi występują silne zniekształcenia spowodowane nieliniowością charakterystyk tranzystorów w pobliżu zera. W momencie przejścia przez zero może wystąpić stan, w którym żaden z tranzystorów nie przewodzi. Z powodu zniekształceń w zakresie przejścia przez zero wzmacniacze klasy B są rzadko stosowane w stopniach mocy SSB, które jak wiadomo wymagają liniowości charakterystyki przenoszenia.



Rys. 1.5.1. Klasy pracy wzmacniaczy

Kąt przepływu prądu w klasie AB (pośredniej między klasami A i B) leży pomiędzy Π i 2Π . Sposób wysterowania jest identyczny jak we wzmacniaczach klasy B, ale napięcie polaryzacji bramki lub bazy leży powyżej wartości progowej. Przez tranzystor płynie pewien prąd spoczynkowy, co powoduje obniżenie sprawności w stosunku do klasy B. Osiągane są sprawności rzędu 60% lub poniżej. Wzmacniacze wielkiej częstotliwości klasy AB stosowane są w układach przeciwobnych lub pojedynczych.

We wzmacniaczach klasy C kąt przepływu leży w zakresie między Π i zerem, przy czym zero jest tylko granicą teoretyczną. Uzyskiwane są sprawności dążące teoretycznie do 100%. Oczywiście w rzeczywistych układach jest to wartość nieosiągalna. W praktyce stosowane są kąty przepływu rzędu 80° , co teoretycznie daje sprawność zbliżoną do 85%. O ile w przypadku lamp elektronowych i tranzystorów polowych stosowane są dobrane napięcia polaryzacji, o tyle w przypadku tranzystorów złączowych stosowana jest praktycznie tylko płytka klasa C wynikająca z napięcia progowego złącza baza-emiter i osiągnięta przy braku oddzielnego napięcia polaryzującego bazę. W przypadku tranzystorów krzemowych napięcie progowe złącza B-E wynosi w przybliżeniu 0,65 – 0,7 V. We wzmacniaczach klasy C pozostała część przebiegu sinusoidalnego jest „odzyskiwana” dzięki właściwościom rezonansowym obwodu wyjściowego i energii zmagazynowanej w nim oraz w dławiku zasilającym. W przypadku obciążenia filtrem dolnoprzepustowym przebieg o częstotliwości podstawowej uzyskuje się dzięki eliminacji składowych harmonicznym. Jak stąd wynika stopień wzmacniania w klasie C musi być obciążony filtrem dolnoprzepustowym lub obwodem rezonansowym.

Wzrost sprawności wzmacniaczy pracujących w klasie C idzie w parze z najwyższym, w porównaniu z poprzednimi) poziomem zniekształceń. Powoduje to, że wzmacniacze klasy C znajdują zastosowanie jedynie w stopniach mocy w.cz. nadajników pracujących emisjami o stałej amplitudzie sygnału – czyli w nadajnikach telegraficznych i nadajnikach z modulacją częstotliwości (FM). Również w niektórych rodzajach emisji cyfrowych opartych na kluczowaniu amplitudy lub częstotliwości, takich jak dalekopisy Hella, RTTY, MFSK itp. amplituda sygnału pozostaje stała, ale najczęściej są one nadawane przez nadajniki SSB modulowane odpowiednio kluczowaną podnośną (J2D). W nadajnikach pracujących wyłącznie jednym z takich rodzajów emisji w przypadku bezpośredniego kluczowania nośnej w.cz. możliwe jest stosowanie wzmacniaczy klasy C. Wzmacniacze klas A, AB i B są stosowane zarówno w układach wielkiej, jak i małej częstotliwości (akustycznych) – AB i B w stopniach przeciwobnych.

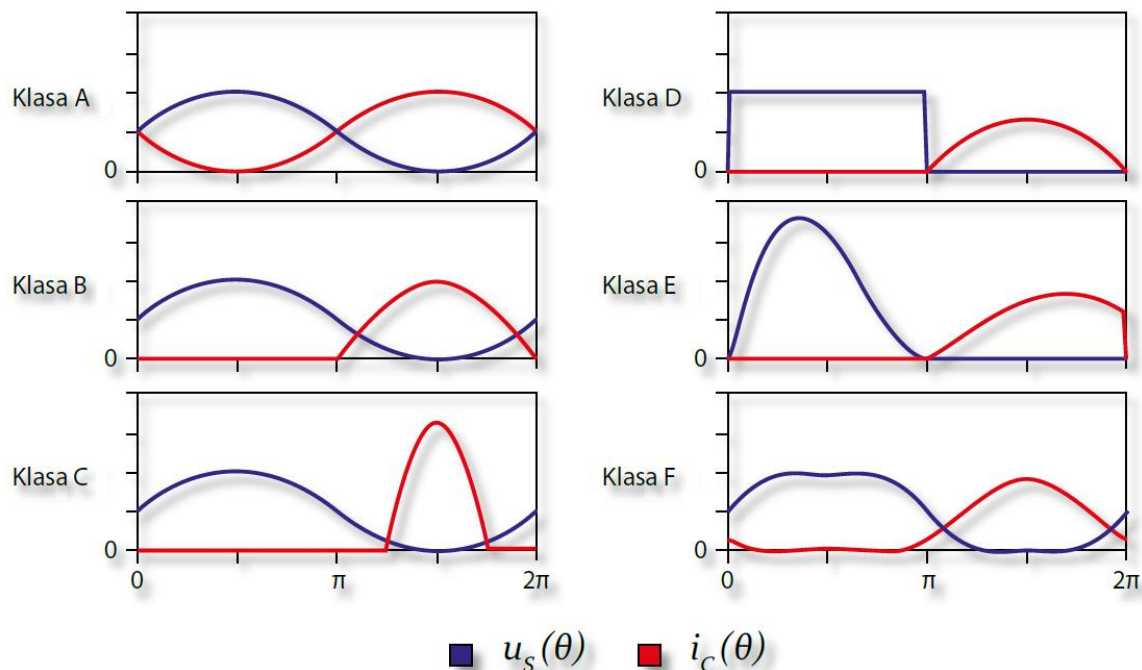
Wzmacniacze klasy D stanowią pod względem kąta przepływu podgrupę klasy B. Tranzystory są wysterowane w takim stopniu, że znajdują się tylko w jednym z dwóch stanów: zatkania lub nasycenia. W praktyce pomiędzy nimi występują stany przejściowe, w których zachodzi zdecydowana większość strat mocy. Są one zależne od częstotliwości, gdyż wraz z nią wzrasta liczba okresów stanu przejściowego i ich procentowy udział w całym czasie pracy wzmacniacza. Wzrost strat powoduje, że praca w klasie D nie opaca się w zakresach powyżej fal krótkich. W teoretycznym przypadku elementu idealnego sprawność dochodziłaby do 100%.

Podział na klasy powyżej klasy C opiera się nie na kryterium kąta przepływu, a na warunkach pracy tranzystora. We wzmacniaczach klasy D napięcie kolektora lub drenu ma przebieg prostokątny. Napięcie to podane na szeregowy obwód rezonansowy powoduje powstanie sinusoidalnego przebiegu prądu. Również we wzmacniaczach klasy E tranzystor pracuje jako przełącznik. Kąt przepływu prądu dający najlepszą sprawność wynosi około 45% okresu (0,9 Π), jest to więc podgrupa klasy C. Charakterystyczny przebieg napięcia na wyjściu powstaje wskutek ładowania równoległej pojemności obciążenia przez prąd stały dopływający przez dławik i przez prąd zmienny pochodzący z obwodu rezonansowego. W trakcie pracy wzmacniacza napięcie wyjściowe maleje do zera tuż przed włączeniem tranzystora i nie wzrasta w momencie włączenia. Dzięki temu unika się strat występujących w klasie D w momentach przełączania. Idealny wzmacniacz klasy E miałby sprawność 100%. W praktyce wzmacniacze klasy E i na nich oparte charakteryzują się obecnie najniższymi stratami ze wszystkich możliwych rozwiązań.

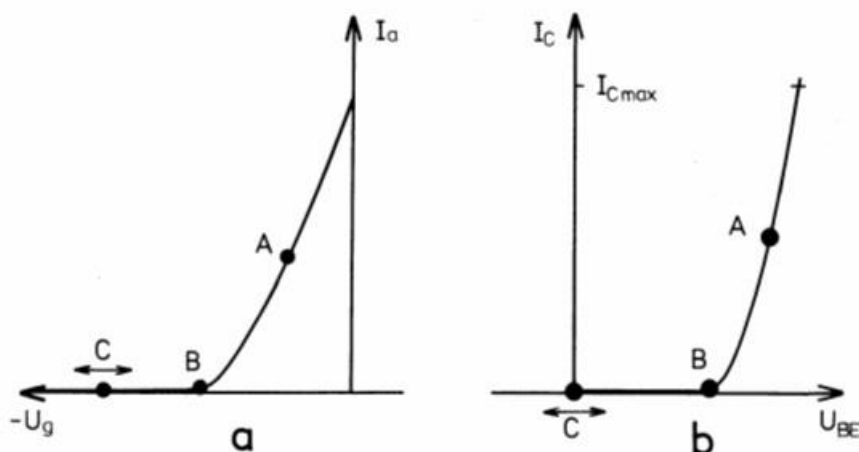
Wzmacniacze klasy F posiadają w obwodach wyjściowych nie tylko obwody rezonansowe nastrojone na częstotliwość pracy (podstawową), ale i na jej harmoniczne. Dzięki wykorzystaniu energii harmonicznym wzrasta dodatkowo sprawność wzmacniacza. Jest to również zależne od liczby uwzględnionych harmonicznym. Ujemną stroną rozwiązania jest komplikacja dostrojenia wzmacniacza przy zmianie częstotliwości pracy.

Dla nadajników radiowych rozróżnia się następujące przypadki definicji mocy wyjściowych. Dla sygnałów zmodulowanych amplitudowo istotny jest przypadek mocy w szczycie amplitudy sygnału – jest to moc szczytowa nadajnika (PEP – ang. *peak envelope power*) oraz moc średnia dla dłuższego okresu

obserwacji sygnału modulującego, a przynajmniej dla pełnego okresu sinusoidy w przypadku modulacji sygnałem sinusoidalnym. Dla sygnału SSB jako moc średnią przyjmuje się 20% mocy szczytowej w przypadku mowy. Dla sygnałów emisji cyfrowych stosunki te mogą się znacznie różnić od stosunku dla sygnału mowy i na dodatek przyjmować różne wartości dla każdego rodzaju emisji. Dla niektórych rodzajów emisji sygnał ma stałą amplitudę o wartości średniej równej wartości szczytowej. Dla telegrafii Morse'a jako typową średnią przyjmuje się 40% wartości szczytowej. Stosunki te zarówno dla mowy jak i dla telegrafii są zależne od transmitowanej treści i zbliżają się do podanych jedynie dla dłuższych okresów obserwacji.



Rys. 1.5.2. Przebiegi napięcia sterującego i prądu w obwodzie wyjściowym dla poszczególnych klas (źródło: praca dyplomowa na Fachhochschule Nordwestschweiz)



Rys. 1.5.3. Punkt pracy wzmacniaczy w klasach A, B i C na charakterystykach wejściowych, a – lampy elektronowej i tranzystora polowego, b – tranzystora złączeniowego, typowa płytka klasa C przy napięciu BE równym zero

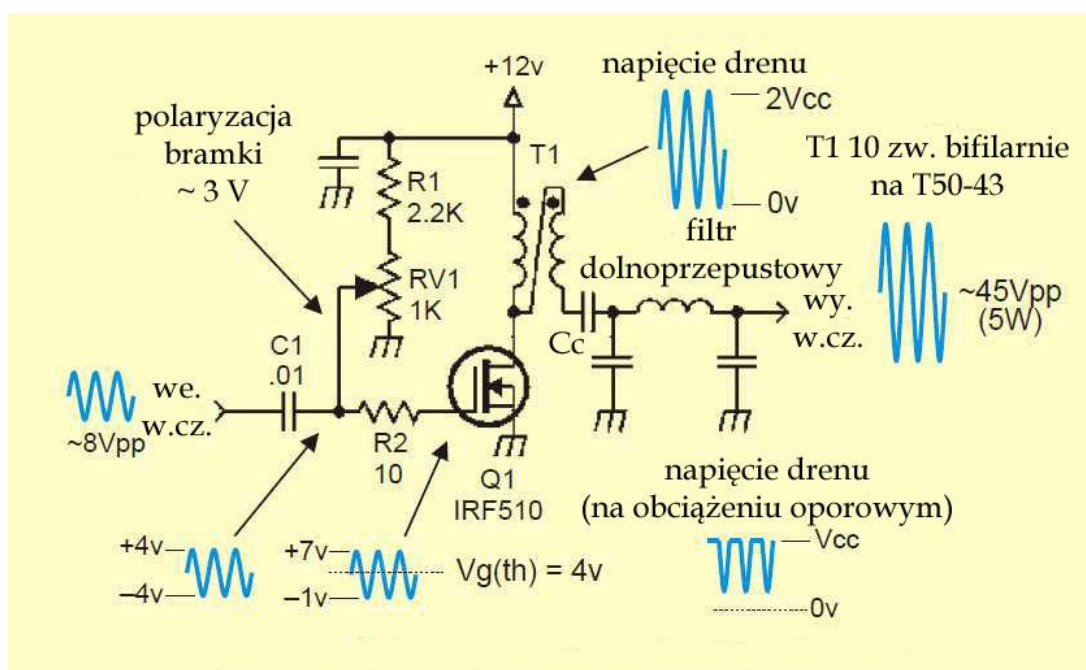
W przypadku transmisji z modulacją częstotliwości (FM) amplituda sygnału jest stała – wartości średnie i maksymalne są sobie równe. Taka sama sytuacja występuje dla emisji opartych o kluczkowanie częstotliwości: RTTY, MSK16, transmisje cyfrowego dźwięku itd.

1.6. Wzmacniacze mocy klasy D, E i F

O ile przy podziale wzmacniaczy na klasy pracy A, AB, B i C podstawowym kryterium kwalifikacji jest kąt przepływu prądu w obwodzie wyjściowym, o tyle dla pracujących przełącznikowo wzmacniaczy klas D, E i F jest sposób wydzielenia sygnału użytecznego na wyjściu, czyli konstrukcja wyjściowych obwodów selektywnych. Wzmacniacze klas E i F należą pod względem kąta przepływu do klasy C a wzmacniacz klasy D jest przełącznikowym odpowiednikiem wzmacniaczy klasy B. Wzmacniacze przełącznikowe pozwalają na uzyskanie wyższych sprawności niż w klasie C.

We wzmacniaczach klasy A kąt przepływu wynosi 360° (czyli pełny okres wzmacnianego przebiegu) dzięki czemu są one stosowane we wzmacniaczach liniowych, gdzie zapewniają niski stopień zniekształceń sygnału. Ich teoretyczna sprawność wynosi 50% ale w praktyce osiągnąć są wartości dochodzące do 40%. Wzmacniacze te służą przeważnie do wzmacniania małych sygnałów m.cz. i w.cz. Czasami, ze względu na niski stopień zniekształceń bywają stosowane we wzmacniaczach (niezbyt dużej) mocy. W niektórych najnowszych konstrukcjach radiostacji amatorskich wysokiej klasy wzmacniacze mocy pracują w klasie A.

Wzmacniacz klasy B przewodzi tylko w czasie jednej połowy przebiegu czyli jego kąt przepływu wynosi 180° . Z tego też powodu we wzmacniaczach akustycznych może on być stosowany jedynie w układach przeciwsobnych, a w układach pojedynczych tylko we wzmacniaczach w.cz. obciążonych obwodami rezonansowymi lub dolnoprzepustowymi, dzięki którym (a raczej dzięki zmagazynowanej w nich energii) odzyskiwana jest druga połowka sinusoidy i następuje eliminacja harmonicznych. Zakrzywienie charakterystyk wyjściowych w pobliżu zera powoduje jednak znaczne zniekształcenia przebiegów o małych amplitudach. Teoretyczna sprawność wzmacniaczy w klasie B wynosi 78,5%, praktyczna – zależnie od częstotliwości i właściwości elementów wzmacniających – może leżeć dużo poniżej, np. około 60%.

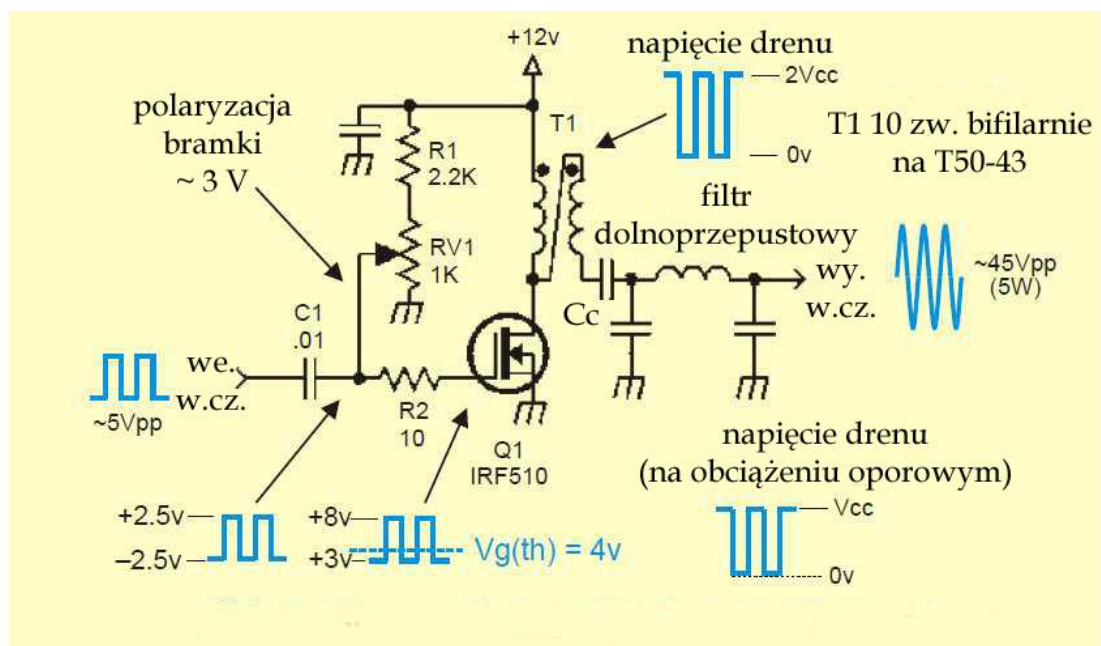


Rys. 1.6.1. Wzmacniacz mocy klasy C

Zniekształceniom nieliniowym dla małych sygnałów można zapobiec odsuwając punkt pracy od zera – przechodząc do klasy AB – co powoduje przepływ prądu spoczynkowego, który jest wprawdzie znacznie mniejszy od prądu płynącego przy pełnym wysterowaniu, ale mimo to oznacza pewne pogorszenie sprawności. Kąt przepływu leży w zakresie od 180 do 360 stopni, a uzyskiwane sprawności – w zakresie od 50 do 78,5 %. Dzięki dobrej liniowości wzmacniacze takie są szeroko stosowane zarówno w stopniach mocy dla sygnałów akustycznych jak i w.cz. We wzmacniaczach w.cz. nie muszą być to układy przeciwsobne.

Ostatnią klasą w tym podziale jest klasa C. Kąt przeływu leży w niej w zakresie od 0 do 180°, a teoretyczna sprawność dąży do 100%. Uzyskanie sprawności zbyt zbliżonej do 100% jest w rzeczywistości niemożliwe, ponieważ zmniejszanie kąta przeływu wymagałoby odpowiedniego wzrostu mocy sterującej i prądu w obwodzie wyjściowym – w skrajnym przypadku powyżej technicznych możliwości realizacji. Dla uzyskania sprawności 100% kąt przeływu musiałby wynosić 0° i oznaczałoby to konieczność doprowadzenia do wejścia nieskończenie wielkiej mocy, a natężenie impulsów prądu wyjściowego dążyłoby też do nieskończoności – co pozbawia praktycznego sensu takie rozwiązanie. Praktycznie uzyskiwane sprawności maksymalne leżą w pobliżu 80–85% co i tak przewyższa osiągi pozostałych klas. W zależności od konstrukcji elementu wzmacniającego, zakresu częstotliwości itp. mogą być one jednak znacznie niższe, spadać do 40 – 45%, a w zakresie GHz nawet do 30%, ale to samo dotyczy także pozostałych klas. Wzmacniacz pracuje przeważnie w stosunkowo płytkiej klasie C, natomiast praca z mniejszymi kątami przeływu – czyli w głębszej klasie C – ma sens jedynie w powielaczach częstotliwości, ponieważ w miarę ich zmniejszania rośnie względny poziom harmonicznych w sygnale wyjściowym. Najpoważniejszą wadą wzmacniaczy klasy C jest ich nieliniowość, co powoduje, że mogą być stosowane jedynie we wzmacniaczach w.cz. dla sygnałów o niezminiającej się amplitudzie czyli przykładowo w nadajnikach telegraficznych, FM, RTTY, WSPR, JT65, FT8 itd. Identycznie jak dla klasy B wzmacniacze takie muszą być obciążone obwodami rezonansowymi lub dolnoprzepustowymi.

Przykład rozwiązania wzmacniacza mocy w.cz. w klasie C na tranzystorze MOSFET przedstawia rys. 1.6.1.



Rys. 1.6.2. Wzmacniacz mocy klasy D

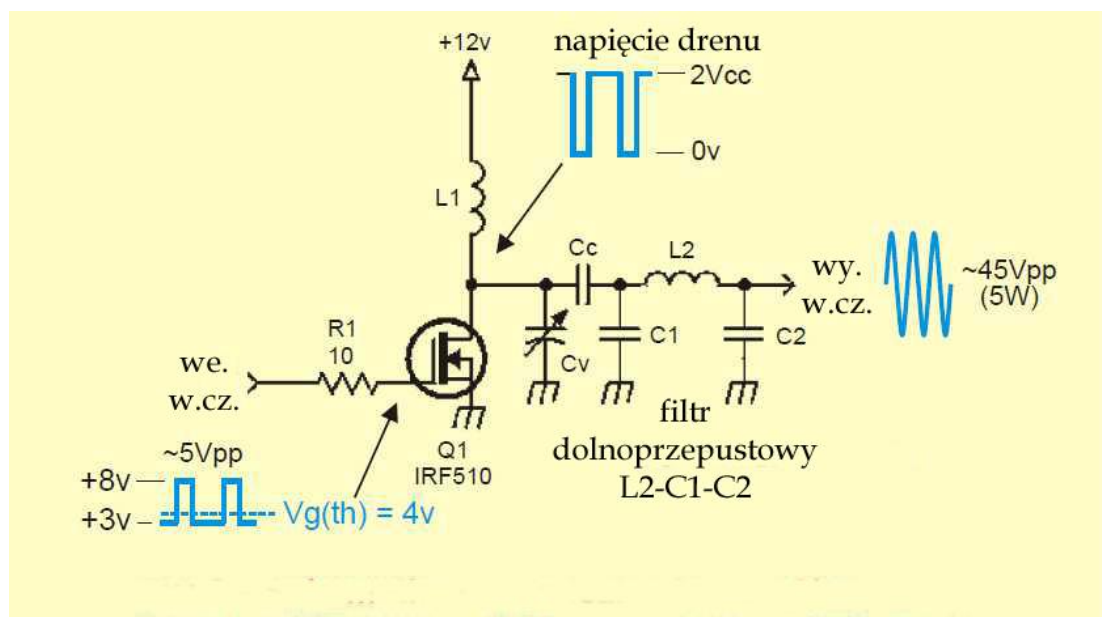
Na tym wyczerpuje się podział na klasy oparty na kryterium kąta przeływu.

Wzmacniacze impulsowe klas D, E i F otrzymały jako oznaczenia po prostu kolejne litery alfabetu. Nie są one powiązane ani ze sposobem ich działania ani z kątem przeływu ani z nasuwającymi się czasem skojarzeniami. Według popularnego przekonania wzmacniacze klasy D otrzymały tę nazwę ponieważ pracują cyfrowo (ang. *digital*), co nie jest prawdą. Ich zasada pracy opiera się na modulacji szerokości impulsów, a nie na korzystaniu z kodów cyfrowych.

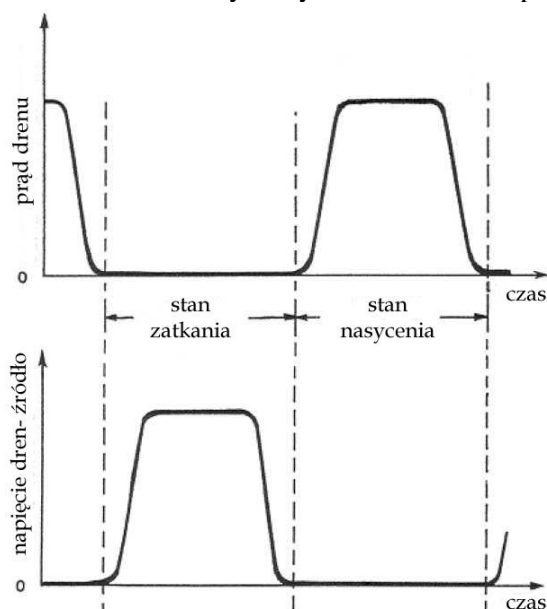
Przykładowy schemat wzmacniacza w klasie D (rys. 1.6.2) praktycznie nie różni się od wzmacniacza klasy C. Główna różnica leży w sposobie jego wysterowania. O ile do wejścia wzmacniacza klasy C doprowadzony jest przebieg sinusoidalny, a na jego wyjściu występują wąskie fragmenty zniekształconej sinusoidy, z których trzeba dopiero wyfiltrować pożądaną składową, o tyle wzmacniacz w klasie D jest sterowany falą prostokątną (lub impulsami prostokątnymi) o amplitudzie takiej, że naprzemian znajduje się on w stanie zatkania i nasycenia. Użyte w przytoczonych układach tranzystory MOSFET z kanałem n wymagają dodatniej polaryzacji bramki napięciem o wartości kilku V. Dla innych elemen-

tów wzmacniających polaryzacja elektrody wejściowej odbiega od podanej – przykładowo tranzystory złączowe (bipolarne) pracują najczęściej bez żadnej polaryzacji bazy co w wyniku daje płytką klasę C. Przebieg sterujący o poziomach 0 i 5 V przyjmuje za kondensatorem sprzęgającym C1 poziomy -2,5 i +2,5 V, a po dodaniu do niego napięcia polaryzacji bramki – +3 i +8 V. Na wyjściu tranzystora (na jego drenie) występuje również przebieg prostokątny o poziomach równych w przybliżeniu zero (dla IRF510 $\leq 0,4$ V) i podwójnemu napięciu zasilania. Identycznie jak w klasie C do usunięcia harmonicznych służy filtr dolnoprzepustowy. Oporniki R2 w obwodach bramek zapobiegają ewentualnemu wzbudzeniu się w zakresie UKF. Zamiast nich można na doprowadzenia bramek nałożyć perełki ferrytowe. Nie ma to jednak nic wspólnego z klasą pracy wzmacniacza.

Dla porównania na obu schematach po prawej stronie u dołu pokazane są przebiegi jakie występowałyby na obciążeniu oporowym tranzystora.



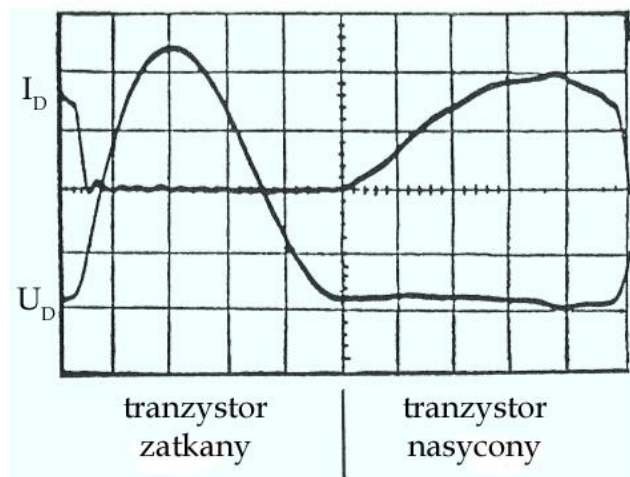
Rys. 1.6.3. Wzmacniacz mocy klasy E z filtrem dolnoprzepustowym



Rys. 1.6.4a. Idealne przebiegi napięcia i prądu drenu w klasie E

Podany na schemacie przebieg napięcia sterującego ma współczynnik wypełnienia równy 50 % – jest to więc fala prostokątna – i takie właśnie przebiegi występują we wzmacniaczach mocy w.cz. Moc sygnału wyjściowego zależy jednak od współczynnika wypełnienia i tą zależność wykorzystuje się we

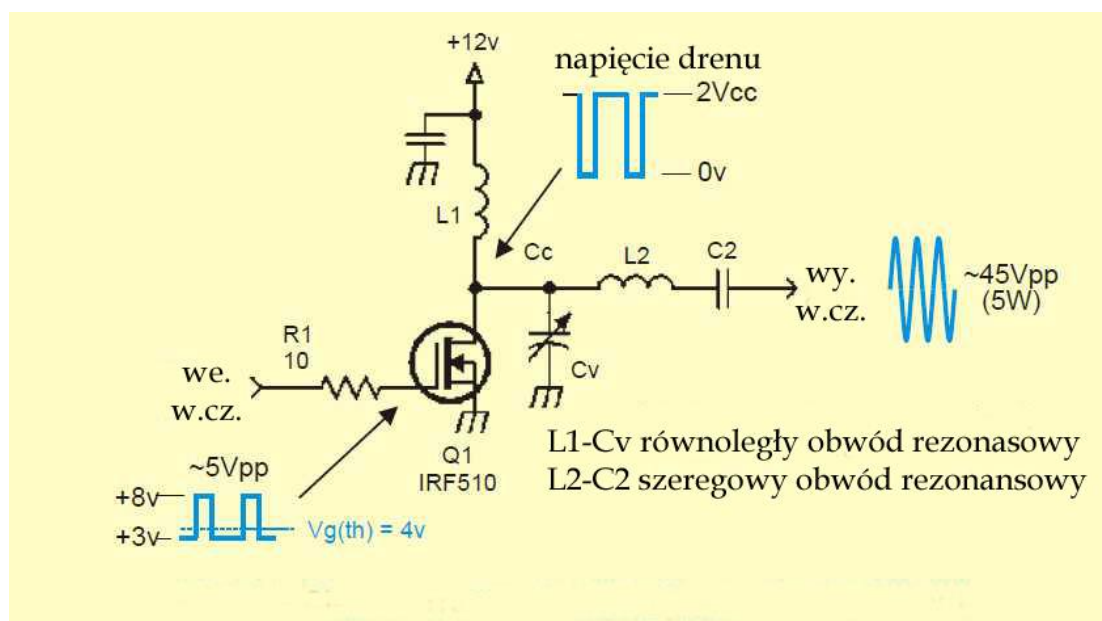
wzmacniaczach małej częstotliwości sterując je impulsami o modulowanej w takt sygnału akustycznego szerokości. We wzmacniaczach w.cz. można ją wykorzystać do regulacji mocy wyjściowej nadajnika. Wzmacniacze w klasie D zostały pierwotnie opracowane dla potrzeb torów akustycznych (jako zastępstwo dla wzmacniaczy klas AB i B) i dlatego ich cechą charakterystyczną jest sterowanie przebiegiem impulsowym o modulowanej szerokości. Określenie to przyjęło się jednak również dla wzmacniaczy w.cz. sterowanych falą prostokątną lub ciągiem impulsów o stałym współczynniku wypełnienia i obciążonych na wyjściu filtrem dolnoprzepustowym.



Rys. 1.6.4b. Rzeczywiste przebiegi napięcia i prądu drenu dla prawidłowo zestrojonego wzmacniacza klasy E

Uzyskiwane sprawności mogą przewyższać sprawność układów w klasie C. Są one jednak zależne nie tylko od częstotliwości ale również i od innych czynników takich jak napięcie zasilania i mogą też leżeć wyraźnie poniżej – przewyższając jednak sprawności klas AB i B. Teoretycznie w klasach D, E i F możliwe jest uzyskanie sprawności 100%, ale jest to tylko teoria zakładająca istnienie idealnych elementów.

Głównymi źródłami strat są straty w kanale w stanie nasycenia i straty w trakcie przełączania tranzystora ze stanu nasycenia do zatkania i odwrotnie. Oporność kanału w stanie nasycenia jest wprawdzie niska, ale zawsze jednak większa od zera, co oznacza, że pod wpływem prądu płynącego przez tranzystor występuje na nim pewien spadek napięcia, a moc tracona w kanale wydziela się w postaci ciepła.

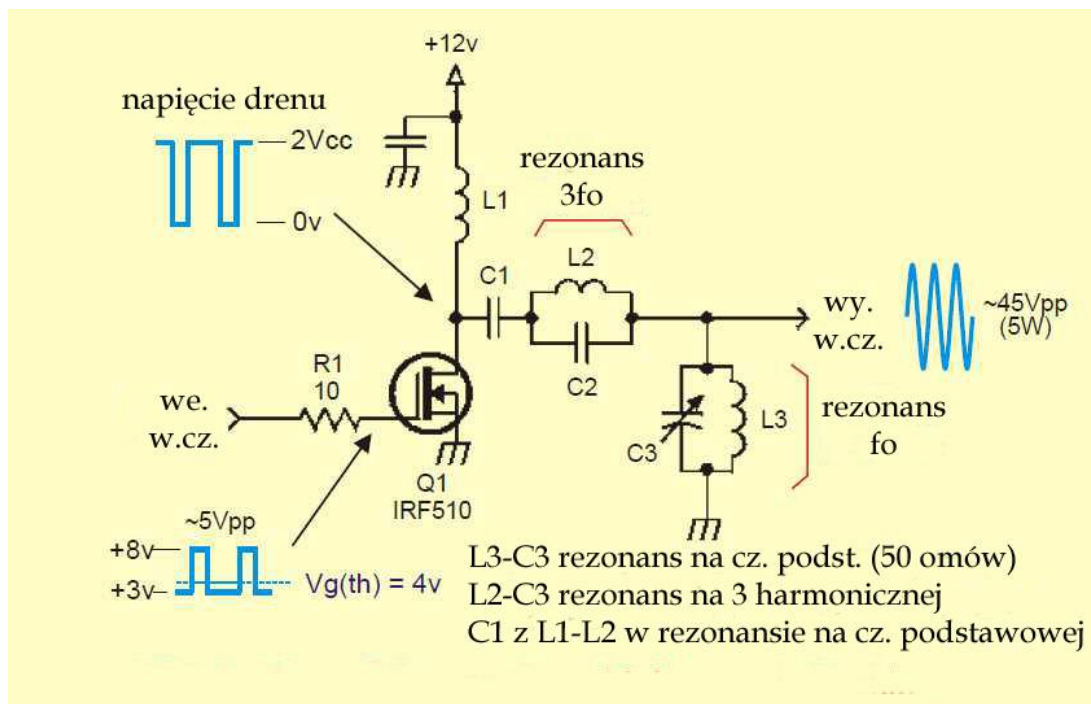


Rys. 1.6.5. Wzmacniacz klasy E z obwodem szeregowym

Tranzystory polowe MOSFET (z izolowaną bramką) charakteryzują się stosunkowo znacznymi pojemnościami wejściowymi i wyjściowymi. Konieczność ich okresowego ładowania i rozładowywania powoduje ograniczenie szybkości narastania i opadania zboczy impulsów na bramce i drenie tranzystora. Szybkość narastania i opadania zboczy impulsów prądowych jest również ograniczona, co oznacza, że w fazach (stanach) przejściowych na tranzystorze występuje spadek napięcia różny od napięcia nasycenia i jednocześnie płynie przez niego prąd drenu. Jest to równoznaczne z występowaniem w tym czasie strat mocy wydzielającej się również w postaci ciepła. Rosną one ze wzrostem częstotliwości pracy ponieważ oznacza to zwiększenie się liczby stanów przejściowych w skali czasu. Wzrastają one również przy wyższych napięciach zasilania ponieważ pojemności tranzystora gromadzą wówczas więcej energii.

Wielkość strat mocy w stanie nasycenia można obniżyć jedynie wybierając tranzystor o mniejszej oporności kanału – czyli dostosowany do większych mocy – ale przeważnie oznacza to większe rozmiary struktury tranzystora i związany z tym wzrost jego pojemności wejściowej i wyjściowej.

Straty w stanach przejściowych można natomiast ograniczyć kształtując przebiegi prądu i napięcia tak, aby ich wartości były w tym czasie równe zero lub jak najbardziej do niego zbliżone. Takie ukształtowanie przebiegów jest zadaniem obwodów wyjściowych wzmacniacza. Idealny pożądaný przebieg napięcia i prądu drenu przedstawiono na rysunku 1.6.4a. Jak z niego wynika w momencie włączenia lub wyłączenia tranzystora zarówno napięcie jak prąd powinny mieć wartość zerową (lub w warunkach rzeczywistych możliwie do niej zbliżoną). Dodatkowy warunek ustala, że szybkość zmian napięcia w momencie włączenia tranzystora musi być równa zero. Zapewnia on łagodny przyrost prądu w obwodzie drenu w tym momencie. Rzeczywiste przebiegi prądów i napięć odbiegają jednak od idealnych (rys. 1.6.4b).



Rys. 1.6.6. Wzmacniacz klasy F

W szczycie impulsu napięcie może dochodzić do 4-krotnej wartości napięcia zasilania. Użyte w stopniu klasy E tranzystory muszą więc mieć odpowiednio wysokie maksymalne napięcie dren-źródło. Wybierając tranzystory do pracy w klasie E należy pamiętać też o pewnym marginesie bezpieczeństwa.

Konstrukcyjnie wzmacniacz w klasie E (rys. 1.6.3) różni się więc od poprzedniego obwodem wyjściowym. Indukcyjność L1 wraz z pojemnością Cv i co ważne także z pojemnością wyjściową tranzystora (dla IRF510 jest to ok 100–120 pF) stanowią równoległy obwód rezonansowy dostrojony do częstotliwości nadawania. Pojemność wyjściowa tranzystora przestaje stanowić pasożytniczy element obciążający i zostaje wykorzystana w sposób pożyteczny, a likwidacja strat w niej wpływa korzystnie na wypadkową sprawność wzmacniacza.

Wzmacniacz w klasie E jest sterowany przebiegiem impulsowym o współczynniku wypełnienia niższym od 50% (najwyższą sprawność uzyskuje się dla stopnia wypełnienia ok. 45%), a istotną rolę w bilansie energetycznym gra energia zmagazynowana w obwodzie rezonansowym – pełniącym dzięki temu w układzie rolę koła zamachowego. Kąt przewodzenia wzmacniacza klasy E i opisanego dalej wzmacniacza klasy F jest więc mniejszy od 180 stopni co oznacza, że stanowią one właściwie podgrupę wzmacniaczy klasy C. Opierając się na tym samym kryterium wzmacniacze w.cz. klasy D można więc uważać za podgrupę klasy B (nie jest to słuszne dla wzmacniaczy akustycznych ponieważ ich kąt przewodzenia zmienia się w takt modulacji szerokości impulsów).

Wymaganą filtrację harmoniczną zapewnia filtr dolnoprzepustowy $L_2C_1C_2$ sprzężony za pomocą kondensatora Cc. Zawartość harmoniczną w sygnale wyjściowym jest zbliżona do zawartości harmoniczną w klasie B.

W miarę wzrostu częstotliwości pracy coraz większą rolę odgrywają czasy przełączania tranzystora i one też stanowią najważniejszy czynnik decydujący o częstotliwościach granicznych w klasie E. Ich wpływ objawia się stopniowym obniżaniem sprawności w miarę wzrostu częstotliwości pracy. Czasy przełączania zależą od pojemności wewnętrznych tranzystora i dlatego efekt ten objawia się w niższych pasmach dla tranzystorów większej mocy, a znacznie powyżej dla tranzystorów małej mocy. Przykładowo zakres zastosowania dla tranzystorów typu IRF510 (sumaryczne czasy komutacji rzędu 70 ns) i podobnych jest ograniczony do około 2 MHz, a dla tranzystorów BS170, 2N7000 (ok. 15 ns) itp. dochodzi do 10 MHz dla maksymalnej możliwej do osiągnięcia sprawności. Powyżej tych granic sprawność maleje stopniowo co wprawdzie nie wyklucza zapuszczania się w wyższe zakresy, ale w praktyce wzmacniacze klasy E spotykane są w sprzęcie na dolne pasma amatorskie. Niektóre źródła podają częstotliwość graniczną dla wzmacniaczy klasy E na 70% częstotliwości granicznej dla tych samych elementów w klasie B.

W wariantcie układu z rys. 1.6.5 filtr dolnoprzepustowy został zastąpiony przez szeregowy obwód rezonansowy złożony z elementów L_2 i C_2 (nie wyklucza to włączenia dodatkowego filtra dolnoprzepustowego na jego wyjściu). Na obu schematach dla uproszczenia pominięto odwód polaryzacji bramki. Indukcyjność L_1 wraz z C_v i C_{wy} tranzystora stanowią w dalszym ciągu równoległy obwód rezonansowy. Układ zawiera więc dwa obwody strojone. Dla uproszczenia są one w większości konstrukcji praktycznych dostrojone do środka zakresu pracy co powoduje wprawdzie pewne pogorszenie sprawności w miarę oddalania się od niego, ale jest to w wielu wypadkach do przyjęcia. Szerokość zakresu pracy dla niestrojonych wzmacniaczy klasy E przyjmuje się na ok. 1,8:1 dla wariantu I natomiast dla wariantu II wynosi ona w zależności od pasma ok. 10 do kilkunastu kHz.

Osiągane we wzmacniaczach klasy E sprawności dochodzą do ponad 85%, we wzmacniaczach niestrojonych mogą na krańcach pasma spaść nawet do 60% lub poniżej. Zmiana mocy wyjściowej stopnia klasy E wymaga zmiany jego napięcia zasilającego. Dopuszcza to modulację amplitudy nadajnika.

Projektowanie wzmacniaczy klasy E nie jest jednak sprawą tak prostą jak może się to wydawać na pierwszy rzut oka. Konieczne jest również dopasowanie wzmacniacza do oporności obciążenia i wobec tego obwody wyjściowe mogą zawierać dodatkowe transformatory lub inne elementy dopasowujące. W Internecie dostępne są jednak arkusze kalkulacyjne Excela i kalkulatory internetowe ułatwiające to zadanie.

W trochę bardziej rozbudowanym i trudniejszym zarówno do zaprojektowania jak i zestrojenia wzmacniaczu klasy F dla poprawy sprawności wykorzystuje się energię harmoniczną zamiast tracić ją bezpowrotnie jak to ma miejsce w klasach B – E.

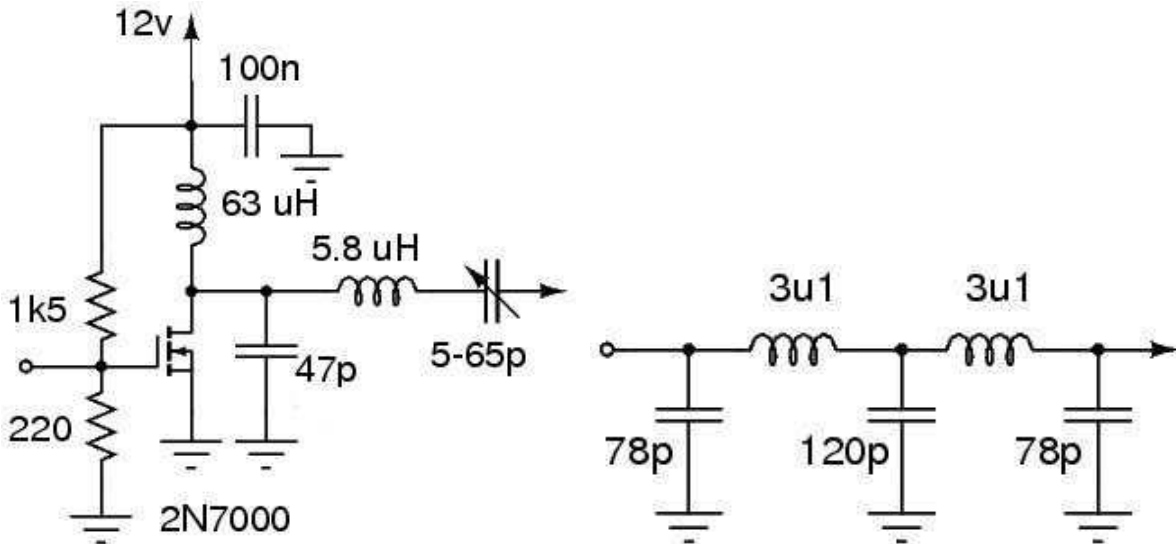
Wzmacniacz klasy F (rys. 1.6.6) posiada znacznie bardziej rozbudowany obwód wyjściowy złożony z równoległych obwodów rezonansowych dostrojonych do częstotliwości podstawowej i do jej trzeciej harmonicznej. Na wyjściu wzmacniacza otrzymywana jest fala sinusoidalna, ale o mocy zwiększonej w przybliżeniu o moc 3 harmonicznej. W bardziej rozbudowanych rozwiązaniach wykorzystywana jest i piąta harmoniczna, ale ze względu na straty występujące w obwodach rezonansowych wykorzystanie energii dalszych harmoniczną przestaje się opłacać.

Równoległe obwody rezonansowe L_1C_1 i L_3C_3 są dostrojone do częstotliwości podstawowej, a L_2C_2 – do trzeciej harmonicznej.

Napięcie odkładające się na nim w rezonansie dodaje się do napięcia na wyjściu zwiększając w ten sposób moc wyjściową stopnia.

Obwód L_2C_2 ma dla częstotliwości podstawowej charakter indukcyjny, a pojemność C_1 jest dobrana tak aby tworzyła razem z nim obwód szeregowy do niej dostrojony. Współzależności są więc znacznie

bardziej złożone aniżeli w klasie E i we wszystkich pozostałych układach. Prawidłowe zestrojenie tak aby uzyskać większą sprawność jest z tego powodu znacznie trudniejsze i potencjalny zysk w stosunku do klasy E niewiele już przynosi w warunkach amatorskich. Stosowanie stopni w klasie F jest z pewnością bardziej uzasadnione w nadajnikach radiofonicznych i innych dużej mocy gdzie nawet niewielki wzrost sprawności odbija się korzystnie na kosztach eksploatacji. Oszczędności uzyskane w warunkach amatorskich raczej jednak nie uzasadniają tego dodatkowego stopnia komplikacji i konieczności dostrajania stopnia mocy po zmianie częstotliwości pracy.



Rys. 1.6.7a. Wzmacniacz QRP klasy E na pasmo 30 m

Rys. 1.6.7b. Wyjściowy filtr dolnoprzepustowy

Class E Power Amp Design Using NMOS Equations Presented at FDIM 2009

Enter the following	
Band in Mc	7.15
Desired Output Pwr	5
Power Supply Voltage	13.6
Mosfet Type	IRF510
Rdson I	0.54
Coss pF	81
Calculations	
Load Resistance I	11
C1 pF *	304
Choose C2 pF **	1000
L2 uH	0.94
C3 pF	950
C5 pF	950
L3 uH	0.39
C4 pF	317
Choose L1 uH ***	15

Figure 3—Practical Class-E power amplifier.

* Must be mounted very close to the MOSFET. Directly bridge the drain and source if possible
 ** Reactance of C2 must be 1 - 2 x load resistance R
 *** Must be >10 x L2

	Data (typical) for popular MOSFETS for QRP Pwr Amps					Capacitors: Use NP0, C0G, or Silver Mica
	2N7000	BS170	IRF510	IRF520	STP16NF06	Recommended Toroid Cores: T50-6 or T50-7
Voltage	60	60	100	100	60	Get toroid calculator here: http://www.kitsandparts.com/tcalc.html
Id	200ma	500	5.6A	9.2	16	Reference and recommended reading:
Rdson I	1.2	1.2	0.54	0.25	0.08	Cripe, David, NMOS, "Class E Power Amplifiers for QRP"
Coss * pF	11	17	81	130	70	QRP Quarterly Vol 50 Number 5 Summer 2009, pp 32-37
Pwr Out W	1 to 1.5	1 to 2	2 to 10	2 to 20	2 to 20	Errata: Volume 50 Number 4 Fall 2009 p4
Case	TO-92	TO-92	TO-220	TO-220	TO-220	

*Output capacitance i.e. Drain to Source Capacitance
 Can be paralleled for more output. Calculate the parallel Coss and Rdson

Spreadsheet by WA0ITP
 Design Formulas and Specs by NMOS 17-Sep-20

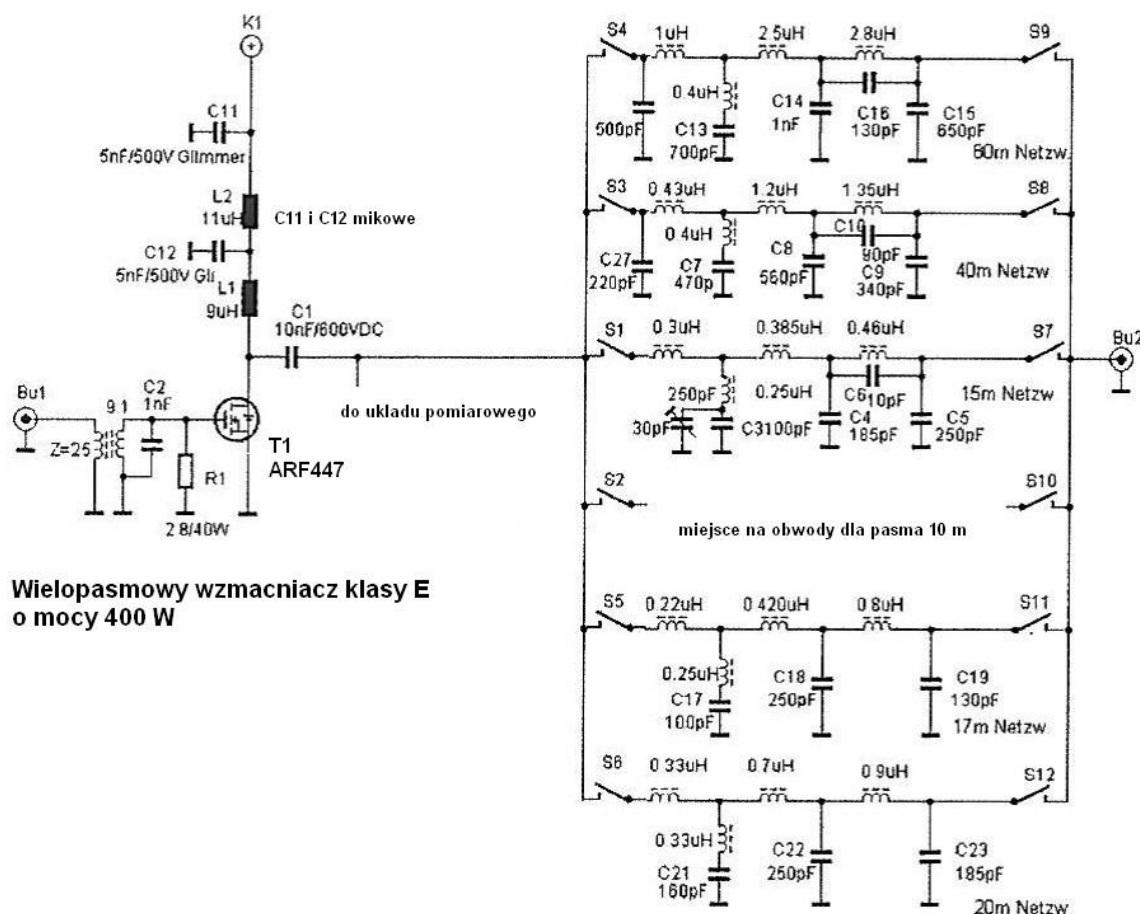
Rys. 1.6.8. Arkusz kalkulacyjny WA0ITP

Zasadę działania wzmacniaczy w klasach D – F przedstawiono wprawdzie na przykładzie stopni z tranzystorami MOSFET, ale nie wyklucza to oczywiście ich realizacji przy użyciu tranzystorów złączowych. Spośród tych trzech omówionych klas pracy w warunkach amatorskich stosunkowo najczęściej stosowana jest klasa E.

Przykład rozwiązania wzmacniacza QRP klasy E na pasmo 30 m przedstawia rys. 1.6.7a. Wzmacniacz ten przy wysterowaniu mocą 25 mW daje na wyjściu moc 2 W. Schemat niezbędnego filtra dolnoprzestupowego podano na rys. 1.6.7b. Kondensator 47 pF w obwodzie wyjściowym jest kondensatorem polistyrenowym.

Dla ułatwienia projektowania wzmacniaczy klasy E WA0ITP opracował arkusz kalkulacyjny w Excelu (rys. 1.6.8) dostępny bezpłatnie pod adresem <http://www.wa0itp.com/classeampdesignrevb.xls>.

Z kolei na schemacie z rys. 1.6.9 przedstawiony jest układ wzmacniacza o mocy wyjściowej 400 W na pasma amatorskie 80, 40, 20, 17 i 15 m z możliwością rozbudowy o pasmo 10 m.



Rys. 1.6.9. Krótkofalowy wzmacniacz dużej mocy

Dwie dalsze klasy G i H, w których dla poprawienia sprawności stosuje się zmieniające się napięcie zasilania – jest ono podwyższane płynnie lub skokowo dla sygnałów o dużych amplitudach – występują tylko we wzmacniaczach akustycznych.

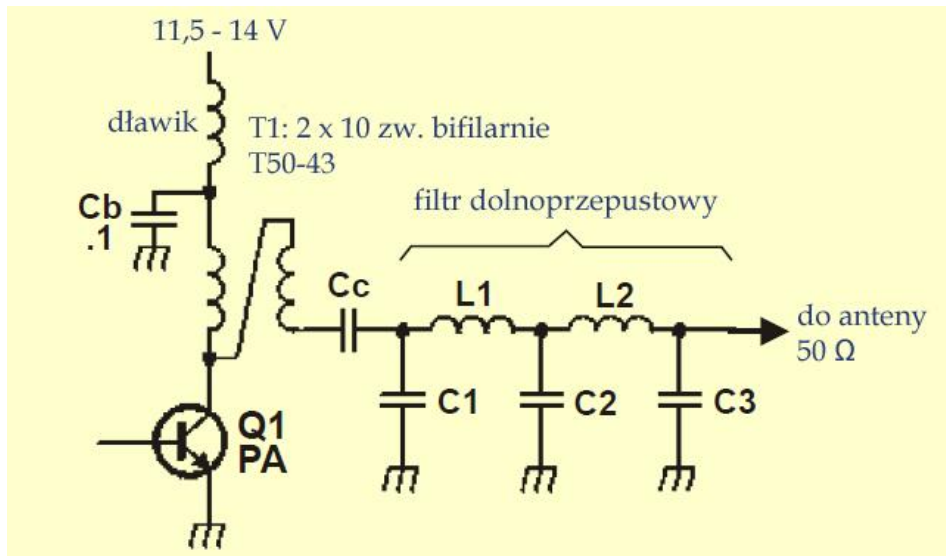
1.7. Obwody wyjściowe

Filtr na wyjściu nadajnika spełnia dwa podstawowe zadania:

1. Służy do dopasowania optymalnej w danych warunkach oporności obciążenia stopnia mocy RL' do oporności falowej linii zasilającej i oporności wejściowej systemu antenowego RL.
2. Zapewnia wytłumienie harmonicznych w stopniu wymaganym przez przepisy. Do tego celu stosowane są filtry pasmowoprzestupowe lub dolnoprzestupowe.

Stosunkowo najprostsze spośród wielu możliwych rozwiązań filtrów przedstawiono na rysunku 1.7.1. Jest ono najczęściej stosowane nie tylko w nadajnikach QRP. W dalszych rozważaniach przyjmujemy następujące, typowe dla nadajników QRP, założenia:

1. W układzie z rysunku 1.7.1 moc wyjściowa wynosi 5 W, a konieczna oporność obciążenia tranzystora $RL' = 13 \Omega$.
2. Impedancja falowa linii i wejściowa systemu antenowego (RL) wynoszą 50 Ω .
3. Dopasowanie impedancji RL' do RL zapewnia transformator T1. Jest on nawinięty bifilarnie na rdzeniu T50-43 i jego uzwojenie składa się z 2x10 zwojów. W połączeniu jak na schemacie daje to przekładnię opornościową 4:1.
4. Filtr wyjściowy jest filtrem dolnoprzepustowym.



Rys. 1.7.1. Typowe rozwiązanie wzmacniacza mocy QRP

Dla typowego nadajnika QRP o mocy 5 W impedancja obciążenia jest obliczana z poniższej zależności: $RL' = (V_{cc} - V_{ce})^2 / 2P_o = (12 [V] - 0,5 [V])^2 / 2 \times 5 [W] = 13 [\Omega]$.

Gdzie V_{cc} jest napięciem zasilania stopnia (napięciem kolektora), a V_{ce} – napięciem nasycenia kolektor-emiter, w przykładzie przyjęto 0,5 V, wartości rzeczywiste dla danego typu tranzystora są podane w kartach katalogowych. Transformator o przekładni 4:1 dopasowuje impedancję 13 Ω do impedancji 52 Ω , a więc dostatecznie bliskiej do systemowych 50 Ω . Pozwala to na stosowanie symetrycznych filtrów dolnoprzepustowych o impedancjach wejściowej i wyjściowej 50 Ω . Alternatywnym rozwiązaniem jest zastosowanie filtra o impedancji wejściowej 13 Ω zapewniającego dopasowanie do 50 Ω . Jest to jednak rozwiązanie wymagające bardziej skomplikowanych obliczeń.

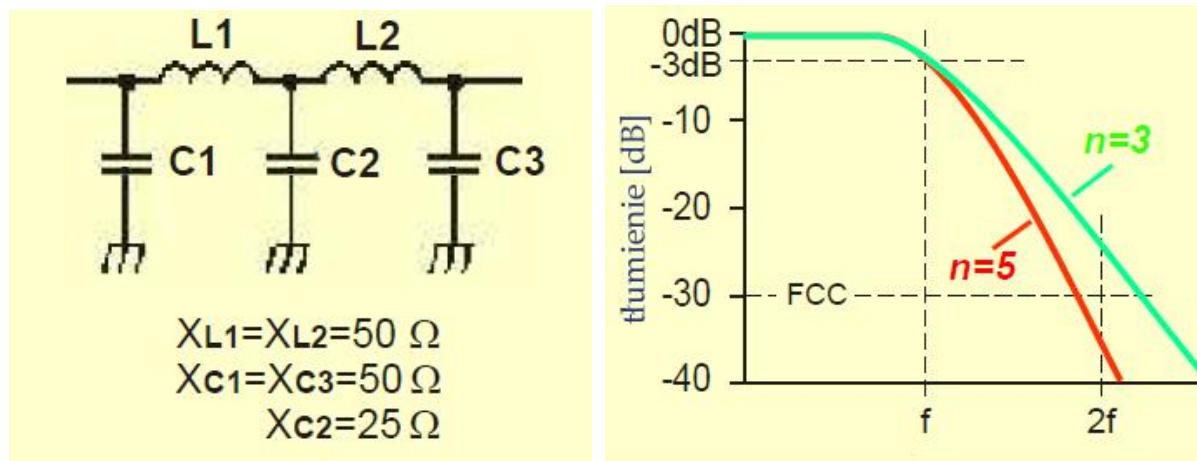
Dławik w obwodzie zasilania (w obwodzie kolektora) pełni funkcję magazynu energii na czas zatkania tranzystora. Musi on mieć impedancję większą od impedancji tranzystora i obciążenia, przeważnie jego impedancję indukcyjną przyjmuje się jako 5 – 10 razy większą od oporności obciążenia:

$$Xd_l = 10 RL = 10 \times 50 = 500 \Omega.$$

Dla częstotliwości 14 MHz wymagana indukcyjność $L = 17 \mu H$, ale wystarczająco dobrym przybliżeniem jest 15 μH . Najprościej jest nawinąć uzwojenie dławika na proszkowym rdzeniu pierścieniowym, przykładowo T35-43. Dokładna wartość indukcyjności nie jest wprawdzie krytyczna, ale przy zbyt dużej indukcyjności dławik wymusza przepływ prądu także w momencie otwierania tranzystora. Powoduje to dodatkowe straty w tranzystorze, obniżenie sprawności wzmacniacza i zmianę impedancji wyjściowej stopnia mocy.

Kondensator C_b zwiera przeciwległy (do kolektora) koniec uzwojenia transformatora do masy dla prądów w.cz. Typowe pojemności leżą w zakresie 1 – 100 nF. Razem z dławikiem nie dopuszcza on do przenikania sygnałów w.cz. do obwodu zasilania. Dla zapewnienia stałości napięcia zasilania można równoległe do niego włączyć kondensator elektrolityczny o pojemności 22 – 100 μF .

Do stosunkowo często stosowanych rozwiązań należy filtr pięciobiegunowy z rysunku 1.7.2. Czasami stosowane są też prostsze układy 3-biegunowe (filtry Pi). Zwiększenie liczby biegunów powoduje szybsze opadanie zbocza charakterystyki przenoszenia powyżej częstotliwości granicznej, a więc silniejsze tłumienie harmonicznych. Filtr trójbiegunowy daje 24-decybelowe tłumienie drugiej harmonicznej (częstotliwości granicznej), a filtr 5-biegunowy – 30-decybelowe. Filtr pięciobiegunowy powoduje przesunięcie fazy sygnału wyjściowego w stosunku do wejściowego o 180° ($\lambda/2$).

Rys. 1.7.2. Filtr 5 rzędu z przesunięciem fazy o 180 stopni ($\lambda/2$)

Rys.1.7.3. Charakterystyka przenoszenia filtrów 3 i 5 rzędu

Obliczenie elementów filtra jest stosunkowo nieskomplikowane. Indukcyjność L i pojemność C muszą mieć impedancje 50Ω dla częstotliwości granicznej filtra:

$$L = XL / 2\pi fg$$

$$C = 1 / (2\pi fgXC).$$

Kondensator C2 jest elementem wspólnym dla obu sekcji L1 i L2, a więc jego impedancja skuteczna jest dwukrotnie mniejsza i wynosi 25Ω . Obliczone wartości elementów dla poszczególnych pasm amatorskich podano w tabeli 1.7.1. Jako częstotliwość graniczną przyjmuje się częstotliwość, dla której tłumienie wynosi 3 dB (co odpowiada połowie mocy). Filtr o częstotliwości granicznej 14 MHz powodowałby słumienie o połowę sygnału o mocy 5 W. Dlatego też dla filtrów dolnoprzepustowych (poza filtrami o charakterystyce Czebyszewa) należy więc jako częstotliwość graniczną przyjmować co najmniej 1,2 najwyższej częstotliwości pracy. Dla pasma 14 MHz jest to przykładowo częstotliwość 17 MHz. Oznacza to jednak zmniejszenie tłumienia drugiej harmonicznej o około 6 dB. Może powodować to konieczność zastosowania filtra wyższego rzędu (o większej liczbie biegunów). Zależności te przedstawiono na rysunku 1.7.4 (przy założeniu tłumienia drugiej harmonicznej o co najmniej 30 dBc). Dla zwiększenia tłumienia można dodać następną sekcję filtra. Licząc wzrost tłumienia po 6 dB na element otrzymuje się wypadkowy wzrost o 12 dB. Wskutek strat w rzeczywistych elementach wyniki są gorsze o 2 – 3 dB.

Tabela 1.7.1

Elementy pięciobiegunowego filtra dolnoprzepustowego z rysunku 1.7.4 dla najważniejszych pasm krótkofalowych. Dla pasm 17 i 12 m można stosować filtry dla następnego wyższego, wymienionego w tabeli, pasma. W nawiasach podano najbliższe pojemności ze standardowego szeregu

Pasma [m]	MHz	Fg (3 dB) [MHz]	L1, L2 [μ H]	C1,C3 [pF]	C2 [pF]
80	3,5	4,2	1,90	758	1516
40	7,1	8,4	0,95	379 (390)	758 (680)
30	10,1	12,1	0,66	263 (270)	526 (560)
20	14,1	16,8	0,47	190 (180)	380 (390)
15	21,0	25,2	0,32	126 (120)	158 (150)
10	28,0	33,6	0,24	95 (100)	190 (180)

Uwagi:

– Cewki można nawinąć na rdzeniu T37-6 lub zastosować dławiki fabryczne.

Tabela 1.7.2. Znormalizowane wartości dla filtrów Butterwortha

Rząd n	Rs/RL	C1'	L1'	C2''	L2'	C3'	L3'	C4'
3	1,0	1,00	2,00	1,00	---	---		
5	1,0	0,62	1,62	2,00	1,62	0,62		
7	1,0	0,45	1,25	1,80	2,00	1,80	1,25	0,45
3	0,3	1,84	0,44	5,63	---	---		
5	0,3	1,09	0,29	4,84	0,54	5,31		

Wzory do obliczania elementów na podstawie znormalizowanych wartości z tabeli 1.7.2:

$$L1 = (RL L1') / (2 \pi f_g)$$

$$L2 = (RL L2') / (2 \pi f_g)$$

$$C1 = C1' / (2 \pi f_g RL)$$

$$C2 = C2' / (2 \pi f_g RL)$$

Przykład obliczeń dla częstotliwości granicznej 17 MHz (pasmo 20 m) i filtru 5 rzędu.

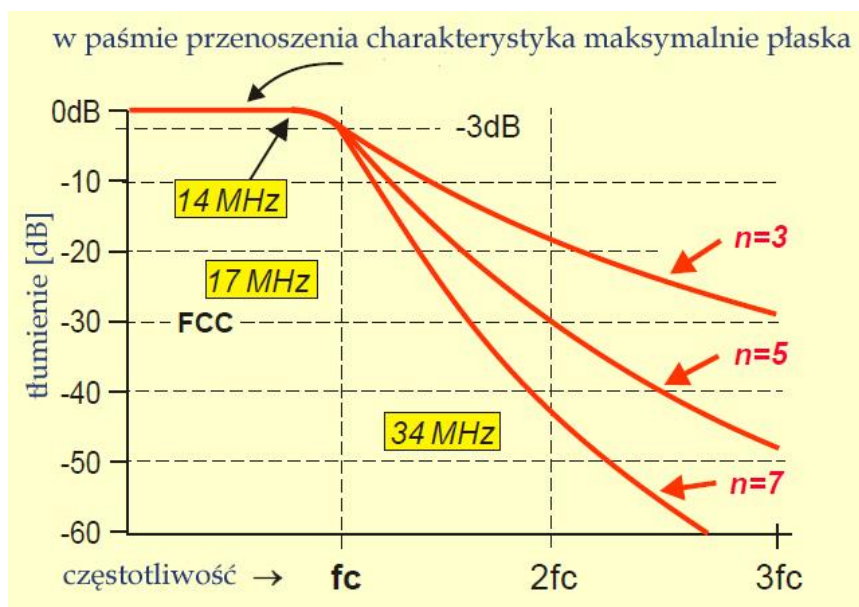
$$C1 = C1' / (2 \pi f_g RL) = 0,62 / (6,28 \cdot 16,8 \text{ [MHz]} \cdot 50 \text{ [\Omega]}) = 118 \text{ pF}$$

Tabela 1.7.3. Elementy filtru Butterwortha piątego rzędu dla najważniejszych amatorskich pasm krótkofalowych

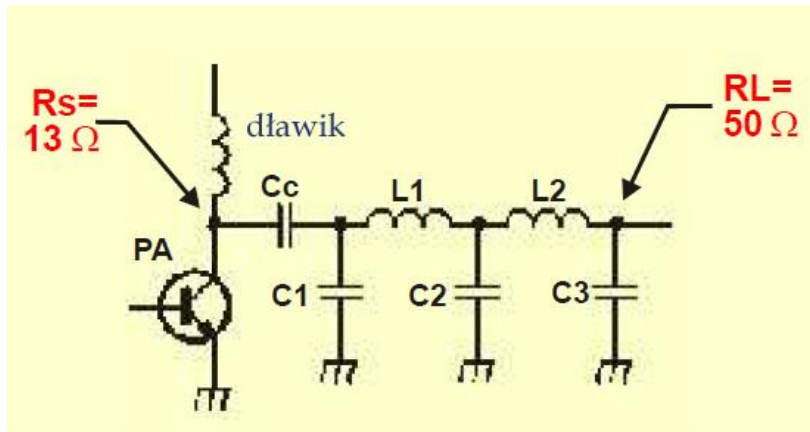
Pasmo [m]	f [MHz]	f3db [MHz]	L1, L2 [μH]	C1, C3 [pF]	C2 [pF]
80	3,5	4,2	3,6	564 (560)	1800
40	7,1	8,4	1,5	235 (220)	758 (680)
30	10,1	12,1	1,1	163 (150)	526 (470)
20	14,1	16,8	0,8	118 (120)	379 (330)
15	21,0	25,2	0,5	78 (68)	253 (220)
10	28,0	33,6	0,4	59 (56)	190 (1800)

Uwagi:

– w nawiasach podano najbliższe wartości standardowe, przyjęto pojemności niższe dla zapewnienia niższego tłumienia w zakresie przewodzenia. Możliwe jest równoległe dołączenie trymerów o pojemnościach 12 – 22 pF i dostrojenie ich na maksimum mocy wyjściowej. W niektórych przypadkach wystarczy jedynie dostrojenie kondensatora C2 na minimum WFS.



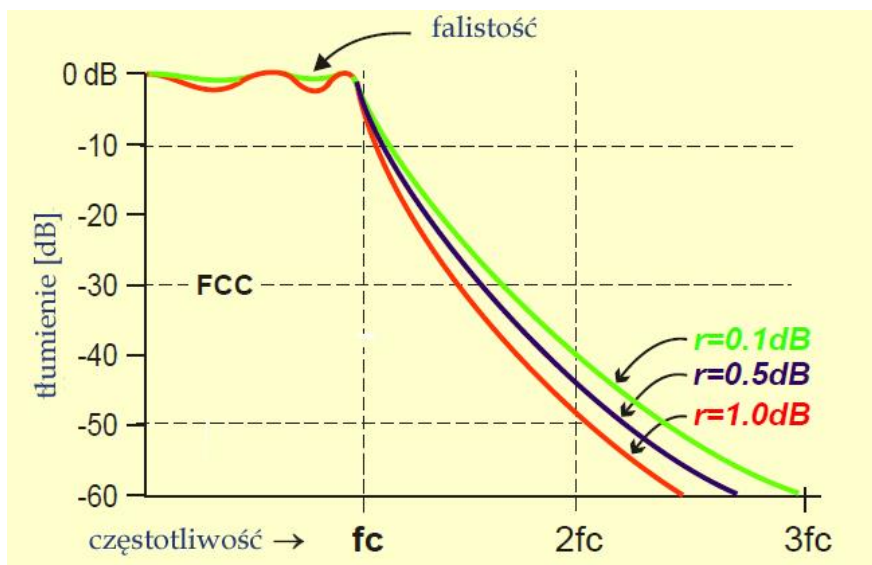
Rys. 1.7.5. Charakterystyka przenoszenia filtru Butterwortha i jej najważniejsze punkty



Rys. 1.7.6. Przypadek wzmacniacza z filtrem transformującym $R_s/R_L = 0,3$, $R_s = 13 \Omega$, $R_L = 50 \Omega$

Konstrukcja filtrów o charakterystyce Czebyszewa jest identyczna jak w przypadku filtrów poprzednich dwóch typów. Różnią się one natomiast sposobem obliczania elementów. Dla tego samego rzędu zapewniają znacznie wyższe tłumienie w paśmie zaporowym, ale odbywa się to kosztem zafalowania charakterystyki w paśmie przenoszenia. Zafalowania nie przekraczające 2 dB nie stanowią jednak większego problemu. Podobnie jak w przypadku poprzednich rozwiązań tłumienie w paśmie zaporowym jest zależne od rzędu filtru.

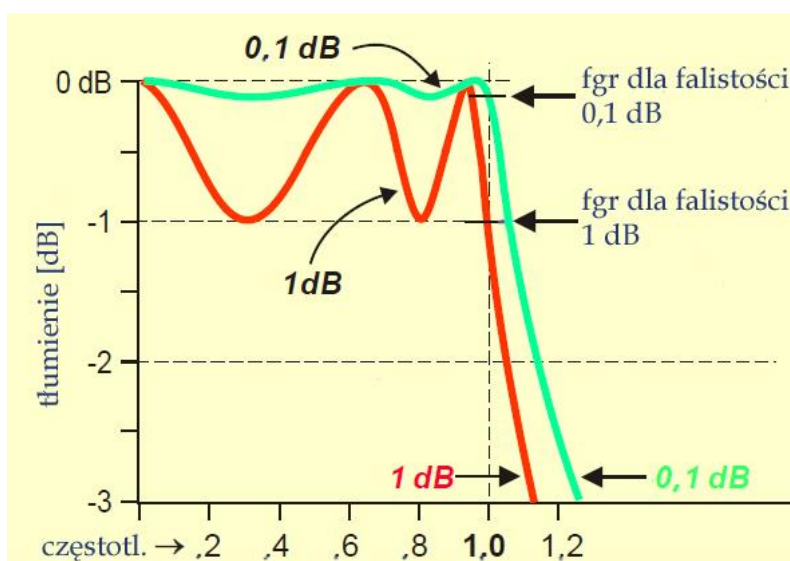
O ile w poprzednich rozwiązaniach jako częstotliwość graniczną przyjmowało się częstotliwość, dla której następował 3-decybelowy spadek charakterystyki, o tyle dla filtrów Czebyszewa odpowiada ona punktowi załamania charakterystyki, inaczej rzecz biorąc punktowi odpowiadającemu falistości charakterystyki w zakresie przenoszenia. Jeżeli więc falistość wynosi 1 dB to przyjmowany jest punkt spadku o 1 dB, w przypadku falistości 0,1 dB – punkt spadku o 0,1 dB itd. (rys. 1.7.8).



Rys. 1.7.7. Związek pomiędzy falistością charakterystyki i jej szybkością opadania na przykładzie filtru Czebyszewa 5 rzędu

Falistość jest zależna od dobroci Q filtru, przy czym dobroć jest stosunkiem impedancji (reaktancji) cewek do impedancji obciążenia 50Ω . Wyższa dobroć oznacza większą falistość charakterystyki przenoszenia. Dla filtrów wyjściowych nadajników falistość 0,5 – 1 dB jest równoważna z dobrocią Q filtru obciążonego 2 – 4, co jest wartością często spotykaną dla filtrów zrealizowanych na rdzeniach pierścieniowych. Wyższa dobroć oznacza zwiększenie falistości i stromości opadania charakterystyki w paśmie zaporowym. Dla filtru 5 rzędu w charakterystyce występują trzy wierzchołki i dwie doliny rozmieszczone tak jak to pokazano na rysunku 1.7.8 (razem jest to więc pięć ekstremów lokalnych). Ze względu na szybkie opadanie charakterystyki filtry Czebyszewa są chętnie stosowane w konstrukcjach amatorskich.

Przy obliczaniu filtru korzysta się z wartości znormalizowanych podobnie jak w przypadku filtru o charakterystyce Butterwortha. Znormalizowane wartości elementów dla filtrów 3 – 7 rzędu przy falistościach 0,1 i 0,5 dB podano w tabeli 1.7.4.



Rys. 1.7.8. Tłumienie dla częstotliwości granicznej w funkcji falistości na przykładzie filtra Czebyszewa 5 rzędu dla pasma 30 m

Tabela 1.7.4

Znormalizowane wartości elementów dla filtrów o charakterystyce Czebyszewa.

Rząd [n]	Falistość [dB]	C1'	L1'	C2'	L2'	C3'	L3'	C4'
3	0,1	1,43	1,59	1,43				
5	0,1	1,30	1,56	2,24	1,56	1,30		
7	0,1	1,26	1,52	2,24	1,68	2,24	1,52	1,26
3	0,5	1,86	1,28	1,83				
5	0,5	1,81	1,30	2,69	1,30	1,81		
7	0,5	1,79	1,30	2,72	1,39	2,72	1,30	1,79

Rzeczywiste wartości indukcyjności i pojemności są obliczane ze wzorów:

$$L1 = (RL L1') / (2 \Pi fg)$$

$$L2 = (RL L2') / (2 \Pi fg) \text{ itd.}$$

$$C1 = C1' / (2 \Pi fg RL)$$

$$C2 = C2' / (2 \Pi fg RL) \text{ itd.}$$

Przykład obliczeń dla częstotliwości 14,3 MHz (pasma 20 m), filtra piątego rzędu i falistości 0,5 dB:

$$C1 = C1' / (2 \Pi fg RL) = 1,81 / (6,28 \times 14,3 \text{ [MHz]} \times 50 \text{ [\Omega]}) = 407 \text{ pF (390 pF)}.$$

Sprawą istotną w konstrukcji filtrów Czebyszewa są tolerancje elementów. Zastosowanie elementów o wartościach standardowych w miejsce obliczonych może spowodować różnice w wartości falistości w stosunku do założonej. W praktyce najczęściej nie są to jednak różnice krytyczne. Przy korzystaniu z najbliższych mniejszych wartości standardowych również odchyłki częstotliwości granicznej nie mają większego znaczenia. Odchyłki następują w tym przypadku w kierunku większych częstotliwości. Najważniejszą zaletą filtrów Czebyszewa jest na tyle dobrze tłumienie harmonicznym, że najczęściej wystarczy filtr piątego rzędu. W razie potrzeby można też dostroić pojemności za pomocą kondensatorów zmiennych.

Tabela 1.7.5. Wartości elementów filtrów Czebyszewa piątego rzędu o falistości 1 dB dla najważniejszych krótkofalowych pasm amatorskich

Pasma [m]	MHz	fgran [MHz]	L1, L2 [μH]	C1, C3 [pF]	C2 [pF]
80	3,5	3,7	2,4	1893	2667
40	7,1	7,4	1,2	946	1334
30	10,1	10,5	0,84	667	940
20	14,1	14,5	0,60	483	681
15	21,0	22,0	0,40	318	449
10	28,0	29,0	0,30	242	340

Tabela 1.7.6. Maksymalne dopuszczalne moce dla niektórych rozmiarów rdzeni pierścieniowych

Typ rdzenia	Moc [W]	Typ rdzenia	Moc [W]
FT37-xx	1	T37-xx	5
FT50-xx	5	T50-xx	20
FT85-xx	20	T68-xx	70

Tabela 1.7.7. Współczynniki A_L dla wybranych pierścieniowych rdzeni ferrytowych

Typ rdzenia	Materiał			
	63/67	61	43	77
FT37	19,7	55,3	420	884
FT50	22	68	523	1100
FT82	22,4	73,3	557	1170

Wzór na obliczanie liczby zwojów dla wartości A_L z tabeli 1.7.7:

$$N = 1000 \sqrt{L [\text{mH}] / A_L}$$

Tabela 1.7.8. Współczynniki A_L dla wybranych pierścieniowych rdzeni proszkowych

Typ rdzenia	Materiał	
	2 (czerwony)	6 (żółty)
T200	120	100
T130	110	96
T94	84	70
T80	55	45
T68	57	47
T50	49	46
T37	40	30
T25	34	27

Wzór na obliczanie liczby zwojów dla wartości A_L z tabeli 1.7.8:

$$N = 100 \sqrt{L [\mu\text{H}] / A_L}$$

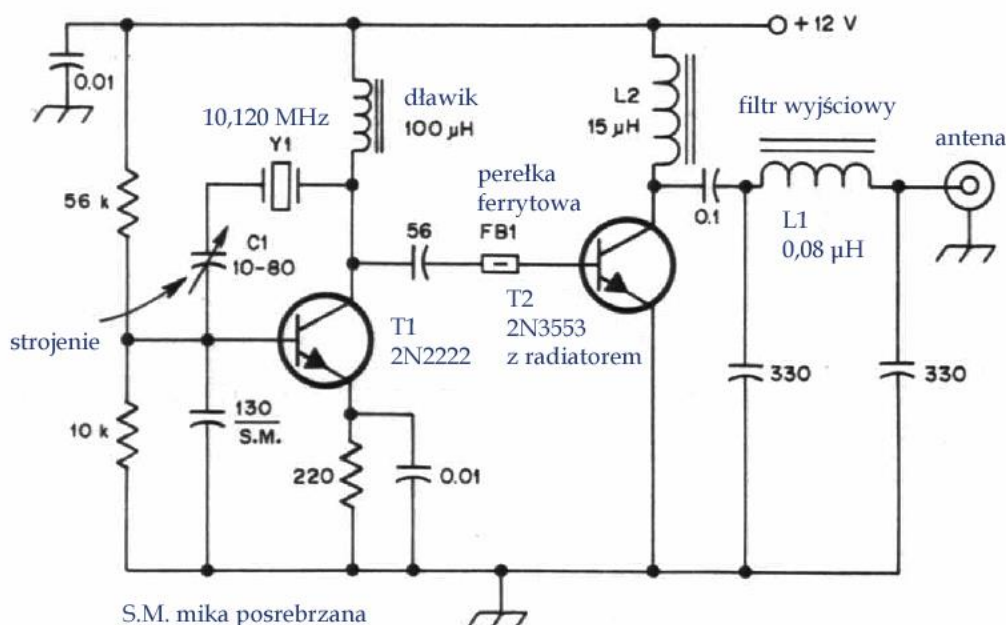
2. Krótkofalowe nadajniki telegraficzne

Najprostsze nadajniki telegraficzne na fale krótkie składają się z generatora sterującego i wzmacniacza mocy, albo stopnia sterującego wzmacniacz mocy i stopnia końcowego. Kluczowanie najlepiej zrealizować przez włączanie i wyłączanie zasilania stopnia mocy. Kluczowanie generatora powoduje płynięcie częstotliwości bezpośrednio po włączeniu nawet w przypadku generatora sterowanego kwarcem, a tym bardziej w przypadku generatorów samowzbudnych LC. Sposób ten nie jest więc zalecany. Napięcie zasilania stopnia mocy najlepiej jest kluczować za pomocą dodatkowego tranzystora, dzięki czemu unika się iskrzenia styków. Kondensator włączony w obwód bazy tranzystora powoduje spowolnienie narastania i opadania zbocza sygnału kluczującego i dzięki temu również spowolnienie zmian zboczy kluczowanego sygnału w.c., a co za tym idzie unika się stuków na początku i końcu elementów znaku, oraz zbędnego poszerzenia pasma sygnału.

2.1. Nadajnik telegraficzny na pasmo 30 m

Pasmo 30 m leży na granicy pasm dziennych i nocnych i prawie zawsze panują na nim warunki pozwalające na pracę w eterze. Zmieniają się tylko kierunki i zasięgi łączności.

Dwustopniowy nadajnik KB4PY z rys. 2.1.1 (*QST* 2/1984) składa się z generatora VXO sterowanego kwarcem o dowolnej częstotliwości leżącej w paśmie 30 m (dla stacji QRP przewidziana jest częstotliwość 10116 kHz) na tranzystorze 2N2222 i wzmacniacza mocy na tranzystorze 2N3553 dostarczającego mocy wyjściowej około 1,5 W. Zamiast tranzystora 2N2222 można użyć dowolnego tranzystora w.c. (BF...) lub nawet m.c. (BC...). Włączony w szereg z rezonatorem kwarcowym kondensator zmienny C1 służy do przeciągania częstotliwości drgań w zakresie kilku kHz. Rezonator kwarcowy pracuje na częstotliwości podstawowej. Wyjściowy filtr dolnoprzepustowy zapewnia tłumienie harmonicznych co najmniej o 34 dB. Na tranzystor 2N3553 należy nałożyć radiator. Kluczowanie telegraficzne polega przerywaniu zasilania stopnia końcowego w obwodzie jego kolektora. Można do tego celu użyć dodatkowego tranzystora. Konstruktor proponował nawet kluczowanie zasilania całego nadajnika, ale powoduje to płynięcie częstotliwości w trakcie nadawania (na początku każdego elementu znaku).



Rys. 2.1.1. Schemat ideowy nadajnika KB4PY

Tabela 2.1.1
Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
C1	Kondensator zmienny 10 – 80 pF	FB1	Perełka ferrytowa
L1	13 zwojów DNE 0,6 na rdzeniu T68-6, indukcyjność 0,08 μ H	T1	2N2222 lub zbliżony
L2	30 zwojów DNE 0,3 na rdzeniu T37-43, indukcyjność 15 μ H	T2	2N3553
Dł.	Dławik 100 μ H	Y1	Kwarc na pasmo 30 m
Oporniki	Węglowe 0,25 W	Kondensatory	ceramiczne
Pojemności ułamkowe w μ F, całkowite w pF			

2.2. Radiostacje telegraficzne na pasmo 80 m

Radiostacja z rysunku 2.2.1 jest zmodyfikowaną przez KD1JV wersją popularnego modelu „Pixie”. Składa się ona z trzystopniowego nadajnika o mocy 1 W i odbiornika homodynamicznego z ze wzmacniaczem w.cz. Q8 i mieszaczem kaskodowym na tranzystorach polowych Q9, Q10 oraz wzmacniaczem m.cz. na LM386. Oryginalny układ „Pixie” zawiera jedynie dwa tranzystory i wzmacniacz LM386.

Generator wzbudający jest sterowany kwarcowo, przy czym dla przesunięcia częstotliwości o 600 Hz przy odbiorze trymer C13 włączony w szereg z kwarcem jest zwierany przy nadawaniu za pomocą tranzystora Q4 typu 2N7000. (pożądany odstęp częstotliwości jest nastawiany za pomocą C13). Generator pracuje na tranzystorze 2N2222 (2N3904), który można bez problemu zastąpić przez jego europejski odpowiednik albo typ o zbliżonych parametrach. W stopniu kluczowanego separatora pracuje tranzystor Q3 tego samego typu co w generatorze Jest on kluczowany za pomocą tranzystora Q5 (2N7000) w takt znaków telegraficznych. Również w stopniu mocy pracuje przełącznikowy tranzystor polowy z izolowaną bramką (MOSFET) typu 2N7000. Dioda D1 w obwodzie jego bramki zapobiega powstawaniu na niej ujemnego napięcia, które mogłoby spowodować uszkodzenie tranzystora. Tranzystor dostarcza mocy wyjściowej 1 W przy napięciu zasilania 12 V, przy czym jego obudowa nagrzewa się tylko nieznacznie. Tłumienie harmonicznym zapewnia wyjściowy filtr dolnoprzepustowy składający się z cewek L1 i L2 oraz kondensatorów C1 i C5 – C7. Cewkę L2 można dostroić dla uzyskania maksimum mocy wyjściowej przez ściskanie lub rozsuwanie je zwojów.

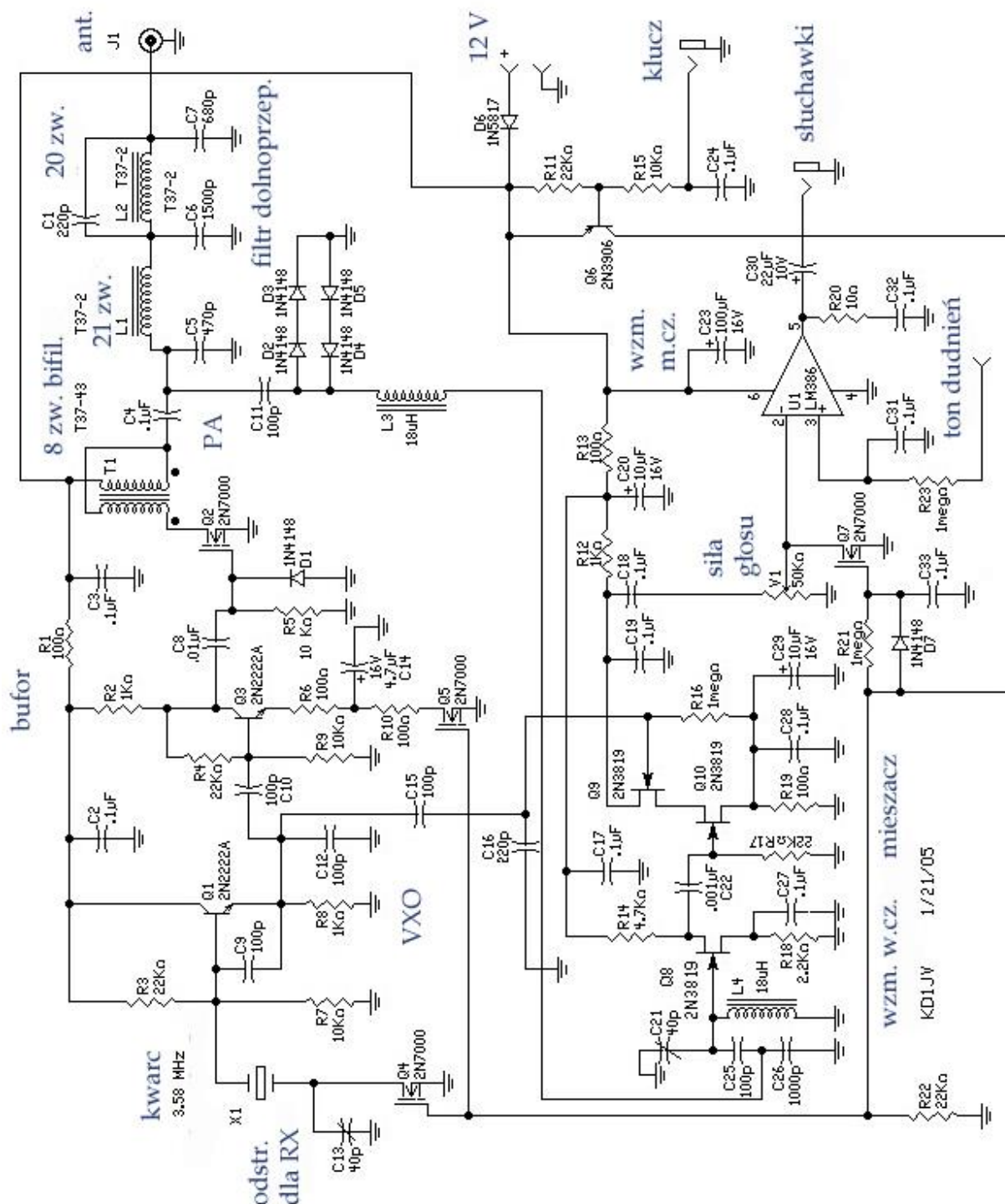
Napięcie w.cz. z generatora jest podawane na bramkę tranzystora Q9 przez kondensator C15. Diody D2 – D5 zabezpieczają wejście odbiornika przed zbyt silnymi sygnałami. Wzmacniacz w.cz. na tranzystorze Q8 ma niewielkie wzmocnienie, ale zapobiega także przenikaniu sygnału z generatora lokalnego do anteny. Czulość odbiornika wynosi około 1 μ V. Do regulacji siły głosu służy potencjometr V1.

Układ najlepiej zasilac z baterii lub akumulatora aby uniknac przydzwięku sieci.

Tabela 2.2.1
Wykaz elementów radiostacji KD1JV (oporniki z 5% tolerancją, 0,25 W)

Element	Wartość	Element	Wartość
R20	10 Ω	C9 – C12, C15, C25	100 pF NPO
R1, R6, R10, R13, R19	100 Ω	C1, C16	220 pF
R2, R8, R12	1 k Ω	C5	470 pF
R18	2,2 k Ω	C7	680 pF
R14	4,7 k Ω	C22, C26	1000 pF
R5, R7, R9, R15	10 k Ω	C6	1500 pF
R3, R4, R11, R17, R22	22 k Ω	C8	0,01 μ F
R16, R21, R23	1 M Ω	C2, C3, C4, C17, C18, C19	0,1 μ F
Q1, Q3	2N2222A, 2N3904	C24, C27, C28, C31 – C33	0,1 μ F
Q2, Q4, Q5, Q6	2N7000	C14	4,7 μ F/16 V
Q8, Q9, Q10	2N3819, J310, MPF102	C20, C29	10 μ F/16 V

Q6	2N3906 (pnp)	C30	22 μ F/16 V
D1, D5 – D7	1N4148	C23	100 μ F/16 V
D6	1N5817, Schottkiego	T1	Transform. 2 x 8 zw. bifilarnie na T37-43
V1	Potencj. 50 k Ω	L1	23 zwoje na T37-2
X1	Kw. 3,579545 MHz	L2	19 zwojów na T37-2
U1	LM386	L3, L4	Dławik 18 μ H



Rys. 2.2.1. Schemat ideowy telegraficznej radiostacji KD1JV

Radiostacja na pasmo 80 m konstrukcji DG0SA (CQDL 1/2006) składa się z dwustopniowego nadajnika ze wzmacniaczem mocy w układzie przeciwsobnym i z trzytranzystorowego odbiornika. Wzmac-

niacz mocy na dwóch tranzystorach 2N3553 dostarcza mocy wyjściowej 2 W przy napięciu zasilania 12 V (przy 15 V moc wzrasta do 3,3 W). Częstotliwość stabilizowanego kwarcem generatora można przestrajać w zakresie kilkuset Hz za pomocą kondensatora strojeniowego 15 pF. Indukcyjność L2 należy dobrać dla uzyskania szerszego zakresu przeciągania częstotliwości kwarcu. Częstotliwość kwarcu można wybrać dowolnie w podzakresie telegraficznym pasma 80 m.

Sygnal z wyjścia wzmacniacza mocy jest podawany do anteny przez filtr pasmowy złożony z pierwotnego uzwojenia transformatora i kondensatora C9. Drugi obwód rezonansowy stanowi uzwojenie wtórne transformatora i kondensator C8. Filtr ten oprócz dopasowania wzmacniacza do obciążenia zapewnia tłumienie harmonicznych, a także stanowi obwód selektywny dla odbiornika. Wyjście transformatorowe pozwala na podłączenie do nadajnika anten symetrycznych i niesymetrycznych. Przepuszczany zakres leży (na poziomie -3 dB) między 3,0 a 4,1 MHz. Druga harmoniczna jest tłumiona do poziomu -33 dB, a trzecia – do poziomu -46 dB. Przy napięciu zasilania 12 V wystarczy transformator nawinięty na rdzeniu T50-2, natomiast przy napięciu 15 V dla pozostania w zakresie dopuszczalnych gęstości strumienia magnetycznego w rdzeniu konieczny jest rdzeń pierścieniowy T68-2.

Przy odbiorze tranzystory mocy stanowią mieszacz zrównoważony, w którym dzięki sygnałowi z generatora na tranzystorze Tr6 zachodzi przemiana homodynowa – bezpośrednio na pasmo akustyczne. W rozwiązaniu tym nie ma więc potrzeby przełączania anteny na nadawanie lub odbiór. Wzmacniacz m.cz. wymaga obciążenia słuchawkami wysookomowymi o impedancji 1 k Ω lub więcej. Ze względu na trudną osiągalność zastosowano na wyjściu transformator pozwalający na korzystanie ze współczesnych słuchawek niskooporowych 8 – 32 Ω . Szeregowy filtr m.cz. C7, L1 ma pasmo przepuszczania około 800 Hz. Zamiast elementów podanych na schemacie można użyć dławika o indukcyjności 0,1 H i kondensatora 470 nF. Kondensatory C4 i C5 powodują dalsze zawężenie pasma przenoszenia, a elementy R4 i C3 zapobiegają wzbudzeniu się wzmacniacza. Kondensator C2 wraz z uzwojeniem transformatora tworzy filtr o częstotliwości rezonansowej 800 Hz. Nadajnik jest kluczowany w obwodzie emiterów tranzystorów mocy.

Tabela 2.2.2

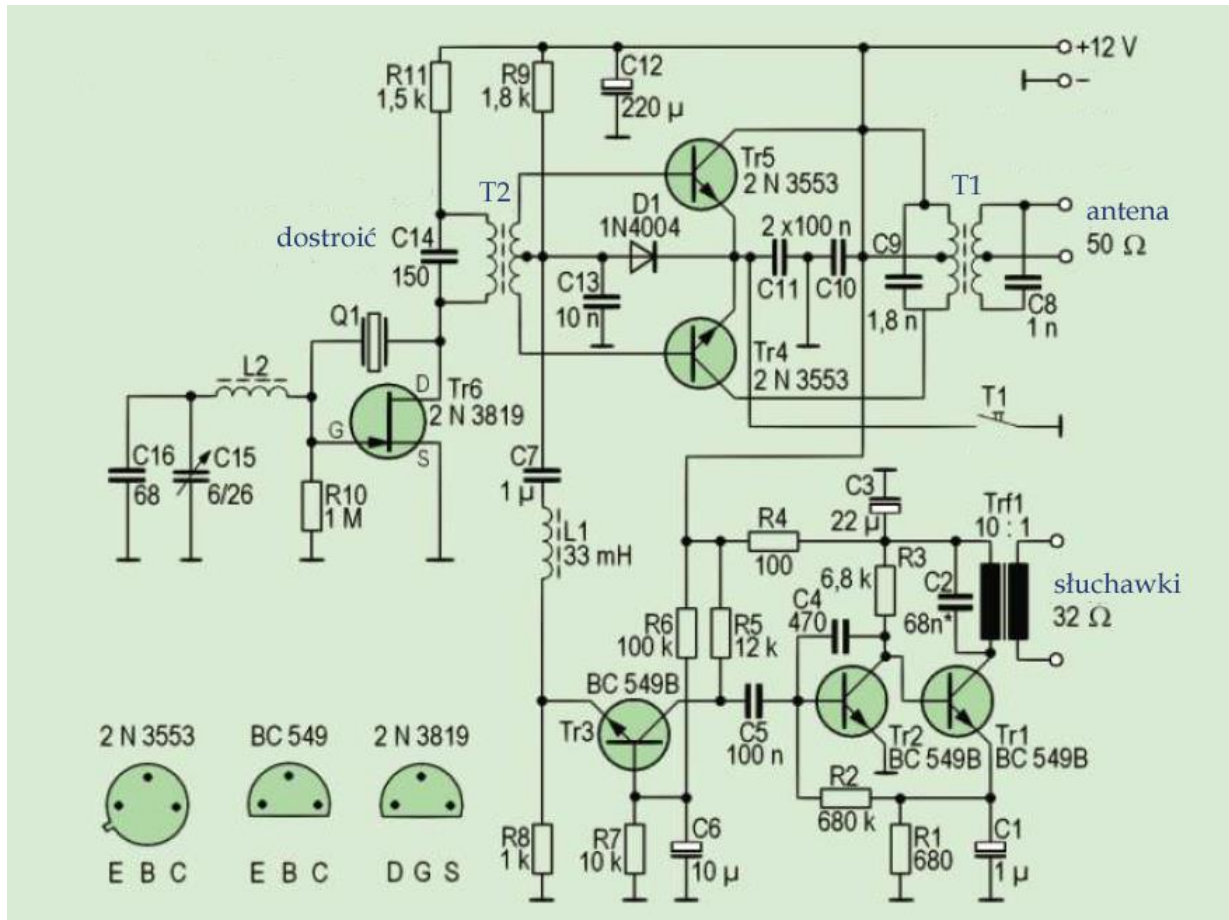
Wykaz elementów radiostacji DG0SA

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	680 Ω	C1	1 μ F
R2	680 k Ω	C2	68 nF
R3	6,8 k Ω	C3	22 μ F
R4	100 Ω	C4	470 pF
R5	12 k Ω	C5, C10, C11	100 nF
R6	100 k Ω	C6	10 μ F
R7	10 k Ω	C7	1 μ F
R8	1 k Ω	C8	1 nF
R9	1,8 k Ω	C9	1,8 nF
R10	1 M Ω	C12	220 μ F
R11	1,5 k Ω	C13	10 nF
L1	33 mH	C14	150 pF, dostroić
L2	Dobrać, kilkanaście μ H	C15	Trymer 6 – 26 pF
T1	Uzw. pierw. 5 zwojów bifilarnie, wtórne 7 zw. bifilarnie na T50-2	C16	68 pF
T2	Uzw. pierwotne 25 zwojów, wtórne 5 zw. bifil. na FT37-61	Tr1, Tr2, Tr3	BC549B
Trf1	Transformator m.cz. 10:1	Tr4, Tr5	2N3553
Q1	Kwarc 3,58 MHz	Tr6	2N3819

Uwagi:

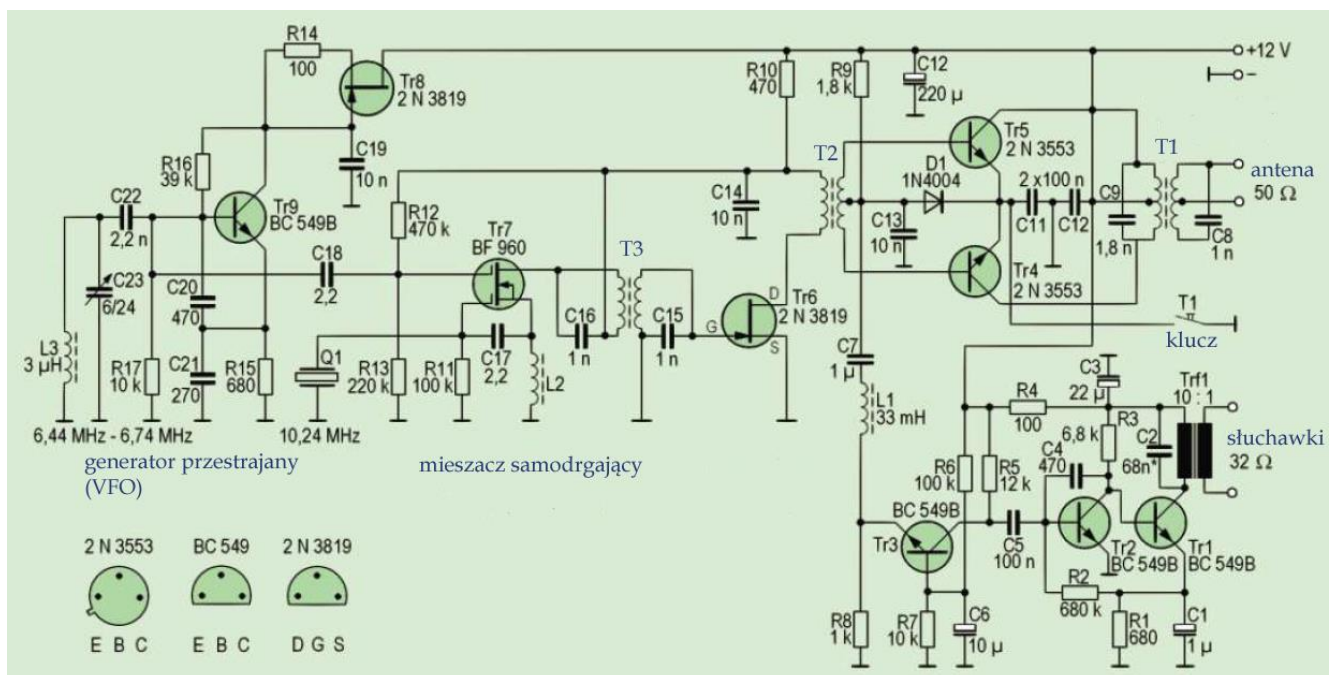
R11 tylko w przypadku występowania „szumów strojonych”

C14 konieczny, aby kwarc pracował na częstotliwości podstawowej

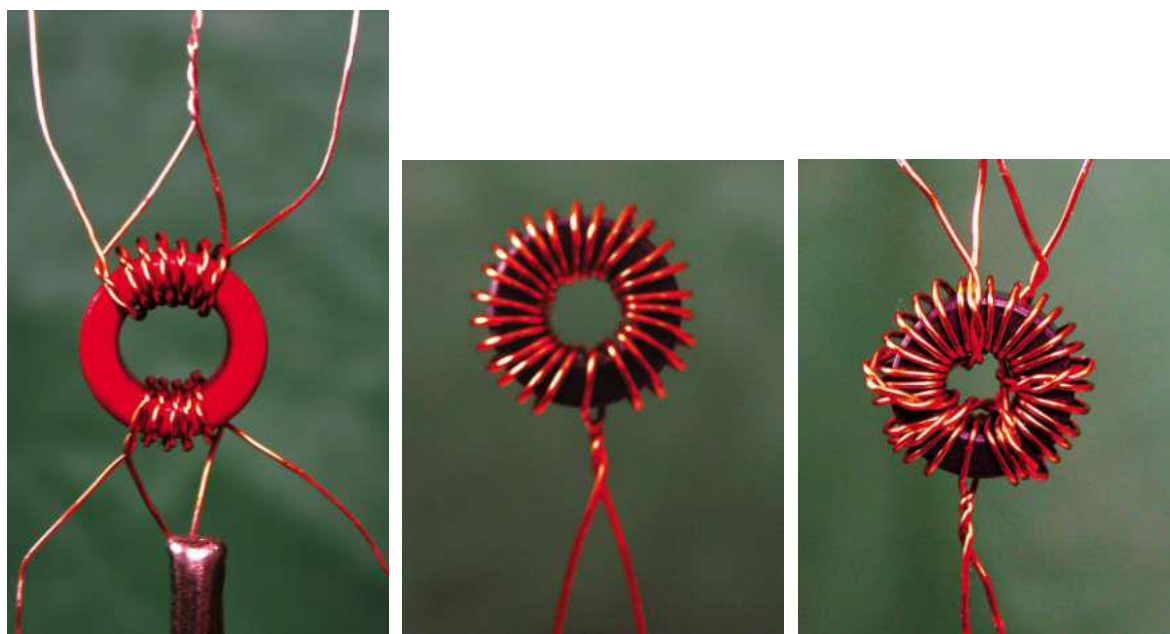


Rys. 2.2.2. Radiostacja telegraficzna DG0SA

W układzie z rys. 2.2.3 zastosowano generator przestrajany VFO pracujący w zakresie 6,737 – 6,437 MHz, którego sygnał jest mieszany z sygnałem generatora kwarcowego o częstotliwości 10,237 MHz. Uzyskuje się w ten sposób pokrycie pełnego pasma 80 m w granicach 3,5 – 3,8 MHz. Reszta układu pozostaje bez zmian.



Rys. 2.2.3. Układ z generatorem przestrajającym



Rys. 2.2.4 (lewy). Transformator T1 posiada dwa uzwojenia bifilarne po przeciwnych stronach rdzenia

Rys. 2.2.5 (środkowy). Uzwojenie pierwotne T2 jest rozłożone równomiernie na całym obwodzie rdzenia

Rys. 2.2.6 (prawy). Również uzwojenie wtórne T2 jest równomiernie rozłożone na całym obwodzie i nawinięte na pierwotnym

Tabela 2.2.3

Wykaz dodatkowych i zmienionych elementów do schematu 2.2.3

Element	Wartość	Element	Wartość
R10	470 Ω	Q1	Kwarc 10,24 MHz
R11	100 k Ω	C14, C19	10 nF
R12	470 k Ω	C15, C16	1 nF
R13	220 k Ω	C17, C18	2,2 pF
R14	100 Ω	C20	470 pF
R15	680 Ω	C21	270 pF
R16	39 k Ω	C22	2,2 nF
R17	10 k Ω	C23	Zmienny 6 – 24 pF
T3	2 μ H/2 μ H, 2 x 22 zwoje na T25-6	Tr7	BF960
L3	3 μ H	Tr8	2N3819
		Tr9	BC549B

2.3. Nadajnik telegraficzny AVT na pasmo 80 m

Generator sterujący oraz stopnie separujące są zrealizowane na inwerterach CMOS typu 4069, a stopień mocy na tranzystorze IRF520 (VN10KM). Częstotliwość drgań jest stabilizowana za pomocą rezonatora ceramicznego 3,58 MHz. Opornik R2 linearyzuje charakterystykę bramki stanowiącej generator. Z wyjścia bramki 2 pobierany jest sygnał służący jako sygnał heterodyny w odbiorniku. Jest on doprowadzony do odbiornika przez bramkę 4. Sygnał nadawany jest natomiast podawany przez bramkę 3 na tranzystor T1 stanowiący wzmacniacz mocy. Częstotliwość drgań rezonatora jest przeciągana w zakresie do 100 kHz za pomocą kondensatora C1.

Telegraficzne kluczkowanie nadajnika zrealizowano przez przerywanie zasilania tranzystora T1 w obwodzie jego źródła. Zwarcie klucza powoduje uruchomienie wzmacniacza nadajnika, a jednocześnie dodatkowego multiwibratora (generatora niskiej częstotliwości) do podłuchu sygnału nadawanego.

Wyjście sygnału generatora m.cz. może sterować bezpośrednio przetwornik piezoelektryczny lub wzmacniacz odbiornika. W każdym razie naciśnięcie klucza jest sygnalizowane tonem akustycznym w oddzielnej słuchawce albo w głośniku odbiornika.

Sygnał w.cz. z równoległego obwodu wyjściowego L1C9 oraz szeregowego obwodu L2C10 zestrojonego na pasmo 80 m jest podawany przez spolaryzowaną przepustową diodę D3 do anteny.

Diody D3 i D4 są polaryzowane za pośrednictwem nasyconego tranzystora T2. W ten sposób każdorazowe naciśnięcie klucza powoduje nie tylko pojawienie się sygnałów w.cz. i m.cz., ale również załączenie anteny na wyjście nadajnika i zwarcie wejścia odbiornika przez diodę D4. Zamiast przełącznika diodowego można zastosować przełącznik z dostateczną ilością styków, którego cewka jest włączona między kolektor tranzystora T2 i masę.

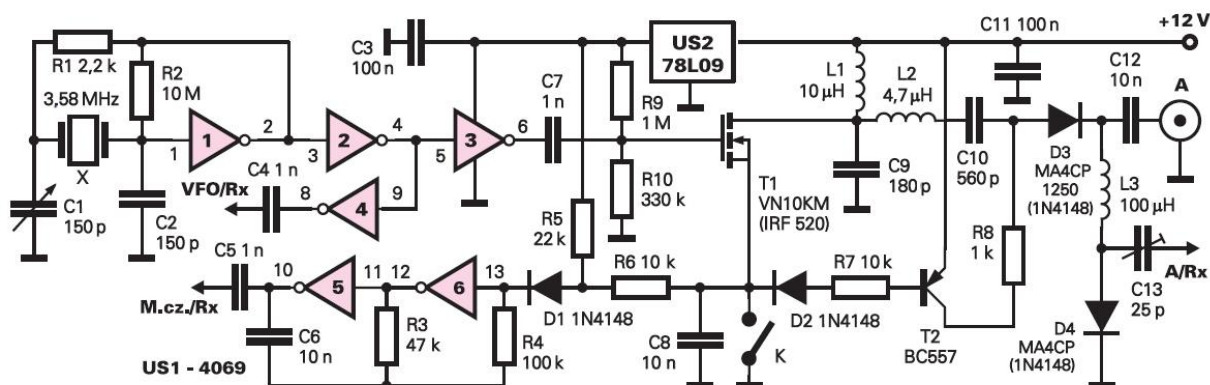
W stanie spoczynkowym klucza sygnał z anteny jest kierowany na wejście odbiornika poprzez szeregowy obwód L3C13.

Dodatkowy stabilizator US2 stabilizuje napięcie zasilania generatora i polaryzacji bramki stopnie mocy. Układ 4069 pracował z różnymi rezonatorami do częstotliwości ponad 10 MHz. Możliwe jest więc dostosowanie nadajnika do pracy w innych pasmach krótkofalowych. Opis układu pochodzi z *Elektroniki dla Wszystkich* nr 12/2000.

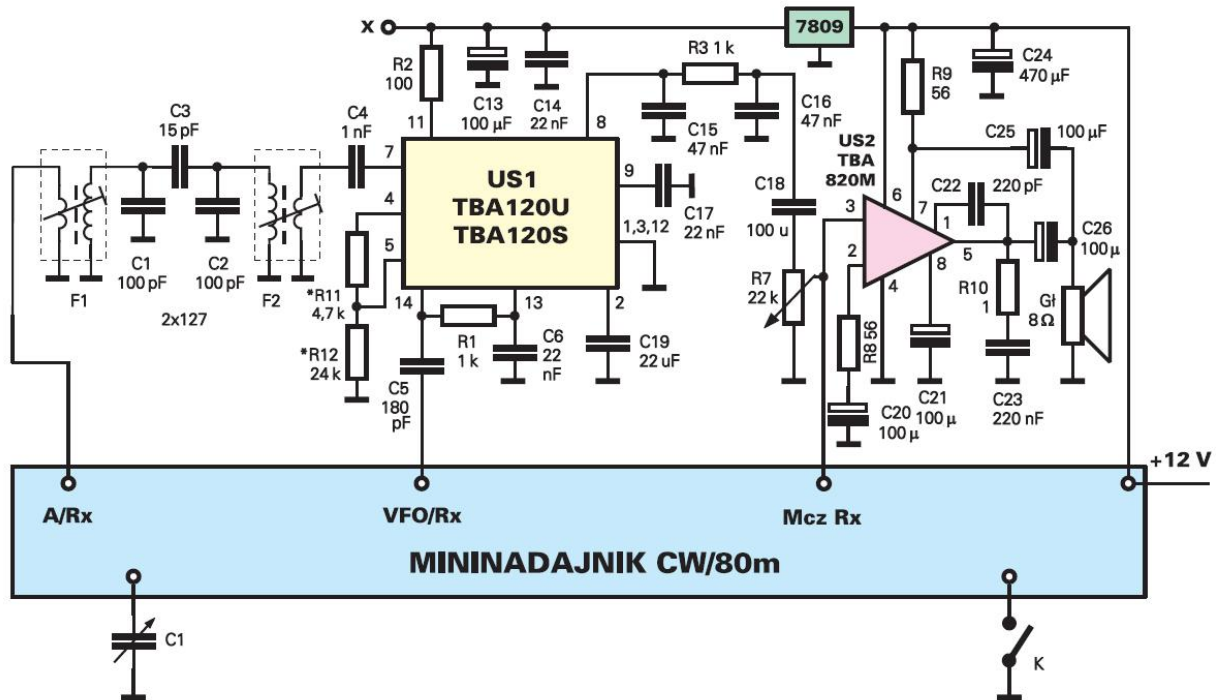
Tabela 2.3.1

Wykaz elementów nadajnika ze schematu 2.3.1

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	2,2, k Ω	C9	180 pF
R2	10 M Ω	C10	560 pF
R3	47 k Ω	C13	25 pF, trymer
R4	100 k Ω	US1	4069
R5	22 k Ω	US2	78L09
R6, R7	10 k Ω	T1	VN10K (IRF520)
R8	1 k Ω	T2	BC557
R9	1 M Ω	D1, D2	1N4148
R10	330 k Ω	D3	MA4P1250 (1N4148)
C1	150 pF, zmienny	D4	MA4CP (1N4148)
C2	150 pF	L1	10 μ H
C3, C11	100 nF	L2	4,7 μ H
C4, C5, C7	1 nF	L3	100 μ H
C6, C8, C12	10 nF		



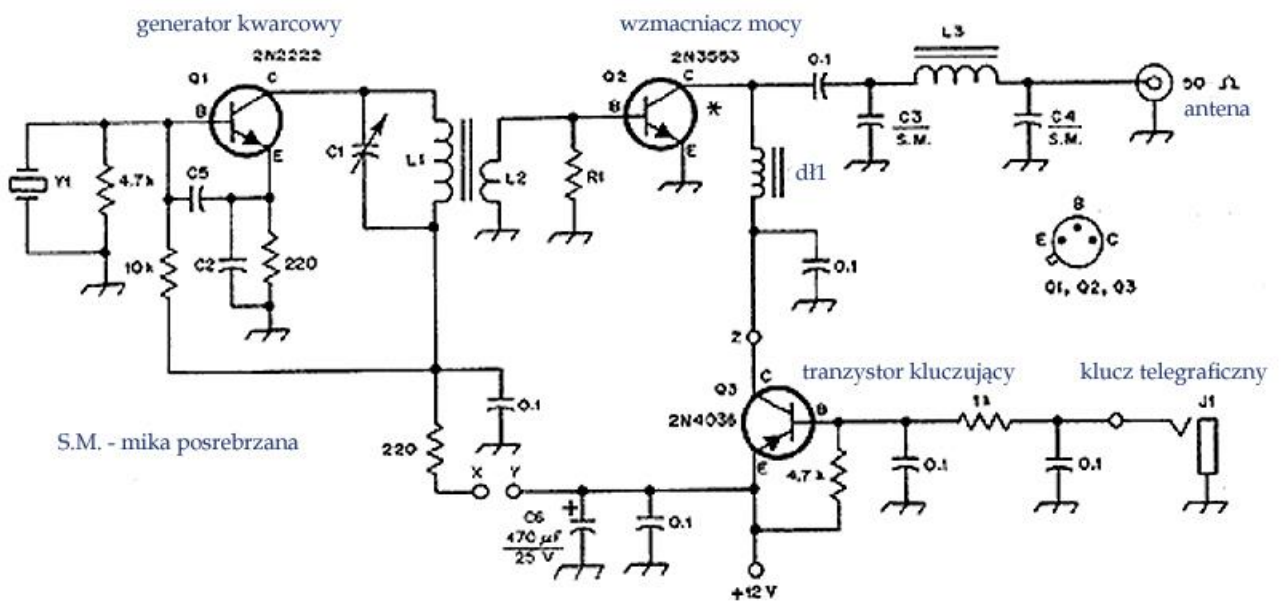
Rys. 2.3.1. Schemat ideowy nadajnika AVT



Rys. 2.3.2. Połączenie nadajnika z odbiornikiem AVT na pasmo 80 m

2.4. Nadajniki telegraficzne na pasma 1,8 – 28 MHz

Prosty dwustopniowy nadajnik KOKP z tranzystorem kluczującym można stosunkowo łatwo przystosować do pracy w różnych pasmach amatorskich przez dobór stosunkowo niewielkich elementów. Pierwszy stopień na tranzystorze Q1 (NPN, dowolnego typu BC lub BF) jest generatorem kwarcowym drgającym na częstotliwości pracy nadajnika. Drugi stopień na tranzystorze 2N3553 dostarcza około 1 W mocy w.c.z. Tranzystor wymaga nałożenia radiatora, np. gwiazdkowego. Jego napięcie zasilające jest kluczowane za pomocą tranzystora PNP również dowolnego typu BC.



Rys. 2.4.1. Schemat ideowy nadajnika KOKP. SM – mika posrebrzana

Tabela 2.4.1
Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
2 x	4,7 k Ω	Q1	2N2222
1 x	1 k Ω	Q2	2N3553
1 x	10 k Ω	Q3	2N4036
1 x	220 Ω		
5 x	0,1 μ F	1 x	470 μ F/25 V

Tabela 2.4.2. Elementy nadajnika dla poszczególnych pasm krótkofalowych

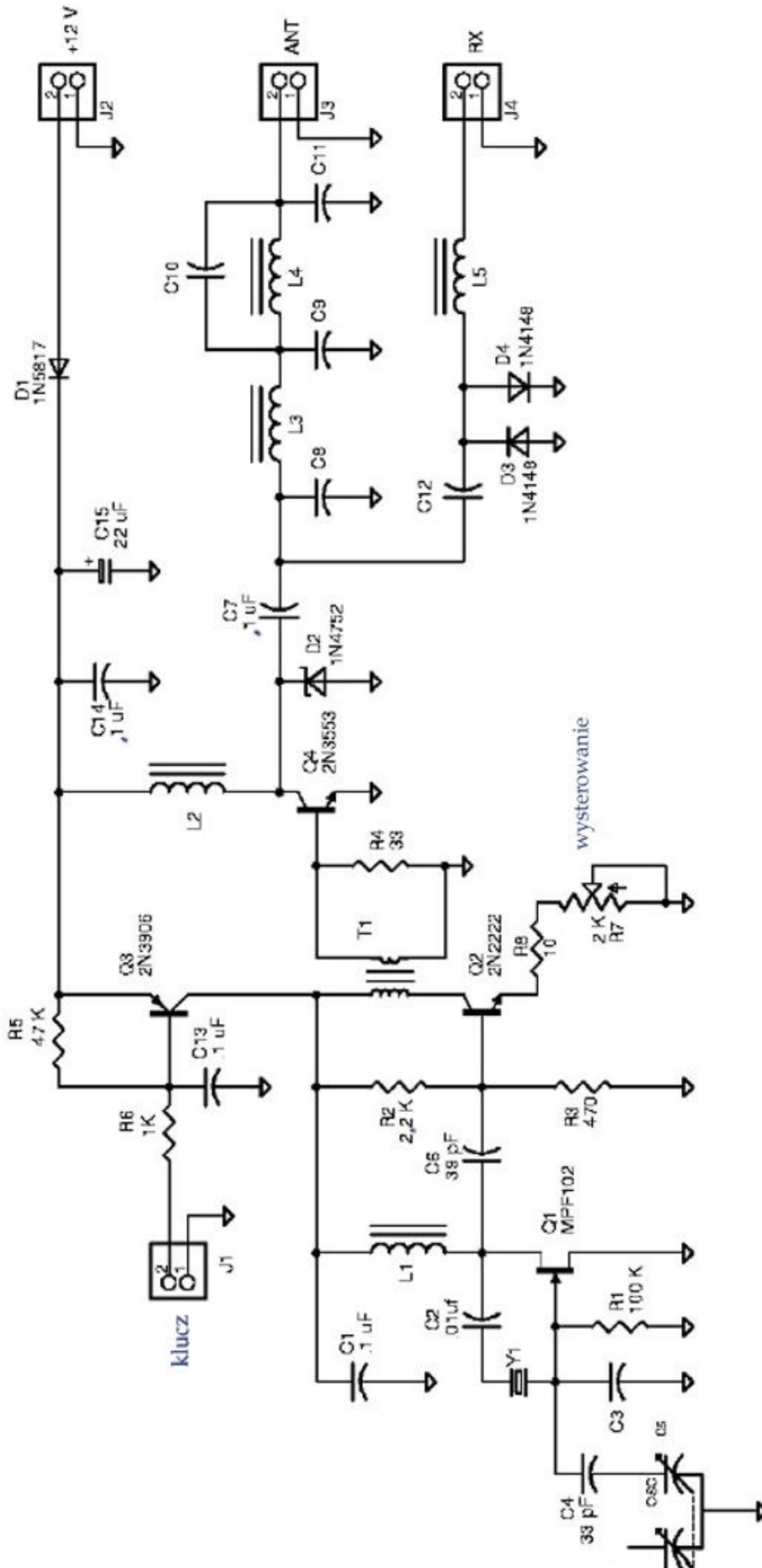
Pasma [m]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]	C5 [pF]
160	400	1800	1800	1800	360
80	400	100	750	750	200
40	180	100	470	470	---
20	60	33	210	210	---
15/10	60	33	105	130	---
Pasma [m]	R1 [Ω]	L1	L2	L3	Dł. 1
160	18	73 zw. 0,3 mm, T50-2	8 zw.	30 zw. 0,4 mm, T50-2	30 zw. 0,3 mm, FT37-61, 50 μ H
80	39	43 zw. 0,4 mm, T50-2	5 zw.	21 zw. 0,6 mm, T50-2	21 zw. 0,3 mm, FT37-61, 25 μ H
40	39	35 zw. 0,4 mm, T50-2	4 zw.	14 zw. 0,6 mm, T50-2	30 zw. 0,3 mm, FT37-63, 15 μ H
20	47	27 zw. 0,5 mm, T50-6	3 zw.	12 zw. 0,6 mm, T50-6	30 zw. 0,3 mm, FT37-63, 15 μ H
15/10	47	17 zw. 0,5 mm, T50-6	3 zw.	9 zw. 0,6 mm, T50-6	30 zw. 0,3 mm, FT37-63, 15 μ H

Czterostopniowy nadajnik „Twofer” o mocy wyjściowej 2 W z rysunku 2.4.2 został opracowany z myślą o łatwym dostosowaniu go do pracy w pasmach amatorskich 80 m – 10 m. Składa się on z generatora kwarcowego na tranzystorze polowym, kluczowanego stopnia separującego, wzmacniacza sterującego i wzmacniacza mocy na tranzystorze 2N3553.

Tabela 2.4.3
Wykaz elementów niezależnych od częstotliwości dla nadajnika z rysunku 2.4.2

Element	Wartość	Element	Wartość
C1, C7, C13, C14	0,1 μ F, ceramiczny	Q1	MPF102, polowy
C2	0,01 μ F, ceramiczny	Q2	2N2222, NPN
C4	33 pF, NP0	Q3	2N3906, PNP
C5	strojeniowy	Q4	2SC799/2N3553
C6	39 pF, NP0	R1	100 k Ω /0,25 W
C15	22 μ F	R2	2,2 k Ω /0,25 W
D1	1N5817, Schottkiego	R3	470 Ω /0,25 W
D2	1N4752, Zenera	R5	47 k Ω /0,25 W
D3, D4	1N4148	R6	1 k Ω /0,25 W
L1	36 zw., FT37-43	R7	2 k Ω , pot. montażowy
L2	21 zw., FT37-61	R8	10 Ω /0,25 W
T1	25 zw./5 zw., FT37-61		

Uwaga: C3 nie używany



Rys. 2.4.2

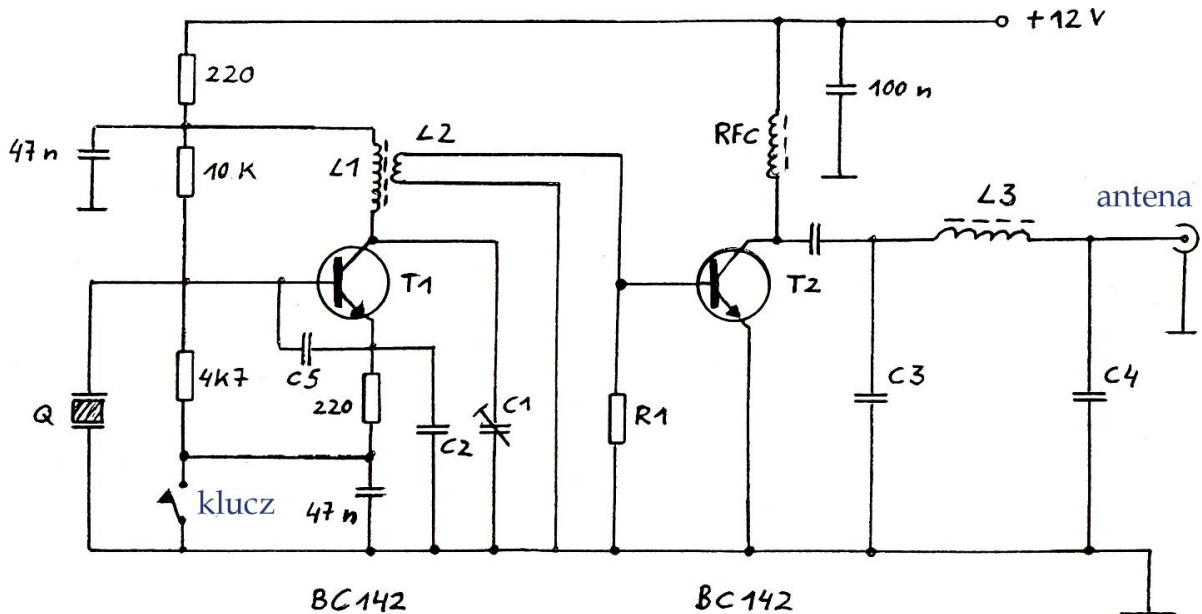
Tabela 2.4.4

Wykaz elementów według pasm dla nadajnika z rysunku 2.4.2

Pasma [m]	80	40	30	20	15	10
Element						
C8 [pF]	1200	240	470	270	220	180
C9 [pF]	2000	560	680	560	360	270
C10 [pF]	180	120	56	56	27	15
C11 [pF]	1200	240	470	270	220	180
C12 [pF]	91	47	30	22	15	10
L3	22 zw., T50-2	15 zw., T50-2	13 zw., T50-2	10 zw., T50-2	9 zw., T50-2	8 zw., T50-2
L4	22 zw., T50-2	15 zw., T50-2	13 zw., T50-2	10 zw., T50-2	9 zw., T50-2	8 zw., T50-2
L5	67 zw., T50-2	45 zw., T50-2	40 zw., T50-2	34 zw., T50-2	28 zw., T50-2	24 zw., T50-2

Dioda D2 zabezpiecza tranzystor mocy przed przepięciami mogącymi wystąpić w przypadku niedopasowania anteny lub jej nie podłączenia, dioda D1 zabezpiecza układ przed skutkami odwrotnego podłączenia napięcia zasilania, a diody D3 i D4 zabezpieczają wejście odbiornika. Jako tranzystora kluczującego można użyć dowolnego tranzystora PNP, np. BC177. Elementy R5, R6 i C13 decydują o szybkościach narastania i opadania zboczy sygnału telegraficznego.

W układzie nadajnika z rysunku 2.4.3 lepiej zastosować kluczowanie stopnia końcowego za pomocą tranzystora PNP w obwodzie zasilania, aniżeli przedstawiony tu sposób kluczowania generatora. Dzielnik w obwodzie bazy generatora i jego opornik emiterowy należy wówczas podłączyć na stałe do masy. Moc wyjściowa nadajnika wynosi ~1,4 W.



Rys. 2.4.3. Dwutranzystorowy nadajnik telegraficzny na wszystkie pasma

Tabela 2.4.5

Wykaz elementów nadajnika z rysunku 2.4.3

Pasma	160	80	40	20	17	15	12	10	[m]
C1	400	400	180	20	—	60	60	60	[pF]
C2	1800	100	100	33	33	33	33	33	[pF]
C3	1800	750	470	210	210	210	210	210	[pF]
C4	1800	750	470	210	210	210	210	210	[pF]
C5	360	200	—	—	—	—	—	—	[pF]
L1	73	43	35	27	20	17	17	17	[zw.]
L2	8	5	4	3	3	3	3	3	[zw.]
L3	30	21	14	12	11	9	9	9	[zw.]
R1	18	39	39	47	47	47	47	47	[Ω]
RFC	50	25	15	15	15	15	15	15	[μH]

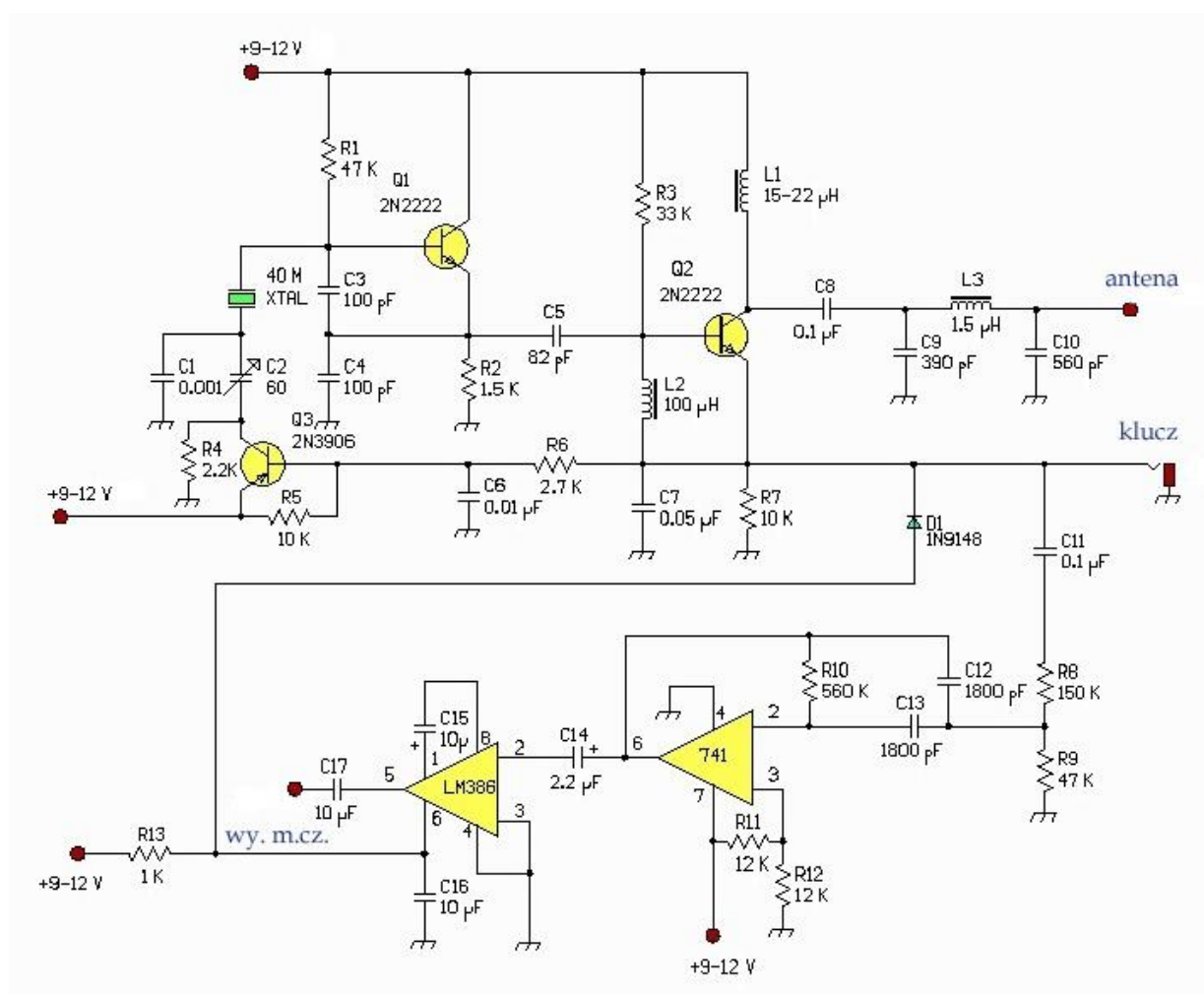
Uwagi:

L1, L2, L3 dla pasm 160 – 40 m na T50-2 (czerwonym).

L1, L2, L3 dla pasm 20 – 10 m na T50-6 (żółtym).

Dławik o indukcyjności 25 μH – 8 zwojów DNE 0,3 – 0,5 mm na rdzeniu ferrytowym.

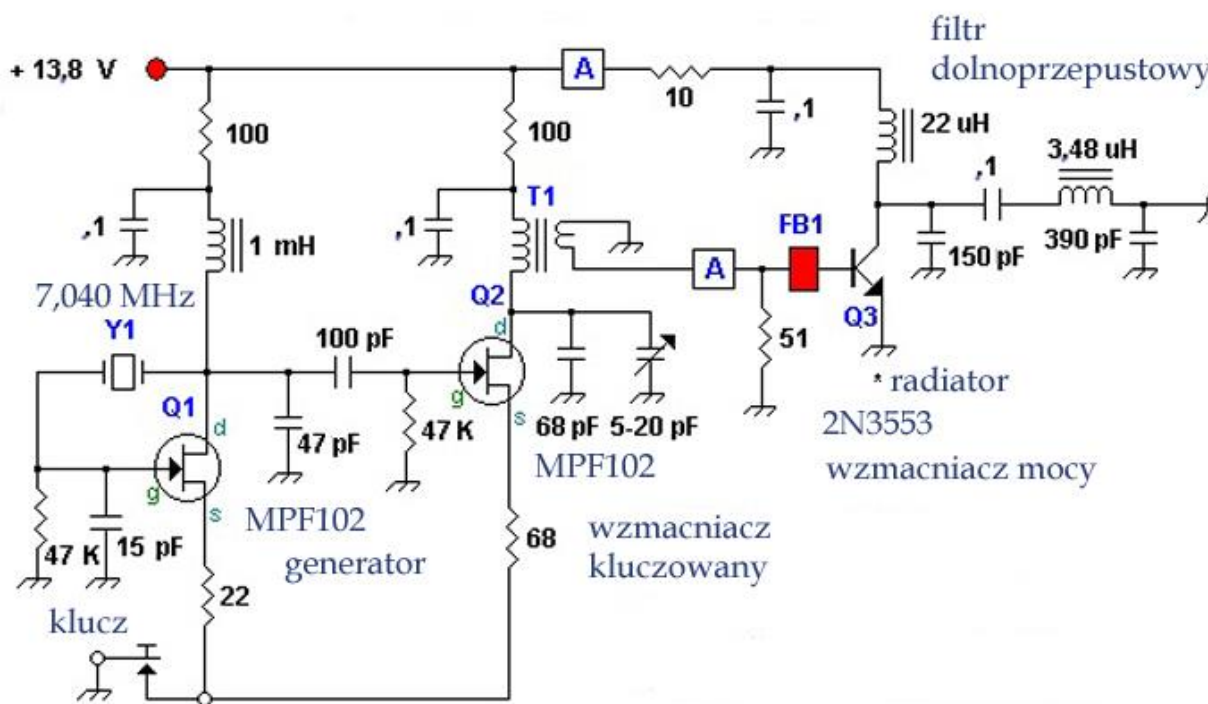
2.5. Radiostacje i nadajniki telegraficzne na pasmo 40 m



Rys. 2.5.1. Radiostacja telegraficzna WIFB na pasmo 40 m

Radiostacja W1FB jest jedną z wielu odmian „Pixie”. Przy zastosowaniu tranzystora BFY51 w stopniu mocy dostarcza on 400 mW mocy wyjściowej. Tranzystor Q1 można zastąpić przez BC108 lub inny podobny typ. Tranzystor kluczujący Q3 powoduje przestrojenie generatora sterującego tak, aby uzyskać ton dudnień 600 – 700 Hz. W trakcie odbioru tranzystor Q2 jest zasilany przez opornik R7 w obwodzie emitera i pełni rolę mieszacza, natomiast przy zwarceniu emitera do masy dostarcza pełnej mocy w.cz. Dioda D1 zwiera do masy napięcie zasilania wzmacniacza m.cz. LM386. Przy nadawaniu tranzystor Q2 pracuje w płytce klasy C.

W nadajniku z rysunku 2.5.2 pracują dwa złączowe tranzystory polowe typu MPF102 lub podobne i w stopniu mocy klasy C popularny tranzystor 2N3553. Zamiast niego można użyć 2N3053, 2N3866 lub zbliżonych. Na tranzystor mocy należy nałożyć radiator gwiazdkowy. Moc wyjściowa równa jest w przybliżeniu 370 mW przy napięciu zasilania 13,8 V. FB1 jest perełką ferrytową FB43-101 zapobiegającą wzbudzeniu się wzmacniacza w zakresie UKF. Uzwojenie pierwotne transformatora T1 składa się z 37 zwojów DNE 0,4 mm, a wtórne z 8 zwojów DNE 0,4 na rdzeniu pierścieniowym T50-2. Kondensator 68 pF i trymer 5 – 20 pF służą do dostrojenia jego uzwojenia pierwotnego do rezonansu. Nadajnik jest kluczowany w obwodach zasilania drenów Q1 i Q2, ale lepszą stabilność częstotliwości uzyskuje się przy stałym zasilaniu generatora i kluczowaniu stopnia separującego na Q2 (i ewentualnie także stopnia mocy). Cewka filtra dolnoprzepustowego 3,48 μ H na wyjściu składa się z 27 zwojów DNE 0,5 na rdzeniu T50-2. Kwarc Y1 pracuje na 7040 kHz lub innej częstotliwości w paśmie 40 m.



Rys. 2.5.2. Trzystopniowy nadajnik telegraficzny

Nadajnik LU8EHA składa się z generatora kwarcowego i stopnia sterującego na inwerterach logicznych CMOS 74HC(T)240 i z 10-watowego wzmacniacza mocy na tranzystorze polowym IRF 510 (z radiatorem). Bramka generatora pracuje liniowo dzięki sprzężeniu zwrotnemu uzyskanemu przez włączenie opornika 1 M Ω między jej wejście i wyjście, równoległe do rezonatora kwarcowego. Jego częstotliwość jest przeciągana za pomocą kondensatora zmiennego 30 pF. Przełącznik na wejściu bramki generatora pozwala w drugiej pozycji na dołączenie zewnętrznego źródła sygnału o napięciu w szczycie 8 V. Rezonator kwarcowy pracuje na częstotliwości podstawowej w paśmie 40 lub 80 m, ale po dobraniu elementów filtra dolnoprzepustowego nadajnik może pracować równie dobrze w paśmie 30 m. Stopień mocy pracuje w klasie E ze sprawnością zbliżoną do 90%. Cewkę L1 należy dostroić dla otrzymania mocy 10 W przy napięciu zasilania 12 V i poborze prądu około 1 A. Do punktu B należy

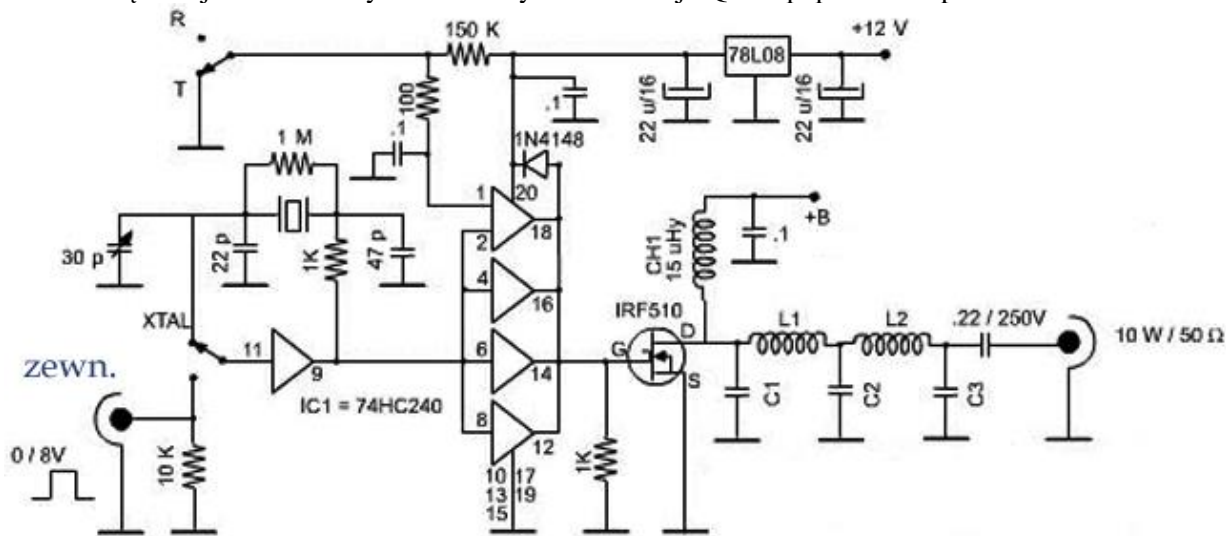
podłączyć napięcie 12 V lub napięcie zmodulowane dla uzyskania modulacji AM (raczej rzadko obecnie używanej przez krótkofalowców).

Tabela 2.5.1

Wykaz elementów zależnych od częstotliwości pracy

Element	Pasmo 80 m	Pasmo 40 m
L1	9 zwojów na długości 17 mm i średnicy 16 mm, przewód 1 mm	6 zwojów na długości 16 mm i średnicy 16 mm, przewód 1 mm
L2	14 zwojów na długości 18 mm i średnicy 16 mm, przewód 1 mm	11 zwojów na długości 16 mm i średnicy 16 mm, przewód 1 mm
C1 [pF], mika posrebrzana	1500	630
C2 [pF], mika posrebrzana	3900	1500
C3 [pF], mika posrebrzana	1200	430
Dławik CH1	30 zwojów DNE 0,25 mm, na rdzeniu ferrytowym 6 mm, indukcyjność 15 μ H	

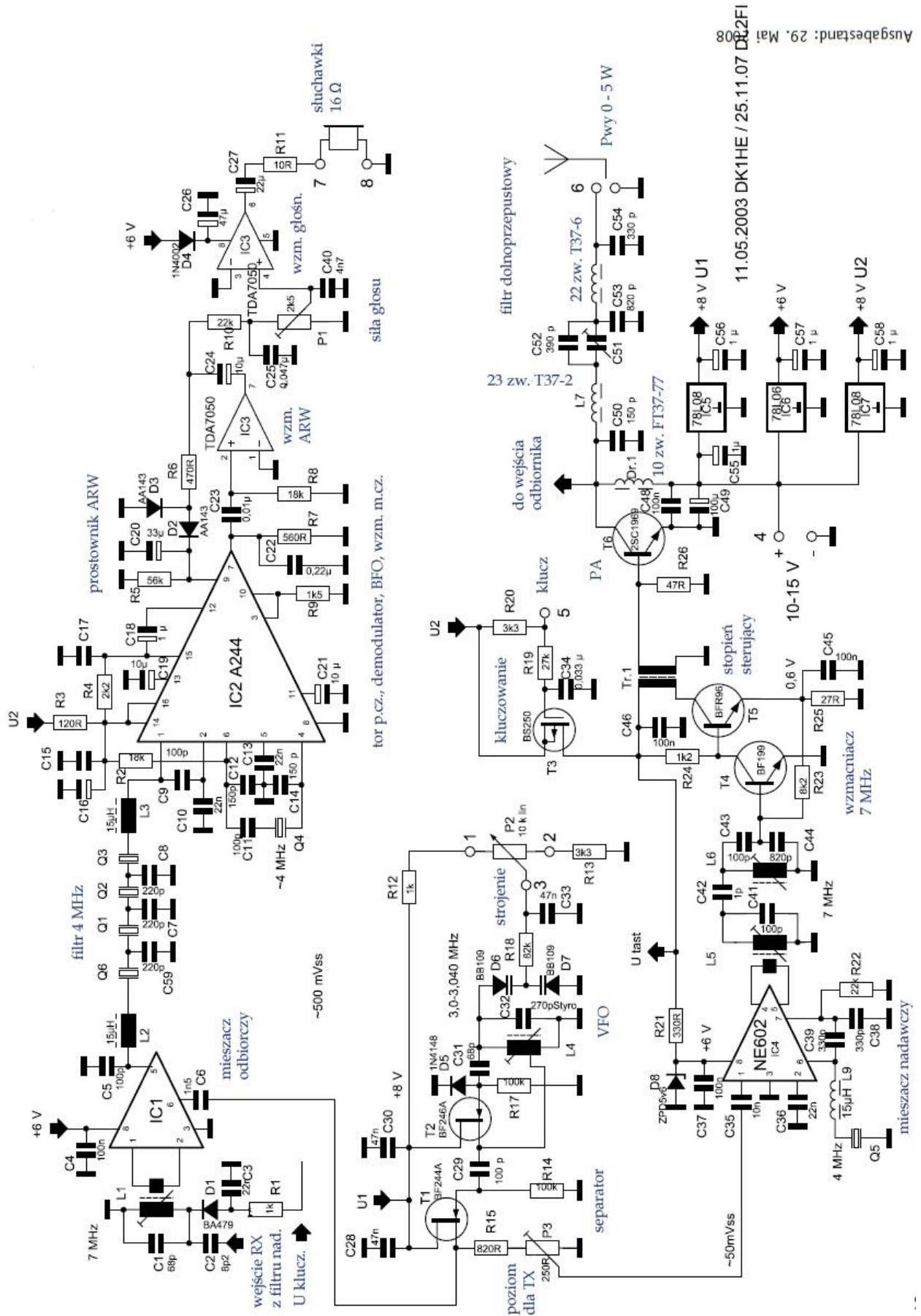
Nadajniki złożone jedynie z generatora i stopnia mocy pracujących na bramkach logicznych CMOS (najczęściej typu 74HC240 i podobnych) były popularne pod koniec pierwszej dekady i na początku drugiej dekady XXI wieku. Przy mocach zbliżonych do 100 – 250 mW – zależnie od pasma, liczby i typu bramek – były one stosowane przeważnie dla emisji QRSS. Jest to rodzina transmisji telegraficznych z kluczowaniem amplitudy lub częstotliwości o czasie trwania kropki od jednej do kilkudziesięciu sekund. Pozwalało to na prowadzenie łączności z użyciem bardzo słabych sygnałów, ale czas trwania minimalnego QSO wynosił od wielu minut do nawet wieku godzin. Obecnie w związku z rozpowszechnieniem się emisji WSPR i innych w rodziny WSJT emisja QRSS popadła w zapomnienie.



Rys.2.5.3. Nadajnik LU8EHA na pasma 40 i 80 m

Radiostacja opisana w nr 2/1998 miesięcznika *Funk* (rys. 2.5.4) zawiera trzy tranzystory NPN w torze nadawczym i tranzystor kluczujący PNP. Moc wyjściowa w zależności od napięcia zasilania leży w zakresie 1 – 3 W. Kwarc w generatorze VXO pracuje w rezonansie szeregowym, a jego częstotliwość może być przestrajana za pomocą kondensatora szeregowego. Dioda Zenera 33 V w obwodzie kolektora stopnia mocy chroni tranzystor przed zniszczeniem wskutek zbyt wysokich napięć występujących przy niedopasowaniu albo nie podłączeniu anteny.

Cewka L1 o indukcyjności 4,3 μ H składa się z 15 zwojów DNE nawiniętych na rdzeniu pierścieniowym FT23-43, L2 z 20 zwojów na rdzeniu FT37-61, L3 i L4 – z 16 zwojów każda na rdzeniu FT23-43, a transformator Tr1 posiada uzwojenia 20 zwojów pierwotne i 5 zwojów wtórne na rdzeniu FT23-43. Przystosowanie do pracy w paśmie 30 m wymaga wymiany kwarcu i elementów filtra dolnoprzepustowego oraz zmiany indukcyjności cewki L1.



Rys. 2.5.7. Schemat ideowy „Moskity”

Tabela 2.5.2. Wykaz elementów „Moskity”

Element	Wartość	Element	Wartość
C4, C15, C17, C37, C45, C46, C48	100 nF	R5	56 kΩ
C16, C49	100 μF/16 V	R6	470 Ω
C55, C56, C57, C58	1 μF/16 V	R7	560 Ω
C22	0,22 μF/63 V	R2, R8	18 kΩ
C23	0,01 μF/63 V	R9	1,5 kΩ
C25	0,047 μF/63 V	R10, R22	22 kΩ
C24	10 μF/16 V	R11	10 Ω
C26	47 μF/16 V	R3	120 Ω
C27	22 μF/16 V	R4	2,2 kΩ
C20	33 μF/16 V	R18	82 kΩ
C40	4,7 nF	R1, R12	1 kΩ
C5, C9, C11, C29, C41, C43	100 pF, C11 – wysokość tonu CW	R13, R20	3,3 kΩ
C7, C8	220 pF	R14, R17	100 kΩ
C12, C14, C50	150 pF	R15	820 Ω
C3, C13, C36	22 nF	R21	330 Ω
C18	1 μF/25 V, tantalowy	R25	27 Ω
C19, C21	10 μF/10 V, tantalowy	R23	8,2 kΩ
C59	220 pF	R24	1,2 kΩ
C28, C30, C33	47 nF	R26	47 Ω
C1, C31	68 pF	R19	27 kΩ
C6	1,5 nF	IC1, IC4	NE612
C32	270 pF, styrofleks	IC2	A244, TCA440
C2	8,2 pF	IC3	TDA7050
C52	390 pF	IC5, IC6, IC7	78L08
C44, C53	820 pF		
C38, C39, C54	330 pF		
C51	2,5 – 60 pF, foliowy	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6	4 MHz
C35	10 nF	P1	2,5 kΩ, montażowy
C42	1 pF	P2	10 kΩ, liniowy
C34	0,033 μF/63 V, foliowy	P3	250 Ω
T1	BF244A	D1	BA479
T2	BF246A	D2, D3	AA143
T3	BS250	D4	1N4002
T4	BF199	D5	1N4148
T5	BFR96(S)	D6, D7	BB109G lub pod.
T6	2SC1969	D8	ZPD5V6

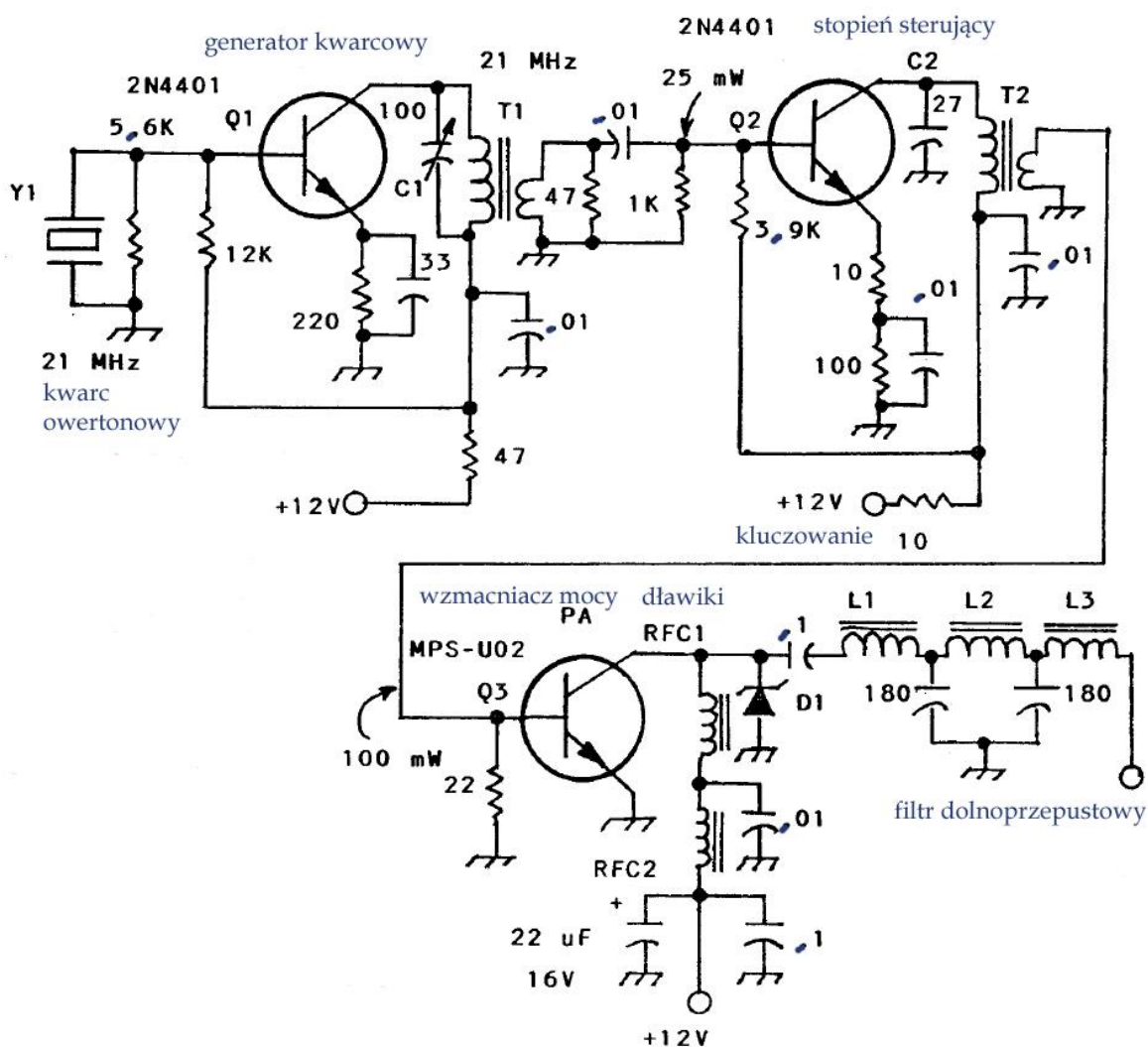
2.6. Nadajnik telegraficzny na pasmo 21 MHz

Trzytranzystorowy nadajnik telegraficzny dostarcza około 1 W mocy wyjściowej. Zamiast podanego na schemacie tranzystora typu MPS-U02 lepiej jest użyć 2N3553. Tranzystor stopnia końcowego pracuje w klasie C ze sprawnością przekraczającą 60%, natomiast tranzystor w stopniu sterującym – w klasie A. Kluczowanie nadajnika odbywa się w obwodzie zasilania stopnia sterującego. W miejsce podanych na schemacie typów tranzystorów Q1 i Q2 można zastosować europejskie tranzystory typów BC lub BF. Rezonator kwarcowy pracuje na trzecim owertonie.

Uzwojenie pierwotne transformatora T1 składa się z 16 zwojów DNE 0,4 mm, a wtórne z 4 zwojów DNE 0,4 mm na rdzeniu pierścieniowym T37-6 (żółty). Indukcyjność uzwojenia wtórnego wynosi 0,8 μH .

Transformator T2 jest zawinięty na rdzeniu ferrytowym FT37-43 i po stronie pierwotnej posiada 12 zwojów, a po wtórnej 3 zwoje DNE 0,4 mm.

Cewki L1 i L3 mają indukcyjności 0,26 μH i posiadają po 9 zwojów DNE 0,4 mm na rdzeniach prozkowych T37-6. Cewka L2 ma indukcyjność 0,54 μH i składa się z 13 zwojów DNE 0,4 mm na rdzeniu pierścieniowym T37-6. Dławiki RFC1 i RFC2 są fabrycznymi dławikami o indukcyjności 2 μH . C1 jest trymerem o izolacji mikowej. Opornik 47 Ω na wejściu drugiego stopnia zapewnia stałe obciążenie generatora. Diody D1 jest diodą Zenera o napięciu 33 V i dopuszczalnej mocy strat 400 mW i służy do zabezpieczenia tranzystora mocy przed przepięciami mogącymi wystąpić przy niedopasowaniu na wyjściu. Częstotliwość graniczna filtra dolnoprzepustowego wynosi około 23 MHz. Tranzystor Q3 wymaga radiatora.



Rys. 2.6.1. Nadajnik telegraficzny na pasmo 21 MHz

2.7. Radiostacja telegraficzna HB9BXE na pasmo 20 m

Radiostacja telegraficzna na pasmo 20 m konstrukcji HB9BXE jest wyposażony w generator kwarcowy o przeciąganej częstotliwości i pokrywa nadawczo wycinek pasma o szerokości około 24 kHz, a odbiorczo 100 kHz. Jest to jedna konstrukcji z całej serii „Micro LU” obejmującej radiostacje na pasma 80, 40, 20 i 15 mm. Przy zasilaniu napięciem 12 V moc wyjściowa nadajnika wynosi 3 W, a pobór prądu 410 mA.

Schemat blokowy radiostacji przedstawiono na rysunki 2.7.1, a ideowe na rysunkach 2.7.2 i 2.7.3. Zamiast scalonych mieszaczy typu NE602 można użyć nowszej wersji – NE612. Maksymalne napięcie zasilania mieszaczy wynosi 8 V.

Dla zmniejszenia poboru prądu zamiast przekaźnika do przełączania nadawanie-odbiór zastosowano przełącznik ręczny. Sygnał z anteny po ewentualnym wzmacnieniu za pomocą przedwzmacniacza przechodzi przez filtr pasmowy na scalony mieszacz NE602 (NE612). Na obwodzie tym pracuje także heterodyna przestrajana za pomocą diody pojemnościowej D1. Jako częstotliwość pośrednią (p.cz.) przyjęto 2 MHz. Pierwszy stopień p.cz. został zaprojektowany tak, aby wnosił jak najmniej zniekształceń skrośnych (intermodulacyjnych). Po nim następują trzykwarcowy filtr p.cz. i dalszy wzmacniacz p.cz. o regulowanym wzmacnieniu dochodzącym maksymalnie do około 62 dB. Po nim następuje układ wyciszania na czas nadawania.

Dalszymi stopniami są detektor iloczynowy (ang. *product detector*) z generatorem BFO pracującym na częstotliwości 1999,400 kHz, co daje wysokość tonu dudnieniowego około 600 Hz. Ostatnią część stanowi wzmacniacz m.cz. z regulacją siły głosu.

Ręczny przełącznik nadawanie-odbiór jest połączony z układem wyciszania odbiornika na czas nadawania.

Pierwszym stopniem nadajnika jest kwarcowy generator VXO. Zakres przeciągania częstotliwości w paśmie 20 wynosi około 30 kHz, w modelach na inne pasma odpowiednio mniej lub więcej. Następujący po nim stopień separatora izoluje generator od wpływu zmiennego obciążenia przez następne stopnie. Zawarty w układzie potencjometr pozwala na regulację mocy wyjściowej nadajnika w ostatecznym efekcie od 0 do 5 W. Do kluczowania nadajnika zastosowano tranzystor, co pozwoliło na uniknięcie trzasków kluczowania. Po separatorze następuje pierwszy stopień sterujący, na wyjściu którego uzyskuje się moc 60 – 100 mW, a w następującym po nim wzmacniaczu mocy – moc wyjściową 5 W. Na wyjściu nadajnika włączony jest filtr dolnoprzepustowy zapewniający dobre wytłumienie harmonicznych.

Wzmacniacz wstępny odbiornika nie jest konieczny i można go pominąć. W obwodach rezonansowych należy zastosować kondensatory NP0. Do strojenia VFO najlepiej jest użyć potencjometru 10-obrotowego.

Napięcie zasilania radiostacji może leżeć w zakresie 8 – 18 V, a dla zapewnienia stałego napięcia zasilania układu służy stabilizator 6 V.

Transformator T3 jest nawinięty na ferrytowym rdzeniu pierścieniowym FT23-77 i zawiera po stronie pierwotnej 28 zwojów DNE 0,2 mm, a po stronie wtórnej 48 zwojów DNE 0,15 mm. T2 jest nawinięty tryfilarnie przewodem DNE 0,15 mm na rdzeniu FT23-75. Po nawinięciu 2 zwojów jeden z przewodów pozostaje dalej nie naruszony, dwa pozostałe nawija się do uzyskania 6 zwojów, po czym jeden z nich jest nawijany do otrzymania 10 zwojów, z drugi po zrobieniu odczepu – do otrzymania 11 zwojów.

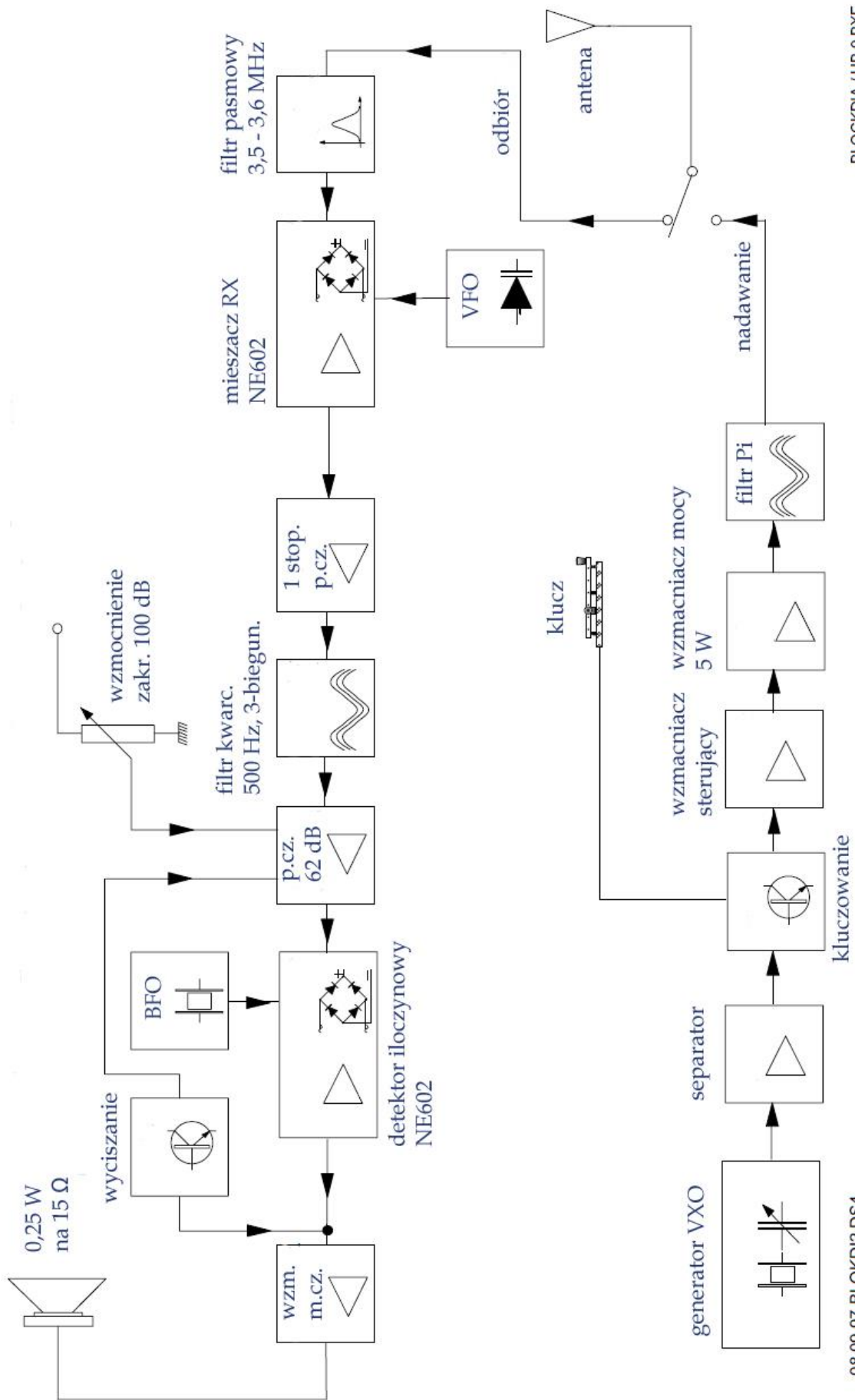
Cewka VFO (L4) ma indukcyjność 1,2 μH i składa się z 22 zwojów DNE 0,3 mm na proszkowym rdzeniu pierścieniowym T25-6. Cewki filtru pasmowego L1 – L2 mają indukcyjności 2,08 μH , są nawinięte na rdzeniu pierścieniowym T25-6 i mają po 28 zwojów DNE 0,2 mm.

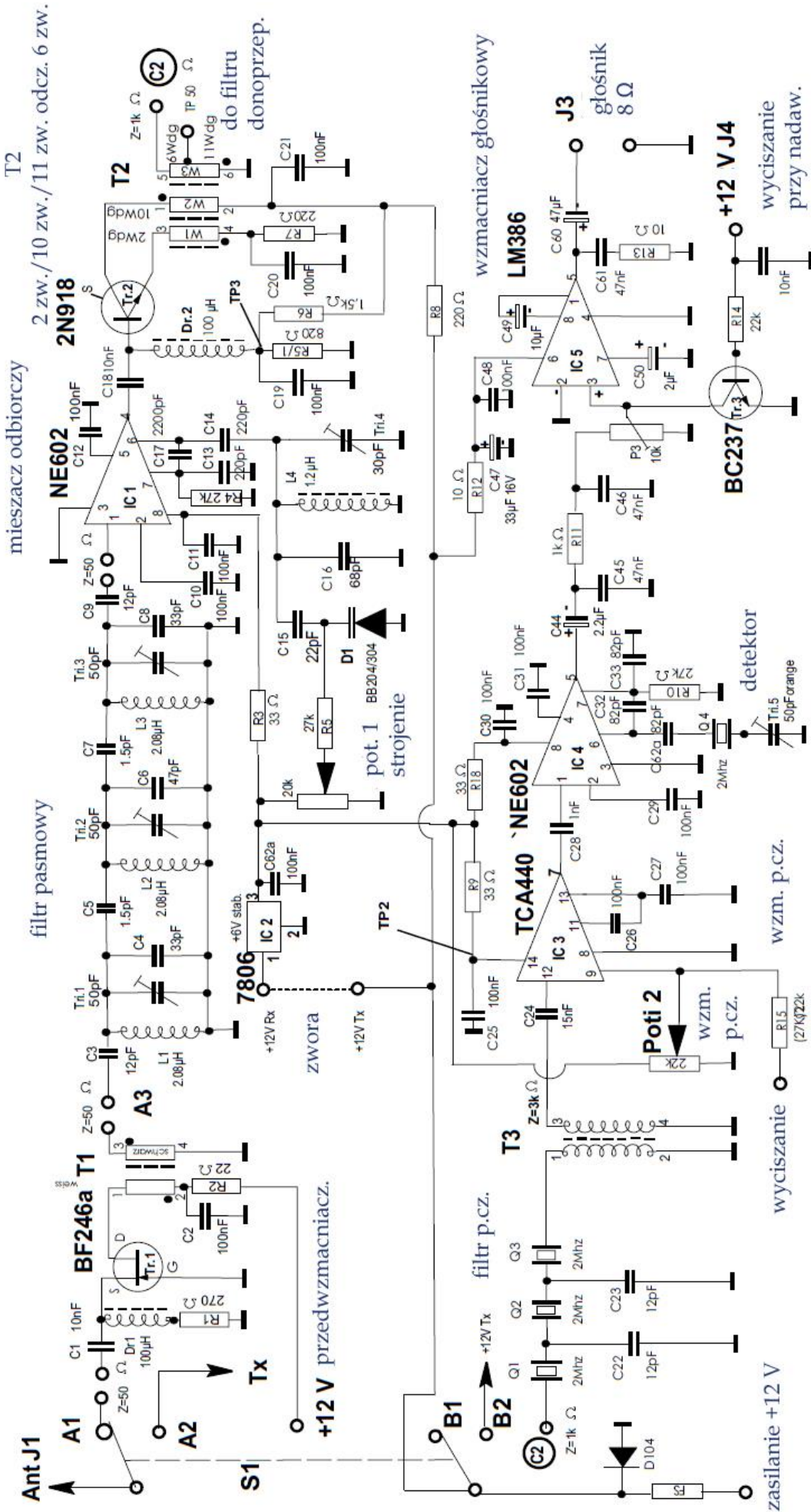
Cewka L101 nadajnika ma indukcyjność 12,3 μH , jest ona nawinięta na rdzeniu pierścieniowym T37-2 i posiada 58 zwojów DNE 0,2 mm.

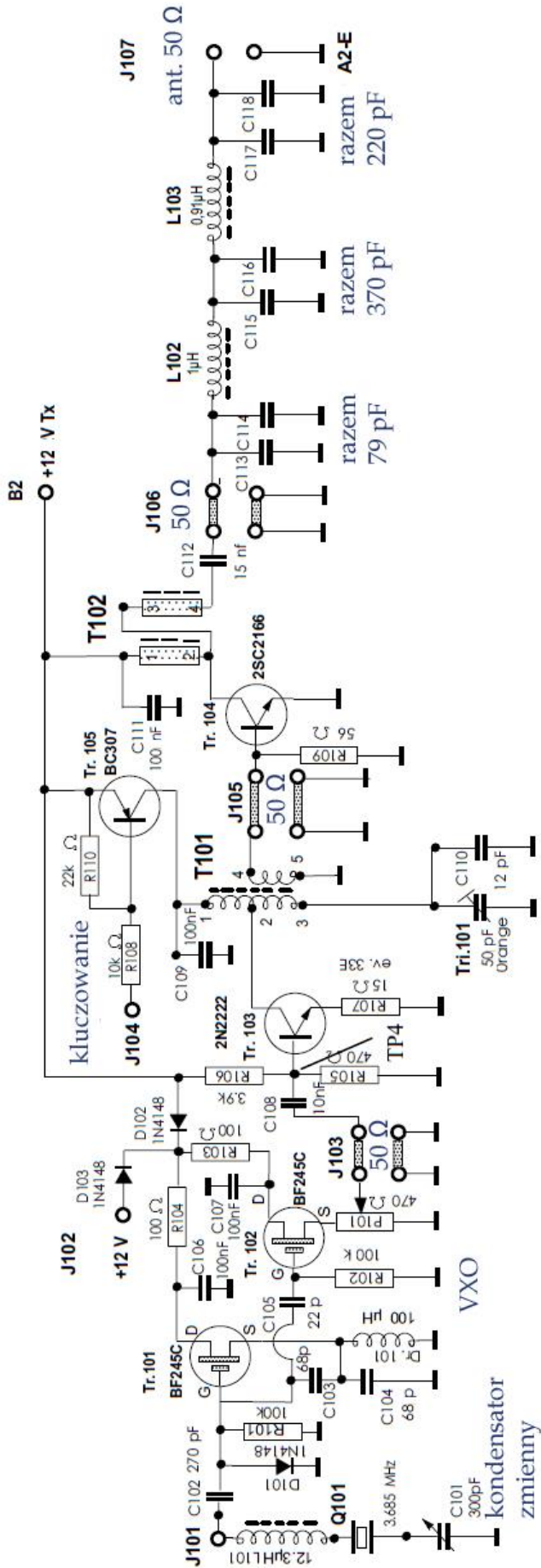
Na następnych stronach

Rys. 2.7.1. Schemat blokowy radiostacji HB9BXE

Rys. 2.7.2. Schemat ideowy odbiornika







Rys. 2.7.3. Tor nadawczy

Tabela 2.7.1. Wykaz elementów dla schematów 2.7.2 i 2.7.3

Element	Wartość	Element	Wartość
C003, C009, C022, C023, C025, C026, C027, C110	12 pF	C004, C008	33 pF
C005	1,5 pF	C006	47 pF
C010, C011, C012, C019, C020, C021, C029, C030, C031, C048, C062, C106, C107, C109, C111	100 nF	C013, C014, C017, C117	220 pF
C015, C105	22 pF	C016, C103, C104	68 pF
C102	270 pF	C018	15 nF
C024, C108, C112	10 nF	C028	1 nF
C032, C033, C062a, C113	82 pF	C045, C04, C061	47 nF
C047	33 μ F, elektrolit	C049	10 μ F, elektrolit
C050	2,2 μ V, elektrolit	C060	47 μ F, elektrolit
C101	300 pF, strojeniowy	C116	39 pF
C115	330 pF	D1	BB204, BB304
D101, D103	1N4148	D104	1N5408 (3 A)
Dr1, Dr2	100 μ H, dławik	IC1, IC2	NE602, NE612
IC2	7806, stabilizator	IC3	A244D, TCA440
IC5	LM386		
L01, L02, L03, L04	Rdzeń T25-6	L101, L102, L103, L104	Rdzeń T37-6
P02	22 k Ω , pot.	P03	10 k Ω , pot.
P101	470 Ω , pot.	Pot1	20 k Ω
Q01, Q02, Q03, Q04	Kwarce 2 MHz	Tr. 101, Tr. 102	BF245C, połowy
Tr. 104	2SC2166	Tr. 103	2N2222
Tr. 105	BC307, PNP	Tr. 2	2N918
Tr. 3	BC237, NPN	Tri. 1, Tri. 2, Tri. 3	50 pF, pomarańcz.
Tri. 101	30 pF, zielony	Tri. 5	30 pF, ziel. lub 50 pF, pomarańcz.
R003, R012, R018	33 Ω	R004, R005a, R010	27 k Ω
R005	47 k Ω	R006	1,5 k Ω
R007, R008	220 Ω	R009	33 Ω
R011	1 k Ω	R013	10 Ω
R014, R015, R110	22 k Ω	R101, R102, R103	100 k Ω
R104	100 Ω	R105	470 Ω
R106	3,9 k Ω	R107	15 Ω
R108	10 k Ω	R109	56 Ω
T02	Rdzeń FT23-75	T03	Rdzeń FT23-77
T101	Rdzeń T25-2		

Transformator T101 jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym T25-6. Uzwojenie pierwotne ma między końcówkami 1–3 indukcyjność 1,85 μ H, składa się z 23 zwojów, przy czym część 1–2 zawiera 15 zwojów, a 2–3 – 8 zwojów, DNE 0,2 mm. Uzwojenie wtórne składa się z 4 – 5 zwojów DNE 0,2 mm. Dla 5 W przy 12 V są to 4 zwoje. Transformator T102 jest nawinięty na rdzeniu FB43-2401 bifilarnie 2 x 5 zwojów DNE 0,5 mm. Filtr dolnoprzepustowy zawiera cewki L102 – L103 nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T37-2. L102 ma indukcyjność 1 μ H i składa się z 17 zwojów DNE 0,4 rozłożonych równomiernie na całym obwodzie rdzenia, a L104 o indukcyjności 0,91 μ H składa się z 16 zwojów DNE 0,4 rozłożonych równomiernie na obwodzie rdzenia.

Kwarc Q101 ma częstotliwość drgań 14040 kHz lub inną dowolną w paśmie 20 m, a nie jak podano omyłkowo na schemacie 3,685 MHz.

2.8. Nadajnik telegraficzny na pasmo 10 m

Opisany w numerze 2/2017 *Funkamateura* nadajnik TX28CW konstrukcji DK6SX pracuje w paśmie 10 m z mocą 5 W. Zamiast podanego na schemacie kwarcu na częstotliwość QRP 28060 kHz można zastosować kwarc na inną częstotliwość jeżeli będzie to potrzebne.

Generator kwarcowy pracuje na tranzystorze VT1 BC550 C w układzie Clappa. Jego częstotliwość można przeciągać w zakresie +/- 400 Hz za pomocą trymera CT1. Dzięki indukcyjności dławika Dr1 możliwe jest ustawienie dokładnej częstotliwości 28060 kHz. Sygnał z generatora jest podawany przez kondensator C7 na bazę stopnia separującego VT2. Stopień sterujący na VT3 zapewnia wysterowanie stopnia mocy VT4. Do dopasowania do impedancji wejściowej wzmacniacza mocy służy obwód złożony z L3, C13, C14, CT2 i L4. Obwód składający się z L5, CT3 i C18 dopasowuje tranzystor mocy do impedancji linii i anteny. Na wyjściu znajduje się filtr dolnoprzepustowy zawierający CT14, C19, C20 i L6. Moc wyjściowa nadajnika leży w zakresie 4 – 5 W przy poborze prądu ~ 800 mA.

Po naciśnięciu klucza telegraficznego tranzystor VT5 podaje napięcie 12 V na wejście stabilizatora VR1. Napięcie stabilizowane 9 V zasila wówczas generator kwarcowy. Jednocześnie napięcie 12 V jest podawane przez VT6 na przekaźniki Rel1 i Rel2 przełączające antenę na wyjście nadajnika i odłączające od niej wejście odbiornika. Dławik Dr5 i kondensator C28 służą jako eliminator sygnału 28 MHz obniżający poziom sygnału na gniazdku dla odbiornika. Dioda VD1 łączy gniazdko klucza z gniazdkiem wyciszania odbiornika. Po puszczeniu klucza przekaźniki przełączają z pewnym opóźnieniem antenę na wejście odbiornika. Jeden z kontaktów przekaźnika Rel2 zwiera wówczas eliminator 28 MHz. R11 i C22 powodują opóźnienie w przełączaniu przekaźników. Skrócenie czasu wyłączenia przekaźników wymaga zmniejszenia oporności R11.

W trakcie uruchamiania należy dostroić indukcyjność L1 na maksimum sygnału przez rozciągania lub ściskanie jej uzwojenia. W ten sam sposób na maksimum sygnału należy dostroić następnie L4, L5 i L6. Częstotliwość generatora należy dostroić do 28060 kHz za pomocą trymera CT1. Trymery CT2, CT3 i CT4 dostraja się na maksimum sygnału.

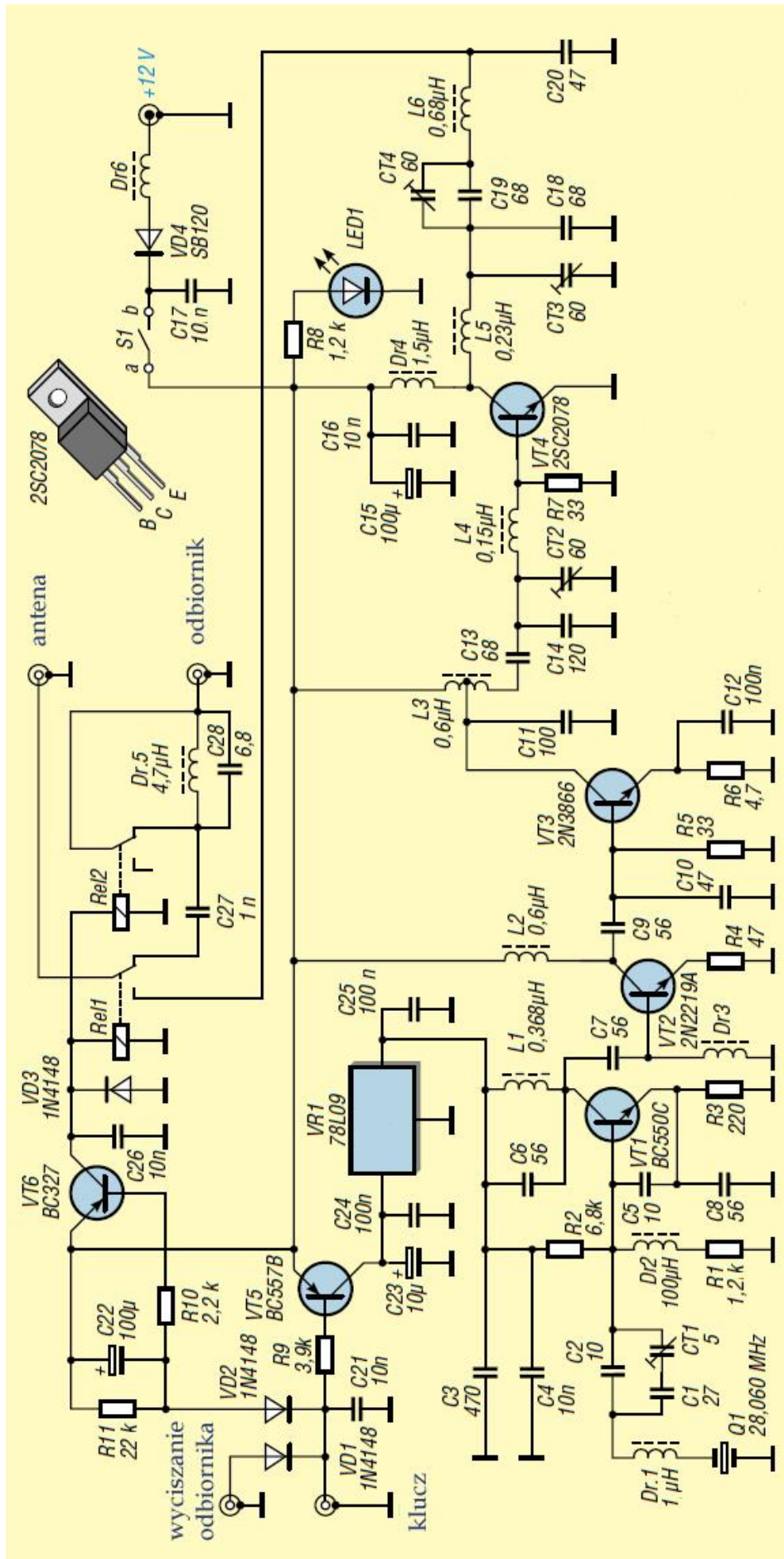
Tabela 2.8.1

Dane cewek

Cewka	Indukcyjność [μH]	Rdzeń	Uzwojenie
L1	0,368	T30-6	9 zwojów DNE 0,5 mm
L2	0,6	T30-6	12 zwojów DNE 0,5 mm
L3	0,6	T37-6	2 x 7 zwojów DNE 0,5 mm
L4	0,15	T37-6	7 zwojów DNE 0,5 mm
L5	0,23	T50-6	7 zwojów DNE 0,5 mm
L6	0,68	T50-6	12 zwojów DNE 0,5 mm



Rys. 2.8.2. Wykonanie L3



Rys. 2.8.1

3. Krótkofalowe nadajniki foniczne

3.1. „Kajman” radiostacja SSB na pasmo 80 m

Radiostacja SSB „Kajman” konstrukcji SQ7JHM (*Świat Radio* 8/2006) pracuje w paśmie 80 m z mocą wyjściową 2 W (przy zasilaniu 12 V). Może ona być zasilana z akumulatora 12 V lub z sieci. Filtr kwarcowy jest przełączany za pomocą miniaturowych przełączników dwusekcyjnych. Generatory BFO i VFO są na stałe podłączone do mieszaczy. Konstruktor zastosował mikrofon pojemnościowy, w którego obudowie został umieszczony przełącznik nadawanie-odbiór.

Kwarcze do konstrukcji filtra zostały wyselekcjonowane tak, aby ich częstotliwości drgań w generatorze pomiarowym nie różniły się od siebie więcej niż o 20 Hz. Kwarc generatora BFO powinien mieć częstotliwość zbliżoną do pozostałych. Również kondensatory C13, C14 i C15 powinny być dobrane tak, aby różnica pojemności między nimi była jak najmniejsza.

Przy odbiorze kontakty przełączników są ustawione w pozycji „o”. Sygnał z anteny trafia do dwuobwodowego filtra pasmowego Tr2–C36, Tr1–C34. Transformatory są nawinięte na rdzeniach *Amidon* T37-2 i mają przekładnię 50/8 zwojów przewodu miedzianego 0,33 mm w oplocie bawełnianym. Uzwojenia 50 zwojów wraz z kondensatorami 180 pF stanowią obwody rezonansowe nastrojone na środek pasma 80 m, czyli na około 3,7 MHz. Sygnał w.c.z. trafia do mieszacza zrealizowanego na układzie scalonym US3 – NE612. Generator VFO jest wykonany na osobnej uniwersalnej płycie drukowanej i pracuje na układzie scalonym US5 – MC3362. Jego struktura wewnętrzna zapewnia względnie stabilną częstotliwość podczas odbioru i nadawania. Zakres przestrajania ustawia się trymerem C49 w granicach 6,2 – 6,5 MHz. Częstotliwość BFO ustawia się trymerem C8 na górnym zboczku charakterystyki filtra.

Kwarcowy filtr drabinkowy ogranicza pasmo przepuszczania do około 3 kHz. Sygnał akustyczny z mieszacza US1 – NE612 zostaje odfiltrowany w dolnoprzepustowym filtrze C11, D13, C18 oraz podany na wzmacniacz akustyczny zawierający tranzystor T1 – BC547B i układ scalony US4 – TDA7056. Wzmacniacz zapewnia prostotę układu, moc wyjściową 1 W (bez radiatora), duże wzmocnienie i stabilność termiczną.

Przy nadawaniu kontakty przełączników są ustawione w pozycji „n”. Sygnał z mikrofonu pojemnościowego zostaje zmieszany z sygnałem BFO w scalonym mieszaczu US1 – NE612. Filtr kwarcowy formuje sygnał pośredniej częstotliwości, który w scalonym mieszaczu US3 – NE612 zostaje zmieszany z sygnałem VFO.

Tak utworzony sygnał SSB zostaje odfiltrowany w obwodzie rezonansowym L1–C32 i poddany wzmocnieniu na tranzystorze T2 – BF245B. W kolejnym stopniu wzmocnienia obciążeniem tranzystora T3 – 2N2219 jest transformator Tr3 nawinięty na rdzeniu pierścieniowym T37-2. Ma on przekładnię 60/10 zwojów i jest nawinięty przewodem miedzianym o średnicy 0,33 mm w oplocie bawełnianym.

Tłumienie składowych harmonicznych zapewnia filtr C44, L3, C45, L4, C46.

Indukcyjności L3 oraz L4 zawierają po 23 zwoje przewodu Cu 0,33 mm, są nawinięte na rdzeniach T37-2 i mają indukcyjności po ok. 2,2 μ H. Cewka L1 składa się z 50 zwojów nawiniętych na rdzeniu T37-2. W trakcie uruchamiania nadajnika może być konieczna korekta jej indukcyjności.

Dławiki D11, D12, D13, D14 oraz cewka L5 to typowe miniaturowe dławiki w kształcie oporników. Dławik D15 o indukcyjności 22 mH przy pełnej mocy nadajnika przewodzi prąd około 0,6 A. Prąd spoczynkowy tranzystorów mocy należy ustawić na około 40 mA.

Na następnej stronie:

Rys. 3.1.1. Schemat ideowy „Kajmana”

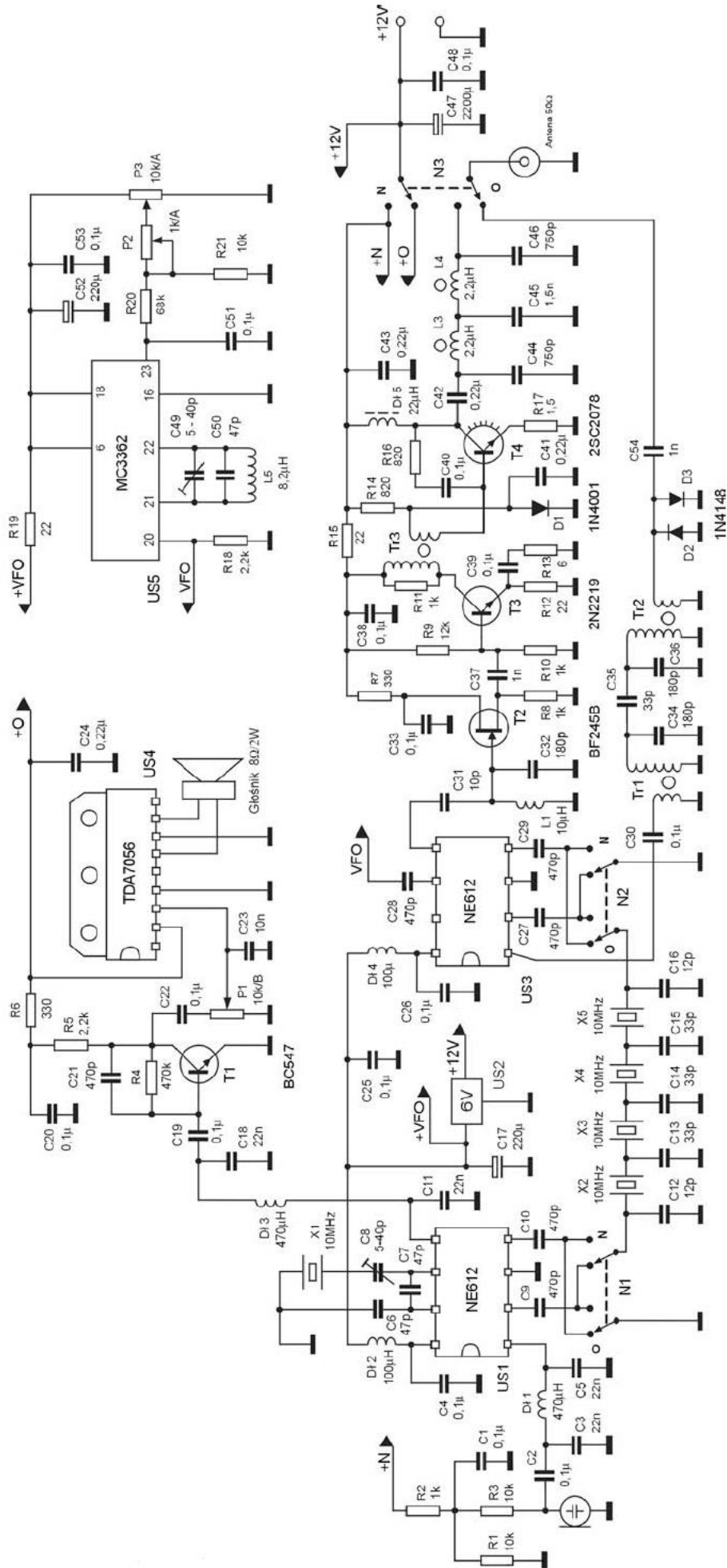


Tabela 3.1.1
Wykaz elementów „Kajmana”

Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R3, R10	10 k Ω	C24, C41, C42, C43	0,22 mF
R2, R8, R11	1 k Ω	C31	10 pF
R4	470 k Ω	C32, C34, C36	180 pF
R5, R18	2,2 k Ω	C37, C54	1 nF
R6, R7	330 Ω	C44, C46	750 pF
R9	12 k Ω	C45	1,5 nF
R12, R15, R19	22 Ω	C47	2200 μ F
R13	6 Ω	X1 – X5	Rez. kwarcowe 10 MHz
R14, R16	820 Ω	US1, US3	NE612
R17	1,5 Ω /0,5 W	US2	LM7806
R20	68 k Ω	US4	TDA7056
C1, C2, C4, C19, C20, C22, C25, C26, C30, C33, C38, C39, C40, C48, C51, C53	0,1 μ F	US5	MC3362
		T1	BC547B
		T2	BF245B
C3, C5, C11, C18	22 nF	T3	2N2219
C6, C7, C50	47 pF	T4	2SC2078
C8, C49	5 – 40 pF, trymer	D1	1N4001
C9, C10, C21, C27, C28, C29	470 pF	D2, D3	1N4148
		Głośnik	8 Ω / 5 W
C12, C16	12 pF	P1	10 k Ω /B
C13, C14, C15, C35	33 pF	P2	1 k Ω /A
C17, C52	220 μ F	P3	10 k Ω /A
C23	10 nF		

Diodowy wskaźnik dostrojenia jest wykonany na obwodzie LM3914.

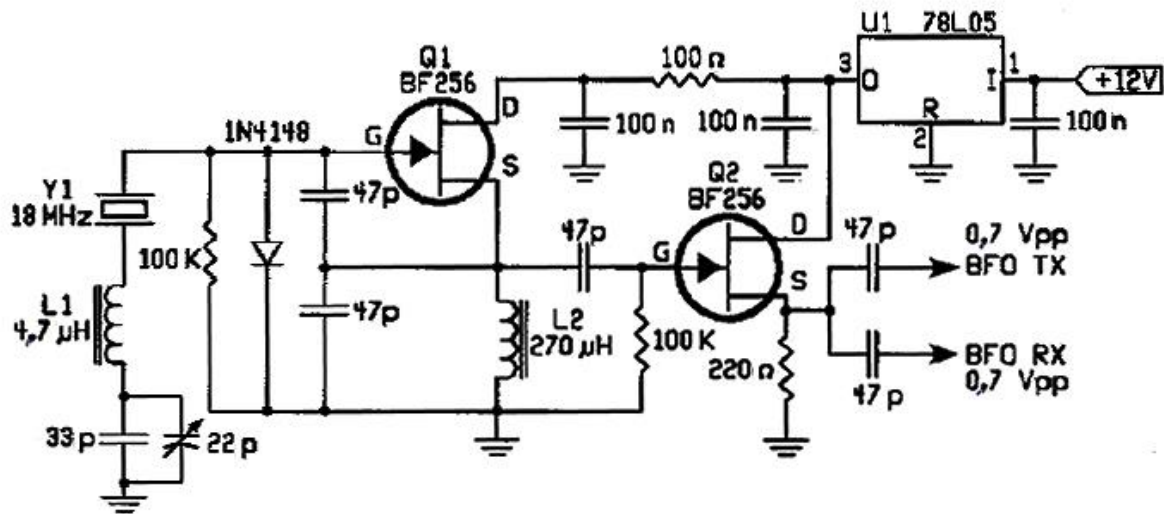


Fot. 3.1.2. Widok ogólny „Kajmana”

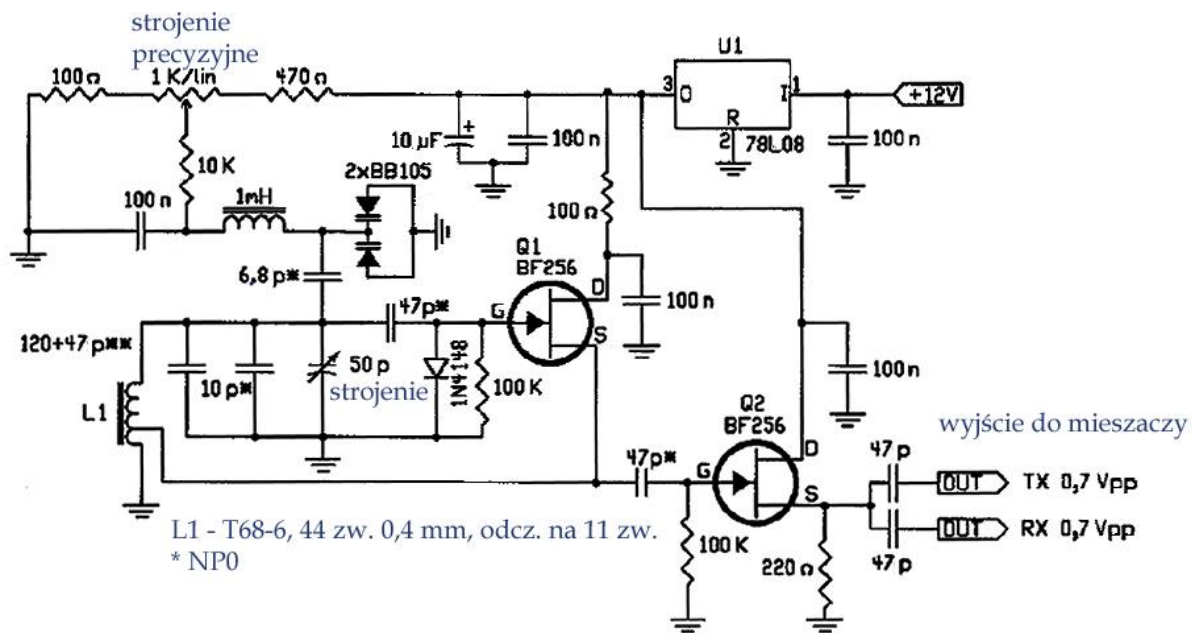
3.2. „Mini” radiostacja SSB na pasmo 15 m

Na następnej stronie

Rys. 3.2.1. Schemat ideowy torów nadawczego i odbiorczego



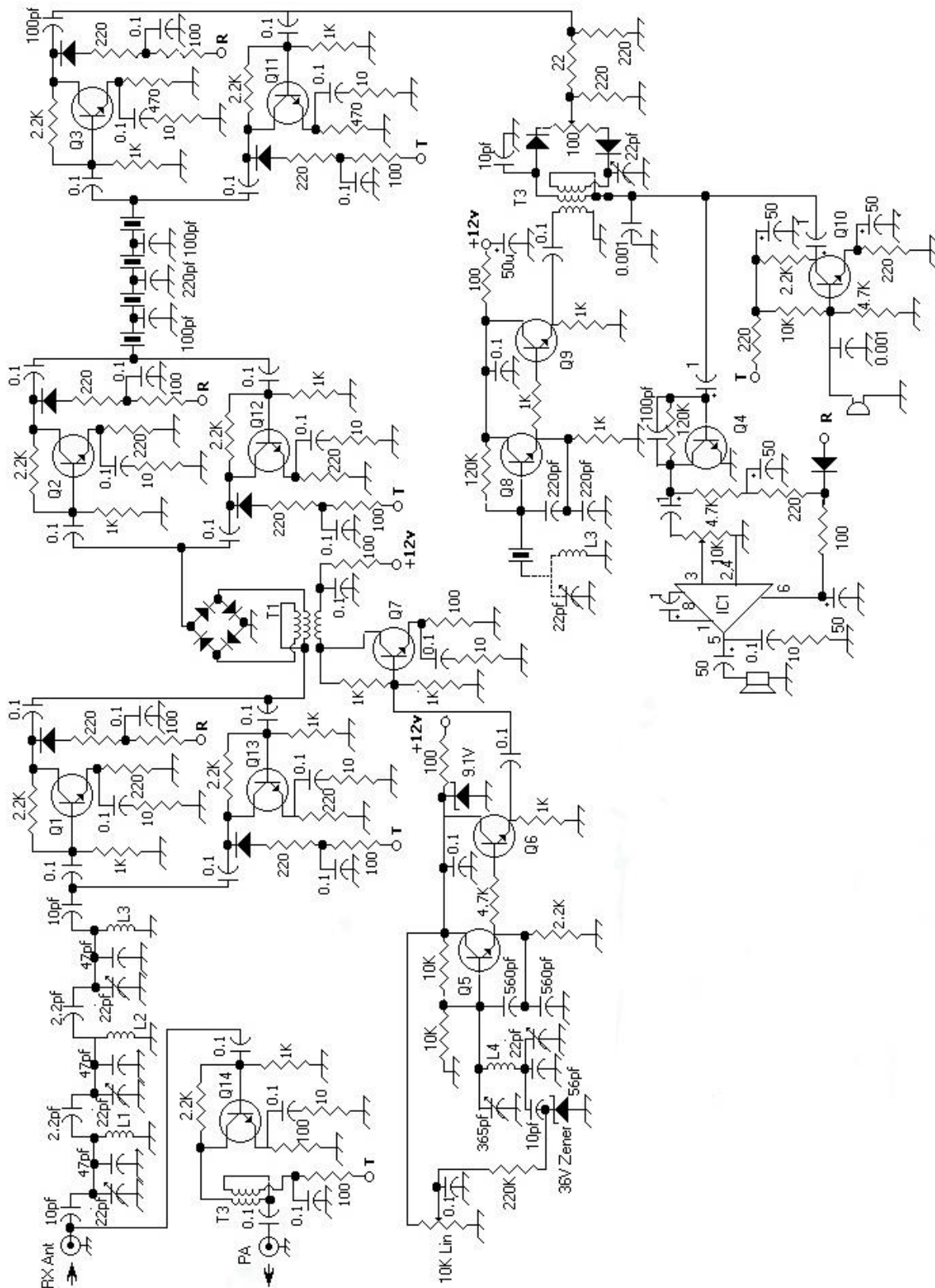
Rys. 3.2.2. Schemat BFO



Rys. 3.2.3. Schemat VFO o dużej stabilności

Nadajnik SSB konstrukcji EA3EIS, EA3FXF i EA3GCY jest opisany w numerze 11/2003 hiszpańskiego wydania miesięcznika CQ. W odróżnieniu od najczęściej spotykanych w literaturze konstrukcji pracuje on w paśmie 15 m i charakteryzuje się prostotą rozwiązania. Konstruktorzy wybrali tutaj stosunkowo wysoką częstotliwość pośrednią 18 MHz (a dokładniej rzecz biorąc 17995 kHz). Drabinkowy filtr kwarcowy ma szerokość pasma przenoszenia 3 kHz na poziomie -6 dB. Dzięki temu generator sterujący VFO może pracować w zakresie 3 MHz co ułatwia uzyskanie niezbędnej stabilności częstotliwości. Przełączanie nadawanie-odbioru odbywa się przez włączenie napięcia zasilającego odpowiednio na tor nadawczy lub odbiorczy, dzięki czemu ten sam filtr p.cz. jest używany w obu przypadkach.

Układ radiostacji podzielono na trzy części (przedstawione kolejno na schematach): tor odbiorczy z filtrem kwarcowym, demodulatorem i mieszaczem wejściowym wraz z torem nadawczym zawierającym wzmacniacz mikrofonowy i modulator (całość zawiera pięć układów scalonych i dwa tranzystory), część drugą stanowi generator VFO, a trzecią liniowy wzmacniacz o mocy wyjściowej 6 – 7 W. Mieszacze, modulator i demodulator zrealizowano na układach scalonych NE602, których obecnym odpowiednikiem jest NE612. Generator VFO pracuje w układzie Hartleya i pokrywa zakres 3122 –

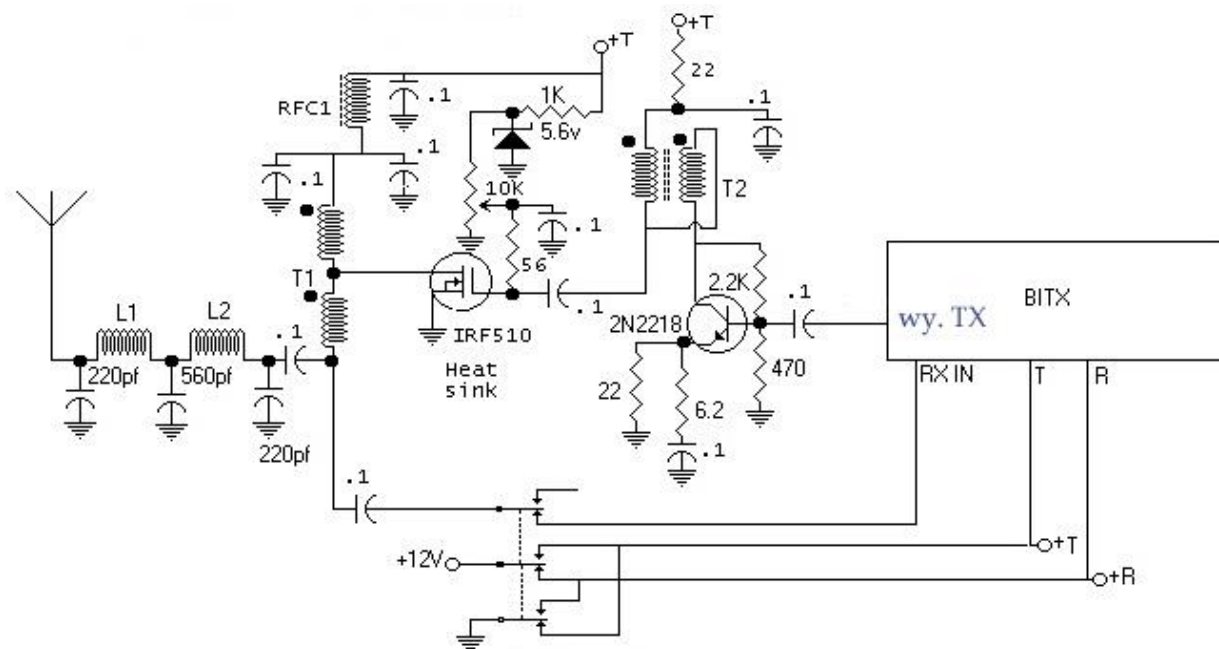


Rys.3.3.1. Schemat ideowy radiostacji

Wzmacniacz mocy PA dostarcza około 6 W w paśmie 20 m i pracuje na tranzystorze IRF510. Musi on być umocowany na radiatorze.

Transformator T2 w PA jest nawinięty bifilarnie 2 x 15 zwojów przewodem DNE 0,2 mm (skręconym tak żeby na cal długości wypadło 8 skrętów), na rdzeniu dwuotworowym, natomiast transformator T1 przewodem DNE 0,3 mm skręconym w ten sam sposób 2 x 40 zwojów na uszczelce nylonowej. Dla pasma 14 MHz jego indukcyjność musi wynosić około 3 μH .

Cewki L4 i L5 mają indukcyjności 0,55 μH i składają się z 20 zwojów przewodu DNE 0,3 mm nawiniętych na uszczelce nylonowej. Dławik RFC1 składa się z 7 zwojów DNE 0,3 mm nawiniętych na rdzeniu dwuotworowym. Tranzystor 2N2218 wymaga nałożenia radioatora gwiazdkowego. Tranzystor IRF510 jest izolowany od radiatora podkładką mikową. Autorem rysunków jest Ashar Farhan. Do przełączania nadawanie-odbiór można użyć przekaźnika lub potrójnego przełącznika. Wzmacniacz mocy można zastosować także w innych konstrukcjach nadajników.



Rys. 3.3.2. Schemat ideowy wzmacniacza mocy i połączeń z radiostacją. Kropkami zaznaczono początki uzwojeń

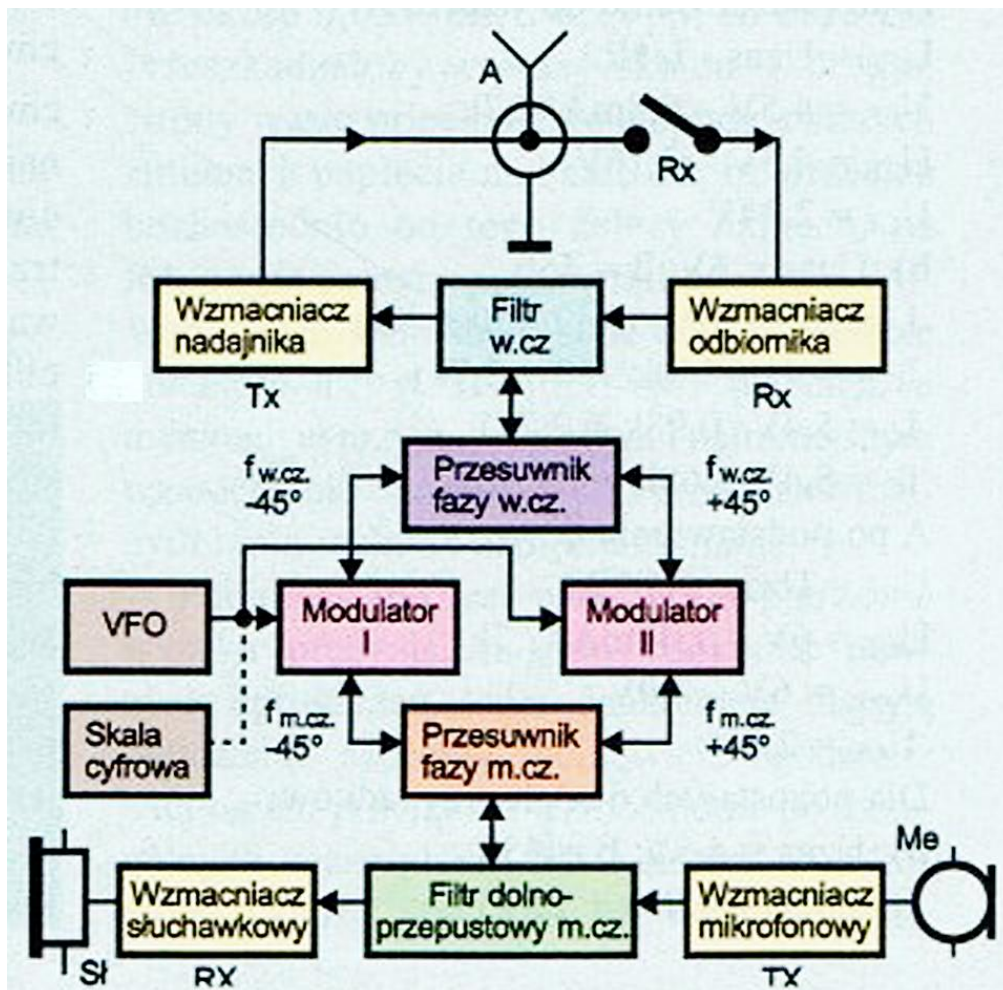
Na fotografii 3.3.3 u dołu widoczna jest cewka nawinięta na uszczelce nylonowej, a u góry transformator na rdzeniu dwuotworowym.



Fot. 3.3.3. Wykonanie cewki i transformatora

3.4. Radiostacja „TinySSB” na pasmo 80 m

Opis fazowo-homodynowej radiostacji SSB konstrukcji SP5AHT został zamieszczony w numerze 7/2009 *Elektroniki dla Wszystkich*.

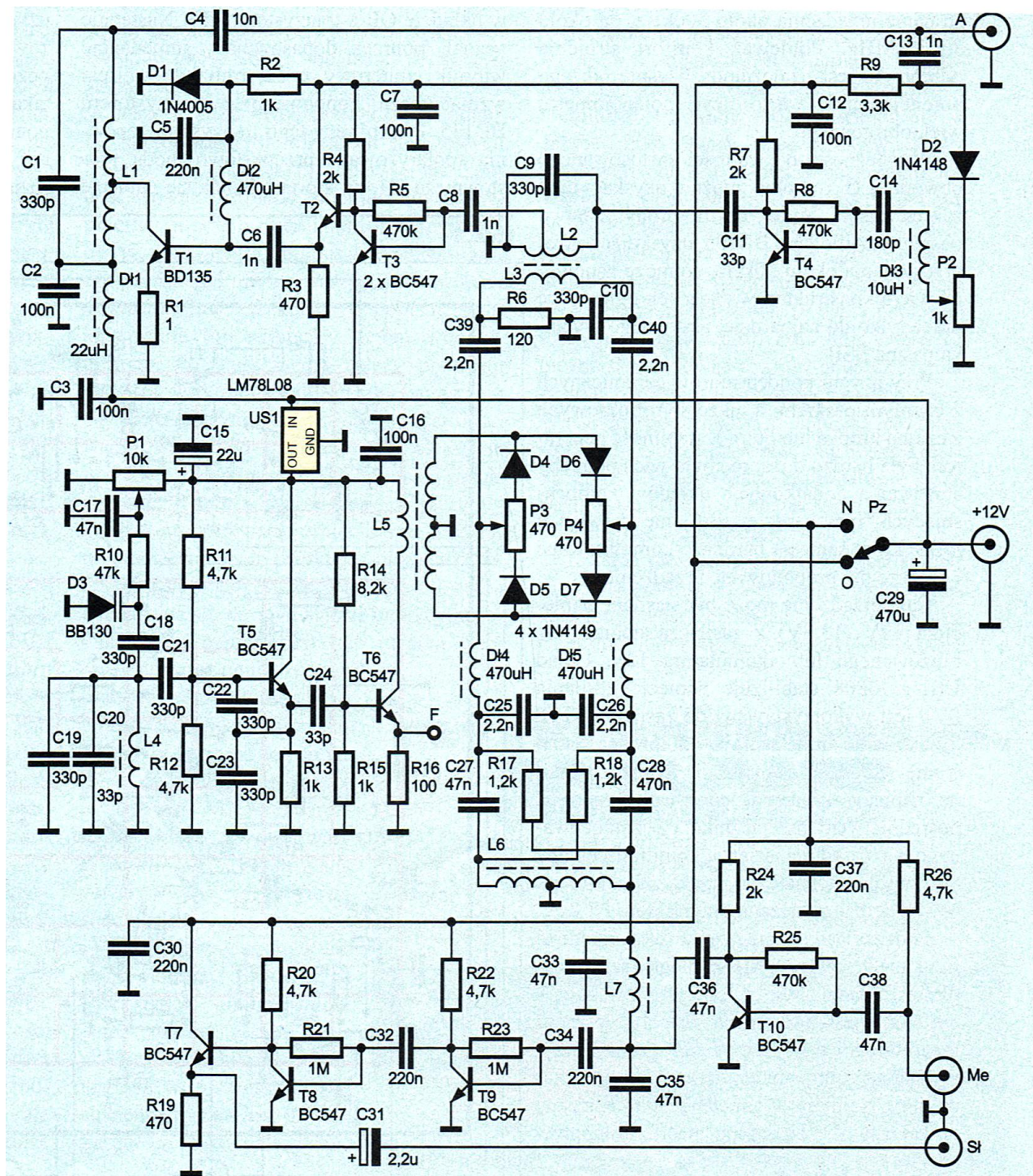


Rys. 3.4.1. Schemat blokowy radiostacji SP5AHT

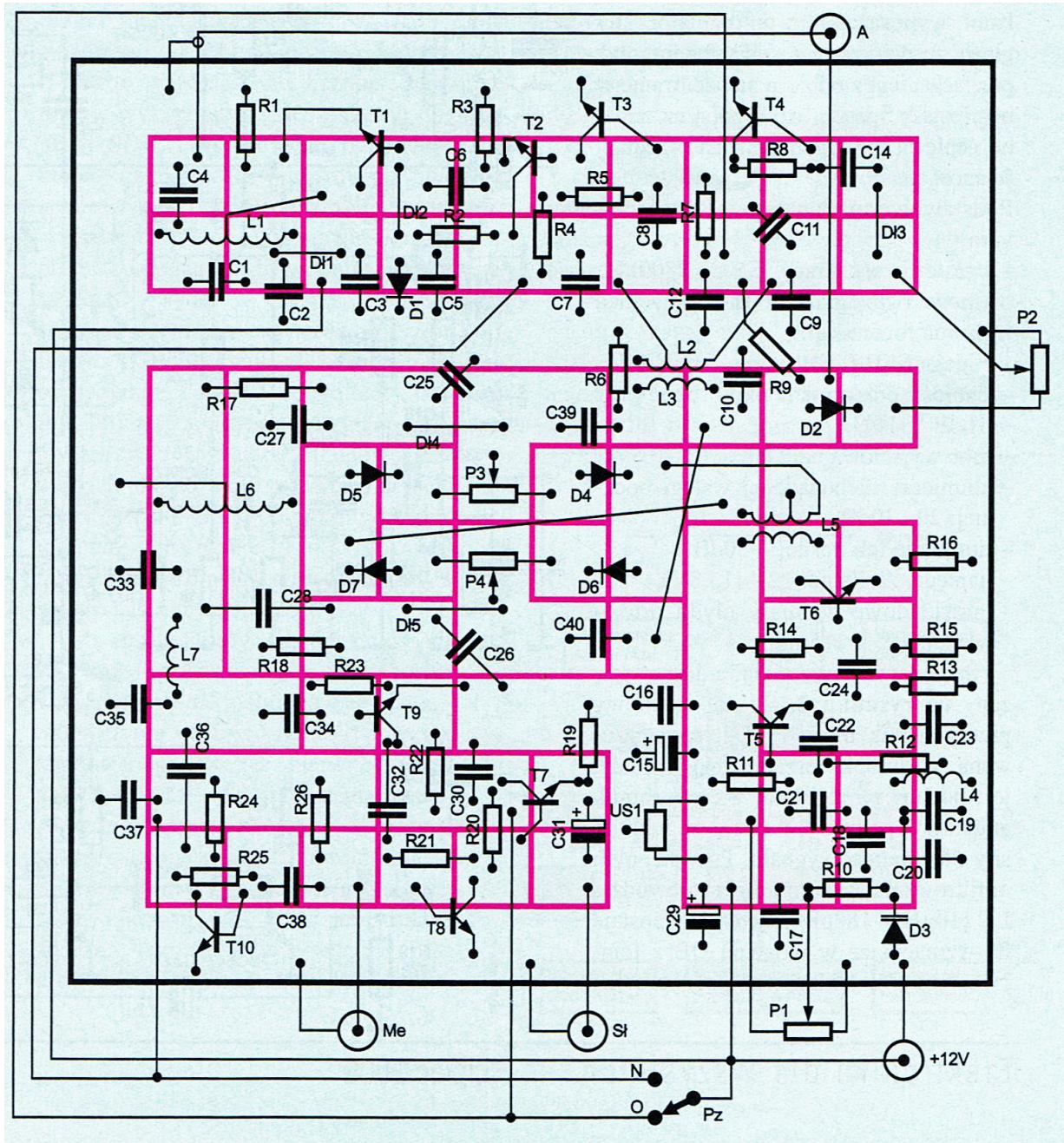
Radiostacja pracuje w zakresie 3,5 – 3,8 MHz dając na wyjściu 0,3 – 0,5 W mocy przy napięciu zasilania 12 V. Czułość odbiornika wynosi 3 μ V przy stosunku sygnału do szumu 10 dB. Tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej jest równe 20 – 30 dB, a tłumienie fali nośnej przekracza 30 dB.

Dla uzyskania większej mocy wyjściowej można zastosować jeden z opisanych w skrypcie wzmacniaczy mocy.

Konstrukcję można umieścić na uniwersalnej płytce drukowanej albo jeszcze lepszym rozwiązaniem jest płytka z rysunku 3.4.3, którą można wykonać samodzielnie przez wyfrezowanie ścieżek na płytce z laminatu albo przez ich wytrawienie.



Rys. 3.4.2. Schemat ideowy radiostacji SP5AHT



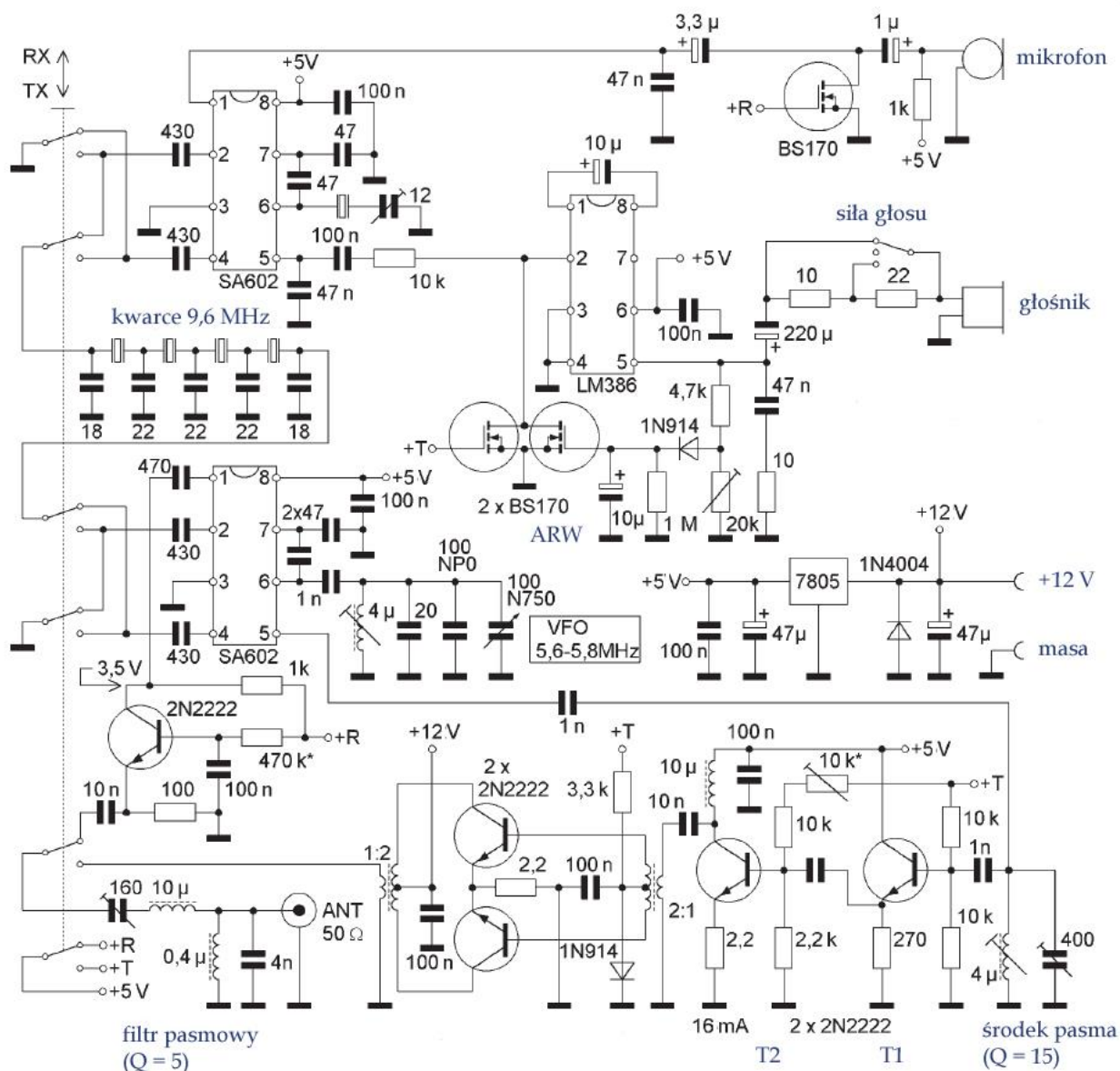
Rys. 3.4.3. Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

3.5. Filtrowa wzbudnica SSB na pasmo 80 m

Układ konstrukcji WA7JHZ został opublikowany w nr 4/2003 *QRP-Reportu*. Przy zakresie pracy podanym na schemacie i częstotliwości pośredniej 9,6 MHz pracuje ona w amerykańskim wycinku pasma 80 m, a właściwie 75 m 3,8 – 4,0 MHz. Po zmianie pośredniej na 9 MHz i zakresu strojenia VFO do 5,2 – 5,4 MHz jej zakres pracy przesuwa się do 3,6 – 3,8 MHz. Przy zachowaniu częstotliwości pośredniej 9,6 MHz wystarczy przestrojenie VFO na zakres 5,8 – 6,0 MHz. Zamiast VFO można także zastosować generator VXO stabilizowany rezonantorem kwarcowym lub ceramicznym. Oczywiście powoduje to zawężenie zakresu pracy radiostacji. Moc wyjściową stopni sterujących można zwiększyć do 60 mW podwyższając napięcie zasilania tranzystorów T1 i T2 do 9 V. Na wyjściu znajduje się przeciwsobny wzmacniacz mocy na tranzystorach T3 i T2 typu 2N2222 dodany przez DK3RED, ale zamiast niego można zastosować inny dający większą moc wyjściową. Wzbudnica bez uwzględnienia stopnia mocy pobiera przy nadawaniu prąd 40 mA, a przy odbiorze 17 mA.

Napięcie ARW jest uzyskiwane poprzez prostowanie sygnału wyjściowego wzmacniacza głośnikowego LM386. Elementy oznaczone na schemacie gwiazdkami służą do ustawienia punktów pracy. Oba transformatory w.c.z. w stopniu mocy są nawinięte tryfilarnie, a uzwojenia z odczepem mają indukcyjności $24 \mu\text{H}$.

W oryginale wejściowy filtr pasmowy jest dostrojony do częstotliwości $3,9 \text{ MHz}$, należy nastroić go na środek pasma europejskiego $3,7 \text{ MHz}$. Również filtr w obwodzie bazy T1 należy nastroić na środek pasma europejskiego $3,7 \text{ MHz}$. W przypadku zawężenia zakresu pracy przy zastosowaniu VXO oba filtry należy nastroić na środek tego zawężonego zakresu.



Rys. 3.5.1. Schemat ideowy wzbudnicy WA7JHZ

4. Nadajniki dla emisji cyfrowych

4.1. Mikronadajniki WSPR

WSPR jest rodzajem emisji przeznaczonym do badania warunków propagacji przy wykorzystaniu słabych sygnałów. Dzięki specjalnie opracowanemu przez K1JT systemowi kodowania i powolnej transmisji danych nadajniki o mocach ułamka wata do kilku watów są odbierane w dużych odległościach albo na całym świecie nawet przy warunkach propagacji niewystarczających do łączności SSB albo telegraficznej. Obserwacja warunków propagacji wymaga jednak dłuższych czasów nadawania, co oznacza w wielu przypadkach blokowanie radiostacji i konieczność włączania na długo komputera nawet jeżeli nie jest potrzebny do niczego innego.

Praktycznym rozwiązaniem są pracujące autonomicznie miniaturowe stacje nadawcze WSPR. Stacje takie są wytwarzane przez kilka firm takich jak Sotabeams [4.1.1], QRP-Labs [4.1.2], ZachTek [4.1.3] ale są także konstruowane przez krótkofalowców. Konstrukcje prywatne są oparte o takie popularne mikrokomputery jak *Arduino* albo *Malina* albo programowalne moduły WiFi ESP8266, a jako człony nadawcze służą syntezery Si5351A (firmy *Silicon Labs*), popularny dawniej Si570 albo AD9850. W niektórych konstrukcjach sygnały w.cz. są generowane bezpośrednio przez *Malinę*. Uzyskiwane są w ten sposób moce rzędu 10 mW, a z dodatkowymi wzmacniaczami na tranzystorach BS170, 2N7000 i podobnych – 100 mW. Moce gotowych nadajników leżą przeważnie w zakresie 100 – 200 mW i są częściowo zależne od zakresu pracy. Oddzielną – pośrednią – kategorię stanowią rozwiązania, w których mikrokomputer (wystarczy do tego celu dowolny model *Arduina*) generuje sygnał WSPR małej częstotliwości służący do modulacji radiostacji krótkofalowej.

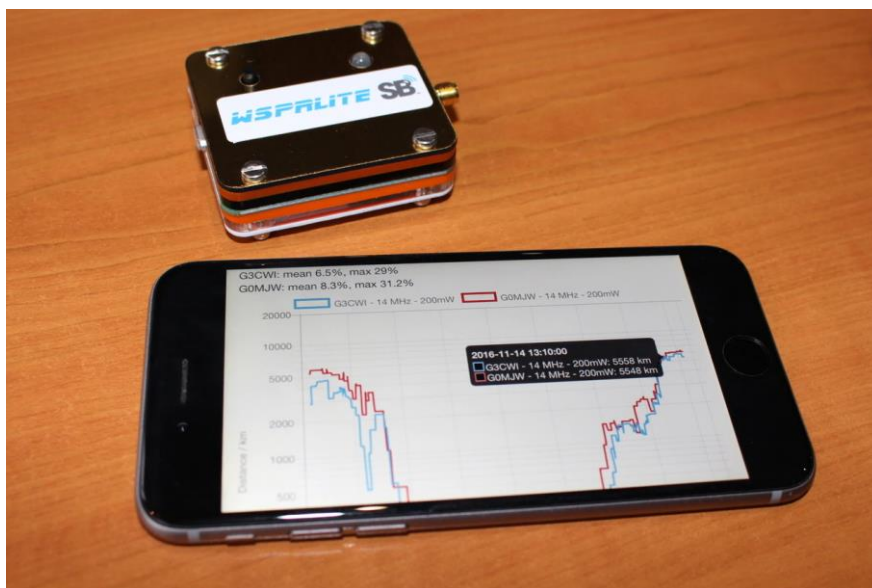
Transmisje WSPR rozpoczynają się o stałych czasach na początku parzystych minut (ponownie jak odcińki odbiorcze) dlatego też konieczna jest synchronizacja pracy nadajnika. Przesunięcie czasu o sekundę lub kilka poważnie obniża prawdopodobieństwo prawidłowego zdekodowania sygnału albo nawet całkiem to uniemożliwia. W najprostszym przypadku po włączeniu nadajnika należy we właściwym momencie nacisnąć przycisk startu. W zależności od dokładności i stabilności wewnętrznego generatora stan synchronizmu utrzymuje się przez pewien czas, po czym potrzebna jest nowa synchronizacja. Bardziej rozbudowane technicznie rozwiązania wymagają podłączenia odbiornika GPS zapewniającego synchronizację na dowolnie długi okres, ale możliwe jest też korzystanie z czasu internetowego, a nawet z zegara w domowym modemie internetowym. Nadajnik można wtedy umieścić w dogodnym miejscu bez oglądania się na możliwość odbioru GPS, ale konieczny jest dostęp do Internetu przez WiFi.



Fot. 4.1.1. WSPR-TX mini

WSPR-TX mini firmy *Zachtek* mieści się na płytce drukowanej o wymiarach 41 x 56 mm i jest przewidziany do zasilania z akumulatora litowo-polimerowego 5 V (producent oferuje moduł z akumulatorem o pojemności 600 mAh). Nadajnik oparty o syntezer Si5351 pokrywa zakres od 136 kHz do 70,5 MHz i dostarcza sygnału o mocy 10 – 20 mW (~ 12 dBm). Pobór prądu przy nadawaniu wynosi 60 mA, a w przerwach 20 mA. Prostokątny sygnał generatora wymaga użycia na wyjściu filtra dolnoprzepustowego. Filtr taki jest przydatny także dla nadajników innych konstrukcji dlatego też przytaczamy wartości elementów dla najważniejszych pasm i jego schemat. Indukcyjności najlepiej nawinąć na rdzeniach pierścieniowych (dla fal krótkich 80 – 10 m żółtych T37-6, T50-6 itp., dla długich z materiału ferryto-

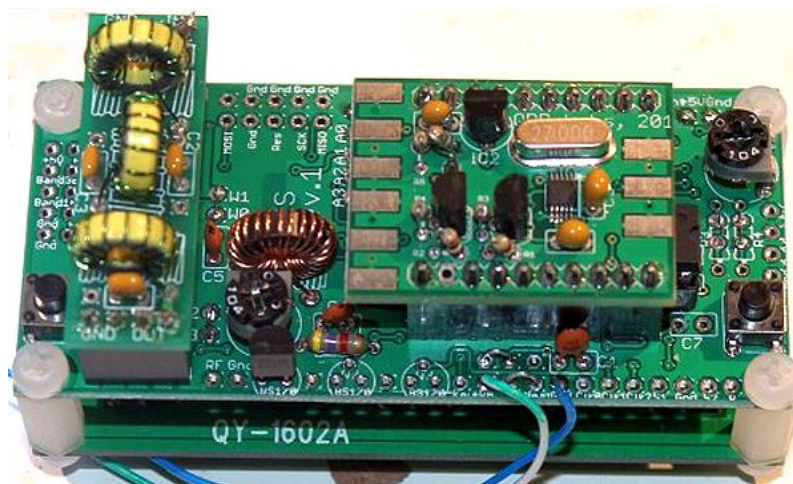
wego 61, dla średnich – z ferrytu 67, dla 160 m – proszkowego czerwonego nr 2, dla 6 m – nr 10, dla 4 m – nr 17). W wielu pasmach krótkofalowych i UKF można także użyć gotowych filtrów firmy *Mini-Circuits*, o ile moc nadajnika nie przekracza 500 mW. Ich podstawowe dane podano w tabeli 4.1.2. Nadajnik jest sterowany przez mikrokomputer ATMEGA328P i posiada odbiornik GPS. Do jego zaprogramowania służy środowisko programistyczne *Arduino*. Oprogramowanie mikrokomputera jest dostępne w witrynie internetowej producenta. Połączenie z komputerem PC jest konieczne jedynie w fazie konfiguracji. Oprogramowanie pozwala także na wykorzystanie nadajnika jako generatora sygnałowego do celów pomiarowych. W trakcie nadawania sygnałów WSPR program sam wybiera losowo nie tylko odcinki czasu, ale również częstotliwości w podzakresie o szerokości 200 Hz w nastawionym paśmie. W trakcie przerw między transmisjami Si5153 i odbiornik GPS są przełączane w tryb uśpienia dla zaoszczędzenia energii z akumulatora. Zachęca oferuje oprócz tego model *WSPR-TX Desktop* o mocy 350 mW.



Fot. 4.1.2. *WSPRlite* z wykresem danych na ekranie

Nadajniki *WSPRlite flex* i *WSPRlite classic* produkowane przez QRP-Labs są pomyślane jako narzędzia do analizy skuteczności anten i przydatności lokalizacji do pracy w eterze. Pierwszy z nich pokrywa pasma od 630 m do 6 m włącznie a drugi od 630 m do 20 m, ale jest za to wyposażony w wewnętrzne filtry na pasm 20 i 30 m. Dla pozostałych pasm i dla wszystkich pasm w modelu *flex* konieczne jest dodanie zewnętrznych filtrów dolnoprzepustowych. Maksymalne moce wyjściowe wynoszą 200 mW (100 mW na 6 m), ale można je zredukować nawet do 5 mW. Pobór prądu ze złącza USB przy nadawaniu pełną mocą wynosi 150 mA. Nadajniki posiadają estetyczną obudowę metalową o wymiarach 40 x 50 x 10 mm. Ponieważ nie są wyposażone w odbiorniki GPS przy rozpoczęciu pracy należy nacisnąć przycisk startowy (synchronizacyjny) na początku parzystej minuty. Model *flex* jest wyposażony w indywidualnie dostrajany przez producenta generator sterujący TCXO i według danych katalogowych może pracować przez 45 dni bez powtórnej synchronizacji. Do analizy danych służy portal [4.1.5], przy czym w cenie nadajnika jest zawarty roczny abonament dostępu.

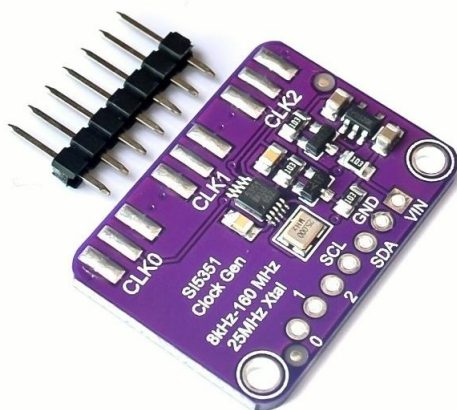
Firma QRP-Labs od wielu lat wytwarza zestawy konstrukcyjne radiolatarni pracujących wieloma emisjami cyfrowymi. Obecnie jest to model *Ultimate 3S (U3S)*. Oprócz WSPR pracuje on w różnych wariantach wolnej telegrafii QRSS (choć od czasu rozpowszechnienia się WSPR straciła ona znacznie na popularności), w kilku różniących się szybkością transmisji standardach ciągle jeszcze wartego uwagi systemu Hella, emisjami PI4 i Opera, JP65, JT9, telegrafią FSK i innymi.



Fot. 4.1.3. *Ultimate 3S* od tyłu, na środku widoczna płytki syntezy Si5351A a po lewej stronie płytki filtra dolnoprzepustowego. Dół stosu stanowi płytki z niewidocznym od tej strony wyświetlaczem

W nadajniku pracuje syntezer Si5351A sterujący wzmacniacz mocy 250 mW na tranzystorze BS170 (w poprzednich wersjach używany był syntezer AD9850) i mikroprocesor ATmega 328. Na wyjściu znajdują się wtyki dla pojedynczych filtrów dolnoprzepustowych dla każdego pasma lub dla przełączanego za pomocą przekaźników zestawu sześciu filtrów. Nadajnik pokrywa pasma amatorskie pomiędzy 2200 m i 2 m. W wyższych pasmach moc wyjściowa maleje i w paśmie 2 m spada do 17 mW (dla pojedynczego tranzystora). Przez równoległe połączenie dwóch czy trzech tranzystorów albo podwyższenie napięcia zasilania PA z 5 do 12 V można uzyskać wzrost mocy.

Do synchronizacji czasu i częstotliwości służy dodatkowy moduł odbiornika GPS, ale można także synchronizować początek transmisji ręcznie. U3S jako jedyna z opisywanych tutaj fabrycznych konstrukcji posiada wyświetlacz ciekłokrystaliczny (2 x 16 znaków) informujący o wybranej emisji i ustawionych parametrach. Dostępne oddzielnie zestawy konstrukcyjne filtrów mogą się przydać także i w innych własnych konstrukcjach.



Fot. 4.1.4. Syntezer Si5351A przydaje się w różnych konstrukcjach amatorskich

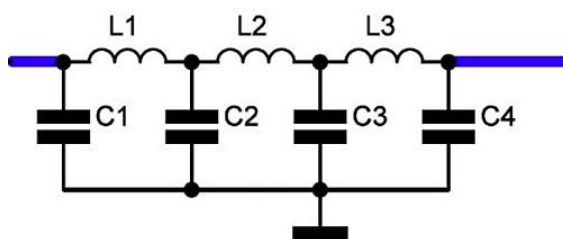
Widoczny na fotografii 4.1.4 moduł syntezy Si5351A o wymiarach 22 x 31 mm generuje z częstotliwości zegarowej 25 lub 27 MHz trzy prostokątne sygnały w.cz. o niezależnych częstotliwościach w zakresie do 160 MHz i o mocy około 12 dBm – czyli przekraczającej 10 mW. W sytuacji gdy nie jest on narażony na znaczne różnice temperatur stabilność częstotliwości wystarcza do pracy emisją WSPR i innymi emisjami amatorskimi. Syntezer może być sterowany przez rozpowszechnione wśród krótkofalowców mikrokomputery takie jak Arduino albo ESP8266 przy użyciu magistrali I²C. W niektórych zastosowaniach krótkofalarskich przydatna jest też możliwość modulacji z rozpraszaniem widma sygnału. Obwody scalone Si5351B i -C generują 8 niezależnych sygnałów w.cz. Są one zasadniczo przez-

naczone do generacji sygnałów zegarowych dla systemów mikroprocesorowych, komunikacyjnych i logicznych.



Fot. 4.1.5. Konstrukcja nadajnika WB2CBA na uniwersalnej płycie dziurkowanej

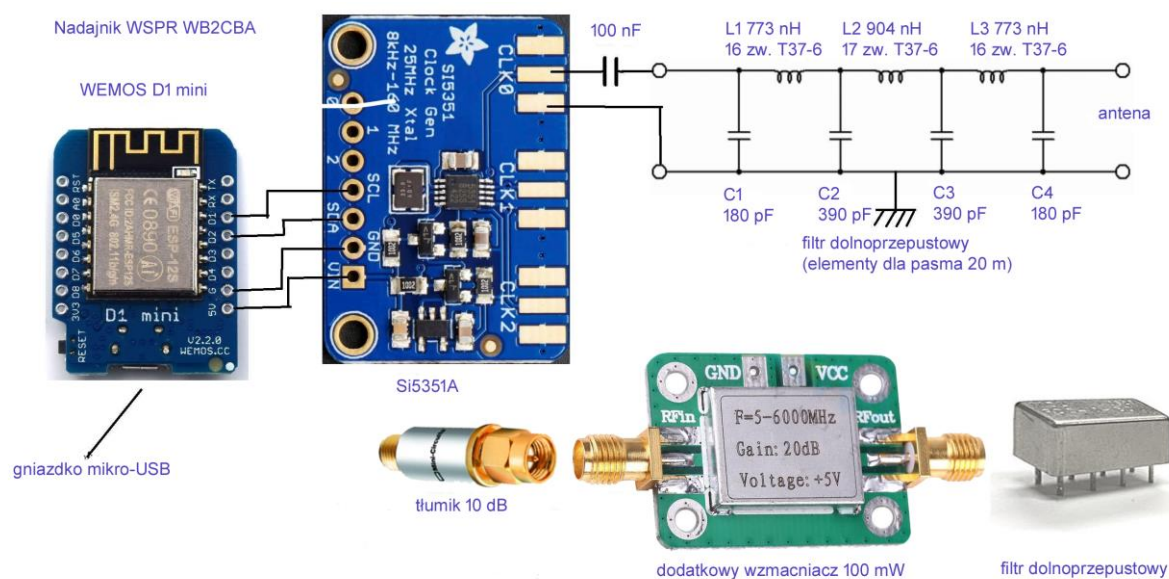
Przykładem użycia modułu jest konstrukcja WB2CBA. Nadajnik składa się z trzech podstawowych części: sterującego modułu *ESP8266 D1 mini*, który zapewnia także łączność z Internetem i synchronizację czasu, syntezerę i wyjściowego filtra dolnoprzepustowego siódmego rzędu. Zamiast *D1 mini* można użyć *ESP8266-12E* albo dowolnego innego modułu z serii *ESP8266 NodeMCU* (moduły pracują w normach 802.11 b/g/n i w zależności od otoczenia zapewniają zasięgi WiFi przekraczające 100 m w paśmie 2,4 GHz). W oryginalnym układzie nadawany jest sygnał 10 mW pochodzący z syntezer, ale dodanie wzmacniacza mocy pozwala na uzyskanie 100 mW lub więcej w zależności od jego typu. Na ilustracji przedstawiono przykład wzmacniacza *HFM-6G* oferowanego przez sklep [4.1.6]. Wzmacniacz pokrywa zakres 5 MHz – 6 GHz i dla wysterowania mocą około 1 mW wymaga użycia tłumika 10 dB na wyjściu syntezer. Na ilustracji pokazano jako przykład tłumik firmy *Mini-Circuits*. Przy zasilaniu napięciem 5 V wzmacniacz pobiera prąd 85 mA. Filtr własnej konstrukcji można też zastąpić przez fabryczny np. jeden z przedstawionych w tabeli 4.1.2. Oprogramowanie nadajnika znajduje się w Internecie pod adresem [4.1.7], a niezbędne biblioteki Arduino pod adresami [4.1.8] – [4.1.10]. Do zaprogramowania modułu ESP należy skorzystać ze środowiska programistycznego *Arduino IDE*. Przed wpisaniem programu do *D1 mini* konieczne jest podanie w nim własnego znaku wywoławczego, lokatora, mocy, częstotliwości pracy i danych dostępowych do domowej sieci WLAN. Program synchronizuje czas korzystając z serwerów internetowych albo z domowego modemu dostępowego. Nadawanie komunikatów jest sygnalizowane za pomocą niebieskiej diody świecącej na module ESP. Częstotliwość pracy powinna być skontrolowana za pomocą odbiornika i ewentualnie skorygowana w programie. Dla ułatwienia kalibracji częstotliwości w zestawie programów [4.1.7] zawarty jest program kalibracyjny.



Rys. 4.1.1. Filtr dolnoprzepustowy siódmego rzędu do nadajników małej mocy

Interesujące rozwiązanie opracował F4GOH. Nadajnik składa się z syntezer *AD9850*, wzmacniacza klasy C o mocy 100 mW na dwóch połączonych równolegle tranzystorach *BS170* i filtra dolnoprzepustowego Czebyszewa 5 rzędu (schemat na rys. 4.1.3). Całością steruje mikrokomputer *Arduino Nano* wyposażony wyświetlacz ciekłokrystaliczny typu *Nokia* i zegar *RTC DS3231*. Do *Arduino* podłączony jest też czujnik temperatury *DS18S20*. Jest on przydatny przy wykorzystaniu nadajnika do transmisji *APRS*, ale w komunikatach *WSPR* nie ma miejsca na dane pomiarowe. Oprogramowanie dla *Arduino Nano* do pracy emisją *WSPR*, potrzebne biblioteki i sterowniki są dostępne w witrynie *github.com* pod adresem [4.1.11]. Do załadowania programu *wsprSimple.ino* do mikrokomputera służy oczywiście śro-

dowisko programistyczne *Arduino*. Przed załadowaniem należy odłączyć PA usuwając zworę na listwie J2. W witrynie znajduje się także program *WSPRcode.exe* dla Windows wraz z plikiem wywoławczym *wspr.bat*. Program koduje komunikat WSPR z wykorzystaniem danych z pliku *wspr.bat*. Kodowanie potrzebne jest tylko raz przy uruchamianiu stacji i w przypadku zmiany jej lokalizacji albo mocy nadajnika. Odciąża się w ten sposób *Arduino* od dość skomplikowanych czynności. Częstotliwość nadawania jest wprowadzana do pliku *wsprSimple.ino* jako wartość zmiennej *frequence*. Przy pierwszym uruchomieniu należy także nastawić zegar korzystając z terminala w środowisku *Arduino IDE* i podając w nim polecenie *h* wraz z aktualnym czasem. Szybkość transmisji musi być nastawiona na 115200 bodów. Podobnie jak dla innych opisanych konstrukcji konieczne jest sprawdzenie częstotliwości pracy za pomocą odbiornika i zainstalowanego na PC programu WSPR lub WSJT-X. Później oczywiście współpraca z PC nie jest potrzebna i nadajnik pracuje autonomicznie. Nadajnik można bez modyfikacji użyć do transmisji RTTY, PSK, Hella, CW i innymi emisjami.



Rys. 4.1.2. Nadajnik WB2CBA. Na proponowane przez OE1KDA dodatki składają wzmacniacz o mocy wyjściowej 100 mW (konieczne jest obniżenie mocy sterującej z syntezy do ok. 1 mW za pomocą tłumika) i fabryczny filtr dolnoprzepustowy

Nadajnik WSPR można zrealizować też w oparciu o program *WsprryPi* dla *Maliny*.

Do jego zainstalowania służą polecenia:

```
sudo apt-get install git
```

```
git clone https://
```

```
make
```

```
sudo make install/github.com/JamesP6000/WsprryPi.git
```

```
cd WsprryPi
```

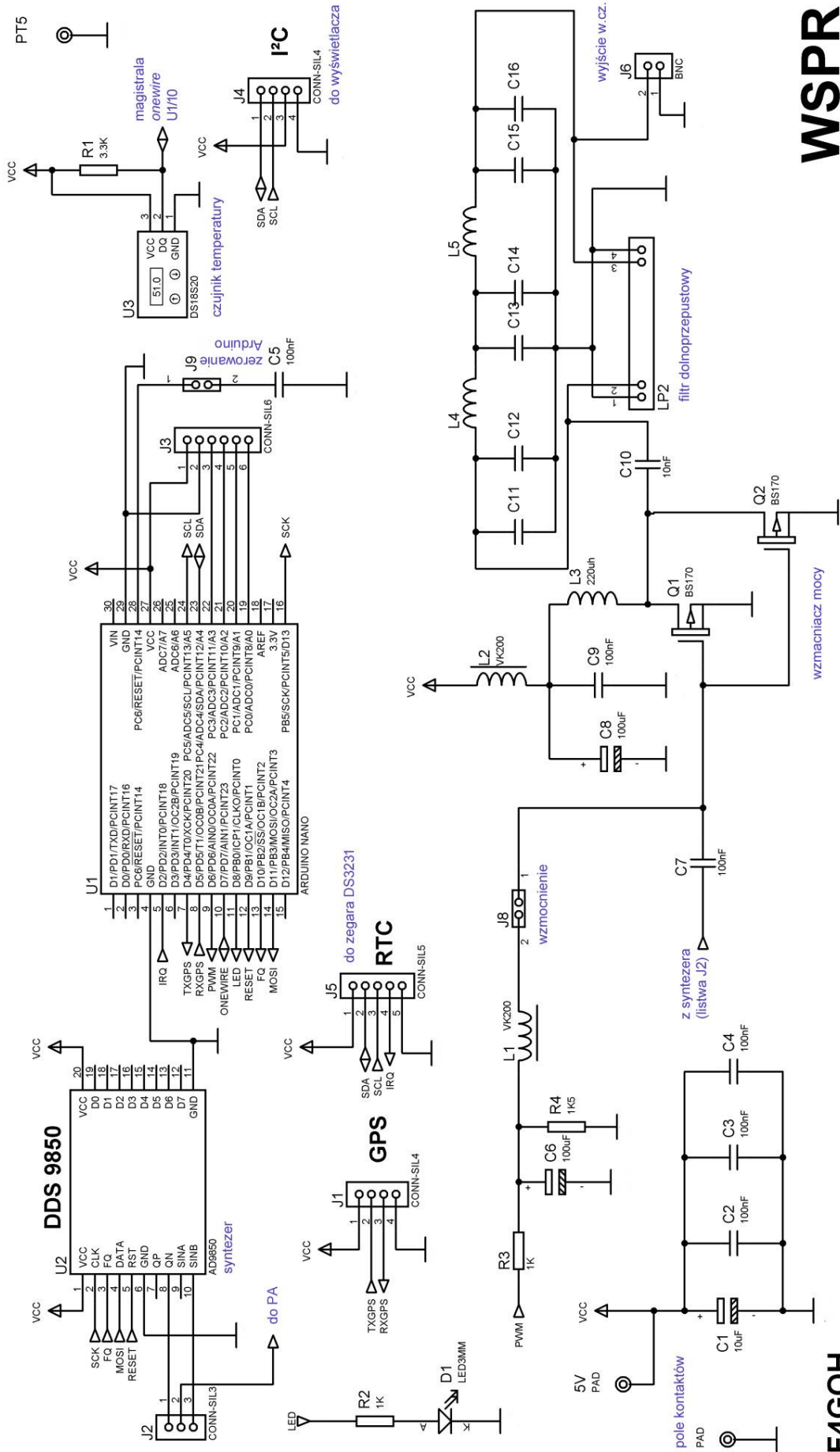
a do wywołania polecenie: `sudo wspr -r -o -s znak lokator dBm f1 [f2] [f3]...`

Gdzie f1, f2, f3 są oznaczeniami zakresów częstotliwości LF, MF, 160m., itd.

Generowany sygnał WSPR jest dostępny na kontakcie 7 listwy (GPIO4), a masa na kontakcie 9. Dla ochrony *Maliny* przed uszkodzeniem do wyjścia powinno się podłączyć tranzystorowy stopień buforowy z filtrem dolnoprzepustowym (rys. 4.1.5). Zwiększenie mocy wyjściowej z 10 do 100 mW daje wzmacniacz z rys. 4.1.6, a do 1 W wzmacniacz z rys. 4.1.7.

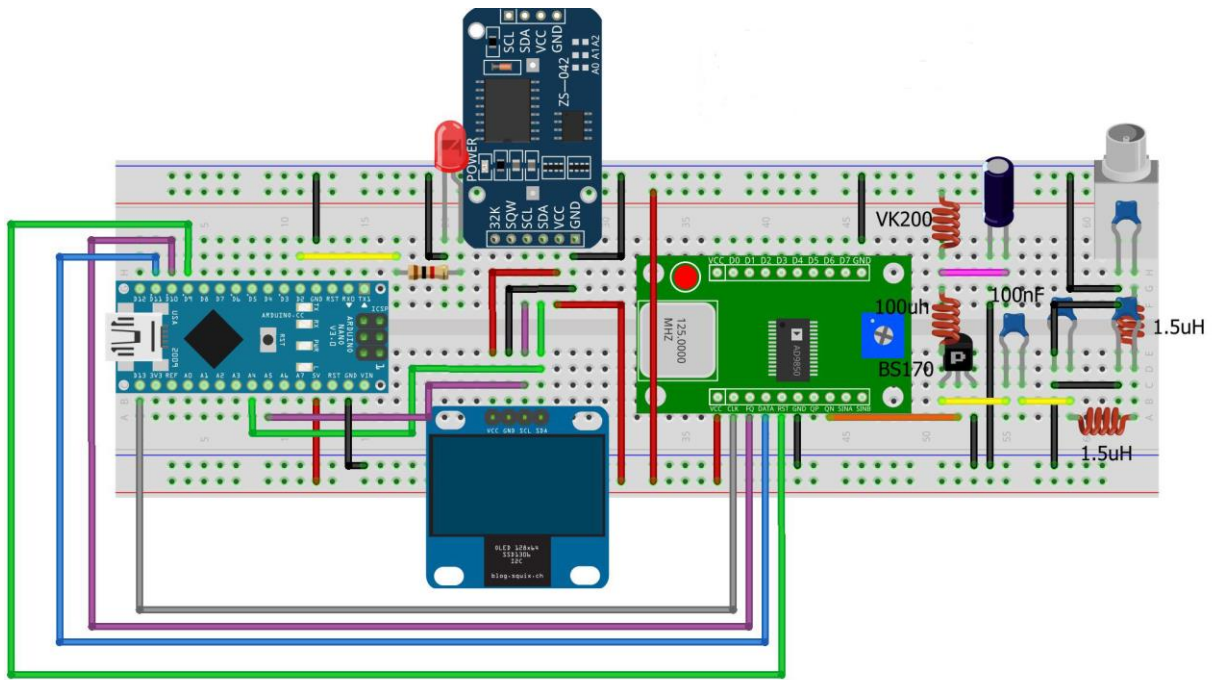
Na następnej stronie

Rys. 4.1.3. Schemat ideowy nadajnika F4GOH, wzmacniacz mocy można użyć także w innych projektach. Charakterystyka filtra piątego rzędu ma nachylenie 30 dB na oktawę



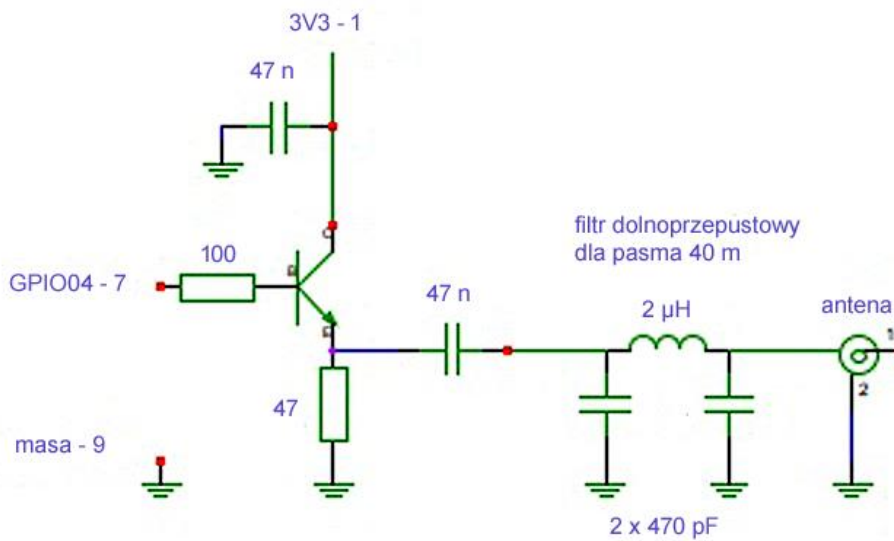
WSPR

F4GOH

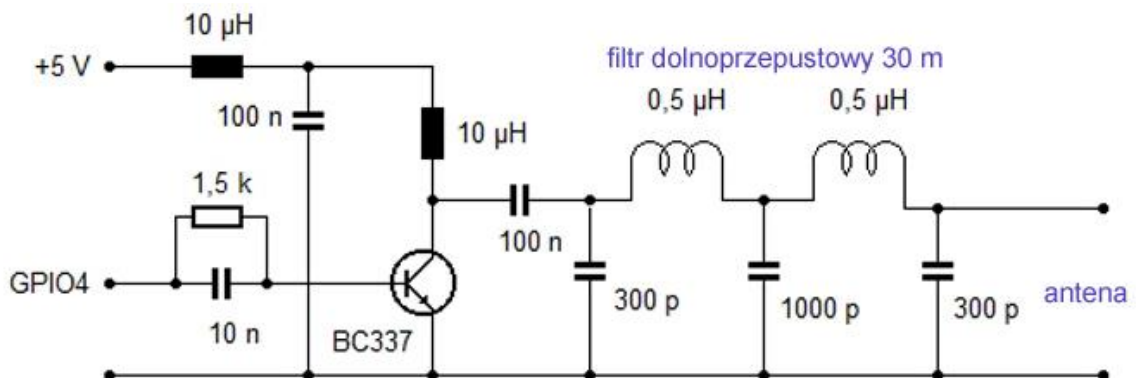


fritzing

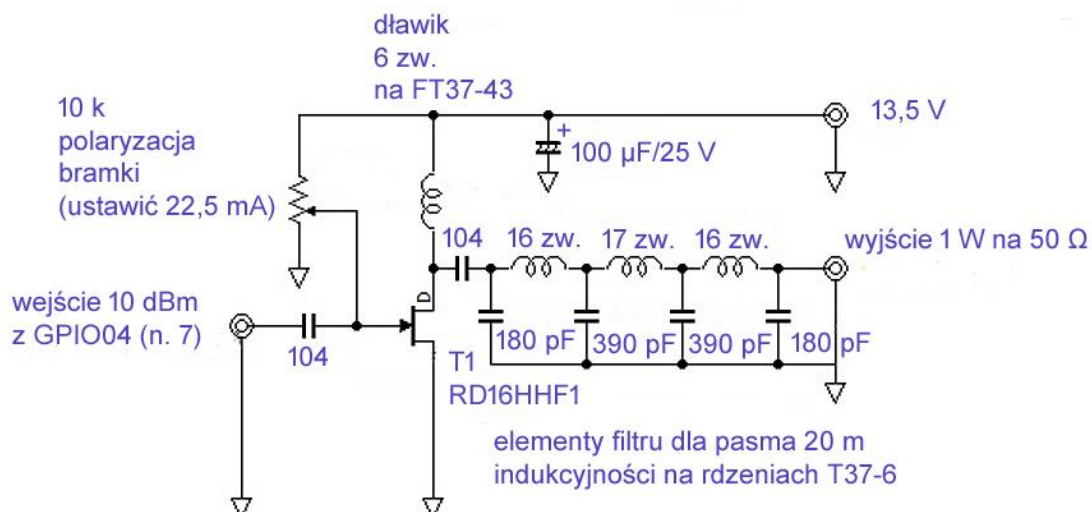
Rys. 4.1.4. Realizacja na desce próbnej



Rys. 4.1.5. Bufor tranzystorowy z filtrem dolnoprzepustowym na pasmo 40 m



Rys. 4.1.6. Wzmacniacz 100 mW DK7JD z filtrem dolnoprzepustowym na pasmo 40 m



Rys. 4.1.7. Wzmacniacz mocy JA9MAT z filtrem na pasmo 20 m do *Maliny*, Si5351A, AD9850 i innych konstrukcji nadajników

Tabela 4.1.1. Wartości elementów dla dolnoprzestupowego filtra Czebyszewa 7 rzędu

Pasma [m]	C1, C4 [nF]	C2, C3 [nF]	L1, L3 [µF]	L2 [µH]
2190	33	47	56	60
630	9,1	15	16	17
160	0,82	2,2	4,44	5,61
80	0,47	1,2	2,43	3,01
40	0,27	0,68	1,38	1,7
30	0,27	0,56	1,09	1,26
[m]	[pF]	[pF]	[nH]	[nH]
20	180	390	773	904
17	120	270	548	668
15	100	270	444	571
12	100	220	438	515
10	75	180	303	382
6	36	100	197	248
4	27	75	149	187

Tabela 4.1.2

Filtry dolnoprzestupowe firmy *Mini-Circuits* dla pasm krótkofalowych i 50 – 430 MHz

Filtr	Zakres dla tłumienia < 1 dB [MHz]	Częstotliwość graniczna dla -3 dB [MHz]	Pasma zaporowe dla tłumienia > 20 dB [MHz]	Pasma zaporowe dla tłumienia > 40 dB [MHz]
PLP-5	0 – 5	6	8 – 10	10 – 200
PLP-10.7	0 – 11	14	19 – 24	24 – 200
PLP-21.4	0 – 22	24,5	32 – 41	41 – 200
PLP-30	0 – 32	35	47 – 61	61 – 200
PLP-70	0 – 60	67	90 – 117	117 – 300
PLP-90	0 – 81	90	121 – 157	157 – 400
PLP-150	0 – 140	155	210 – 300	300 – 600
PLP-200	0 – 190	210	290 – 390	390 – 800
PLP-550	0 – 520	570	750 – 920	920 – 2000

Uwagi:

maksymalna moc doprowadzona do wejścia = 0,5 W, impedancje we./wy. 50 Ω , WFS w paśmie przenoszenia typ. 1,7, WFS w paśmie zaporowym typ. 18, obudowy metalowe hermetyczne A01 o wymiarach ok. 20 x 10 x 10 mm, masa ok. 5 g

Tabela 4.1.3

Elementy filtru F4GOH na pasmo 40 m

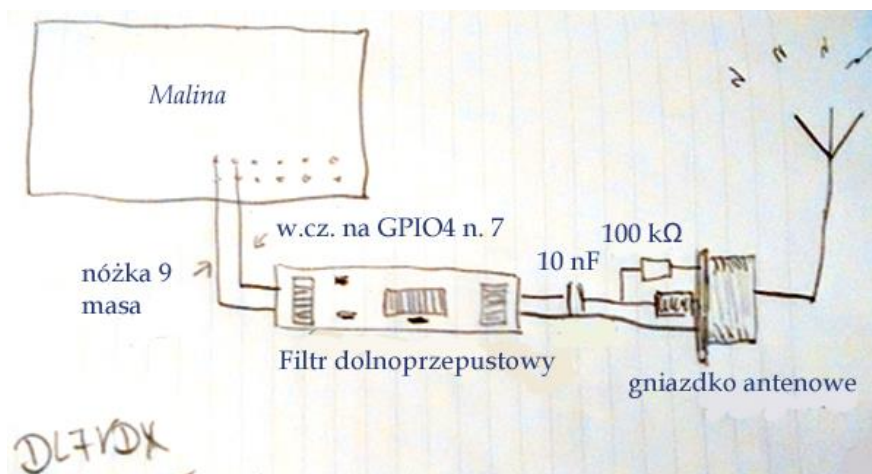
L4, L5	1,5 μ H, 19 zwojów DNE 0,5 na rdzeniu T30-2
C11 + C12, C15 + C16	390 pF
C13 + C14	750 pF
L3	136 μ H, 18 zwojów DNE 0,5 na rdzeniu FT37-43

4.2. Nadajnik WSPR na „Malinie”

Jako generator sygnałów w.cz. zmodulowanych komunikatami WSPR służy mikromputer „Raspberry Pi” swojsko zwany *Maliną*, co dowodzi, że zyskał sobie sympatię nie tylko wśród krótkofalowców. Niektórzy nazywają go nawet *Malinką*. Do generacji sygnału służy program *WsprryPi* dostępny w witrynie Githuba:

<https://github.com/JamesP6000/WsprryPi>.

Bespośrednio na wyjściu GPIO4 *Maliny* uzyskuje się sygnał w.cz. o mocy około 10 mW. Ponieważ jest to sygnał prostokątny konieczne jest włączenie filtru dolnoprzepustowego w celu wytlumienia harmonicznych. Oprócz bardzo niskiej mocy wyjściowej wadą takiego rozwiązania jest niebezpieczeństwo trwałego uszkodzenia mikromputera w wyniku uszkodzeń systemu antenowego lub indukowanych w antenie napięć, np. w wyniku wyładowań atmosferycznych. Znacznie bezpieczniejszym rozwiązaniem jest włączenie na wyjściu *Maliny* dodatkowego wzmacniacza tranzystorowego albo opartego o bramki logiczne. Zabezpiecza on nie tylko *Malinę* przed uszkodzeniem, ale dostarcza również większej mocy wyjściowej. Oczywiście WSPR pozwala na obserwację warunków propagacji przy bardzo małych mocach nadawania, ale przy 10 mW zasięgi mogą być bardzo ograniczone. Transmisja sygnału o szerokości około 5,9 Hz odbywa się w stosunkowo wąskich wycinkach pasm amatorskich o szerokościach 200 Hz. Niedokładności częstotliwości zegarowej *Maliny* powodują konieczność kalibracji w programie, tak aby częstotliwość nadawania znajdowała się w podzakresie WSPR. Transmisje WSPR odbywają się w odcinkach czasowych rozpoczynających się od każdej parzystej minuty i trwają niecałe dwie minuty. Wymagana dokładność czasu leży poniżej 1 sekundy, a wszelkie większe odchyłki poważnie zmniejszają możliwości zdekodowania, aż do całkowitego jego braku. Komputer nadawczy musi więc mieć nastawiony czas z dokładnością do 1 sekundy lub lepszą. Najprostszym sposobem synchronizacji czasu jest korzystanie z któregoś z internetowych serwerów czasu, przykładowo serwera NTP jak w *WsprryPi*.

Rys. 4.2.1. Schemat najprostszego nadajnika na *Malinie* (źródło DL7VDX)

W układzie z rysunku 4.2.1. kondensator 10 nF izoluje wyjście *Maliny* od napięć stałych pochodzących z zewnątrz, a opornik 100 k Ω służy do odprowadzania do masy ładunków statycznych. Przykładowy wygląd konstrukcji przedstawiono na fotografii 4.2.2.



Fot. 4.2.2. Przykład konstrukcji nadajnika: od lewej do prawej kolejno *Malina*, filtr i obudowa z gniazdkiem antenowym.

Do zainstalowania programu na *Malinie* konieczne są następujące polecenia:

a. aktualizacja systemu (o ile nie był aktualizowany w ostatnim czasie)

```
sudo apt-get update
```

```
sudo apt-get dist-upgrade
```

b. instalacja git (o ile nie był zainstalowany wcześniej)

```
sudo apt-get install git
```

c. instalacja *WsprryPi*

```
git clone https://github.com/JamesP6000/WsprryPi.git
```

```
cd WsprryPi
```

```
make
```

Dla automatycznego wywoływania *WsprryPi* przy każdym starcie *Maliny* można przygotować skrypt wywołujący posługując się edytorem *nano* (lub innym ulubionym). Plik może nosić dowolną nazwę zamiast przykładowej *wspr20*, ale musi leżeć w podanym katalogu. Korzystanie z serwera NTP wymaga oczywiście połączenia z Internetem.

```
sudo nano /etc/init.d/wspr20
```

Treść skryptu:

```
#!/bin/sh
### BEGIN INIT INFO
# Provides:          FWsprryPI - WSPR na 20 m 10 mW, DL7VDX
# Required-Start:
# Required-Stop:
# Default-Start:    2 3 4 5
# Default-Stop:     0 1 6
# Short-Description: Radiolatarnia WSPR z autom. korektą QRG przez
NTP
# Description:       WSPR skonfigurowany na 20 m, 10 mW, JO62,
z korektą czasu i QRG NTP, Transmisja co 10 minut
```

```

### END INIT INFO

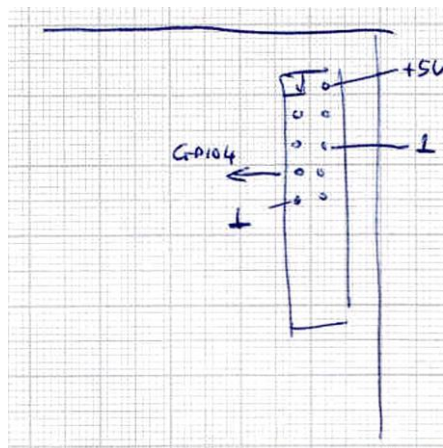
# Actions
case "$1" in
  start)
    echo "Uruchomienie radiolatarni WSPR na 20 m, 10 mW z JO62, z
kor. czasu i QRG przez NTP"
    # START
    sudo /home/pi/WsprryPi/wspr --repeat --self-calibration DL7VDX
JO62 10 20m 0 0 0 0
    ;;
  stop)
    echo "stop WSPR na 20 m"
    # STOP
    sudo killall wspr
    ;;
  restart)
    echo "... ponowny start WSPR"
    # RESTART
    ;;
esac

exit 0

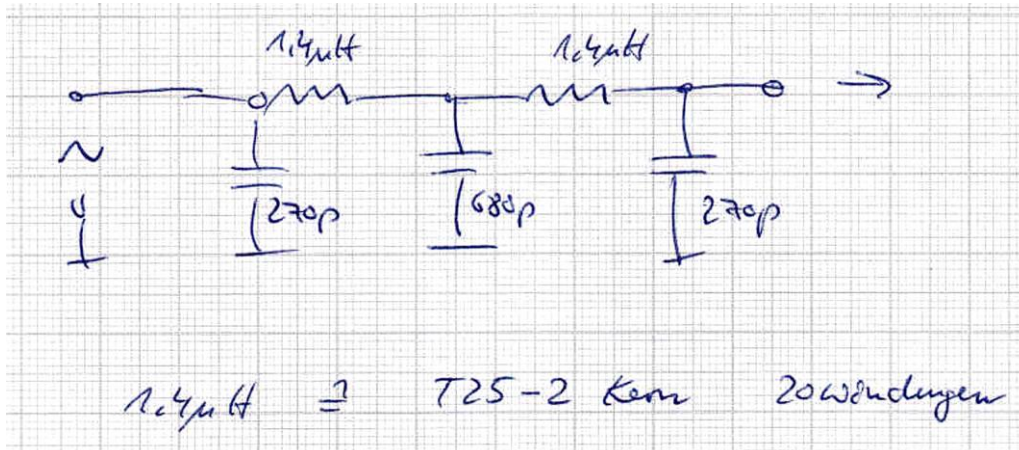
```

Oczywiście należy w skrypcie podać własny znak i lokator. Następnie należy skorygować uprawnienia `sudo chmod +x /etc/init.d/wspr20` i dopisać wywołanie do pliku automatycznych wywołań: `sudo update-rc.d wspr20 defaults`

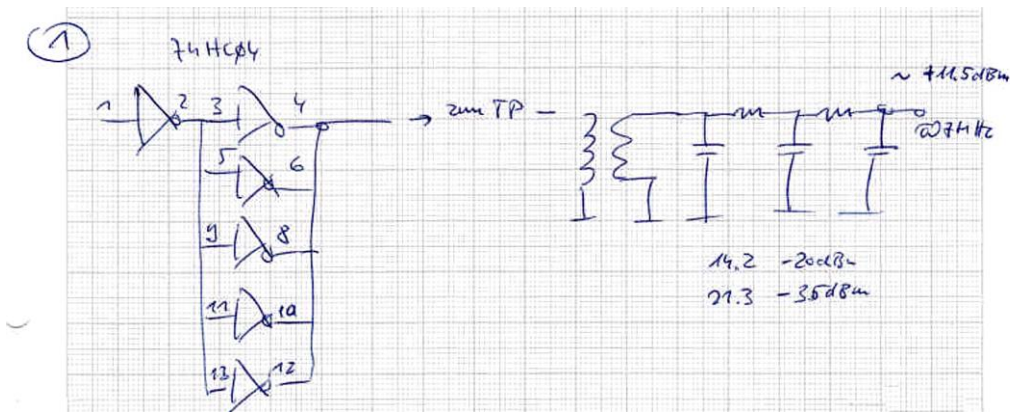
Wywołanie skryptu następuje automatycznie przy uruchamianiu systemu, ale można też wywoływać go ręcznie z poleceniem uruchomienia `wspr` lub zatrzymania: `sudo /etc/init.d/wspr20 start` `sudo /etc/init.d/wspr20 stop`



Rys. 4.2.3. Wyprowadzenia GPIO „Maliny”, napięcie +5 V może służyć do zasilania stopnia końcowego

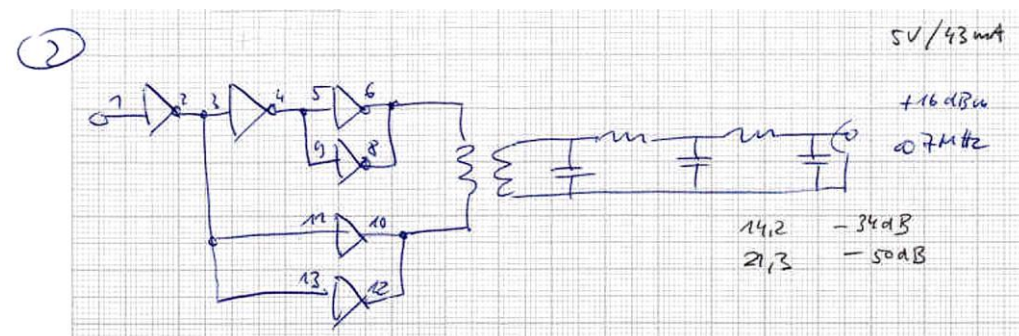


Rys. 4.2.4. Przykład filtra dolnoprzepustowego na pasmo 40 m. Indukcyjności 1,4 μH uzyskano przez nawinięcie 20 zwojów przewodu DNE na rdzeniach pierścieniowych T25-2, pojemności wynoszą odpowiednio 270 pF, 680 pF i 270 pF. Wartości elementów na inne pasma amatorskie można uzyskać przez przeliczenie podanych na schemacie.



Rys. 4.2.5. Wzmacniacz mocy na bramkach 74HC04

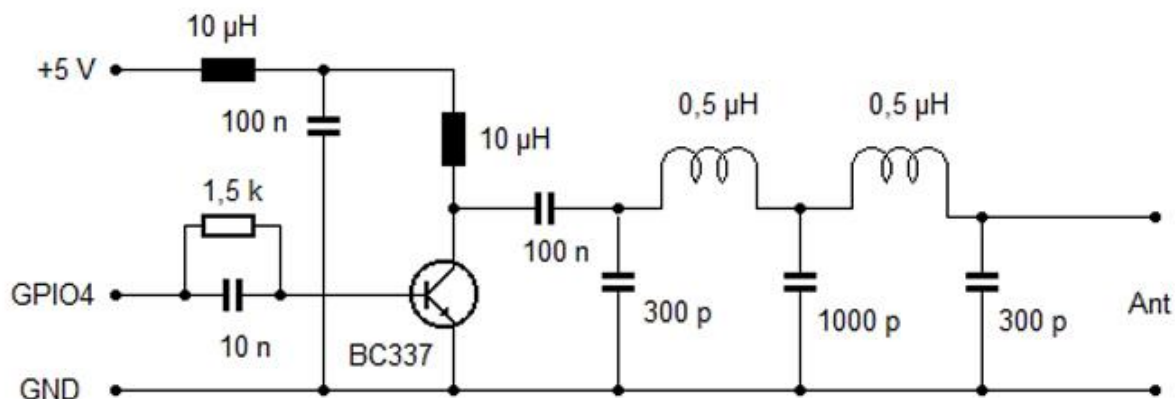
W przedstawionym na rysunku 4.2.5 wzmacniaczu na inwerterach logicznych 74HC04 uzyskano moc wyjściową +11,5 dBm i w podanym przykładzie z filtrem dolnoprzepustowym dla pasma 7 MHz druga harmoniczna na 14,2 MHz jest stłumiona do poziomu -20 dBm, a trzecia na 21,3 MHz – do poziomu -36 dBm. Kolejny schemat przedstawia wzmacniacz przeciwsobny (ang. *push-pull*). Wyjścia obu połówek są połączone z filtrem dolnoprzepustowym przez transformator w.cz. nawinięty na rdzeniu ferrytowym. Dzięki pracy przeciwsobnej uzyskano większe wytłumienie parzystych harmonicznych, na 14,2 MHz do poziomu -34 dBm i na 21,3 MHz do poziomu -50 dBm. Moc wyjściowa wzrosła do 16 dBm czyli w przybliżeniu do 40 mW. Pobór prądu wynosi 43 mA.



Rys. 4.2.6. Przeciwsobny wzmacniacz mocy

Zamiast bramek 74HC04 można użyć dowolnych innych z serii 74HC(T), np. 74HC240.

Tranzystorowy wzmacniacz ze schematu 4.2.7 dostarcza mocy 100 mW w paśmie 10,140200 MHz (30 m). Przy tak niskich mocach wyjściowych konieczna jest dobra antena.

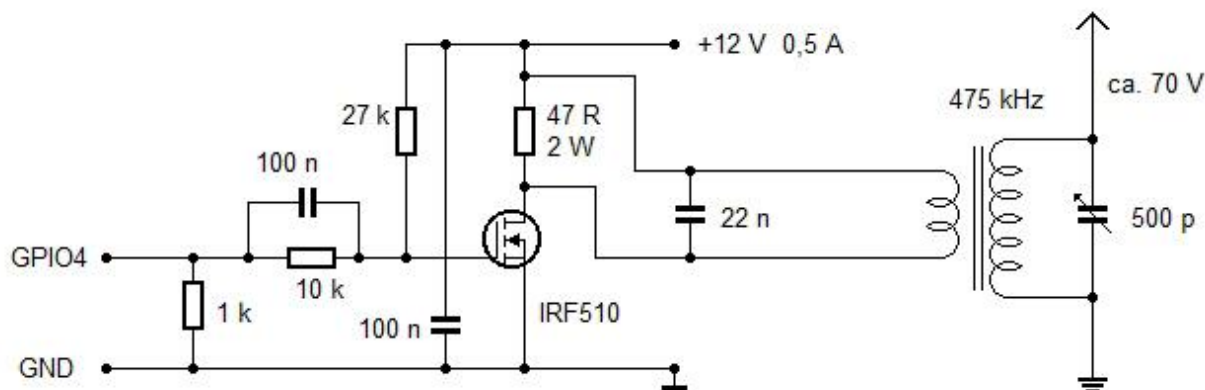


Rys. 4.2.7. Wzmacniacz o mocy wyjściowej 100 mW

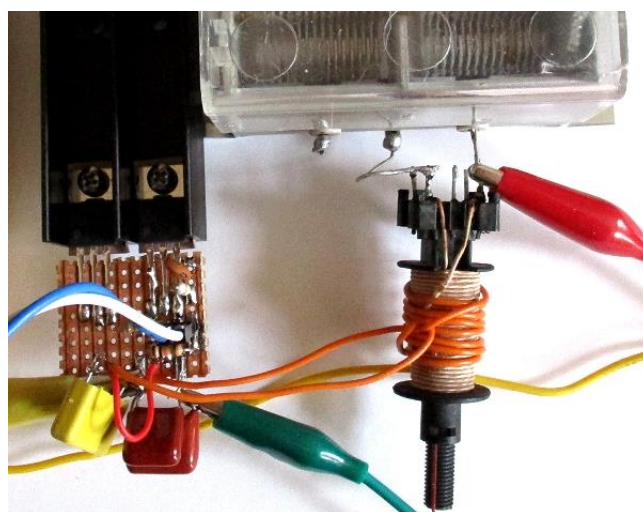


Fot. 4.2.8. „Malina” ze wzmacniaczem, po lewej stronie płytki wzmacniacza sztuczne obciążenie

Na rysunku 4.2.9. przedstawiony jest schemat stopnia mocy na pasmo 630 m. Przy napięciu zasilania 12 V dostarcza on mocy wyjściowej 2,5 W, ale ponieważ prawie zawsze na ten zakres krótkofalowcy stosują odpowiednio przystosowane anteny na pasma 80 albo 160 m więc zarówno oporność promieniowania takich anten i ich sprawności są bardzo niskie. Oznacza to, że efektywna moc promieniowania wynosi w przybliżeniu około 1 promila mocy wyjściowej lub niewiele więcej. Tak małe moce ERP są jednak wystarczające dla transmisji komunikatów WSPR. Cewki obwodu rezonansowego są nawinięte na pręcie anteny ferrytowej.



Rys. 4.2.9. Wzmacniacz dla pasma 630 m



Rys. 4.2.10. Konstrukcja nadajnika

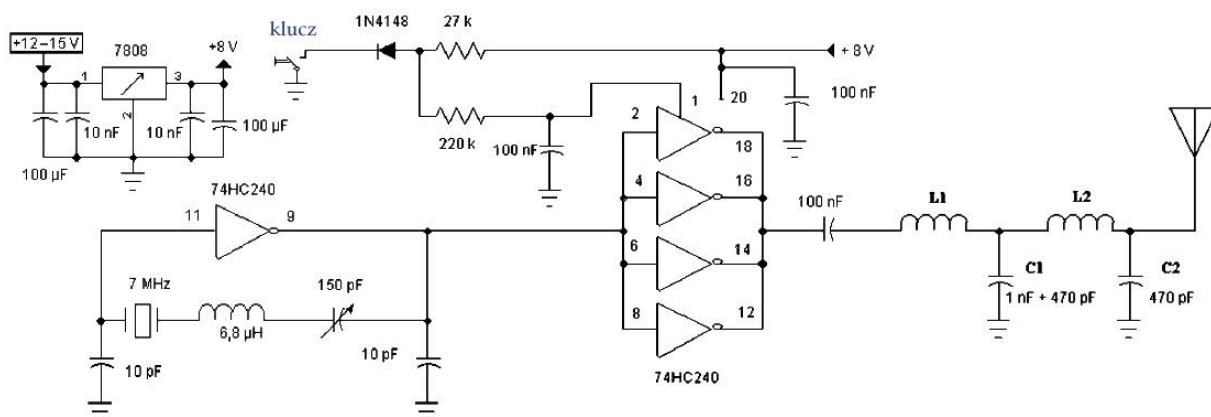
4.3. Nadajniki QRSS na obwodach logicznych

Mimo, że po rozpowszechnieniu się emisji WSPR wolna telegrafia QRSS wyszła właściwie z użycia autor zdecydował się przedstawić proste rozwiązanie nadajnika telegraficznego na bramkach logicznych 74HC240 (74HCT240) do eksperymentów z QRSS i nie tylko. Przy zasilaniu ich napięciem 8 V nadajnik z czterema połączonymi równolegle bramkami może dostarczyć do anteny mocy 300 mW. Układ scalony wymaga w takim przypadku chłodzenia za pomocą radiatora. Oczywiście zamiast eksperymentów z wolną telegrafią można go wykorzystać do łączności zwykłą telegrafią, dalekopisami Hella albo jako radiolatarnię bardzo małej mocy. Eksperymenty takie nie mogą obecnie stanowić poważnej konkurencji dla WSPR, ale spróbować zawsze można.

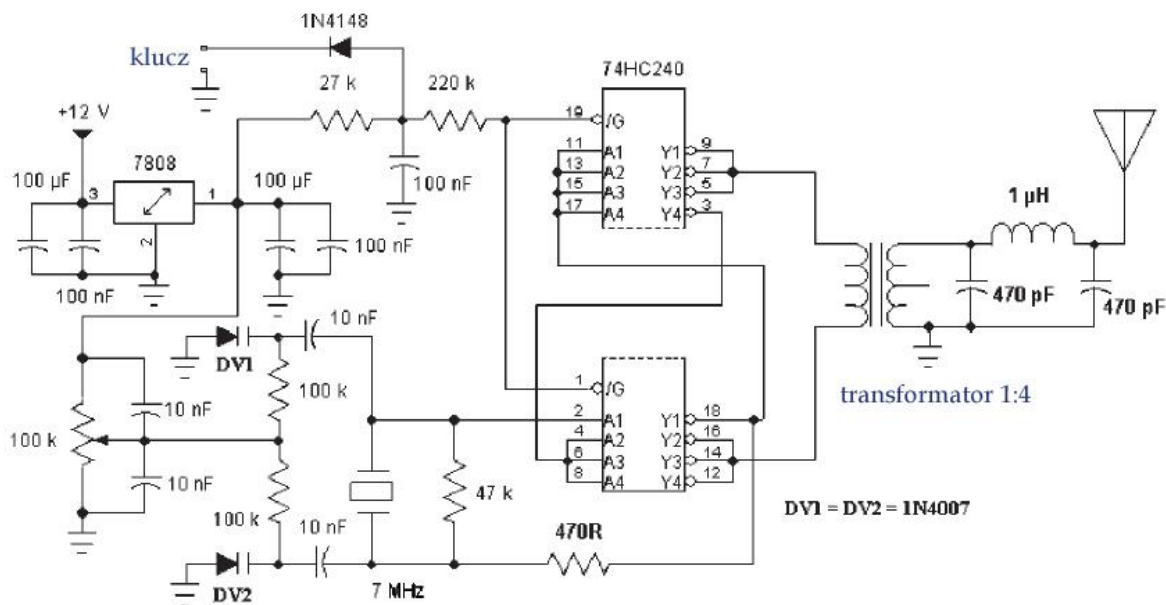
Generator VXO może być stabilizowany za pomocą kwarcu lub rezonatora ceramicznego jak w układzie PY2OHH.

Zamiast wzmacniacza na połączonych równolegle bramkach można także zastosować wzmacniacz przeciwsonny z poprzedniego punktu. Oporność wyjściowa pojedynczej bramki przy zasilaniu napięciem 8 V wynosi 16 Ω. Przy połączeniu czterech bramek równolegle oporność wyjściowa spada do 4 Ω. Dopasowanie do impedancji 50 Ω można uzyskać za pomocą transformatora szerokopasmowego o przekładni napięciowej około 3,5 (przekładnia oporowa 12:1) albo za pomocą filtra o właściwościach transformujących. Filtr dolnoprzepustowy jest konieczny ponieważ nadajnik dostarcza na wyjściu bogatej w harmoniczne fali prostokątnej. Powietrzne cewki L1 i L2 filtra dolnoprzepustowego są nawinięte na średnicy 7 mm przewodem DNE 0,5 – 1 mm. L1 składa się z 8 zwojów, a L2 z 13. Można także użyć fabrycznych dławików o indukcyjnościach 680 nH dla L1 i 2,2 μH dla L2.

W przykładzie pokazanym na schemacie nadajnik pracuje w paśmie 7 MHz, ale przez wymianę filtra dolnoprzepustowego można go dostosować do pracy w innych pasmach amatorskich. Układy logiczne z serii HC lub HCT pracują zasadniczo wystarczająco dobrze w zakresie do 30 MHz.



Rys.4.3.1. Schemat ideowy nadajnika PY2OHH (źródło: *QRP-Report* 2/2005)



Rys. 4.3.2. Nadajnik ze wzmacniaczem przeciwsobnym

Wyprowadzenia 10, 13, 17 i 19 układu scalonego ze schematu 4.3.1 należy połączyć z masą. Do kluczowania służy wejście 1.

W rozwiązaniu z rysunku 4.3.2 wzmacniacz mocy pracuje w układzie przeciwsobnym, a na jego wyjściu znajduje się transformator w.cz. o przekładni 4:1. Może on być nawinięty na rdzeniu pierścieniowym T25 lub T37.

Eksperymentalne łączności QRSS były dawniej prowadzone m.in. w podzakresach 3585,0 – 3585,1, 7037,0 – 7037,1 i 10140,0 – 10140,1 MHz. Eksperymentalne radiolatarnie b. małej mocy pracowały na częstotliwości 28322 kHz i na proporcjonalnie mniejszych w innych pasmach, przykładowo 21241,5 kHz, 14161 kHz 7080,5 kHz, 3540 kHz albo 4 kHz powyżej dolnych granic pasm 80 i 40 m. Wyjątkiem było pasmo 10 MHz gdzie nadawały one pomiędzy 10140,0 – 10140,1 MHz. Najczęściej stosowana była standardowa telegrafia, ale niektóre stosowały także telegrafię QRSS, emisję Hella w podstawowej normie tzn. z kluczowaniem amplitudy itd. Do kluczowania dobrze nadają się mikroprocesory np. Arduino albo PIC. Programy wymagające co najwyżej drobnych modyfikacji można znaleźć w Internecie.

Tabela 4.4.1

Elementy filtra dolnoprzepustowego dla niektórych pasm amatorskich. W paśmie 70 cm nadajnik pracuje na trzeciej harmonicznej

Pasmo	C2	C8	L2	C9	L1	Uwagi
70 cm	2,7 pF	8,2 pF	10 nH	—	2,7 pF	Kondensator zamiast cewki
2 m	10 nF	39 pF	—	39 pF	47 nH	
10 m	10 nF	150 pF	—	150 pF	270 nH	
80 m	10 nF	1 nF	—	1 nF	2,2 μH	

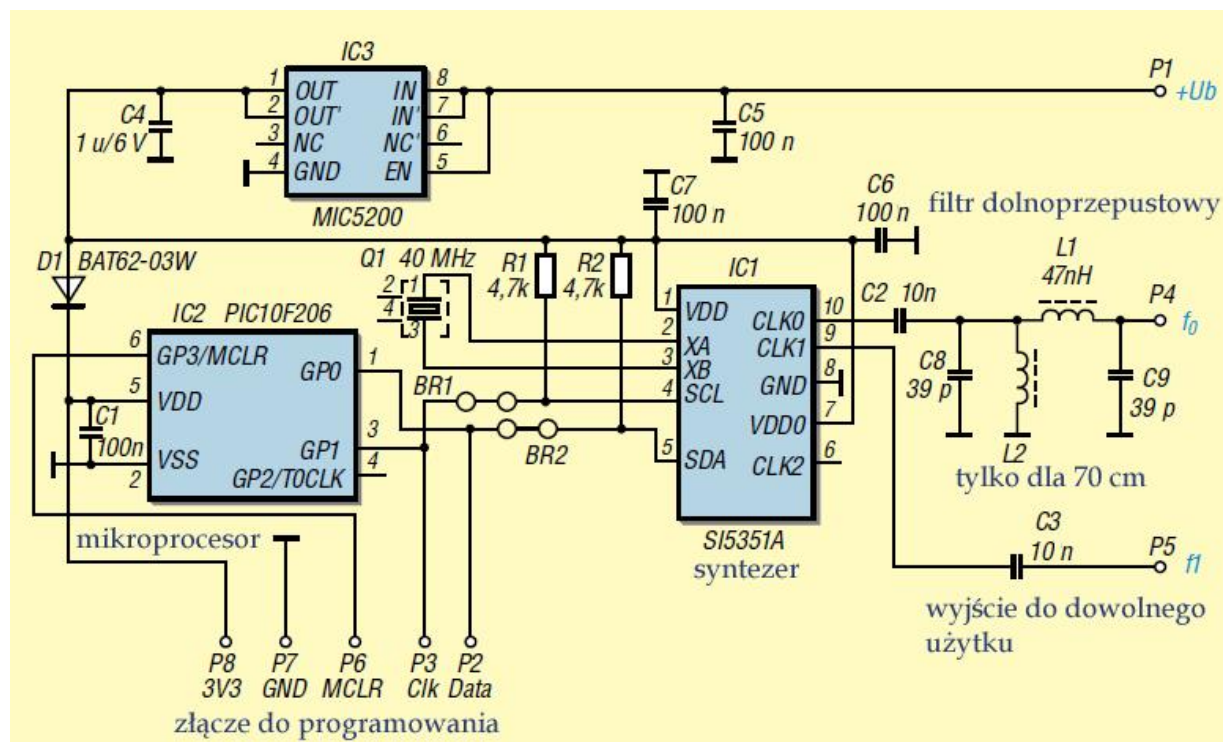
Mikroprocesor posiada 512 bajtów pamięci programu i 24 bajty pamięci roboczej, ale w razie potrzeby można zastosować typ o większej pojemności pamięci, zwłaszcza dla bardziej skomplikowanych rodzajów emisji.

W opisanej konstrukcji wyjścia CLK1 i CLK2 nie są używane, ale można je wykorzystać w dowolny sposób we własnej wersji oprogramowania. Oprogramowanie radiolatarni i program konfiguracyjny na PC są dostępne w witrynie www.funkamateurl.de na stronie „Downloads/Archiv” → „Downloads zum Heft” pod numerem FA12/2018 w postaci pliku *dc6hl_bakensender_200mhz.zip*.

Tabela 4.4.2

Wykaz elementów radiolatarni

Element	Wartość	Element	Wartość
C1, C5 – C7	100 nF	C2, C3	10 nF
C4	1 μF/6 V	D1	BAT62-03W
IC1	SI5153A	IC2	PIC10F206
IC3	MIC5200-3,3YM	R1	4,7 kΩ
Q1	40 MHz (10 – 40 MHz)		



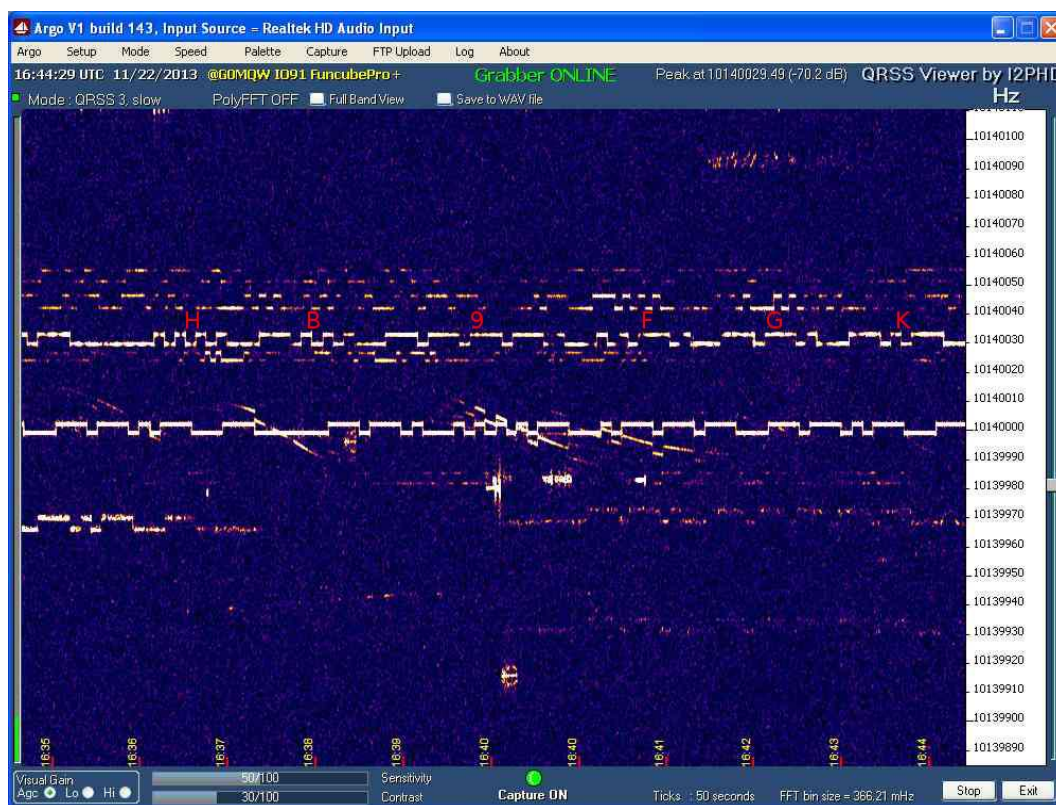
Rys. 4.4.1. Schemat ideowy radiolatarni

4.5. Radiolatarnia QRSS na 30 m

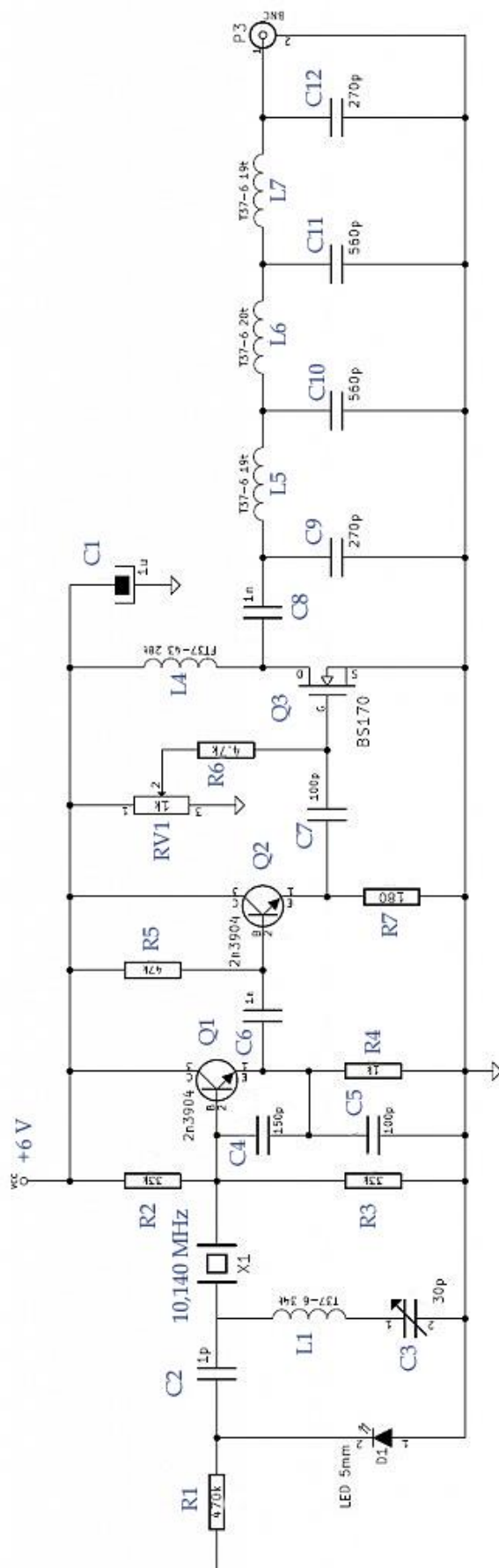
Radiolatarnia HB9FGK pracuje emisją FSKCW będąca odmianą wolnej telegrafii QRSS. Zamiast kluczenia amplitudy stosowane jest kluczenie częstotliwości z przesuwem 5 Hz. Do generacji sygnału QRSS konstruktor użył programu RPIgrss pracującego na Malinie. Inną możliwością jest zastosowanie mikrokomputera Attiny45 albo innego z tej rodziny albo z rodziny PIC albo skorzystanie z Arduino. Wymaga to napisania samodzielnie programu wzorując się na dostępnych w Internecie programach dla telegrafii nadawanej ze standardowymi szybkościami. Trzytranzystorowy nadajnik daje moc 100 mW i można go stosunkowo łatwo dostosować do pracy w innych pasmach krótkofalowych. Przy napięciu zasilania 6 V pobór prądu przy nadawaniu wynosi 120 mA.

Tabela 4.5.1 Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	470 k Ω	RV1	Potencjometr montażowy 1 k Ω
R2, R3	33 k Ω	C2	1 pF
R4	1 k Ω	C3	30 pF zmienny
R5	47 k Ω	C4	150 pF
R6	4,7 k Ω	C5, C7	100 pF
R7	180 Ω	C6, C8	1 nF
D1	Czerwona, świecąca	C1	1 μ F
Q1, Q2	2N3904	C9, C12	270 pF
Q3	BS170, 2N7000	C10, C11	560 pF
L1	34 zwoje, T37-6	L4	28 zwojów, FT37-43
L5, L5	19 zwojów, T37-6	L6	20 zwojów, T37-6
X1	10,140 MHz		



Fot. 4.5.2. Sygnały FSKCW – QRSS w oknie programu Argos, skok częstotliwości 5 Hz



Rys. 4.5.1. Schemat ideowy radiolatarni FSKCW

Literatura i adresy internetowe

- [Chojn1979] „Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców”, Wiktor Chojnacki SP5QU, WKŁ Warszawa 1979, ISBN-83-206-0014-6
- [Hahn1964] „Podstawy radiokomunikacji”, Stefan Hahn, WKŁ, Warszawa 1964
- [Poradnik1977] „Poradnik radioamatora”, praca zbiorowa, WKŁ, Warszawa 1977
- [Radioel1969] „Poradnik inżyniera radioelektryka“, pod red. doc. dr inż. Andrzeja Wojnara, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1969
- [Rach1994] „Das QRP-Baubuch. Entwurf und Bau von Amateurfunkgeräten mit kleiner leistung“, Peter Rachow, Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden 1994, ISBN 3-88180-327-0
- [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.

Literatura i adresy internetowe do poszczególnych podrozdziałów

- [1.3.2.1] „Metoda Weavera dla bystrzaków”, Reinhardt Weber, DC5ZM, tłum. Krzysztof Dąbrowski, OE1KDA, Świat Radio 3/2020, str. 40
- [1.3.2.2] „Metoda Weavera – uzupełnienia”, Reinhardt Weber, DC5ZM, tłum. Krzysztof Dąbrowski, OE1KDA, Świat Radio 5/2020, str. 40
- [1.3.2.3] „Wzbudnica SSB Weavera”, Krzysztof Dąbrowski, OE1KDA, Świat Radio 2/2017, str. 45
- [1.3.2.4] „Podstawy radiokomunikacji”, Stefan Hahn, WKŁ, Warszawa 1964
- [1.3.2.5] „Poradnik radioamatora”, praca zbiorowa, WKŁ, Warszawa 1977

- [4.1.1] sotabeams.co.uk – producent nadajników *WSPRlite*
- [4.1.2] www.qrp-labs.com – producent nadajników *Ultimate 3/3S*
- [4.1.2a] www.qrp-labs.com/lpokit.html – zestawy konstrukcyjne filtrów dolnoprzepustowych
- [4.1.3] www.zachtek.com – nadajniki WSPR i filtry dolnoprzepustowe
- [4.1.4] www.github.com/HarrydeBug – oprogramowanie WSPR-TX mini
- [4.1.5] www.dxexplorer.net – witryna służąca do analizy wyników
- [4.1.6] www.box73.de – sklep internetowy Funkamateura, m.in. moduły Si5351A, filtry dolnoprzepustowe *Mini-Circuits*, tłumiki *Mini-Circuits* SMA i BNC itd.
- [4.1.7] <https://antrak.org.tr/wp-content/uploads/ESPWSPR-yazilimlar.zip> – oprogramowanie nadajnika WB2CBA
- [4.1.8] <https://github.com/etherkit/Si5351Arduino> – biblioteka Arduino dla Si5351
- [4.1.8a] <https://github.com/etherkit/JTencode> – biblioteka Arduino do kodowania WSPR
- [4.1.9] <https://github.com/PaulStoffregen/Time> – biblioteka Arduino do sterowania czasowego
- [4.1.10] <https://github.com/Sensorslot/NTPtimeESP> – biblioteka Arduino do synchronizacji czasu
- [4.1.11] <https://www.github.com/f4goh/WSPR> – oprogramowanie do nadajnika F4GOH
- [4.1.12] <https://www.github.com/JamesP6000/WsprryPi> – program nadawczy WSPR
- [4.1.13] www.makershop.de – moduły ESP8266 D1 mini, Si5351A
- [4.1.14] www.reichelt.at – moduły ESP8266 D1 mini
- [4.1.15] www.wsprnet.org – baza danych meldunków WSPR
- [5.3.1] www.dorji.com – witryna producenta DRA818
- [5.3.2] „VHF-Transceivermodul mit minimaler Außenbeschaltung”, Steffen Braun, DJ5AM, „Funkamateureur” 2/2015, str. 168
- [5.3.3] „Selbstbau einfacher FM-Transceiver”, Klaus Hirschelmann, DJ7OO, „CQDL” 2/2015, str. 20
- [5.3.4] www.kh-gps.de – ciekawe konstrukcje z DRA818 i nie tylko...
- [5.3.5] www.ra3apw.ru/proekty/dra818v/
- [5.3.6] hamshop.cz/rf-moduly-c36/ – sklep internetowy

- [5.3.7] www.funkamateur.de – miesięcznik "Funkamateur"...
- [5.3.8] www.box73.de – i jego sklep internetowy
- [5.3.9] nicerf.com – witryna producenta SA818
- [5.3.10] <http://raqi.ca/braq/modules/Perroquet/perroquet.htm>

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
- Nr 56 – „Proste nadajniki amatorskie” Tom 1
- Nr 57 – „Proste nadajniki amatorskie” Tom 2

