

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

18

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

ŁĄCZNOŚCI NA
FALACH DŁUGICH

WIEDENŃ 2013

© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń 2013

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 rozpowszechnianie na innych zasadach konieczne jest uzyskanie pisemnej zgody autora.

Łączności na falach długich

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, sierpień 2013

Spis treści

Wstęp	6
Nadajniki długofalowe	9
Nadajnik o mocy 350 W do pracy w terenie	9
Nadajnik o mocy 900 W	10
Generatory sterujące do nadajników G3YXM	11
Nadajnik o mocy 150 W	12
Nadajnik o mocy 50 W	15
Nadajnik OM2TW	17
Nadajnik QRP	18
Liniowy wzmacniacz mocy 250 W	20
Przeciwsobny wzmacniacz 100 W w klasie D	21
Nadajnik długofalowy o mocy 100 W	22
Nadajnik radiolatarni QRSS na pasmo 136 kHz	23
Długofalowy wzmacniacz mocy z przedwzmacniaczem	26
Transwerter nadawczy do FT817	27
Wzmacniacz mocy na TDA2030	29
Wzmacniacz mocy na TDA2030 bez tranzystora końcowego	30
Heterodynowy generator wzbudzający	32
Heterodynowy generator wzbudzający na jednym tranzystorze	32
Heterodynowy generator wzbudzający na obwodach CMOS	33
Generator wzbudzający na kwarcach CB z dzielnikiem częstotliwości	33
Generator na częstotliwość 500 kHz	34
Filtr dolnoprzepustowy 510 kHz	34
Nadawczy filtr dolnoprzepustowy dla pasma 630 m	35
Nadajnik o mocy 25 W na pasmo 472 kHz	36
Nadajnik o mocy 1 W na pasmo 472 kHz	39
Nadajnik o mocy 100 W na pasmo 501 kHz	41
Nadajnik długofalowy wzorowany na średniofalowych konstrukcjach GW3UEP	43
Nadajnik o mocy 6 W na pasmo 600 m	45
Wzmacniacz mocy z przedwzmacniaczem na pasmo 472 kHz	47
Odbiorniki i konwertery	48
Prosty odbiornik do odbioru wolnej telegrafii	48
Aktywna antena do odbiornika VSCW	49
Odbiornik homodynowy	50
Przedwzmacniacz o dużym wzmocnieniu	52
Przedwzmacniacze do anten pętlowych	53
Przedwzmacniacz selektywny DK1KQ	54
Jednostopniowy preselektor na pasmo 136 kHz	55
Przedwzmacniacz na pasmo 130 – 200kHz	56
Konwerter na pasmo 28 MHz	56
Konwerter długofalowy na NE602 (612)	58
Konwerter do odbioru komputerowego	58
Konwerter długofalowy na obwodach CMOS	60
Konwerter długofalowy na S042	60
Układy pomocnicze	62
Preselektory na pasmo 136 kHz	62
Kluczowany zasilacz do wzmacniaczy mocy klasy D	62
Miernik prądu w antenie	63
Miernik fali stojącej	63
Wskaźnik dopasowania anteny	64
Generator szumów	66
Anteny	67
Przeгляд rodzajów długofalowych anten nadawczych	67

Przykładowe rozwiązania anten	73
Zasada konstrukcji anteny T	73
Anteny typu T i L	74
Cewka antenowa o indukcyjności 5,3 mH	77
Uwagi odnośnie projektowania i wykonania cewek przedłużających	78
Transformator dopasowujący	80
Nadawcza antena pętlowa	80
Obwód dopasowujący do anten pętlowych	81
Miernik fali stojącej	82
Zdalnie strojona antena pętlowa z przedwzmacniaczem	82
Aktywna antena pętlowa	83
Antena magnetyczna	83
Odbiorcza antena magnetyczna na zakres 472 kHz – 3,6 MHz	84
Ferrytowo-pętlowa antena nadawczo-odbiorcza	85
Antena ramowa na zakres fal średnich	85
Wariometr 250 – 400 μ H	87
Sposób nawijania cewek koszykowych	89
Dodatek A. Rdzenie proszkowe firmy Amidon	90
Dodatek B. Rdzenie ferrytowe firmy Amidon	93
Dodatek C. Propagacja fal długich i bardzo długich	96
Dodatek D. Brytyjskie i amerykańskie oznaczenia przewodów nawojowych	99

Wstęp

Pasma fal długich jest dostępne dla krótkofalowców od kilkunastu lat (w wielu krajach zostało udostępnione dużo później) ale mimo to sprzęt fabryczny na ten zakres należy do rzadkości – i jeśli był albo jest produkowany to przeważnie przez małe i mniej znane firmy (np. Juma). W większości przypadków konieczna jest własna konstrukcja nadajników, transwerterów i konwerterów odbiorczych (albo kompletnych odbiorników) albo adaptacja starszych modeli sprzętu z czasów, kiedy pasmo to grało większą rolę w łącznościach profesjonalnych. Do odbioru po ewentualnym przystosowaniu nadają się też selektywne woltomierze i mierniki sygnałów obejmujące fale długie i bardzo długie. Są one oczywiście dostępne wyłącznie okazjnie jako sprzęt używany.

Niektóre z amatorskich radiostacji krótkofalowych pozwalają wprawdzie na odbiór fal długich w zakresie od około 100 kHz (dolna granica jest czasami trochę niższa a czasami wyższa) ale bardzo często parametry odbiornika a zwłaszcza jego czułość pozostawiają w tym zakresie częstotliwości wiele do życzenia i najkorzystniejszym rozwiązaniem okazuje się dodanie konwertera zapewniającego przemianę pasma 136 kHz na zakres fal krótkich.

Anteny stosunkowo krótkie w porównaniu z długością fali charakteryzują się dużą impedancją wyjściową o charakterze pojemnościowym i wymagają dopasowania do 50-omowego wejścia odbiornika aby zapobiec znacznemu niepożądanemu tłumieniu sygnału wejściowego. Przy braku dostatecznego dopasowania tłumienie to może wynosić nawet do 20 – 30 dB. Oprócz pasywnych obwodów dopasowujących stosowane są dodatkowo przedwzmacniacze na tranzystorach polowych często nawet tylko w układzie wtórnika źródłowego.

Typowe amatorskie anteny krótkofalowe mają wymiary małe w porównaniu z długością fali nadawanej w pasmach 136 lub 472 kHz, co oznacza, że ich oporność promieniowania jest rzędu miliomów, a co za tym idzie sprawność waha się od ułamka promila (najczęściej) do ułamka procenta (znacznie rzadziej) i dla uzyskania dozwolonej w większości krajów mocy promieniowania 1 W EIRP konieczne są nadajniki o mocach rzędu kilowata lub kilku, a ich konstrukcja stanowi dość poważne wyzwanie zwłaszcza dla osób o mniejszym doświadczeniu konstruktorskim. Do prób lokalnych lub dla zdobycia doświadczeń konstruktorskich budowane są również nadajniki małej mocy – nawet tylko kilku watów.

Z braku możliwości instalowania specjalnych anten długofalowych o dużych wymiarach w wielu przypadkach posiadane anteny krótkofalowe są dostosowywane do pracy na falach długich przez ich elektryczne przedłużenie za pomocą cewki. Cewki te – dla doprowadzenia anteny do rezonansu – mają przede wszystkim znaczną indukcyjność, co oznacza, że mogą występować na nich wysokie napięcia – rzędu kilku lub nawet kilkunastu kV. Stanowią one nie tylko potencjalne niebezpieczeństwo dla ludzi ale wyładowania mogące wystąpić na zaciskach cewek lub wyładowania koronowe w elementach anteny mogą stać się nawet źródłem pożaru. Cewki przedłużające stanowią dodatkowo najpoważniejsze źródło strat w systemach antenowych w ogólności a na falach długich, gdzie konieczne są ich znaczne indukcyjności.

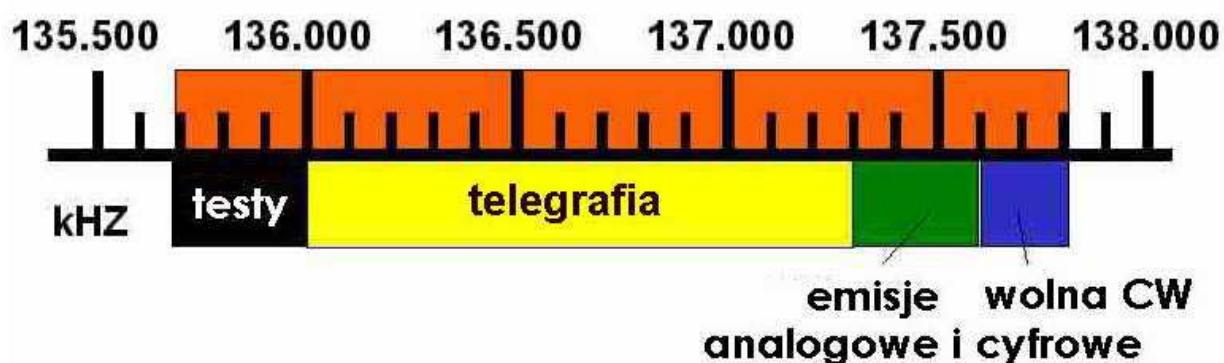
Znacznie lepszym sposobem elektrycznego przedłużenia anteny jest ich obciążenie pojemnościowe. Uzyskiwane jest ono dzięki umieszczeniu dodatkowych przewodów lub konstrukcji na ich szczytach. Na falach krótkich umożliwia ono nawet doprowadzenie do rezonansu anten o małych wymiarach a na falach długich i średnich pozwala przynajmniej na zmniejszenie indukcyjności cewki przedłużającej.

Ograniczona szerokość pasma i bardzo niska sprawność anten amatorskich powodują, że na falach długich dominują oprócz telegrafii emisje cyfrowe o właściwościach szczególnie przydatnych w łącznościach za pomocą słabych sygnałów. Dokładne opisy przydatnych emisji i programów terminalowych zamieszczono w tomach poświęconych łącznościom przy użyciu słabych sygnałów a wiele informacji uzupełniających znajdują czytelnicy także w tomach zajmujących się problematyką łączności cyfrowych na falach krótkich. Zastosowanie wielu z opisanych tam emisji nie jest ograniczone wyłącznie do fal krótkich. To samo dotyczy również pasma 472 kHz, zwłaszcza że w wielu krajach dodatkowo do mocy promieniowanej ograniczona jest także szerokość pasma nadawanego sygnału.

Dodatkowo do prowadzenia zwykłych łączności uruchamiane są indywidualne radiolatarnie ułatwiające badanie warunków propagacji. Najczęściej pracują one telegrafią o standardowej szybkości (CW odbie-

ralnej na słuch), wolną telegrafią QRSS, DFCW i FSCW albo wolną odmianą emisji Hella – Slowfeld. Spotykane są również eksperymentalne radiolatarnie PSK31 albo FSK31. Temat ten poruszono obszernie w tomie poświęconym radiolatarniom małej mocy.

Propagacja fal długich i średnich (w amatorskim zakresie 630 m) jest zależna od stanu warstwy D w dzień i warstwy E w nocy. Ogólnie rzecz ujmując zasięgi nocne – na fali jonosferycznej – w obu tych pasmach amatorskich przewyższają zasięgi dzienne na falach przyziemnych. Niedługo po zachodzie Słońca i przed jego wschodem w pewnych odległościach od anten nadawczych dochodzi do interferencji między falami przyziemną i odbitą co może doprowadzać do poważnego obniżenia siły odbioru lub czasowego prawie całkowitego zaniku. Zależność od pory doby rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości.



centrum aktywności CW 136,500 kHz

centrum aktywności wolnej CW 137,700 kHz

testy: lokalne, krótkookresowe radiolatarnie itp.

emisje analogowe i cyfrowe: PSK31, Hell, Amtor itp.

Rys. W.1. Podział amatorskiego pasma długofalowego dla różnych rodzajów emisji

Skrypt jest zasadniczo poświęcony technice fal długich – amatorskiemu pasmu 136 kHz – ale w związku z udostępnieniem krótkofalowcom podzakresu (prawie) średniofalowego 472 – 479 kHz (630 m) niektóre z przedstawionych rozwiązań po o odpowiednim przeliczeniu dają się wykorzystać i w tym zakresie. Wiele rozważań teoretycznych np. dotyczących konstrukcji i właściwości anten nie traci swojej ważności i w tym paśmie. Dodatkowo dodano pewną liczbę rozwiązań na pasmo 472 – 479 kHz lub na zbliżone wykorzystywane dotąd w niektórych krajach podzakresy w paśmie 490 – 510 kHz (600 m). Niektóre z nich mogą też stanowić inspirację dla konstruktorów sprzętu na zakres długofalowy. W zakresie średniofalowym ze względu na jego ograniczoną szerokość, dopuszczalną przeważnie moc 1 W ERP lub EIRP (zależnie od lokalnych przepisów) i niską sprawność anten dominują oprócz telegrafii emisje cyfrowe – zasadniczo te same co na falach długich. Uruchamiane są także indywidualne radiolatarnie małej mocy pracujące wolną telegrafią, wolną odmianą emisji Hella, PSK31, FSK31 i innymi. W niektórych krajach obowiązuje dodatkowo ograniczenie szerokości pasma nadawanego sygnału np. do 800 Hz lub 1 kHz. Aktualne informacje dotyczące pasma 630 m można znaleźć w internecie m.in. pod adresem www.630m.net/dev/.

Tematyka sygnałów pochodzenia naturalnego i zjawisk je powodujących była już omawiana w innych tomach serii dlatego też w niniejszym tomie ograniczono się do sprzętu i zastosowań wyłącznie krótkofalarskich – a właściwie lepiej pasowałoby tutaj określenie długofalarskich.

W dotychczasowych opracowaniach z tej serii pominięto zjawiska związane z powstawaniem sygnałów długofalowych przed i w czasie trzęsień ziemi i zjawiska związane z obecnością meteorytów w atmosferze ziemskiej. Oba tematy zostaną być może poruszone w dalszych opracowaniach chociaż sprawy związane z trzęsieniami ziemi nie są na szczęście istotne dla polskich czytelników.

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

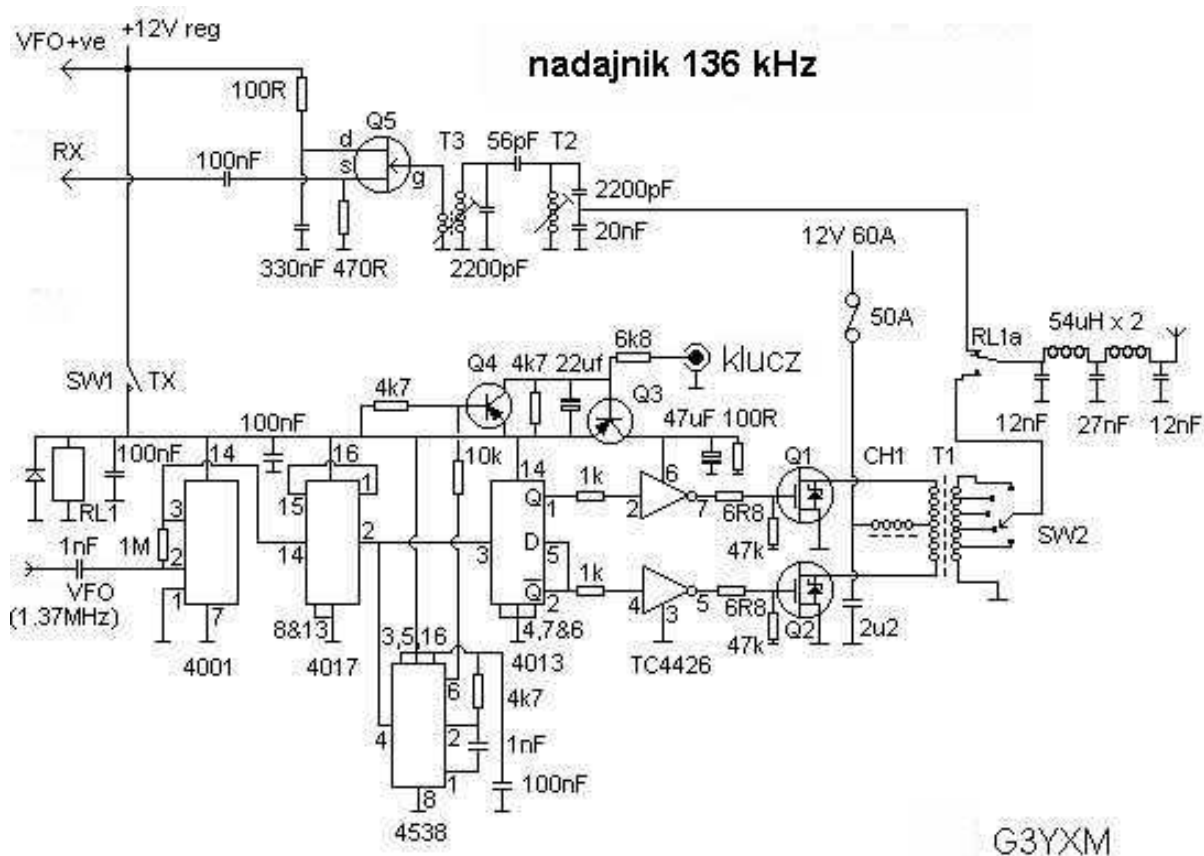
Wiedeń

Sierpień 2013

Nadajniki długofalowe

Niska sprawność anten krótkofalowych przystosowanych do pracy na falach długich lub średnich powoduje, że dla otrzymania dozwolonej standardowo mocy promieniowania 1 W EIRP konieczne są nadajniki o mocach wyjściowych od kilkuset W do ponad 1 kW a nadajniki o mocach wyraźnie mniejszych nie wyczerpują możliwości dozwolonych przez przepisy. Są one jednak również konstruowane dla celów łączności lokalnych lub zdobycia doświadczeń konstruktorskich. Dla uzyskania możliwie dużej sprawności stopnie mocy nadajników pracują często w klasach D lub E. Tranzystory mocy są w nich sterowane falą prostokątną (kl. D) lub impulsami prostokątnymi (kl. E) aż do nasycenia. Czasy włączania i wyłączania tranzystorów powodują istotne ograniczenie zakresu pracy stopni w klasie E dlatego też spotykana jest ona co najwyżej w niższych pasmach krótkofalowych.

Nadajnik o mocy 350 W do pracy w terenie



Rys. 1.1. Schemat ideowy nadajnika G3XYM

Układ nadajnika zawiera dzielnik częstotliwości o stosunku podziału przez 10 sterowany z VFO pracującego na częstotliwości 1,37 MHz. Bramka 4001 pracuje jako wzmacniacz i dostarcza sygnału logicznego dla dzielnika 4017. Na wyjściu dzielnika znajduje się przerzutnik typu D (4013) sterujący sygnałami w przeciwfazie tranzystory stopnia mocy (Q1 i Q2). Stopień mocy na tranzystorach polowych pracuje w klasie D. Tranzystory Q3 i Q4 wraz z przerzutnikiem monostabilnym 4538 stanowią układ kluczujący. Przerzutnik monostabilny zabezpiecza także stopień końcowy przed pozostaniem w stanie przewodzenia w przypadku usterki przez odcięcie napięcia zasilania stopnia sterującego po upływie jego stałej czasu.

Układ zawiera również przedwzmacniacz odbiorczy pracujący na tranzystorze Q5.

Stopień mocy pracuje w klasie D/E. Odczepy w uzwojeniu wtórnym transformatora wyjściowego służą do regulacji mocy wyjściowej nadajnika. Na wyjściu znajduje się filtr dolnoprzepustowy o częstotli-

wości granicznej 220 kHz, służący do odfiltrowania harmoniczných zawartych w prostokątnym sygnale wytwarzanym przez wzmacniacz mocy.

Cewki filtru dolnoprzepustowego są nawinięte na rdzeniach T200-2 i składają się z 65 zwojów przewodu emaliowanego o średnicy 1 mm. Pojemności filtru uzyskano przez równoległe połączenie kondensatorów o standardowych wartościach. W trakcie pracy filtr powinien być chłodzony za pomocą małego wentylatora.

Transformator wyjściowy jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym firmy Circit (nr. 55-03801) lub firmy Philips typu 58/40/17.5 3C85 o średnicy 58 mm. Uzwojenie składa się z 4 zwojów 5-żyłowego kabla ekranowanego. Ekran kabla stanowi uzwojenie pierwotne i powinien być możliwie gruby i solidny ze względu na znaczne prądy płynące w nim. Odczep znajduje się w połowie długości kabla. Przewody wewnętrzne są połączone w szereg i stanowią uzwojenie wtórne. Jego odczepy znajdują się w miejscu połączenia przewodów. Autor konstrukcji uzyskał następujące moce wyjściowe w zależności od wybranego odczepu:

Tabela 1.1

Odczep (liczba zwojów)	Moc wyjściowa [W]
1	12
2	50
3	110
4	200
5	310

Tranzystory mocy pobierają prąd 55 – 70 A dlatego też wszystkie połączenia muszą być wykonane odpowiednio grubym przewodem. W miejsce podanych na schemacie tranzystorów mocy można zastosować tranzystory dowolnego innego typu charakteryzujące się opornością kanału w stanie przewodzenia nie wyższą niż 0,01 Ω . Należy także zwrócić uwagę na dopuszczalne napięcie źródło-dren. Dla zastosowanych tutaj tranzystorów wynosi ono 55 V co oznacza, że wzmacniacz może być zasilany napięciem maksymalnym 15 V. Jako jeden z możliwych typów zastępczych autor rozwiązania proponuje IXFH75N10 o dopuszczalnym napięciu 100 V (wzmacniacz może być wówczas zasilany napięciem do 25 V). Zamiast pojedynczych tranzystorów można użyć dwóch połączonych równoległe.

Spis elementów:

Obwody scalone: HEF4001, HEF4017, HEF4013, HEF4538, TC4426

Tranzystory: Q1, Q2 – HUF75343G3 albo HUF75345G3, Q3 – ZTX718, Q4 – BC231B, Q5 – BF245B
W czasie pracy z terenowego QTH nadajnik można zasilac z akumulatora samochodowego. Układ został opracowany przez G3YXM.

Układy scalone TC4426/4427/4428, firmy Microchip Technology Inc., są szybkimi wzmacniaczami mocy MOSFET mogącymi dostarczyć do 1,5 A prądu wyjściowego przy napięciu zasilania 4,5 – 18 V. Dopuszczalna moc strat w temperaturze 25 ° wynosi 800 mW. Są one umieszczone w obudowie 8-nóżkowej. Ich poprzednikami były TC426/427/428.

Nadajnik o mocy 900 W

Drugim z rozwiązań opracowanych przez tego samego autora jest nadajnik o mocy 900 W zasilany sieciowo. W stopniu mocy zastosowano tu wysokonapięciowe tranzystory MOSFET o maksymalnym napięciu źródło-dren wynoszącym 500 V. W przedstawionym układzie są one zasilane napięciem 100 V. Prąd pobierany przez wzmacniacz mocy wynosi ok. 15 A. Reszta układu jest podobna do rozwiązania poprzedniego.

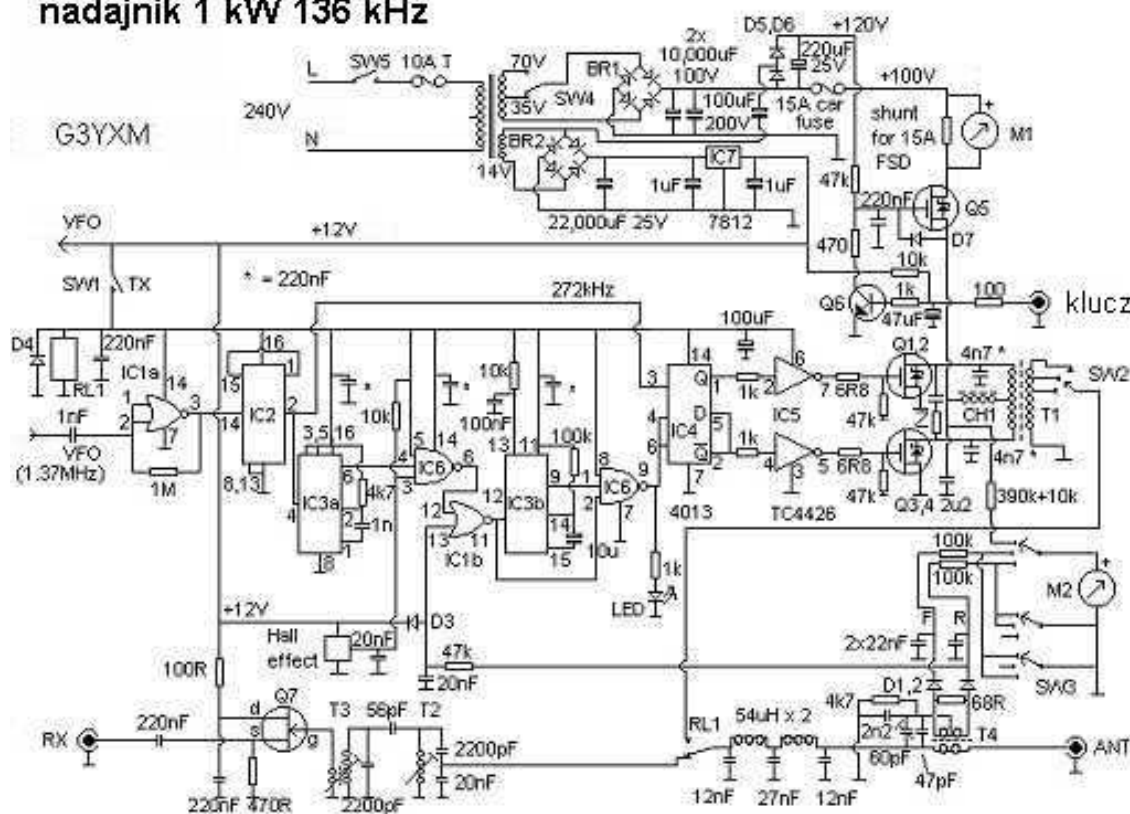
Spis elementów:

Obwody scalone: IC1 – HEF4001, IC2 – HEF4017, IC3 – HEF4538, IC4 HEF4013, IC5 – TC4426, IC6 – HEF4023, IC7 – 7812.

Tranzystory: Q1-4 – IRFP450 IR, Q5 – IRFP260, Q6 – BF393, Q7 – BF245A

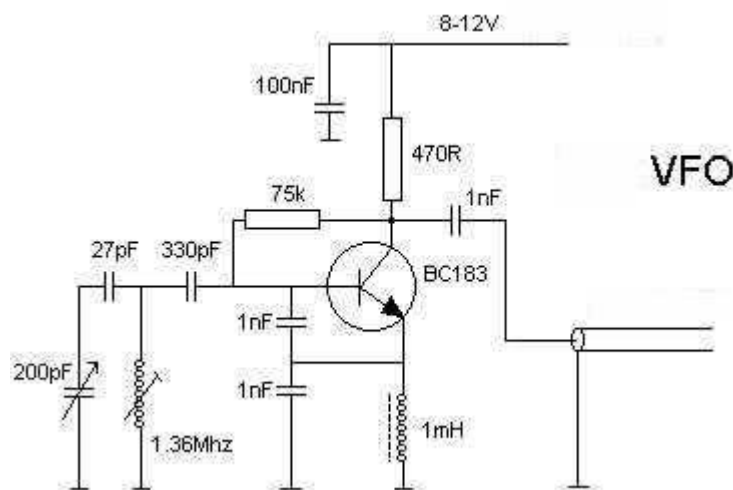
Rdzenie: T1 pierścieniowy 58 mm jak w poprzednim układzie, filtr dolnoprzepustowy 2 x T200-2. Podobnie jak w poprzednim układzie w stopniu mocy można użyć podobnych typów tranzystorów o dostatecznie niskiej oporności kanału w stanie przewodzenia i także łączyć je parami równolegle. Do nawinięcia transformatora wyjściowego użyto 2-żyłowego kabla głośnikowego. Uzwojenie pierwotne składa się z 8 zwojów z wyprowadzeniem w środku. Uzwojenie wtórne składa się z 20 zwojów cienkiego przewodu z odczepami po 12 i 16 zwoju. Odczepy są doprowadzone do przełącznika SW2. Filtr dolnoprzepustowy jest wykonany identycznie jak w układzie poprzednim. Dławik CH1 zawiera 20 zwojów przewodu emaliowanego o średnicy 1,5 mm nawiniętych na kawałku anteny ferrytowej o długości 50 mm od odbiornika radiofonicznego.

nadajnik 1 kW 136 kHz



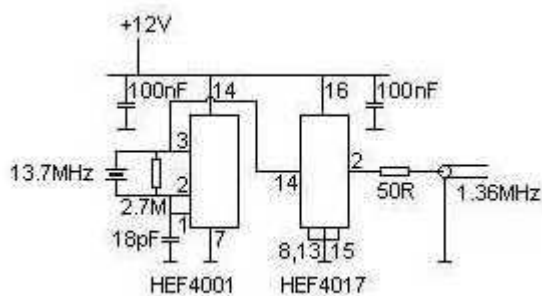
Rys. 1.2. Nadajnik o mocy 1 kW

Generatory sterujące do nadajników G3YXM



Rys. 1.3. Tranzystorowe VFO G3XYM

Schemat przedstawia prosty generator VFO w układzie Collpitsa pracujący na częstotliwości 1,37 MHz. Rozwiązanie to jest na tyle proste, że nie wymaga szczegółowego omówienia. Dla uzyskania dostatecznej stabilności częstotliwości należy zwrócić uwagę na stabilność wykonania mechanicznego i dobór elementów zapewniający dostateczną kompensację temperaturową. Układ należy umieścić w metalowej obudowie ekranującej. Zamiast tranzystora BC183 można użyć dowolnego tranzystora małej mocy m.cz.



Wyższą, niż w generatorach samowzbudnych, stabilność częstotliwości zapewniają generatory kwarcowe. Schemat 1.4 przedstawia przykład rozwiązania generatora pracującego na obwodach logicznych z serii CMOS. Autor rozwiązania (G3YXM) zwraca uwagę na fakt, że nie wszystkie obwody CMOS pracują prawidłowo w tym zakresie częstotliwości i zaleca użycie obwodów scalonych firmy Philips. Zamiast obwodów CMOS można zastosować generator i dzielniki z serii HC lub TTL (np. generator 74LS124 i dzielnik 74LS90 w typowych układach). W miejsce

kwarcu 13,7 MHz można zastosować rezonator pracujący na innej częstotliwości po odpowiednim dobraniu stosunku podziału. Przykładowo użycie w układzie powszechnie dostępnych kwarców CB wymagałoby uzupełnienia układu o dzielnik przez 2 (np. w oparciu o przerzutnik D typu 4013, 74(H)C74, 74LS74).

Alternatywą jest także użycie układu syntezy częstotliwości od radiostacji CB z dodatkowym dzielnikiem przez 2 lub po uprzednim zmodyfikowaniu układu tak, aby pracował on w zakresie 13,5 – 13,8 MHz zamiast w paśmie 27 MHz.

Nadajnik o mocy 150 W

Nadajnik skonstruowany przez IK2PII zawiera stopień mocy pracujący na pojedynczym tranzystorze IRFP450, 2SK1029 lub podobnym, przedwzmacniacz na układzie scalonym TC4426 i dzielnik przez dwa na przerzutniku typu D (4013) z serii CMOS. Tranzystor końcowy pracuje w klasie D i dostarcza mocy wyjściowej 200 W. Zastosowanie dzielnika zapewnia symetrię sygnału sterującego, niezależnie od źródła pochodzenia i ułatwia przebudowę stopnia mocy na układ przeciwobny.

Transformator wyjściowy jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym typu A-438281-2-9H9-3 o średnicy zewnętrznej 47 mm, wewnętrznej – 24 mm i wysokości – 13 mm. Oczywiście można zastosować rdzeń dowolnego typu, a dla obliczenia jego przenikalności magnetycznej i ew. przeliczenia uzwojeń można nawinąć na nim uzwojenie próbne i zmierzyć jego indukcyjność. Rdzeń użyty przez autora konstrukcji miał przenikalność magnetyczną równą 180. Uzwojenie pierwotne ma indukcyjność 28,3 μH i składa się z 10 zwojów przewodu w izolacji teflonowej 1 mm^2 , natomiast uzwojenie wtórne dla oporności wyjściowej 50 Ω - z 35 zwojów przewodu DNE 1 mm^2 z odczepami na 15, 20, 25 i 30 zwoju.

Jako generatora sterującego można użyć jednego z podanych w tym rozdziale układów VFO, VXO lub generatora kwarcowego na kwarcu CB (27,xxx MHz) z dzielnikiem przez 100. Napięcie wejściowe dla dzielnika 4013 powinno wynosić 5 – 12 V a częstotliwość ok. 274 kHz.

Autor rozwiązania użył w zasilaczu transformatora sieciowego od wzmacniacza stereofonicznego 200 W. Napięcie zasilania wynosi ok. 32 V a pobór prądu ok. 5,8 A. Przy mocy doprowadzonej 186 W nadajnik dostarczał sygnału o mocy 150 W, co oznacza, że sprawność układu wynosiła ok. 80 %.

Warystor Z1, służący do zabezpieczenia tranzystora mocy nie jest niezbędny. Gniazdo J1 służy do podłączenia klucza telegraficznego. Połączenie nóżki 8 dzielnika (4013) z napięciem zasilania zatrzymuje jego pracę i zapobiega przedostawaniu się sygnału 136 kHz do wzmacniacza np. w czasie odbioru.

Obliczanie transformatora wyjściowego:

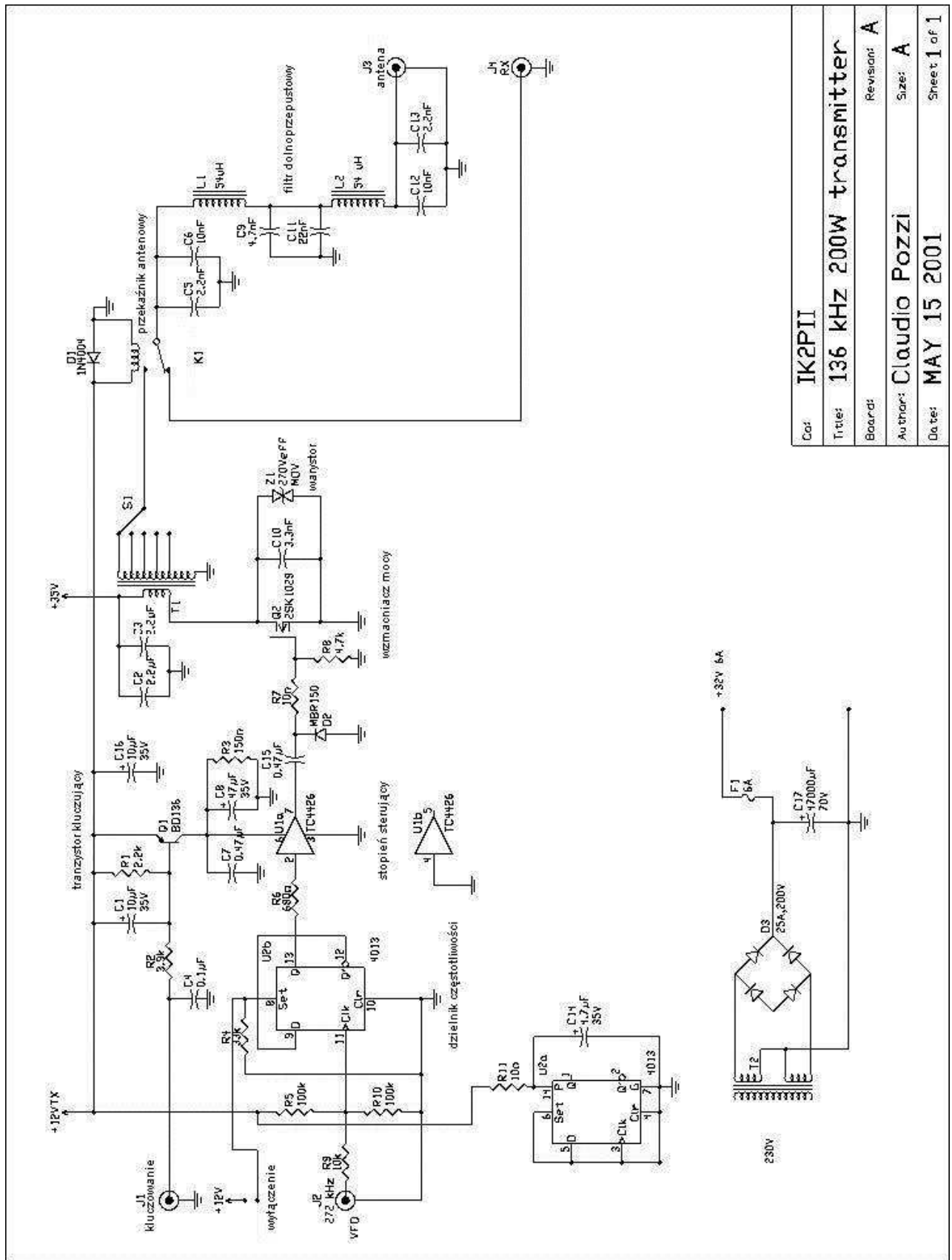
Oporność obciążenia stopnia mocy oblicza się ogólnie ze wzoru $R_{\text{obc}} = U_{\text{zas}}^2 / 2 P_{\text{wy}}$, przy czym w przypadku stopnia tranzystorowego należy od napięcia zasilania odjąć spadek napięcia na tranzystorze w stanie nasycenia:

$R_{\text{obc}} = (U_{\text{zas}} - U_{\text{DSnas}})^2 / 2 P_{\text{wy}}$ dla pojedynczego stopnia a: $R_{\text{obc}} = 2 (U_{\text{zas}} - U_{\text{DSnas}})^2 / P_{\text{wy}}$ dla przeciwobnego.

Reaktancja uzwojenia pierwotnego X_L transformatora powinna być 4 – 6 razy wyższa od oporności obciążenia stopnia.

Przekładnię transformatora oblicza się ze wzoru:

$$(N_1/N_2)^2 = R_{\text{obc}}/R_{\text{ant}}$$



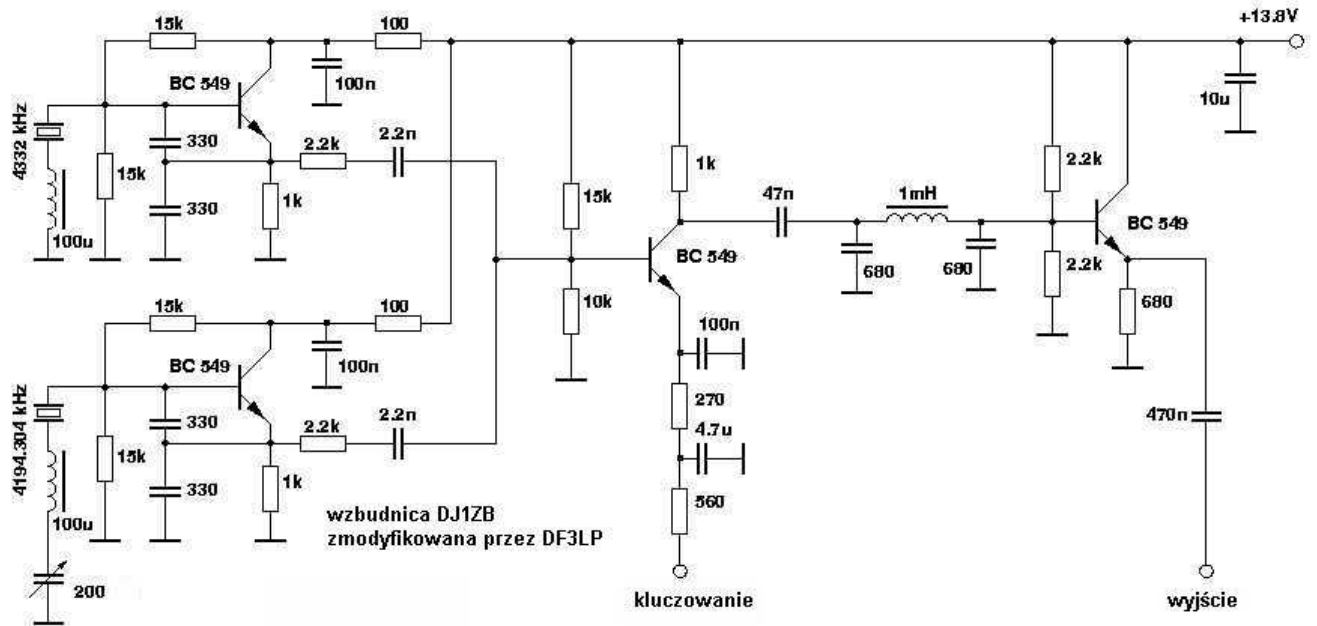
Cod:	IK2PII	Revision:	A
Title:	136 kHz 200W transmitter	Size:	A
Board:		Date:	MAY 15 2001
Author:	Claudio Pozzi	Sheet 1 of 1	

Rys. 1.5. Nadajnik IK2PII

Tabela 1.2. Spis elementów:

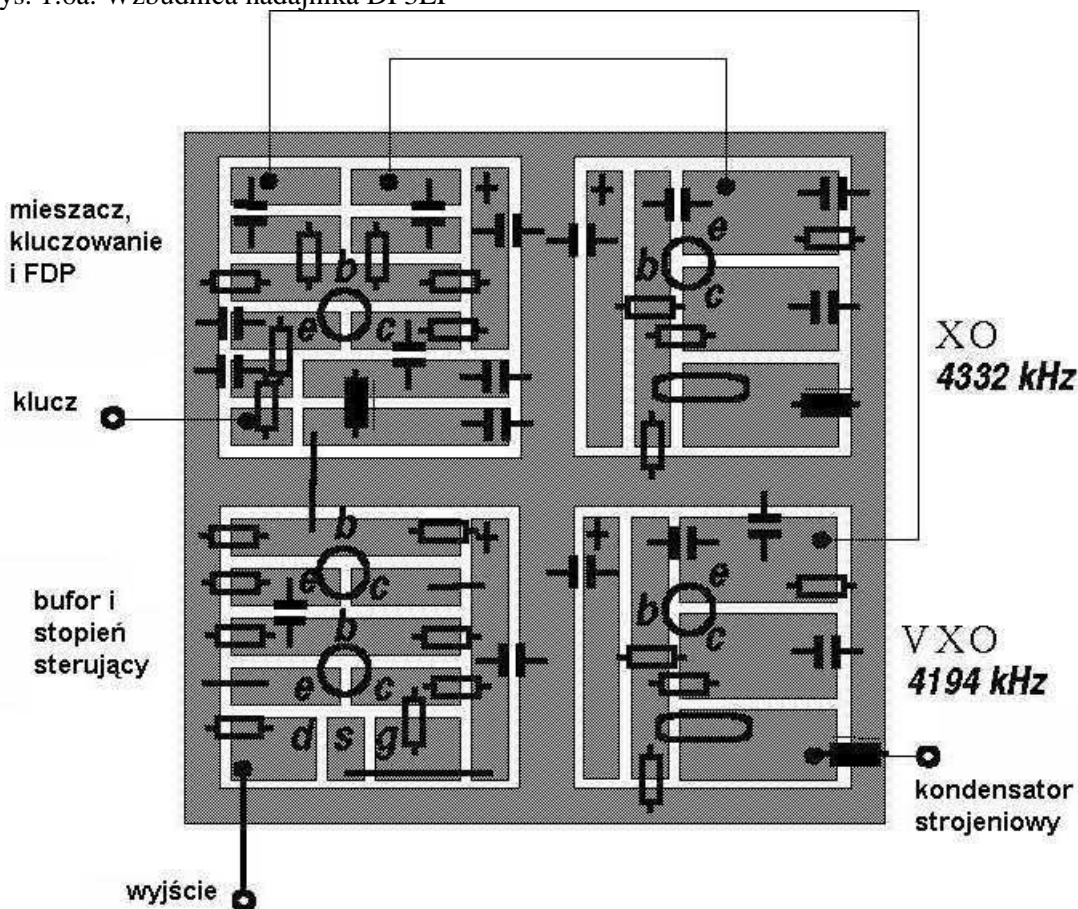
C1	10 μ F/35 V	elektrolityczny
C2, C3	2,2, μ F/250 V	poliestrowy
C4	100 nF	ceramiczny
C5	2,2, nF/1000 V	poliestrowy
C6	10 nF/1000 V	poliestrowy
C7	0,47 μ F	ceramiczny
C8	47 μ F/35 V	elektrolityczny
C9	4,7 nF/1000 V	poliestrowy
C10	3,3 nF/1000 V	ceramiczny
C11	22 nF/1000 V	poliestrowy
C12	10 nF/1000 V	poliestrowy
C13	2,2 nF/1000 V	poliestrowy
C14	4,7 μ F/35 V	elektrolityczny
C15	0,47 μ F/250 V	poliestrowy
C16	10 μ F/35 V	elektrolityczny
C17	47000 μ F/70 V	elektrolityczny
D1	1N4004	
D2	MBR150	dioda Schottkiego
D3	25 A/200 V	prostownik mostkowy
K1	przełącznik, 12 V	
L1, L2	54 μ H	rdzeń T200-2, 64 zw., DNE 1 mm
Q1	BD136	z radiatorem
Q2	2SK1029, IRPF450	z radiatorem i wentylatorem chłodzącym
R1	2,2 k	
R2	3,9 k	
R3	150 Ω /2 W	
R4	33 k	
R5, R10	100 k	
R6	680 Ω	
R7	10 Ω /2 W	
R8	4,7 k	
R9	10 k	
R11	10 Ω	
T1		opis w tekście
T2	2 x 30 V/200 W	transformator sieciowy
U1	TC4426	druga połowa nie używana, uziemić wejścia
U2	4013	druga połowa nie używana, uziemić wejścia
Z1	warystor, 270 V _{sk}	nie konieczny

Nadajnik o mocy 50 W



DF3LP, 1998

Rys. 1.6a. Wzбудnica nadajnika DF3LP

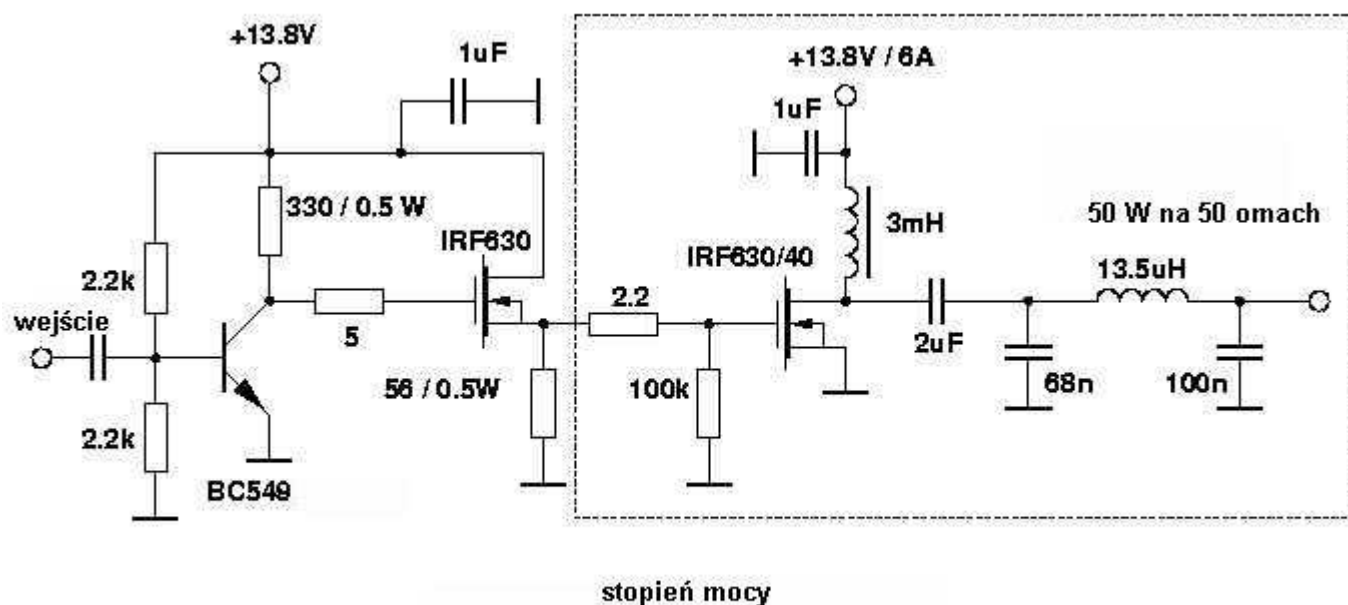


Rys. 1.6b. Konstrukcja wzбудnicy

W odróżnieniu od poprzednich rozwiązań w nadajniku DF3LP (DJ3ZB), stanowiącym udoskonalenie konstrukcji DJ1ZB, zastosowano dwa generatory kwarcowe, których częstotliwości pracy różnią się od

siebie o ok. 137 kHz. Jeden z generatorów pracuje jako VXO dzięki czemu uzyskano zakres przestrajania ok. 2,5 kHz. Oba rezonatory kwarcowe powinny być termicznie sprzężone ze sobą aby zminimalizować ich wzajemny dryf częstotliwości. W wersji zmodyfikowanej przez OM2TW w generatorze 4332 kHz zastosowano cewkę o indukcyjności 10 μH , a w generatorze 4194,304 kHz zrezygnowano z cewki i zastosowano kondensator o pojemności 100 pF. Dla poprawienia stabilności powiększono też pojemności w obwodach generatorów z 330 do 390 pF. Zamiast tranzystorów BC549 można użyć innych podobnych tranzystorów m.c. OM2TW zmniejszył też pojemność kondensatora w obwodzie kluczkowania z 4,7 μF do 1 μF .

Po zmieszaniu obu sygnałów (tranzystor T3) i odfiltrowaniu sygnału różnicowego za pomocą filtra dolnoprzepustowego jest on podawany na stopień sterujący (BC549, IRF630) i stopień mocy. Całość może być zmontowana w stosunkowo krótkim czasie nawet na eksperymentalnej płytce drukowanej albo nawet na płytce paskowej, jak to pokazano ilustracji 1.6.b.



DF3LP, 1998

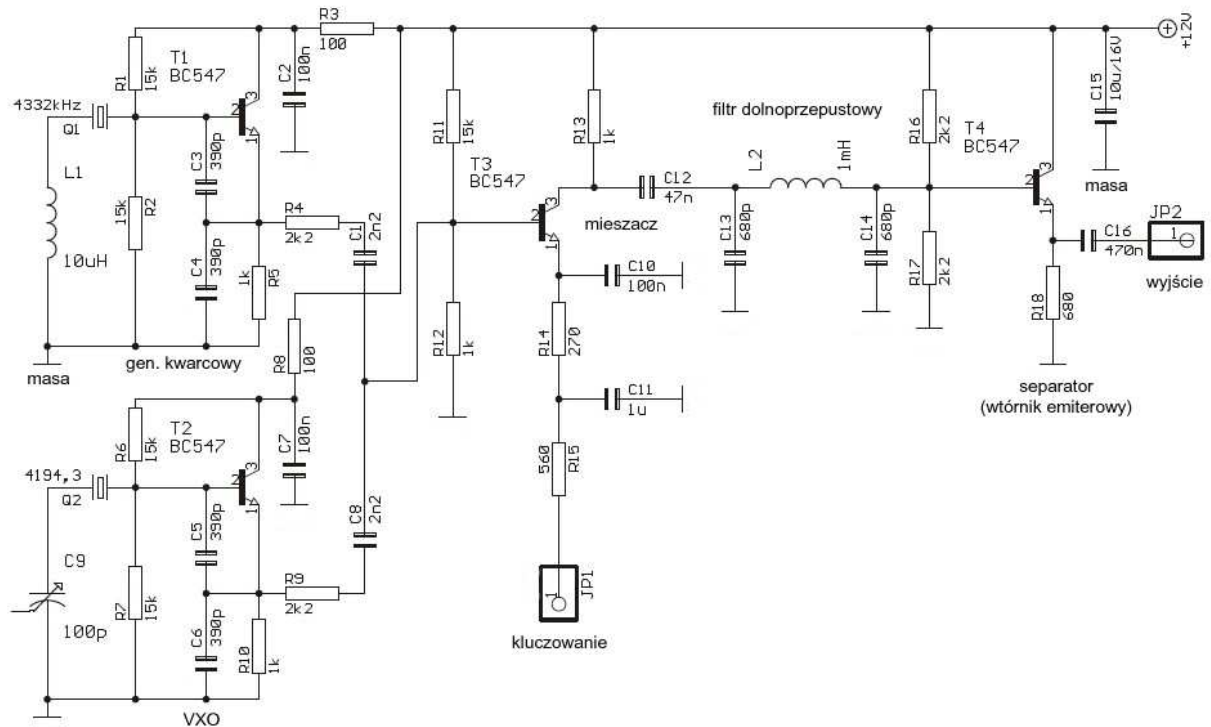
Rys. 1.7. Wzmacniacz mocy nadajnika DF3LP

Dławik w układzie zasilania zawiera 30 zwojów przewodu Cuem o średnicy 1 mm nawiniętych na rdzeniu pierścieniowym dowolnego typu o średnicy ok. 30 mm. Ze względu na fakt, że wzmacniacz końcowy pracuje w klasie D filtr dolnoprzepustowy na jego wyjściu musi odfiltrować składowe harmoniczne o znacznej mocy. Zastosowano w nim cewkę powietrzną o średnicy 45 mm. Jej uzwojenie jest nawinięte przewodem emaliowanym i składa się z 23,5 zwojów nawiniętych ciasno obok siebie. W obwodzie filtra użyto kondensatorów polipropylenowych o wytrzymałości napięciowej 1000/400 V.

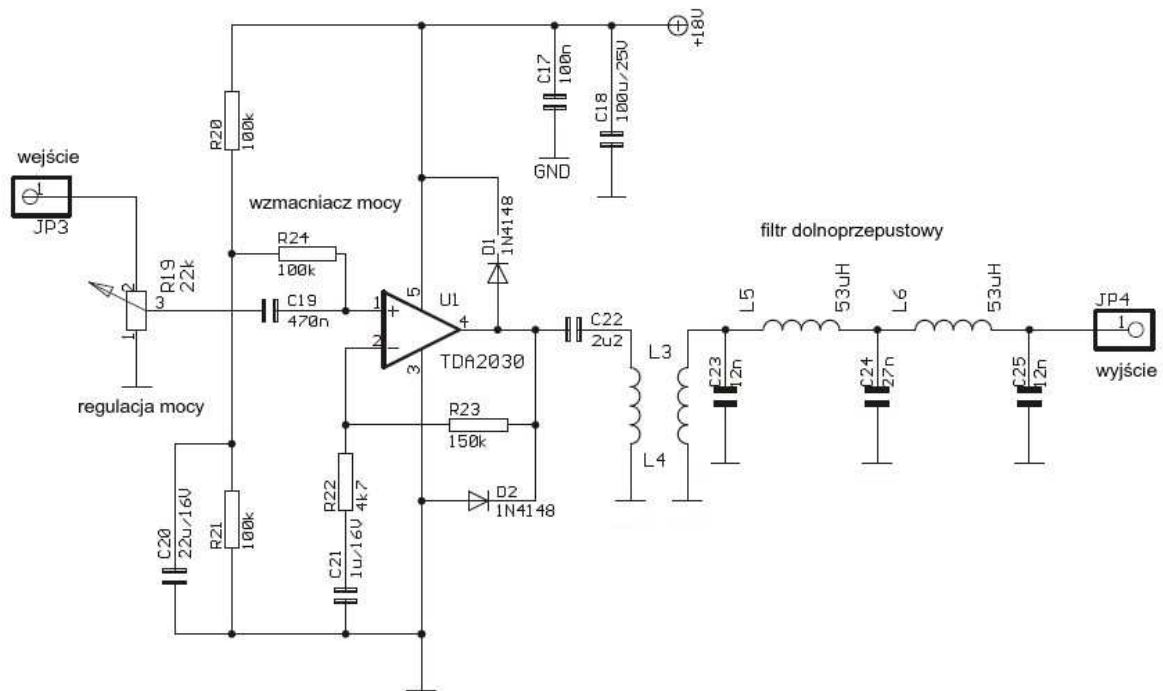
Równoległe połączenie dwóch tranzystorów w stopniu mocy pozwala na uzyskanie mocy wyjściowej ok. 130 W przy sprawności przewyższającej 80 %. Oporniki w bramkach tranzystorów muszą mieć oporności 4,7 Ω a pojemność wejściowego kondensatora filtra Π musi być powiększona z 68 do 82 nF. Zamiast tranzystorów IRF630 można także użyć IRF640 charakteryzujących się niższą opornością kanału w stanie przewodzenia. Zastąpienie tranzystora (lub tranzystorów) mocy przez IRF840 pozwala na podwyższenie napięcia zasilającego stopień końcowy i zwiększenie mocy wyjściowej.

Dla poprawienia czystości nadawanego sygnału autor zaleca dodanie dwustopniowego 50-omowego filtra dolnoprzepustowego, w którym $C_{we} = 15 \text{ nF}$, $L_1 = 53 \mu\text{H}$, $C_{sr} = 33 \text{ nF}$, $L_2 = \mu\text{H}$ i $C_{wy} = 15 \text{ nF}$. Cewki filtra mogą być nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T200-2 firmy Amidon lub wykonane jako powietrzne: 37 zw. przewodu emaliowanego o średnicy 1 mm, zwój przy zwoju na karkasie poliakrylowym o średnicy 50 mm.

Nadajnik OM2TW



Rys. 1.8. Wzбудnica nadajnika OM2TW



Rys.1.9. Stopień mocy nadajnika OM2TW

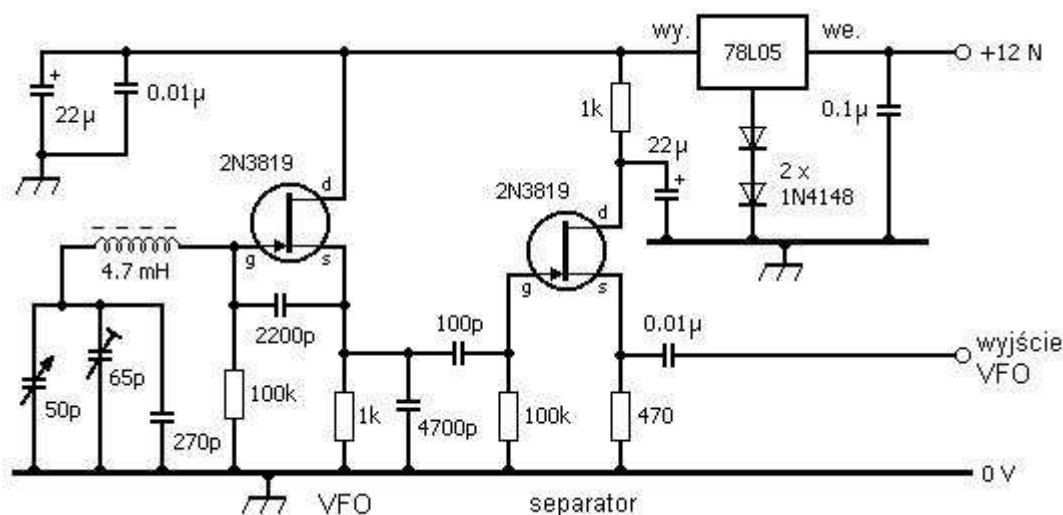
OM2TW zastosował na wyjściu wzбудnicy zamiast przedstawionego powyżej wzmacniacza tranzystrowego wzmacniacz na obwodzie scalonym TDA2030 uzyskując nadajnik o mocy wyjściowej 5 W.

Sposób wykonania transformatora wyjściowego i cewek filtru dolnoprzepustowego może być podobny jak w nadajniku QRP konstrukcji GW4ALG.

Nadajnik QRP

Ze względu na niewielkie sprawności anten typowe moce amatorskich nadajników długofalowych wynoszą kilkaset watów. Jednak czasami spotykane są konstrukcje małej mocy, jak przedstawione tutaj rozwiązanie nadajnika GW4ALG o mocy wyjściowej 5 W. Nadajnik ten pozwolił na uzyskanie szeregu łączności telegraficznych na dystansach ok. 100 km przy użyciu stosunkowo prostej anteny (pionowej o wysokości 12 m bez obciążenia pojemnościowego na szczycie). Nadajnik małej mocy może stanowić pierwszy krok w wyjściu na fale długie i może być oczywiście później uzupełniony o wzmacniacz większej mocy. W USA, gdzie krótkofalowcy nie mają dostępu do amatorskiego pasma długofalowego wydzielone jest pasmo eksperymentalne w zakresie 160 – 190 kHz, na którym maksymalna dozwolona moc nadajnika wynosi 1 W, a długość anten jest ograniczona do 15 m. Jest ono przeważnie wykorzystywane przez krótkofalowców, chociaż dostęp do niego regulują niezależne przepisy. Podzakres eksperymentalny o podobnych częstotliwościach granicznych dostępny jest także w Australii i Nowej Zelandii.

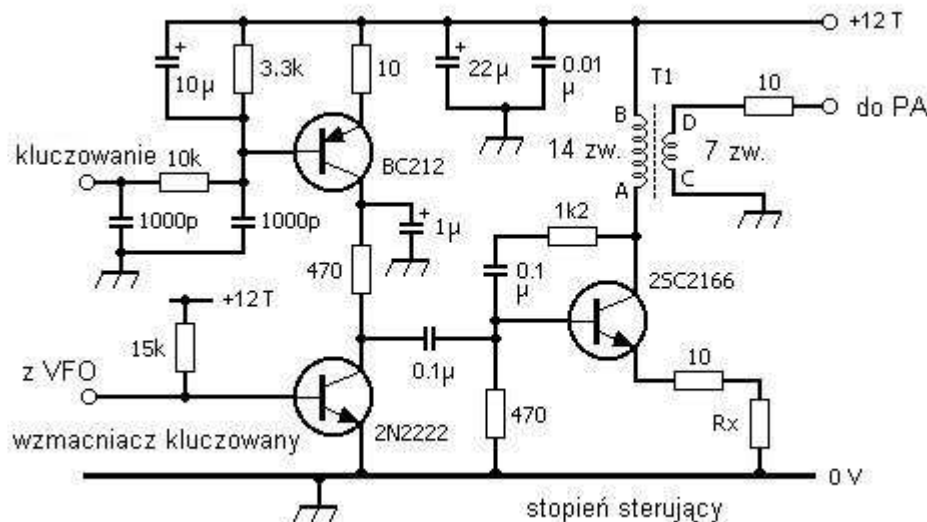
Samowzbudny generator VFO jest strojony za pomocą kondensatora zmiennego o pojemności 50 pF co zapewnia pokrycie całego pasma. Jako cewki użyto w układzie fabrycznego dławika o indukcyjności 4,7 mH. W generatorze jak i w następującym po nim separatorze pracują złączowe tranzystory polowe. Dla poprawienia stabilności generator jest zasilany napięciem stabilizowanym. Sygnał z generatora jest podawany na kluczowany (za pomocą BC212) wzmacniacz w.cz. na tranzystorze złączowym 2N2222, a następnie na stopień sterujący na tranzystorze 2SC2166. Wzmocnienie tego stopnia jest ustalane za pomocą opornika 1200 Ω w gałęzi sprzężenia zwrotnego. Dla niektórych serii 2SC2166 może być konieczne zastosowanie opornika 4700 Ω w celu zwiększenia wzmocnienia. Poziom wysterowania stopnia końcowego jest ustalany za pomocą opornika Rx w obwodzie emitera. W trakcie uruchamiania układu lub w przypadku, gdy pożądana jest regulacja mocy wyjściowej można włączyć tutaj potencjometr montażowy 250 Ω . Transformator wyjściowy jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym o średnicy 25 mm wykonanym z materiału 3C85 lub 3C90. Jego uzwojenie pierwotne składa się z 14, a wtórne z 7 zwojów.



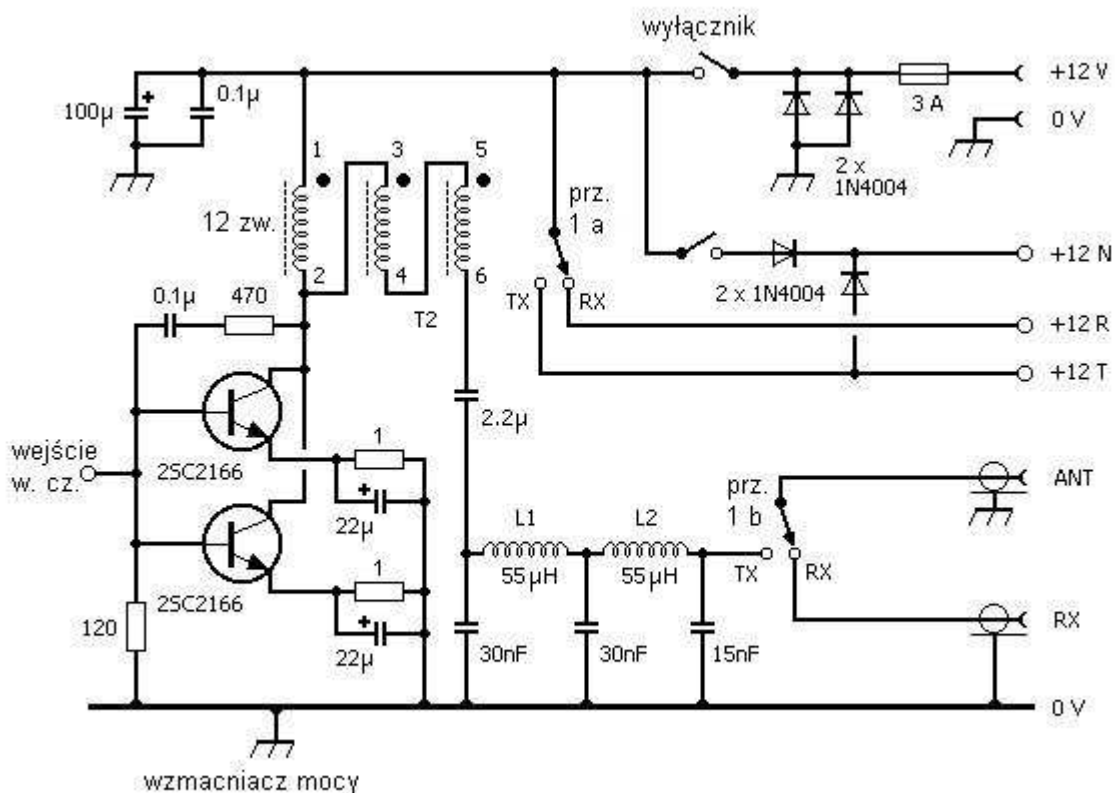
Rys. 1.10. VFO nadajnika QRP

We wzmacniaczu mocy użyto dwóch tranzystorów 2SC2166 w układzie równoległym. W trakcie nadawania każdy z nich pobiera prąd 600 mA. W razie potrzeby należy dobrać odpowiednio wartości oporników emiterowych (na schemacie 1 Ω). Wzmocnienie stopnia mocy jest ustalane za pomocą opornika 470 Ω w gałęzi sprzężenia zwrotnego. Dla niektórych serii tranzystorów może być konieczne zwiększenie jego wartości do 1200 Ω . Tranzystory muszą być chłodzone za pomocą radiatorów. Ze względu na to, że kolektory tranzystorów są połączone z obudową konieczne jest użycie podkładki izolacyjnej.

Stopień mocy musi być oddzielony ekranem od generatora VFO. Transformator wyjściowy jest nawinięty trifilarnie na rdzeniu pierścieniowym o średnicy 25 mm wykonanym z materiału 3C85 i zawiera 3 uzwojenia po 12 zwojów. Średnica przewodu nie jest istotna, musi on tylko przewodzić prąd ok. 1 A. Sposób wykonania transformatorów pokazano na ilustracjach poniżej. Napięcie „N” służy do zasilania VFO.



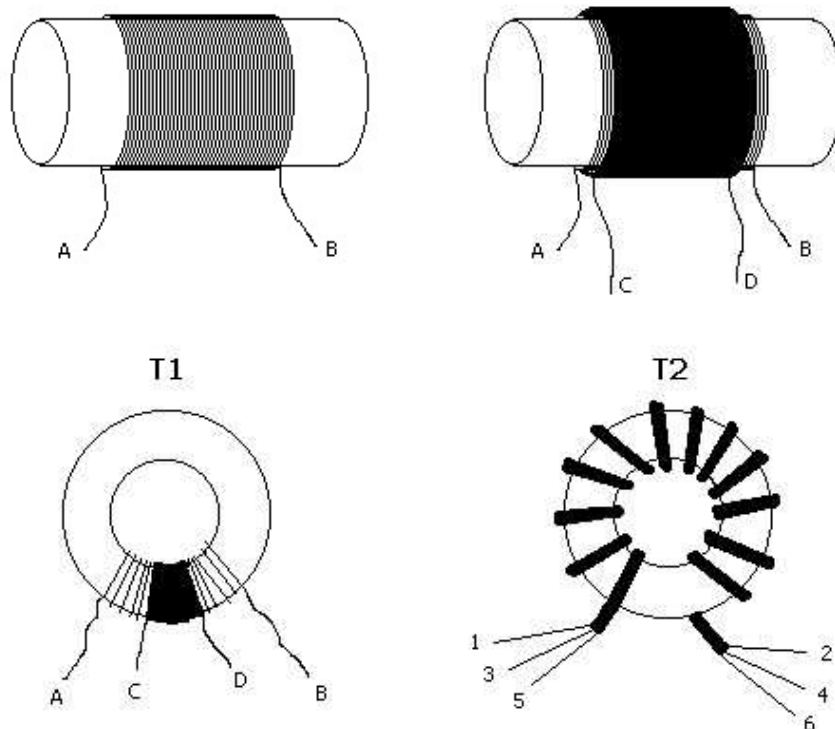
Rys. 1.11. Układ kluczowania i stopień sterujący nadajnika QRP



Rys. 1.12. Wzmacniacz mocy nadajnika QRP

Cewki L1 i L2 filtra dolnoprzepustowego są nawinięte na karkasach wykonanych z rurek PCV o średnicy 22 mm i długości 50 mm. Są one nawinięte dwuwarstwowo przewodem telefonicznym o średnicy 0,9 mm w izolacji plastikowej. Warstwa pierwsza zawiera 33 zwoje owinięte taśmą izolacyjną jako

przekładką. Warstwa druga jest nawinięta symetrycznie względem pierwszej i składa się z 27 zwojów (patrz ilustracje poniżej). Indukcyjność każdej z cewek wynosi $55 \mu\text{H}$, co można prawdzić dołączając równolegle kondensator o pojemności 270 pF . Częstotliwość rezonansowa obwodu powinna wynosić w przybliżeniu 1300 kHz . Cewki powinny być umieszczone prostopadle względem siebie. Alternatywnym sposobem ich wykonania może być nawinięcie 60 zwojów tego samego przewodu na rdzeniach pierścieniowych T130-2 firmy Amidon.



Rys. 1.13 – 1.16.
Sposoby wykonania cewek

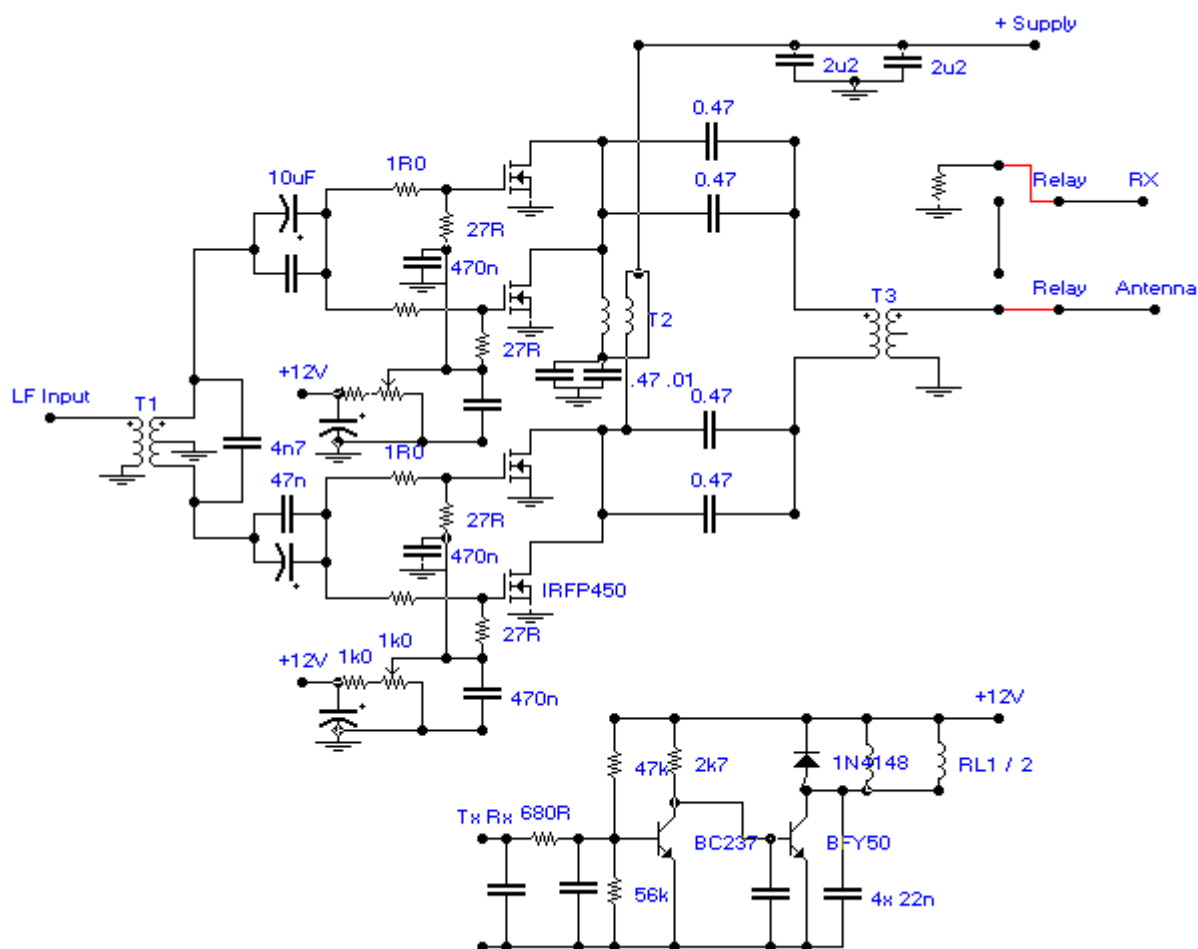
Liniowy wzmacniacz mocy 250 W

Liniowy wzmacniacz mocy konstrukcji GOMRF charakteryzuje się opornościami wejściową i wyjściową 50Ω i dostarcza mocy 250 W przy napięciu zasilania 28 V i 350 W przy napięciu zasilania 40 V (przy napięciu 48 V moc wyjściowa przekraczała 500 W). Wzmacniacz pracuje w układzie przeciwobnym w klasie B z równoległym połączeniem tranzystorów.

Sygnal sterujący o mocy 5 W jest doprowadzony do transformatora T1 zapewniającego dopasowanie do impedancji wejściowej tranzystorów (jest ona ustalona głównie poprzez oporniki 27Ω włączone między bramki tranzystorów i masę układu). WFS w zakresie $60 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$ nie przekracza $1,5$.

Oporniki szeregowe 1Ω i kondensatory 4700 pF dodano dla poprawienia stabilności układu. Potencjometry montażowe 1 k służą do ustawienia prądu spoczynkowego tranzystorów – do pracy w klasie B napięcie na bramkach powinno wynosić $3 - 5 \text{ V}$. Napięcie zasilania 28 V tranzystorów jest doprowadzone przez dławik T2 nawinięty bifilarnie co zapewnia stłumienie parzystych harmonicznych. Oporność obciążenia drenów przy zasilaniu napięciem 28 V i mocy 250 W wynosi $6,3 \Omega$.

Dopasowanie stopnia mocy do anteny zapewnia transformator T3 o przekładni napięciowej $3 : 1$ (opornościowej $9 : 1$). Dławik T2 i transformator T3 są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych z materiału 3C85 firmy Philips. Rdzeń T3 ma średnicę 58 mm .



Rys. 1.17. Schemat ideowy wzmacniacza 250 W

Na wyjściu wzmacniacza należy włączyć filtr dolnoprzepustowy dla zapewnienia dostatecznie niskiego poziomu harmonicznych.

Autor rozwiązania użył jako stopnia sterującego układu na scalonym wzmacniaczu głośnikowym TDA2030 z dodatkowym transformatorem dopasowującym o przekładni 1 : 3 (wzmacniacz jest przystosowany do oporności obciążenia 4 – 8 Ω).

Transformator T1 jest nawinięty na rdzeniu Fair-Rite 59-61000401, jego uzwojenie pierwotne składa się z 18 zwojów DNE 1 mm, a wtórne – z 10 zwojów DNE 0,8 mm. T2 – 10 zwojów 1 mm DNE bifilarne na rdzeniu pierścieniowym 3C85 25/15/10 firmy Philips. T3 – uzwojenie pierwotne 9 zwojów DNE 1,25 mm, wtórne 27 zwojów DNE 1 mm na rdzeniu 3C85 58/41/18 firmy Philips.

Przeciwsobny wzmacniacz 100 W w klasie D

Wzmacniacz, w którym wykorzystano tranzystory polowe IRFP140 pracujące w klasie D dostarcza przy napięciu zasilania 13,8 V i prądzie 9 A mocy 100 W w.cz. i jest stosunkowo prosty w konstrukcji i uruchomieniu. Na jego wejściu znajduje się przerzutnik D w układzie dzielnika przez 2 dostarczający sygnałów sterujących tranzystory w przeciwfazie. Generator wzbudzający musi więc pracować na dwukrotnej częstotliwości wyjściowej nadajnika.

Bramki TC4426 służą jako kluczowane stopnie sterujące tranzystory mocy. Diody D1 i D2 są diodami Schottkiego typu MBR150 lub ich odpowiednikami.

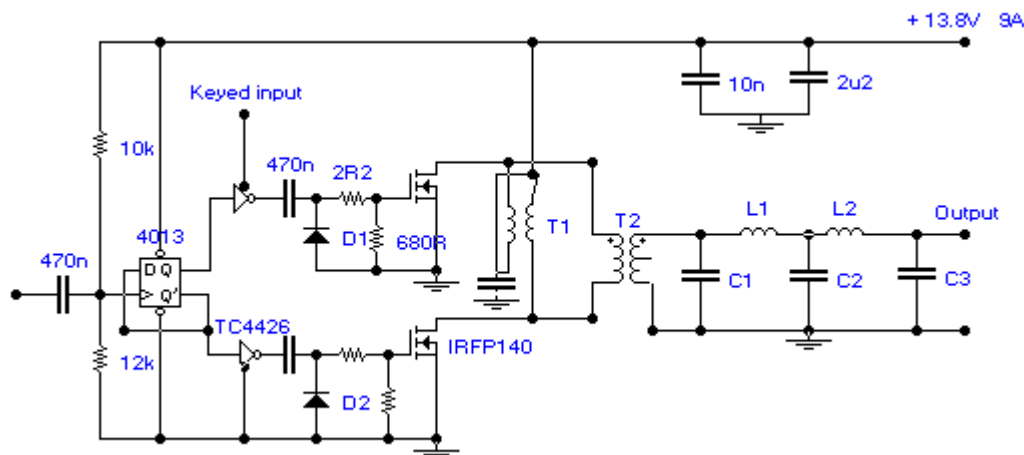
Transformator T1 jest nawinięty bifilarne przewodem o średnicy 1 mm na rdzeniu 3C85 o średnicy 25 mm. Uzwojenie zawiera 2 x 8 zwojów.

Transformator T2 jest nawinięty na rdzeniu 3C85 o średnicy 40 mm i jego uzwojenie pierwotne składa się z 6 zwojów przewodu 1 mm a wtórne z 21 zwojów przewodu 0,8 mm. Przekładnia transformatora

została dobrana tak aby uzyskać dopasowanie do 50 Ω ale niewielkie zmiany przekładni mogą pozwolić na uzyskanie trochę większej mocy wyjściowej. Pojemności C1 i C3 uzyskano przez równoległe połączenie kondensatorów polipropylenowych 10 nF i 2,2 nF a C2 – przez równoległe połączenie polipropylenowych kondensatorów 22 nF i 4,7 nF.

Cewka L1 składa się z 64 zwojów przewodu 0,8 mm nawiniętych na rdzeniu T157-2 a L12 jest identyczna lub nawinięta na rdzeniu T130-2 tak aby uzyskać taką samą indukcyjność. Kondensator odsprężający dołączony do transformatora T1 ma pojemność 470 nF.

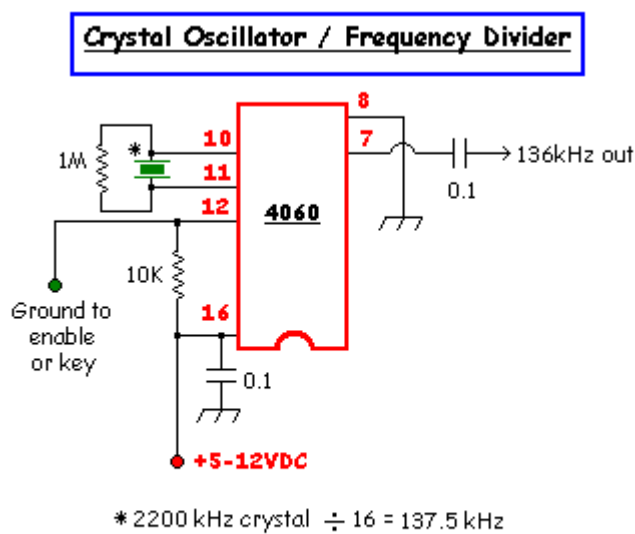
Zmierzona sprawność wzmacniacza wyniosła ok. 76%. Dla tranzystorów IRFP450s uzyskano moc wyjściową 50 W ponieważ mają one większą oporność kanału w stanie przewodzenia.



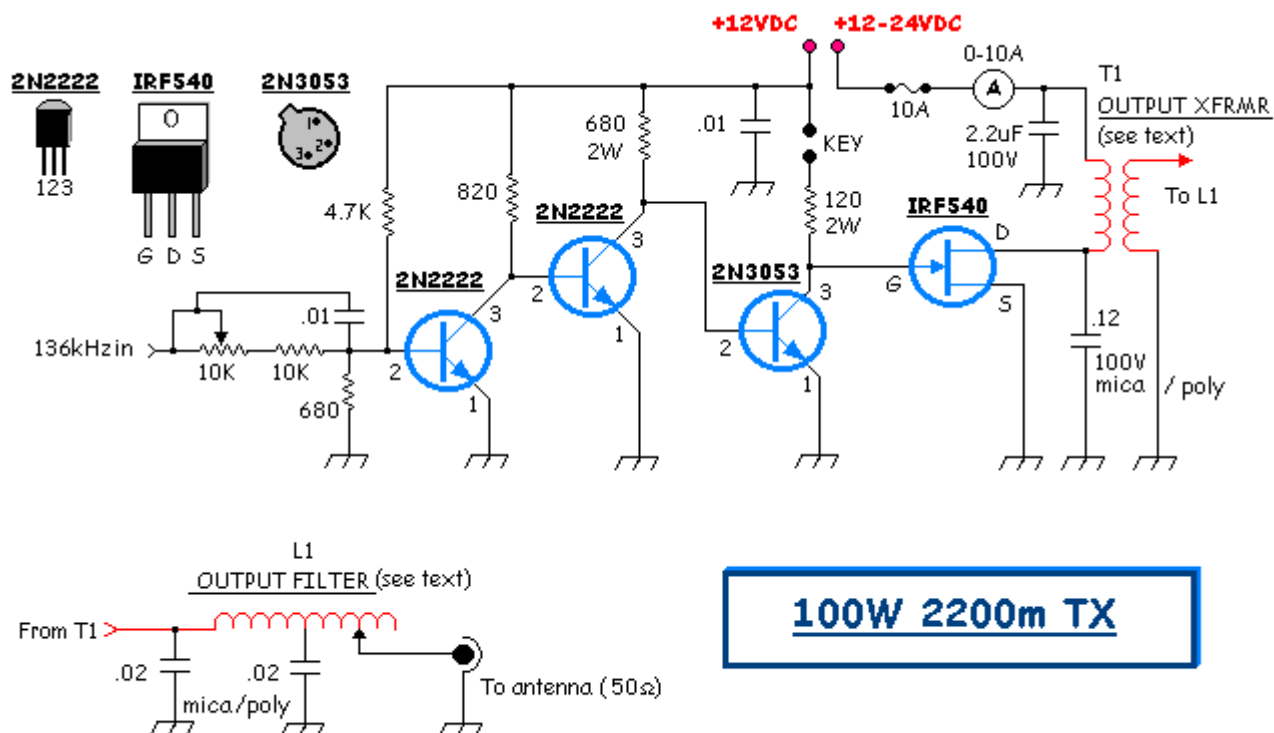
Rys. 1.18. Schemat ideowy wzmacniacza przeciwobnego

Nadajnik długofalowy o mocy 100 W

Nadajnik zawiera generator kwarcowy 2,2 MHz z dzielnikiem częstotliwości na obwodzie CMOS 4060. Układ ten jest również chętnie stosowany w nadajnikach na pasmo 472 MHz oczywiście po odpowiednim dobraniu częstotliwości kwarcu i stopnia podziału. Dla uzyskania większej stabilności częstotliwości można umieścić kwarc lub cały generator w termostacie.



Rys. 1.19. Schemat ideowy generatora wzbudzającego



Rys. 1.20. Schemat ideowy czterotranzystorowego stopnia mocy

W stopniu końcowym klasy E pracuje tranzystor polowy IRF540 ale można go też zastąpić przez IRF640. Cewki filtra dolnoprzepustowego i transformator wyjściowy nawinięte są na karkasach z PCV o długości ok. 8 cm i średnicy ok. 36 mm dla transformatora a ok. 5 cm dla filtra.

Uzwojenie wtórne transformatora składające się z 80 zwojów przewodu nawojowego w emalii nr 20 (w skali bryt.) należy nawinąć najpierw a następnie na jego środku uzwojenie pierwotne składające się z 15 zwojów przewodu nr 16. Przed nawinięciem uzwojenia pierwotnego należy na uzwojenie wtórne nałożyć warstwę izolacyjną z taśmy izolacyjnej lub teflonowej.

Cewka filtra dolnoprzepustowego składa się z 80 zwojów przewodu nr 20 z odczepami na 40 zwojów i co pięć kolejnych zwojów aż do końca.

Kondensator w obwodzie drenu stopnia końcowego powinien być dobrej jakości – mikowy albo polikarbonatowy.

Nadajnik radiolatarni QRSS na pasmo 136 kHz

Generator sterujący pracuje na częstotliwości 2,205 MHz podlegającej podziałowi (przez 16) za pomocą dzielnika 74HC4060. Obwód 74HC4060 zawiera oprócz generatora 14-bitowy dzielnik co pozwala na dobór dogodnych częstotliwości oscylacji i stosunków podziału w zależności od potrzeb. Cewka L1 generatora ma indukcyjność 165 μH a L2 – 10 μH . Dzięki nim uzyskuje się odpowiednie przesunięcie częstotliwości drgań oscylatora, tak aby częstotliwość wyjściowa leżała w paśmie amatorskim. Fala prostokątna z nóżki 7 dzielnika jest podawana na bramkę tranzystora mocy przez kondensator C5 i opornik R3.

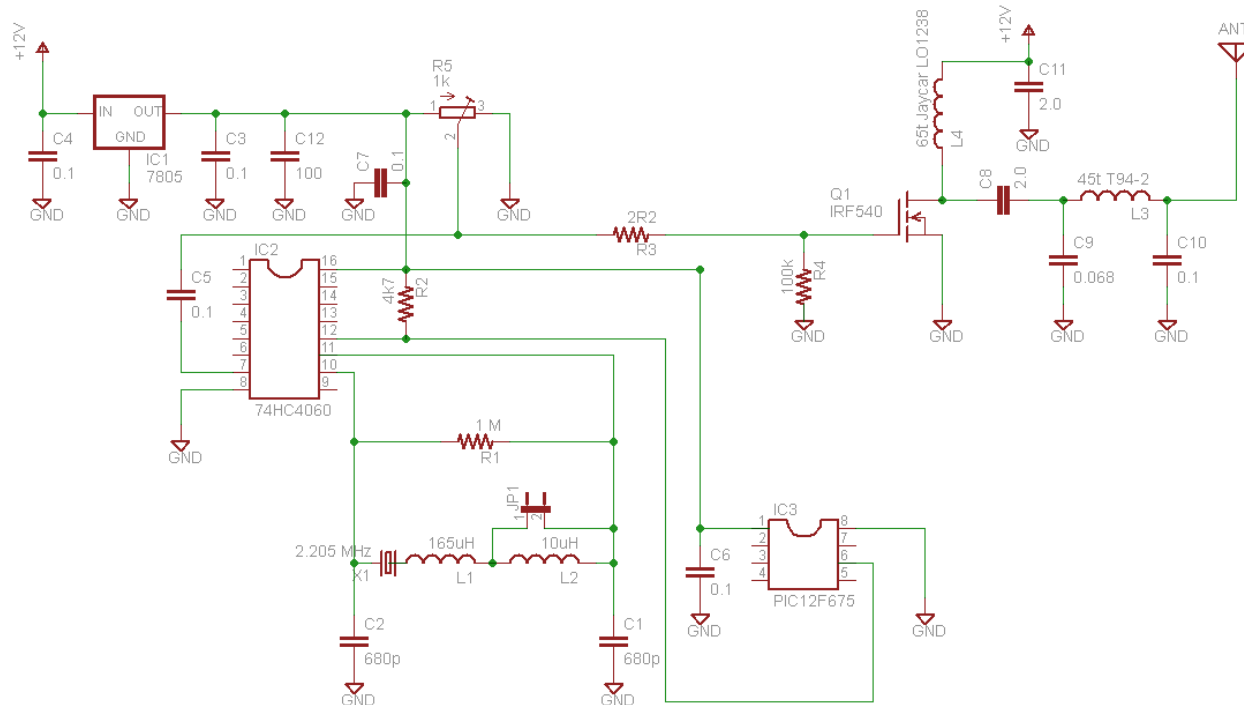
Do kluczowania amplitudy nadajnika służy mikroprocesor PIC 12F675. Do włączenia nadajnika służy poziom logicznego zera na nóżce 6 procesora (GPIO.1). Poziom wysoki (jedynek logicznych) powoduje wyłączenie nadawania.

W tym miejscu można oczywiście zastosować dowolne inne rozwiązanie układu kluczującego na procesorze dowolnego typu wraz z odpowiednim oprogramowaniem. Tematyka ta jest poruszona w tomie 17 niniejszej serii.

We wzmacniaczu mocy (Q1) pracuje tranzystor polowy IRF540 lub zbliżony. Do ustawienia jego punktu pracy (prądu spoczynkowego) służy potencjometr R5 (1 k Ω). Napięcie polaryzacji bramki

powinno wynosić ok. 3 V. Układ pozwala na osiągnięcie mocy wyjściowej rzędu 20 W przy napięciu zasilania 12 V i poborze prądu 2,3 A.

Dławik w obwodzie drenu L4 zawiera 65 zwojów a cewka L3 filtra dolnoprzepustowego (FDP) 45 zwojów (na rdzeniu T94-2).



VK1SV simple QRSS LF transmitter

Rys. 1.21. Prosty nadajnik QRSS

Tabela 1.3. Moc wyjściowa (mierzona na wyjściu FDP) i sprawność w zależności od napięcia zasilania.

Pwy (W)	Uwe (V)	Iwe (A)	Pwe (W)	Sprawność	Pwe - Pwy (W)
6,0	12,3	1,3	15,99	0,37	10
12,25	12,2	1,85	22,57	0,54	10,32
20,24	12,1	2,2	26,62	0,76	6,4
21,62	12,12	2,2	26,664	0,81	5,0

Poniżej przedstawiono przykład prostego programu kluczującego dla procesora 12F675. Zawiera on tylko najistotniejsze elementy ale daje się łatwo rozbudować i dopasować do konkretnych potrzeb albo przystosować do innego typu procesora.

```

uns16 DOT = 3000; // 3 seconds for QRSS3

int main() {
    while(1) {
        dit();dit();dit();dah();space(); // Letter V
    }
}

void dit(void)
{
    GPIO.1 = 0;
}
    
```



```
        delay_ms(DOT);
        GPIO.1 = 1;
        delay_ms(DOT);
    }

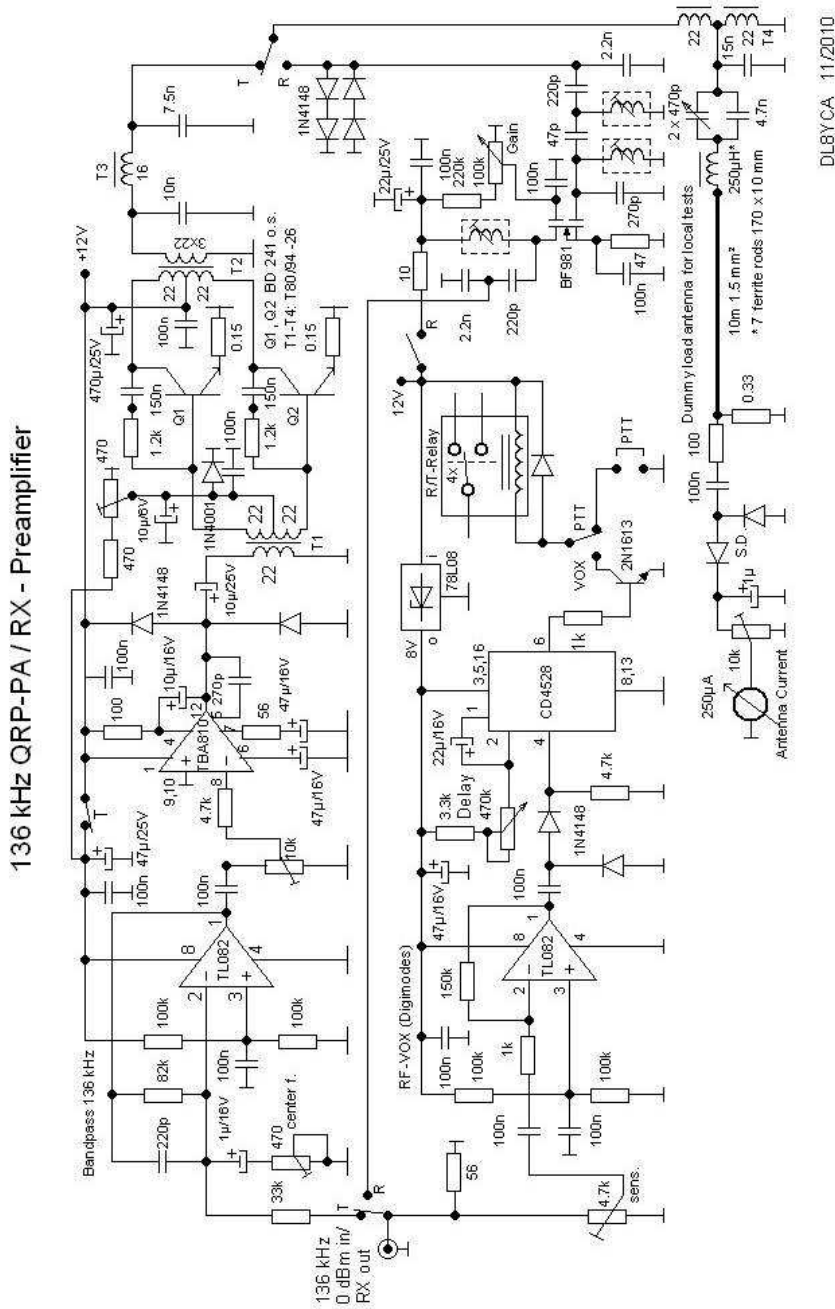
void dah(void)
{
    GPIO.1 = 0;
    delay_ms(DOT);
    delay_ms(DOT);
    delay_ms(DOT);
    GPIO.1 = 1;
    delay_ms(DOT);
}

void space(void)
{
    GPIO.1 = 1;
    delay_ms(DOT);
    delay_ms(DOT);
    delay_ms(DOT);
}

void delay_ms( uns16 millisec)
// Delays a multiple of 1 milliseconds at 4 MHz
// using the TMR0 timer
{
    char next = 0;

    OPTION = 2; // prescaler divide TMR0 rate by 8
    TMR0 = 2; // deduct 2*8 fixed instruction cycles delay
    do {
        next += 125;
        //clrwdt(); // needed only if watchdog is enabled
        while (TMR0 != next) // 125 * 8 = 1000 (= 1 ms)
            ;
    } while ( -- millisec != 0);
}
```

Długofalowy wzmacniacz mocy z przedwzmacniaczem



Rys. 1.22. Schemat wzmacniacza

Schemat 1.22 przedstawia rozwiązanie trzy-stopniowego wzmacniacza mocy na pasmo 137 kHz. W pierwszym stopniu (filtrze aktywnym 136 kHz) użyto wzmacniacza operacyjnego TL082 a w drugim scalonego 7 W wzmacniacza głośnikowego TBA810 sterującego stopień przeciwobny na tranzystorach BD241. Moc sterująca w.cz. wynosi 1 mW (0 dBm). Transformatory T1 – T4 są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T80-26 lub T94-26. W przedwzmacniaczu odbiorczym pracuje dwubramkowy tranzystor połowy BF961. Dla ułatwienia pracy emisjami cyfrowymi układ posiada automatyczny przełącznik nadawanie-odbiór. W jego skład wchodzi stopień wzmacniający na TL082, przerzutnik monostabilny CD4528 i tranzystor wykonawczy 2N1613 sterujący przekaźnik N-O. Przekaźnik ten może być również sterowany ręcznym przełącznikiem N-O.

Transwerter nadawczy do FT817

W rozwiązaniu tym (rys. 1.24) FT817 pracuje w trakcie nadawania na jednym z VFO (3675 kHz) z przemianą w transwerterze a w trakcie odbioru na drugim z nich na 475 kHz bez dodatkowej przemiany w transwerterze (ozn. w menu: *split*). Moc dostarczana przez FT817 do transwertera wynosi 500 mW (dla wyższych mocy należy odpowiednio dobrać tłumik) a moc wyjściowa w paśmie 472 – 479 kHz 10 – 15 W przy napięciu zasilania 13,8 V.

Szeregowy obwód L2C15 jest dostrojony do częstotliwości środkowej zakresu – 475 kHz a diody D1 i D2 zabezpieczają wejście odbiornika przed sygnałem z nadajnika. Kondensator C15 jest wówczas połączony z masą i stanowi część filtra dolnoprzepustowego. Drugi człon filtra L5 – L6, C19 – C22 można pominąć jeżeli antena nadawcza jest dostatecznie selektywna.

Jako mieszacz pracuje SBL-1 lub ADE-1. Poziom sygnału z oscylatora musi wynosić 7 dBm. Dla jego uzyskania konieczne może być dobranie odpowiedniej pojemności kondensatora C8.

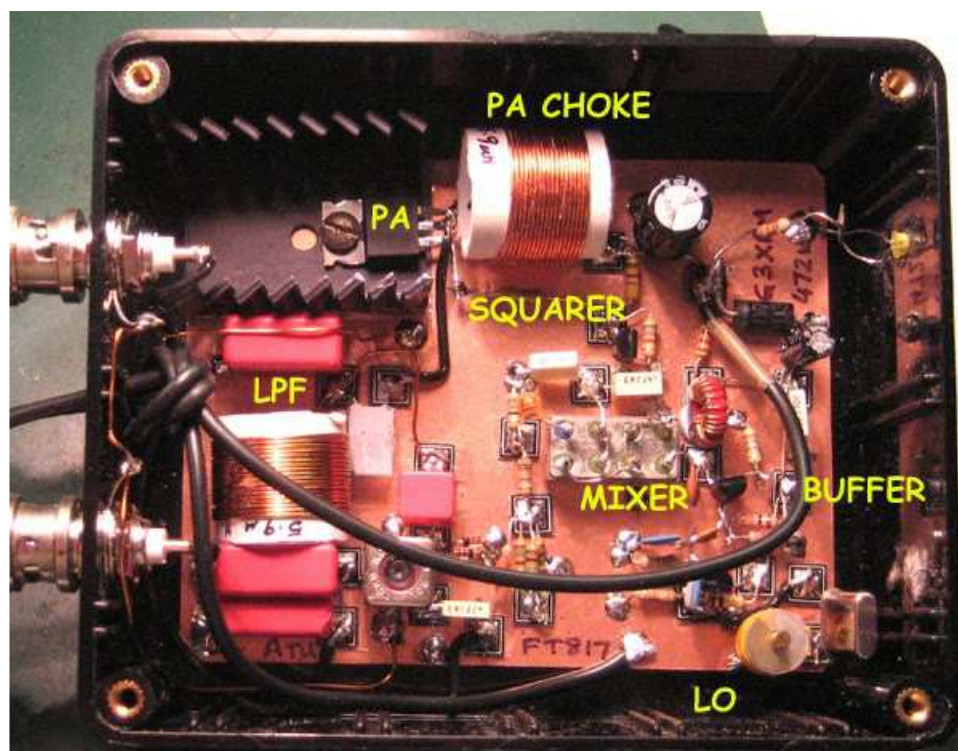
Tranzystor T1 pracuje jako VXO w układzie Colpittsa, T2 służy jako separator, stopień sterujący na T3 jest na tyle przesterowany, że dostarcza fali prostokątnej do wysterowania wzmacniacza mocy T4.

Obwód L4 C16 – C18 stanowi jednocześnie układ dopasowujący i filtr dolnoprzepustowy (FDP) nadajnika.

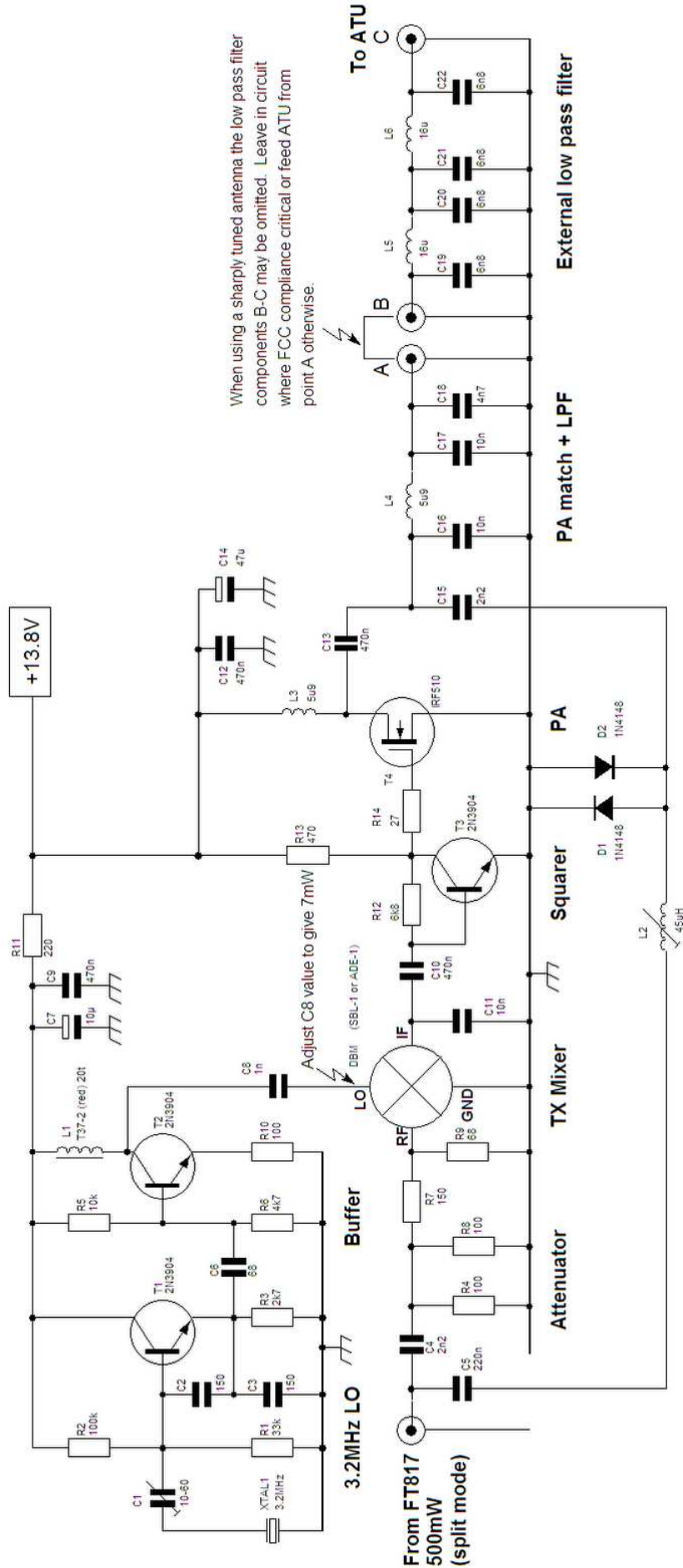
Tabela 1.4. Podłączenie mieszaczy

Typ mieszacza	Wejście w.cz. z FT817	Wyjście p.cz. (475 kHz)	Wejście oscylatora
SBL-1	3	3, 4	8
ADE-1	3	2	6

Pozostałe wyprowadzenia mieszaczy są uziemione.



Fot. 1.23. Konstrukcja transwertera bez drugiego segmentu FDP

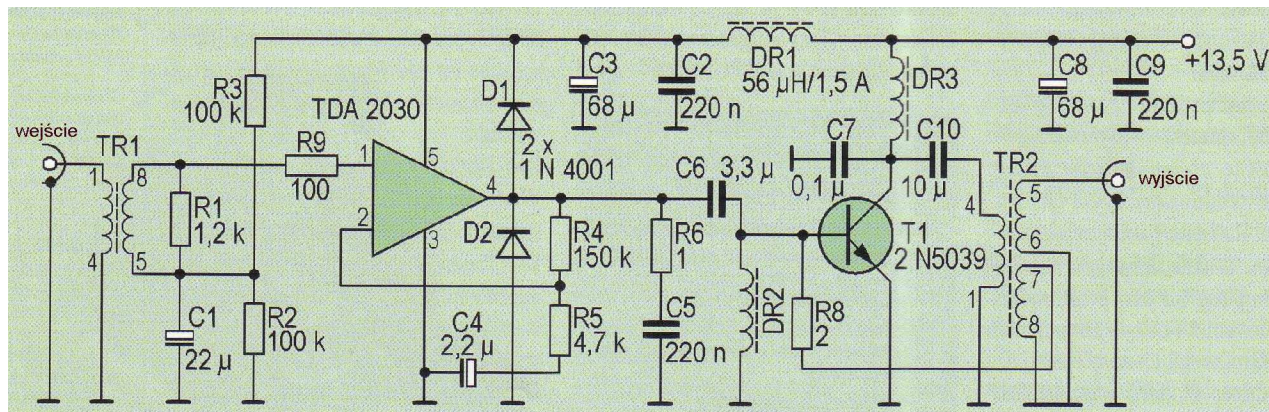


472/500kHz TX/RX Transverter

G3XBM Rev K - Nov 7th 2012

Minor errors corrected
Additional, separate, LPF added

Wzmacniacz mocy na TDA2030



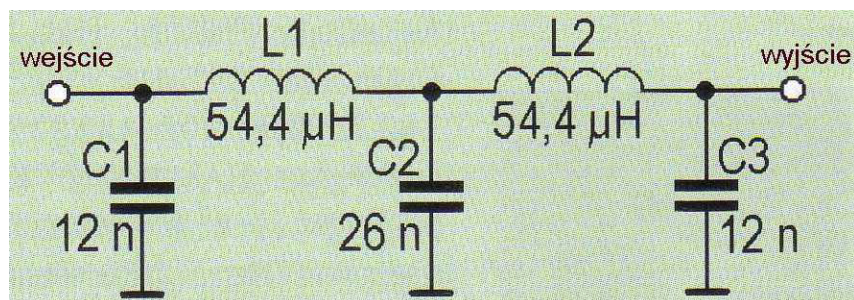
Rys. 1.25. Schemat ideowy wzmacniacza

Zastosowanie scalonego akustycznego wzmacniacza mocy TDA 2030 pracującego w zakresie do 140 kHz pozwoliło na opracowanie prostego układu wzmacniacza mocy. Stanowi on uzupełnienie do opisanego powyżej generatora sterującego i razem z nim składa się na kompletny nadajnik telegraficzny. Sygnał wyjściowy obwodu scalonego steruje tranzystorowy wzmacniacz pracujący w klasie C. Napięcie zasilania wynosi 13,5 V co pozwala na zasilanie nadajnika z akumulatora samochodowego. Sygnał 137 kHz z generatora sterującego jest podawany przez transformator Tr1 na nóżkę 1 - wejście - układu TDA 2030. Wzmocniony sygnał z nóżki 4 jest doprowadzony do tranzystora mocy T1. Ze względu na duże wzmocnienie stopnia należy zadbać o dostateczne odseparowanie wejścia od wyjścia wzmacniacza a przewód zasilania prowadzący do nóżki 5 powinien być zablokowany w jak najmniejszej odległości od obwodu scalonego.

Tranzystor 2N5039 o mocy strat 140 W dysponuje wystarczającym zapasem mocy. Napięcie zasilania kolektora jest doprowadzone przez dławik Dr3 i musi być również zablokowane w jego pobliżu aby zapobiec przedostawaniu się napięcia w.cz. na wejście obwodu scalonego.

Baza tranzystora jest połączona stałoprądowo z masą poprzez dławik Dr2, który musi charakteryzować się niską opornością dla prądu stałego. Tranzystor pracuje więc w płytkiej klasie C i prąd kolektora płynie tylko w czasie obecności sygnału sterującego jego bazę. Kondensator C7 pomiędzy kolektorem tranzystora i masą ogranicza amplitudę napięcia w.cz. na kolektorze. Dla otrzymania jak największej sprawności stopnia tranzystor jest wysterowany aż do wejścia w zakres nasycenia.

Sygnał na kolektorze ma więc kształt prostokątny. Dla jego prawidłowego przeniesienia zastosowano na wyjściu transformator szerokopasmowy Tr2 nawinięty na rdzeniu pierścieniowym. Transformator dopasowuje niską oporność wyjściową stopnia tranzystorowego do oporności 50 omów. Trzecie uzwojenie, złożone z pojedynczego zwoju dostarcza napięcia do obwodu sprzężenia zwrotnego. Obwód sprzężenia zwrotnego zapobiega wzbudzeniu się stopnia w warunkach niedopasowania przy braku dostatecznego obciążenia wzmacniacza. Zalecane jest sprawdzenie kierunku podłączenia uzwojenia. W celu otrzymania sygnału sinusoidalnego i odfiltrowania harmoniczných na wyjściu wzmacniacza znajduje się pięcioelementowy filtr dolnoprzepustowy o oporności falowej 50 Ω.



Rys. 1.26. Filtr dolnoprzepustowy

Tranzystor mocy jest izolowany od radiatora za pomocą podkładki mikowej. Obwód scalony TDA 2030 jest przykręcony śrubami do górnej powierzchni radiatora.

Po zmontowaniu układu i sprawdzeniu połączeń elektrycznych należy najpierw sprawdzić działanie stopnia sterującego. Na ten czas należy odlutować końcówkę kondensatora C6 od strony tranzystora. W miejsce tranzystora należy na wyjście podłączyć (do masy) opornik o wartości 2 omów i mocy strat 4 W. Prąd spoczynkowy obwodu scalonego przy zasilaniu napięciem 13,5 V powinien wynosić w przybliżeniu 35 mA. Po podłączeniu na wejście sygnału VFO powinien on wzrosnąć do 1 A. Na oporniku obciążenia można za pomocą oscyloskopu zaobserwować sygnał sinusoidalny o wartości międzyszczytowej 8 V, co odpowiada mocy 4 W. Następnym krokiem jest ponowne połączenie kondensatora C6 z wejściem stopnia tranzystorowego.

Na wyjście wzmacniacza należy podłączyć poprzez filtr dolnoprzepustowy opornik obciążenia o wartości 50 Ω . Następnie należy stopniowo zwiększać poziom sygnału wyjściowego z VFO za pomocą znajdującego się w układzie potencjometru.

Przy optymalnymysterowaniu na oporniku obciążenia otrzymuje się napięcie o wartości międzyszczytowej 155 V, co odpowiada mocy 60 W. Natężenie prądu kolektora wynosi wówczas 7,4 A.

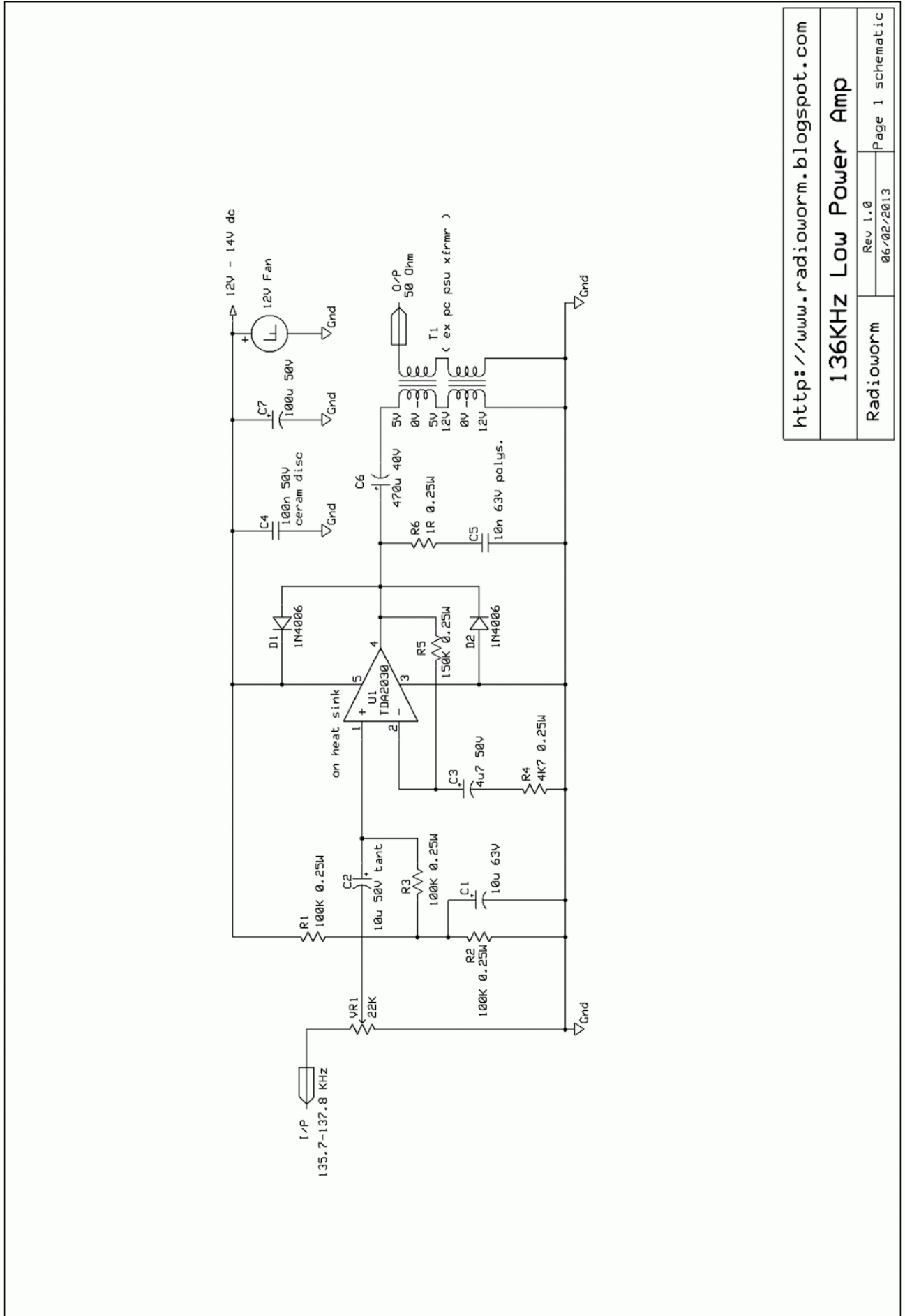
Tabela 1.5. Dane elementów indukcyjnych

Tr1:	rdzeń dwuotworowy firmy Siemens 6,2 mm x 7,25 mm x 4,2 mm; materiał N30; Al = 7530 nH; uzwojenie 1-4 – 6 zw. Cuem 0,13 mm; uzw. 5-8 – 12 zw. tego samego przewodu, nawinięte przez oba otwory.
Tr2:	rdzeń pierścieniowy R40 (Siemens) 41,8 mm x 22,5 mm x 17,2 mm; materiał N30; Al = 6900 nH; uzw. 5-6 – 56 zw. przewodu Cuem 0,6 mm bezpośrednio na powierzchni rdzenia, na 320 stp. jego obwodu, następnie dwie warstwy taśmy teflonowej, uzw. 1-4 na izolacji teflonowej 11 zw. 3 x Cuem 0,6 mm (przewody skręcone), podobnie jak pierwotne rozłożone na 320 stp. obwodu rdzenia, uzw. 7-8 – 1 zw. przewodu w izolacji 0,5 mm.
Dr1:	56 μ H/1,5 A, standardowy dławik dostępny w handlu.
Dr2:	rdzeń dwuotworowy (Siemens) 6,2 mm x 7,25 mm x 4,2 mm; materiał N30; Al = 7530 nH, 3,5 zw. Cuem 0,3 mm, nawinięte przez oba otwory.
Dr3:	na pałeczce ferrytowej 12 mm x 57 mm (śr. x dł.), 36,5 zw. Cuem 1,5 mm (ok. 52 μ H).
L1, L2:	rdzeń pierścieniowy T130-2 (Amidon): Al = 11 nH, 48 zw. Cuem 0,3 mm, na 330 stp. obwodu (ok. 54,4 μ H).

Układ opracowany przez Rudolfa Kohla DJ2EY został opublikowany w CQ/DL 6/2003

Wzmacniacz mocy na TDA2030 bez tranzystora końcowego

W odróżnieniu od poprzedniego układu z rys. 1.27 nie zawiera dodatkowego tranzystorowego stopnia końcowego. Na wyjściu wzmacniacza włączony jest transformator od zasilacza komputerowego 5/12 V. Obwód scalony U1 jest umocowany na radiatorze. W razie potrzeby może on być chłodzony małym wentylatorkiem zasilanym napięciem 12 V.



<http://www.radioworm.blogspot.com>

136KHz Low Power Amp

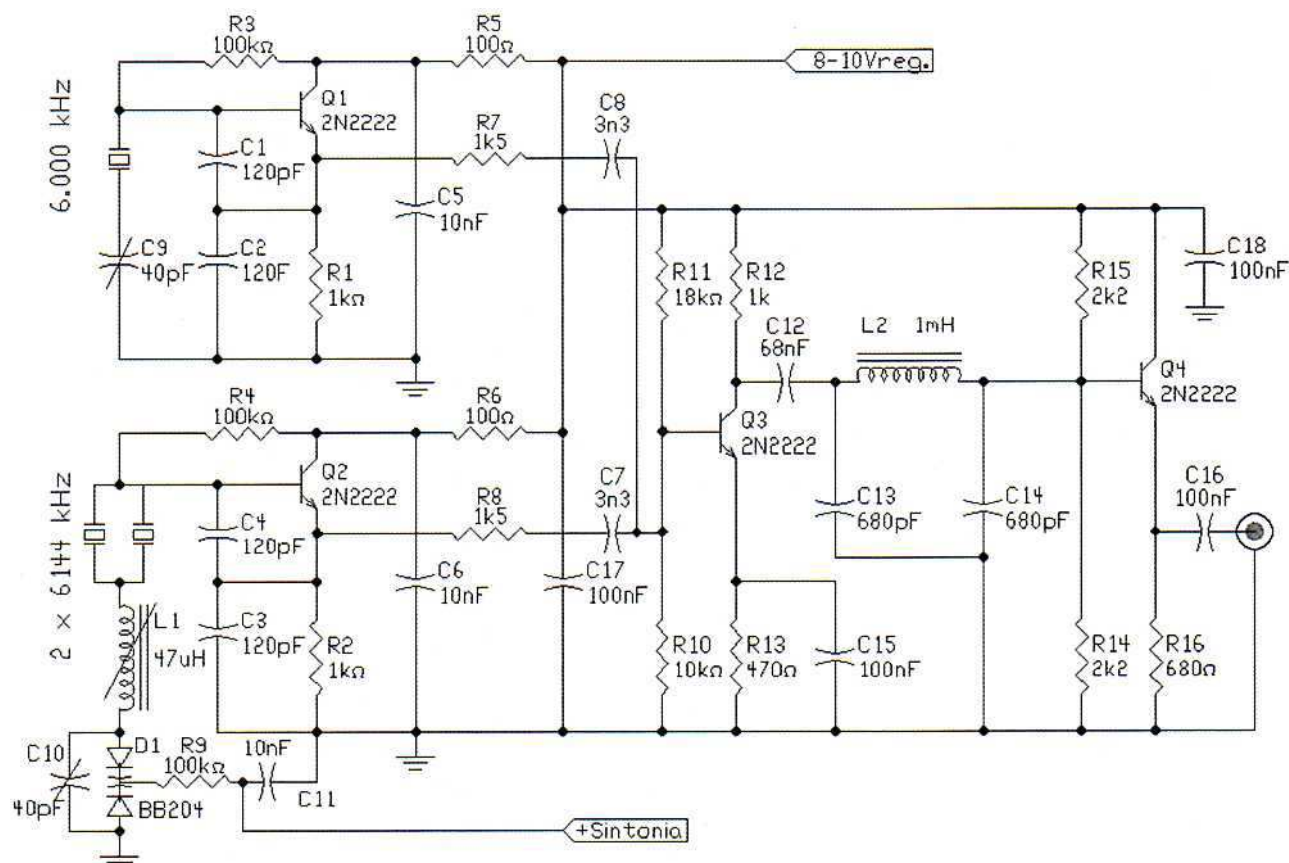
Radioworm

Rev 1.0
06/02/2013

Page 1 schematic

Heterodynowy generator wzbudzający

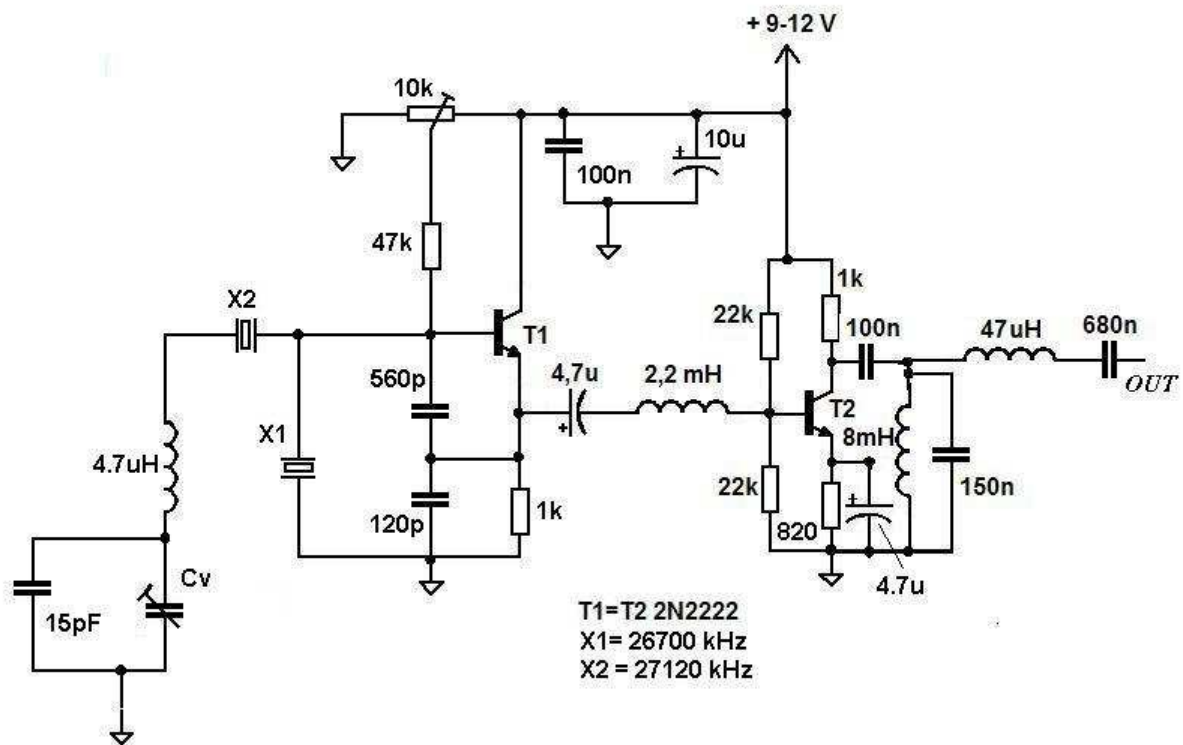
Układ generatora wzbudzającego jest zbliżony do przedstawionego powyżej rozwiązania DJ1ZB/DF3LP i składa się z dwóch generatorów kwarcowych (na tranzystorach Q1 i Q2) oraz mieszacza (Q3) i filtra częstotliwości różnicowej (dolnoprzepustowego, L2, C13, C14) oraz wyjściowego wtórnika emiterowego (Q4). Pierwszy z generatorów, o stałej częstotliwości jest sterowany kwarem 6 MHz natomiast drugi pracuje jako przestrajany (VXO) z wykorzystaniem kwarców 6,144 MHz. Dla rozszerzenia zakresu przestrajania zastosowano w nim dwa połączone równolegle kwarcy na tą samą częstotliwość pracy. Równoległe połączenie kwarców daje obniżenie o połowę wypadkowej indukcyjności zastępczej i podwojenie wypadkowej pojemności zastępczej kwarcu, a więc obniżenie wypadkowej dobroci obwodu dzięki czemu uzyskuje się właśnie poszerzenie zakresu przestrajania bez istotnego pogorszenia stabilności częstotliwości. Zasadę tą można stosować oczywiście w dowolnych rozwiązaniach VXO na różne inne częstotliwości pracy. Generator jest strojony za pomocą diod pojemnościowych BB204 i przy podanych wartościach elementów pozwala na uzyskanie na wyjściu sygnału o częstotliwości 135,700 – 137,800 kHz. Zamiast podanych na schemacie tranzystorów typu 2N2222 można zastosować dowolne tranzystory krzemowe w.cz. np. BF549. Układ został opublikowany przez EA3FXF w nr. 4/2005 miesięcznika "CQ Radio Amateur" (Hiszpania).



Rys. 1.28. Generator wzbudzający z mieszaniem częstotliwości

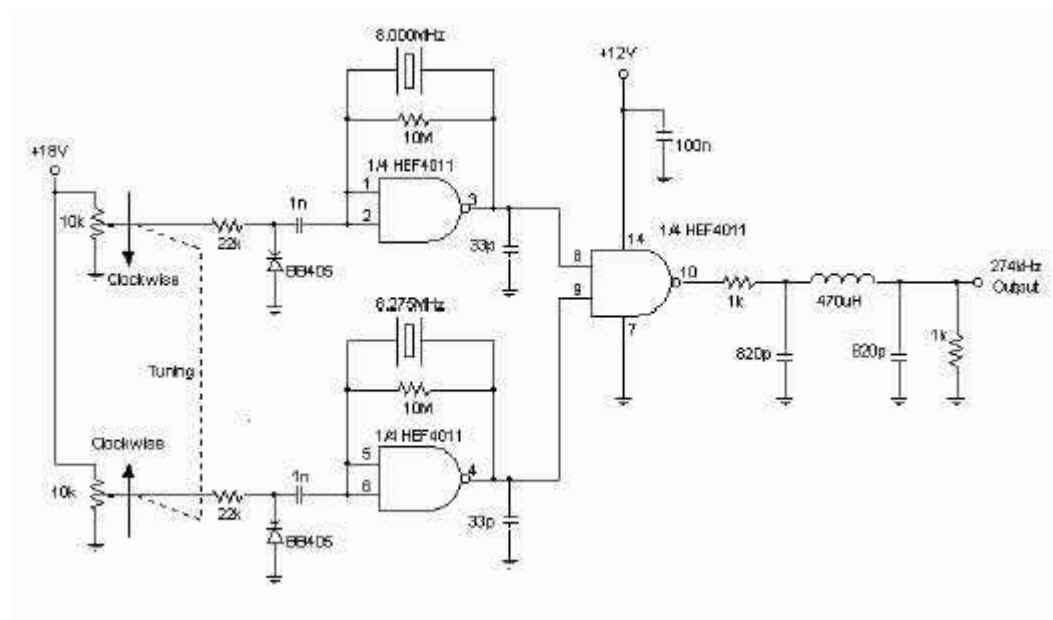
Heterodynowy generator wzbudzający na jednym tranzystorze

W generatorze pracują dwa kwarcy owertonowe na zakres CB. Różnica ich częstotliwości podstawowych (odpowiednio 8900 kHz i 9040 kHz) wynosi 140 kHz co po lekkim przeciągnięciu częstotliwości jednego z nich (na schemacie X2) pozwala na pracę w paśmie 137 kHz. Dla rozszerzenia zakresu przestrajania zamiast pojedynczego kwarcu X2 można zastosować dwa identyczne połączone równoległe. Podobne rozwiązania spotykane są w generatorach na różne zakresy fal.



Rys. 1.29. Podwójny generator z przemianą na jednym tranzystorze

Heterodynowy generator wzbudzający na obwodach CMOS



Rys. 1.30

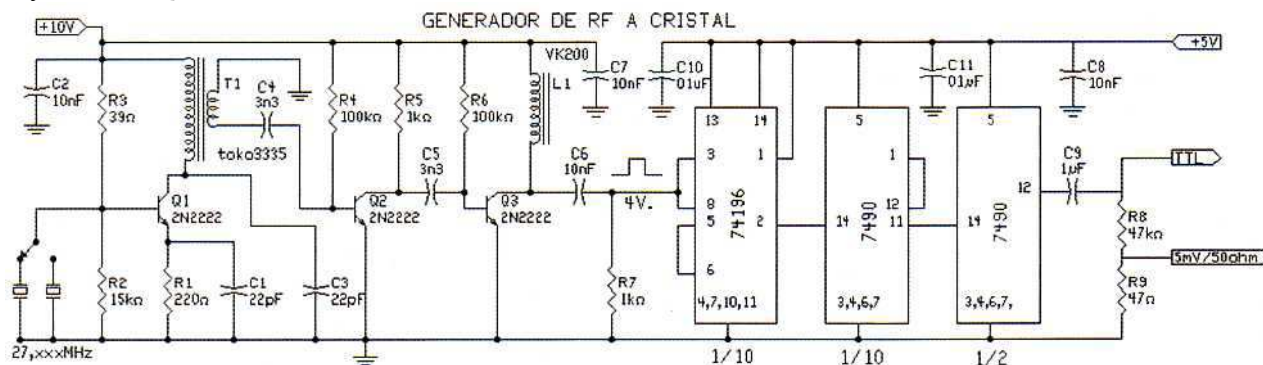
Układ z rys. 1.30 zawiera dwa generatory kwarcowe na bramkach HEF4011 (CD4011, 74HC4011 itp.) pracujące na częstotliwościach 8,000 i 8,275 MHz i przeciągane za pomocą diod pojemnościowych BB405. Ich sygnały wyjściowe mieszane są w trzeciej bramce tego samego typu a do odfiltrowania częstotliwości ok. 274 kHz służy włączony na wyjściu układu filtr dolnoprzepustowy.

Generator wzbudzający na kwarcach CB z dzielnikiem częstotliwości

Układ składa się z generatora kwarcowego sterowanego kwarcem na pasmo 27 MHz (CB) pracującego na tranzystorze Q1, wzmacniacza sterującego dzielnik częstotliwości (Q2, Q3) i dzielnika przez 200 na

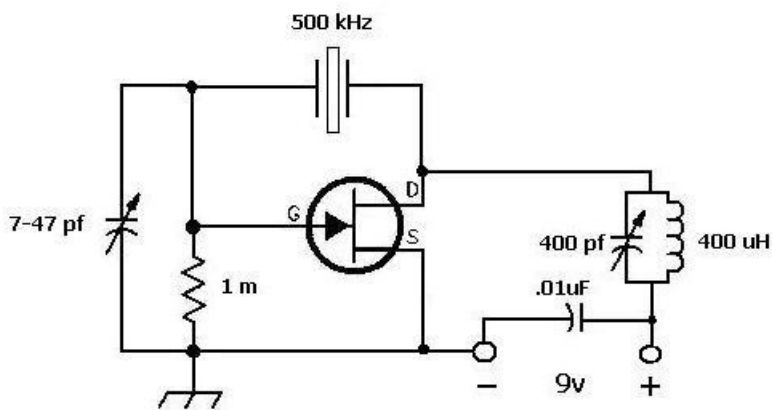
obwodach scalonych z serii TTL. Transformator w obwodzie kolektora Q1 można zastąpić przez cewkę o indukcyjności 1 μH , na której nawinięte jest uzwojenie wtórne w postaci 2 zwojów przewodu 0,2 mm w emalii.

Dzielnik częstotliwości składa się z trzech członów o stopniach podziału kolejno dwa razy przez 10 i przez dwa (obwody 74196 i 2 x 7490). Wyjście TTL służy do sterowania wzmacniaczy mocy pracujących w klasie D lub E natomiast wyjście z dzielnika napięcia – dostarczające sygnału osłabionego o 30 dB - umożliwia strojenie odbiorników. Zamiast obwodów TTL można w układzie dzielnika użyć obwodów z serii CMOS (74HC). Układ generatora powinien być zasilany napięciami stabilizowanymi. Rozwiązanie pochodzi z artykułu EA3FXF opublikowanego w nr. 4/2005 hiszpańskiego wydania miesięcznika "CQ Radio Amateur".



Rys. 1.31. Generator z dzielnikiem częstotliwości

Generator na częstotliwość 500 kHz



A reliable MF crystal oscillator. The tuned circuit might be replaced by a 10 millihenry RF choke (or greater) to create a high impedance at the drain of the FET.

Rys. 1.32. Prosty generator kwarcowy

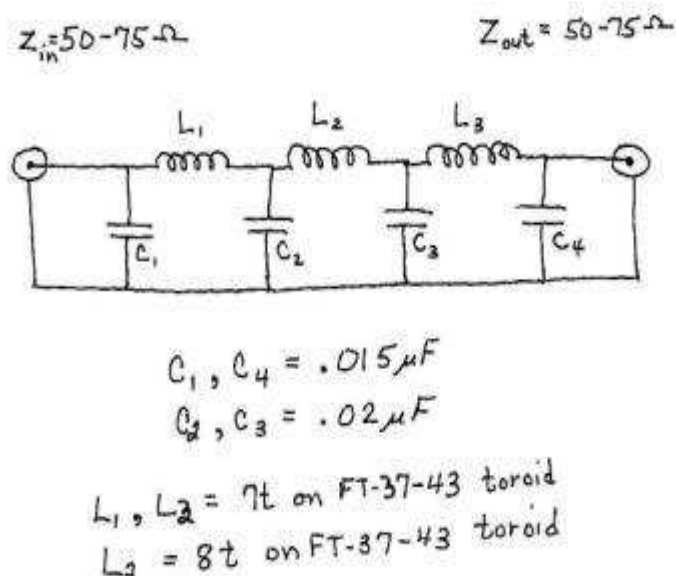
Obwód rezonansowy w obwodzie drenu można zastąpić przez dławik o indukcyjności 10 milihenrów lub większej.

Filtr dolnoprzepustowy 510 kHz

Odbiorczy filtr o charakterystyce Czebyszewa ma częstotliwość graniczną 510 kHz i wnosi tłumienie ok. 10 dB.

Cewki L1 i L3 składają się z 7 zwojów nawiniętych na ferrytowym rdzeniu pierścieniowym FT37-43 a L2 składa się z 8 zwojów na takim samym rdzeniu.

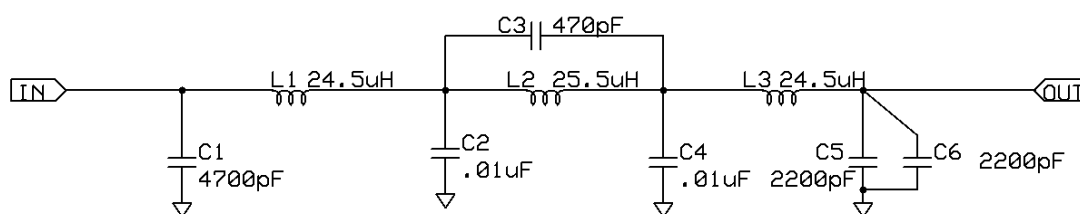
Oporności wejściowa i wyjściowa filtru leżą w granicach 50 – 75 Ω .



Rys. 1.33. Średniofalowy filtr dolnoprzepustowy

Nadawczy filtr dolnoprzepustowy dla pasma 630 m

600M Elliptical Low Pass Filter



L1, L3 38T #20 on T157-2 (RED) core
 L2 42T #20 on T157-2 (RED) core

All Capacitors are 500V Dipped Micas or 630V Polypropylene

C1 470pF
 C2, C4 10000pF
 C3 470pF
 C5, C6 2200pF

Rys. 1.34. Eliptyczny filtr dolnoprzepustowy

Filtr o charakterystyce eliptycznej (Cauera) z rys. 1.34 zawiera oprócz typowych członów dolnoprzepustowych obwód zaporowy – równoległy obwód rezonansowy o rezonansie leżącym w paśmie zaporowym filtru i wnoszący dodatkowe tłumienie dla najsilniej występującej częstotliwości niepożądaney. W zależności od rozwiązania stopnia mocy może być to druga lub trzecia harmoniczna sygnału użytecznego. Obie harmoniczne wypadają w radiofonicznym zakresie fal średnich.

Cewki L1 i L3 składają się z 38 zwojów nawiniętych na rdzeniu T157-2 (czerwonym) a L2 z 42 zwojów na takim samym rdzeniu.

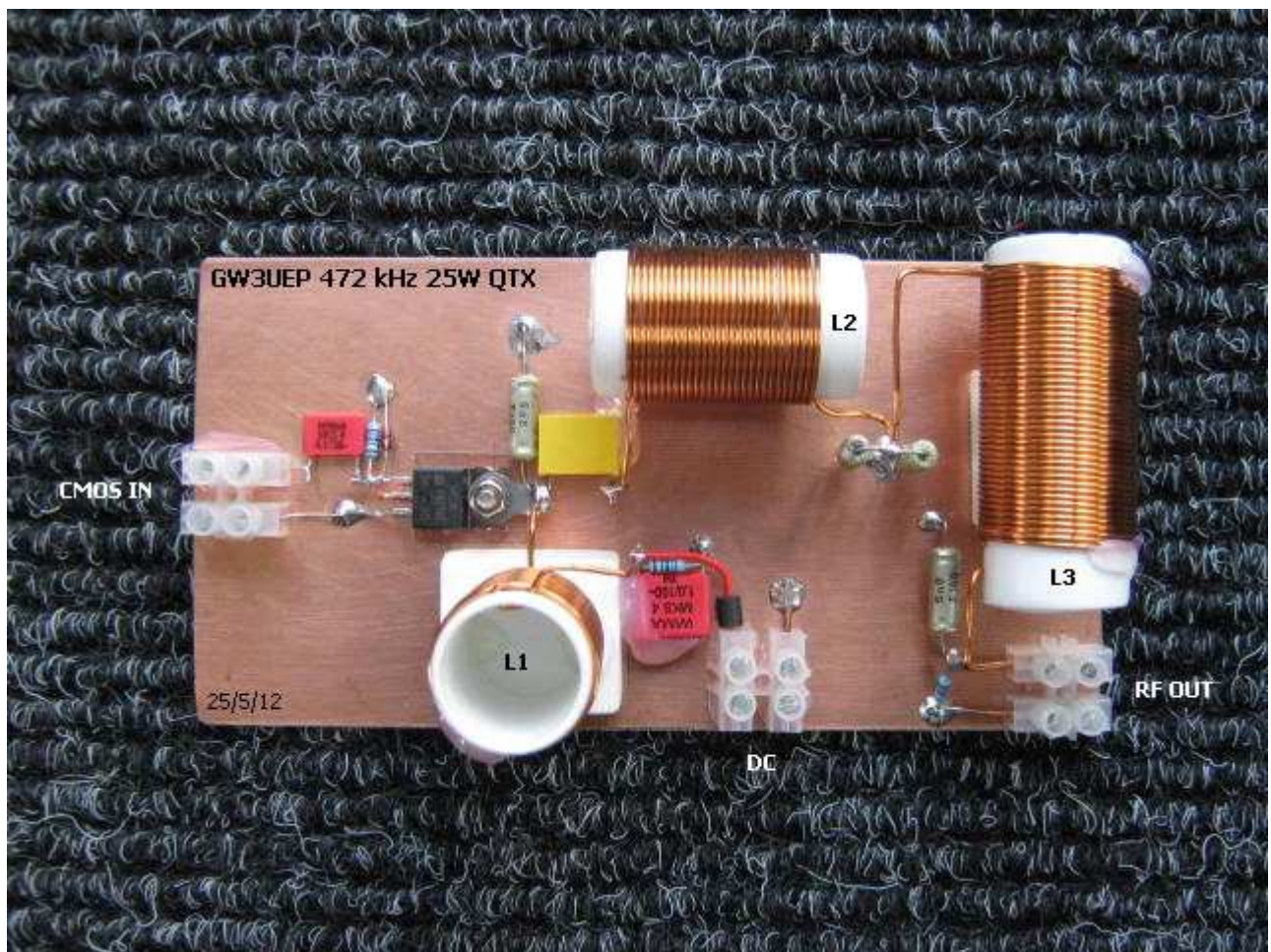
Kondensatory C1 – C6 powinny być albo mikowe albo polipropylenowe.

Nadajnik mocy 25 W na pasmo 472 kHz

Wzmacniacz na tranzystorze IRF510 pracuje w klasie E (rys. 1.36) dzięki czemu osiągana jest sprawność przekraczająca 80 %. Do jego wysterowania nadaje się m.in. VFO lub VXO na obwodach logicznych CMOS. Jednym z praktycznych rozwiązań jest generator 7,6 MHz z dzielnikiem częstotliwości przez 16 – na obwodzie 4060 lub VFO na obwodach 4049 i 4024.

Cewki L1 – L3 są nawinięte na karkasach plastikowych o średnicy 22 mm przewodem o średnicy 0,91 mm co odpowiada nr. 20 wg oznaczeń brytyjskich.

Moc wyjściowa wynosi przy napięciu zasilania 12 V 8 W a przy napięciu zasilania 21 V – 25 W (pobór prądu wynosi w tym przypadku 1,5 A).



Rys. 1.35. Konstrukcja wzmacniacza

25W QTX PA

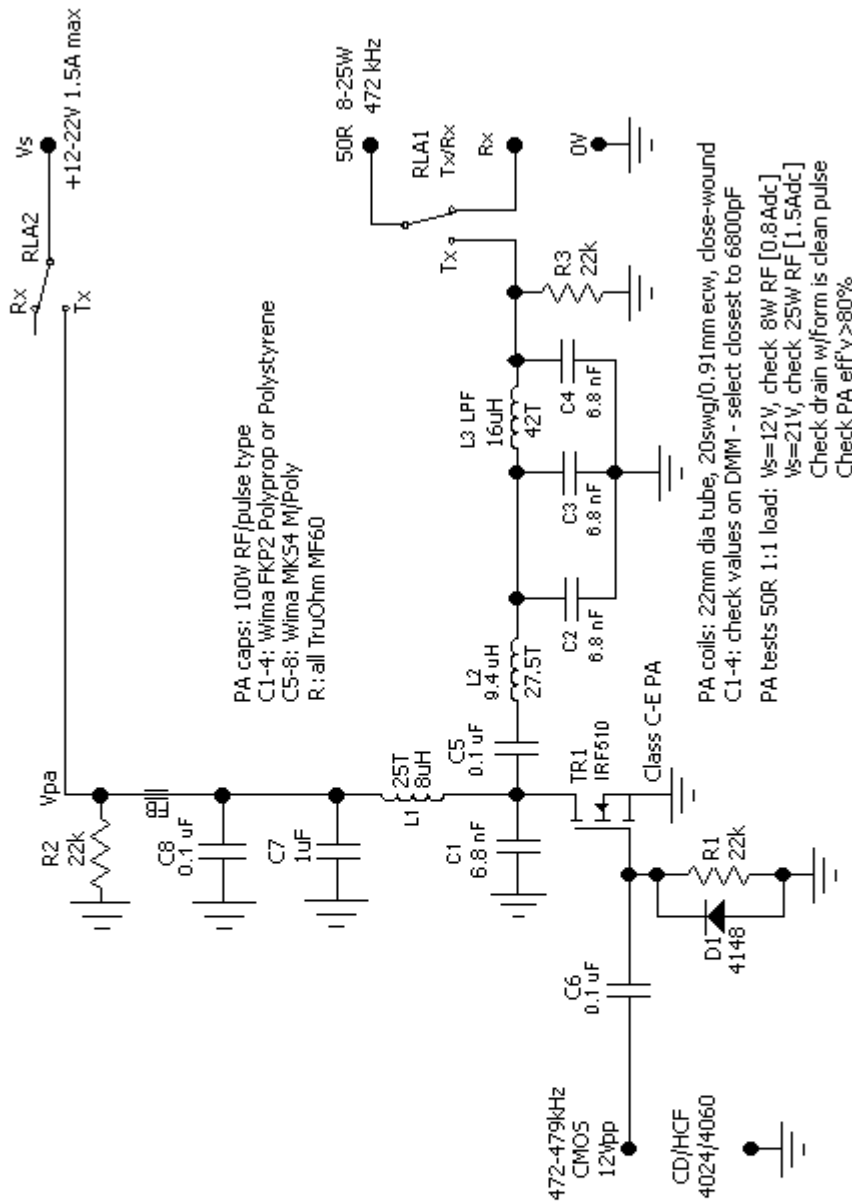
GW3UEP 25W 472 kHz CW PA

- Low-cost, simple repeatable design [no toroids]
- PA eff'y >80%
- Direct drive from CMOS VFO
- PA or simple CMOS keying

12 May 2012

GW3UEP

[typ values]



PA caps: 100V RF/pulse type
 C1-4: Wima FKP2 Polyprop or Polystyrene
 C5-8: Wima MK54 M/Poly
 R: all TruOhm MF60

Class C-E PA
 PA coils: 22mm dia tube, 20swg/0.91mm ecw, close-wound
 C1-4: check values on DMM - select closest to 6800pF
 PA tests 50R 1:1 load: Vs=12V, check 8W RF [0.8Adc]
 Vs=21V, check 25W RF [1.5Adc]
 Check drain w/iform is clean pulse
 Check PA eff'y >80%

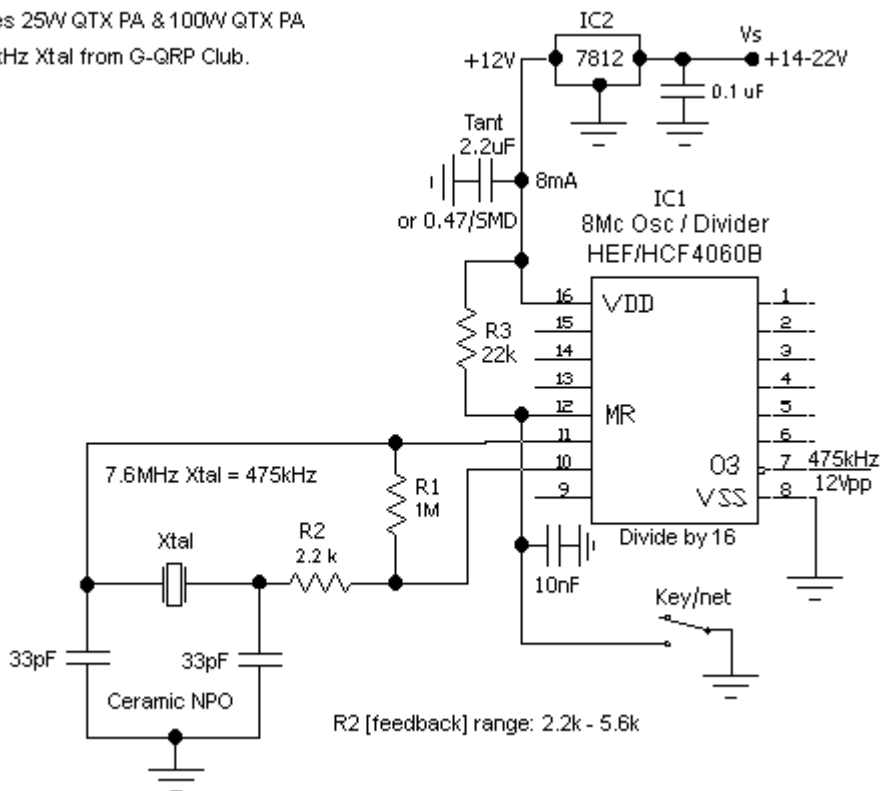
CMOS Input:
 - 472 VFO
 or
 - Xtal Osc/Divider 4060
 7.6MHz Xtal = 475kHz
 from GORP Club
 Max 12" of 50-75R coax.

29/5/12

GW3UEP Xtal 4060 QTX Exciter

6/6/12

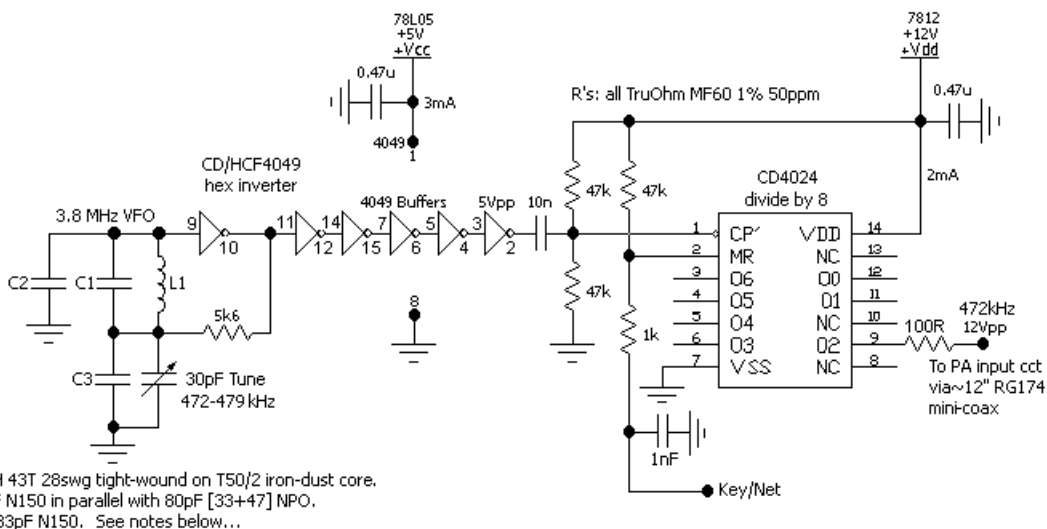
- Drives 25W QTX PA & 100W QTX PA
- 475 kHz Xtal from G-QRP Club.



Rys. 1.37. Schemat generatora wzbudzającego na obwodzie CMOS 4060

472- 479 kHz CMOS VFO for 100W QTX PA

- Simple stable low-cost VFO
 - Also drives 25W QTX IRF510 PA
 - Uses two low-cost CMOS IC's with few components
- gw3uep / 1 Feb 2012
[typ values]



L1: 10uH 43T 28swg tight-wound on T50/2 iron-dust core.
C1: 68pF N150 in parallel with 80pF [33+47] NPO.
C2: C3: 33pF N150. See notes below...

160312

Rys. 1.38. Schemat VFO na obwodach CMOS 4049 i 4024. Cewka L1 zawiera 43 zwoje nawinięte na rdzeniu proszkowym T50-2. Kondensator C1 (148 pF) składa się połączonych równolegle kondensatorów 68 pF (68 – 82 pF) N150 i 80 pF (33 + 47) NP0. C2 i C3 33 pF NP0. Kondensatory NP0 są ceramiczne a N150 ceramiczne lub polistyrenowe. Cewka L1 jest polakierowana i przyklejona na gorąco na wysokości ok. 4 mm nad płytką drukowaną.



Fot. 1.39. Konstrukcja VFO

Nadajnik o mocy 1 W na pasmo 472 kHz

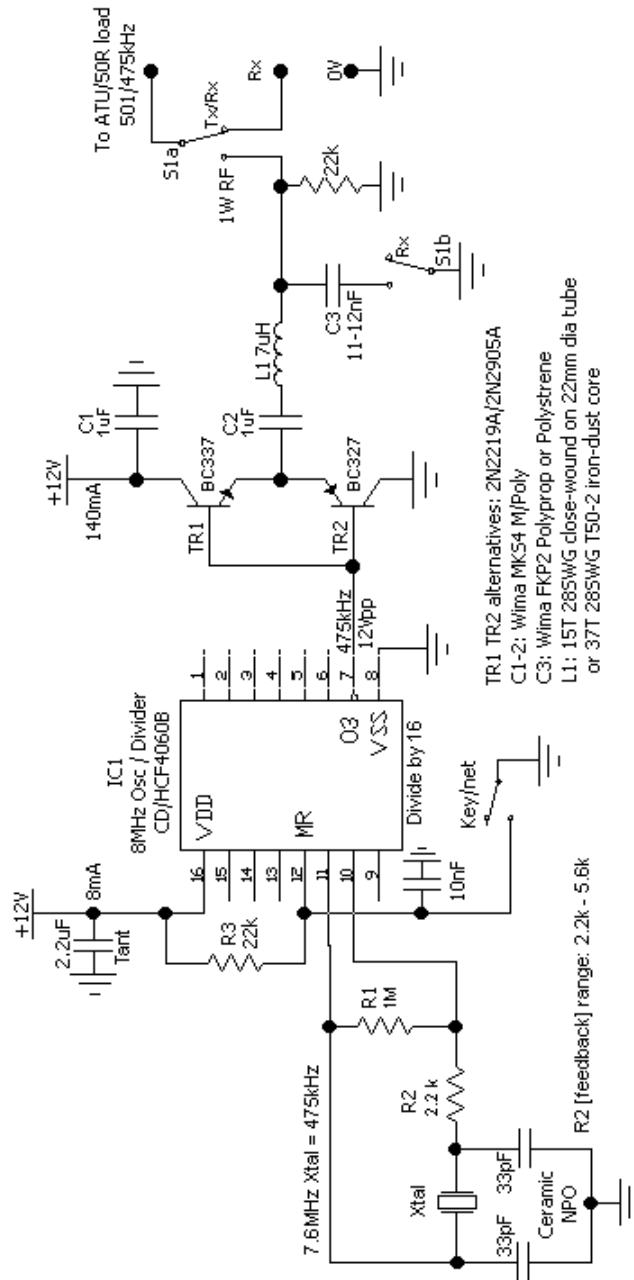
Nadajnik – rys. 1.40 – złożony z przedstawionego powyżej generatora wzbudzającego na CD4060 i przeciwobnego wzmacniacza mocy na tranzystorach BC337 i BC327 dostarcza mocy wyjściowej ok. 1 W. Cewka L1 może być nawinięta na karkasie 22 mm (składa się wówczas z 15 zwojów przewodu nr 28 albo na rdzeniu pierścieniowym T50-2 (czerwonym). W tym drugim przypadku składa się ona z 37 zwojów tego samego przewodu.

1 August 2012

Developed with GW4HXO, EI0CF & EI6DN

GW3UEP 1W MF CW QTX

- Simple Quick-Start 1W MF TX
- CMOS drive from VFO or Xtal
- 7.6 MHz Xtal from G-QRP Club
- [typ values]



TR1 TR2 alternatives: 2N2219A/2N2905A
 C1-2: Wima MKS4 M/Poly
 C3: Wima FKP2 Polyprop or Polystrene
 L1: 15T 285SWG close-wound on 22mm dia tube
 or 37T 285SWG T50-2 iron-dust core

Check 20Vpp/50R load - 10Vpk using QRP Meter & 50R load
 Note: quiescent current 0mA, Met 5mA [CMOS & PA not loaded - C3 is open-cct]
 Use QRP Meter with L-Match ATU to ensure that a matched 50R load [1:1 SWR] is presented to the TX

170812

Rys. 1.40. Schemat ideowy nadajnika małej mocy

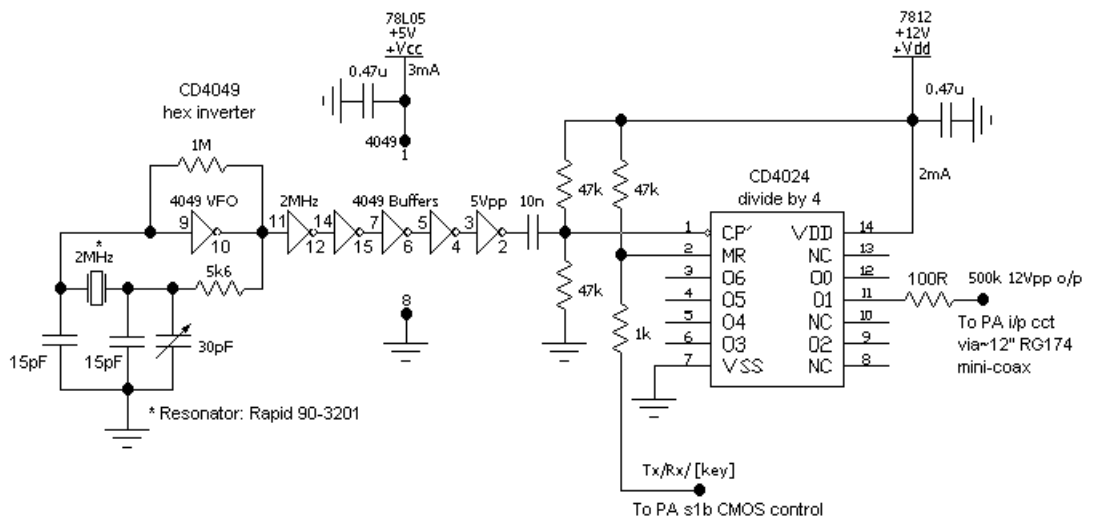


Fot.1.41. Konstrukcja nadajnika

Nadajnik o mocy 100 W na pasmo 501 kHz

501-504kHz CMOS VFO for 100W MF PA

- Simple stable low-cost VFO
 - Also drives 25W GTX IRF510 PA
 - Uses two low-cost CMOS IC's with few components
- gw3uep / 19 July 09

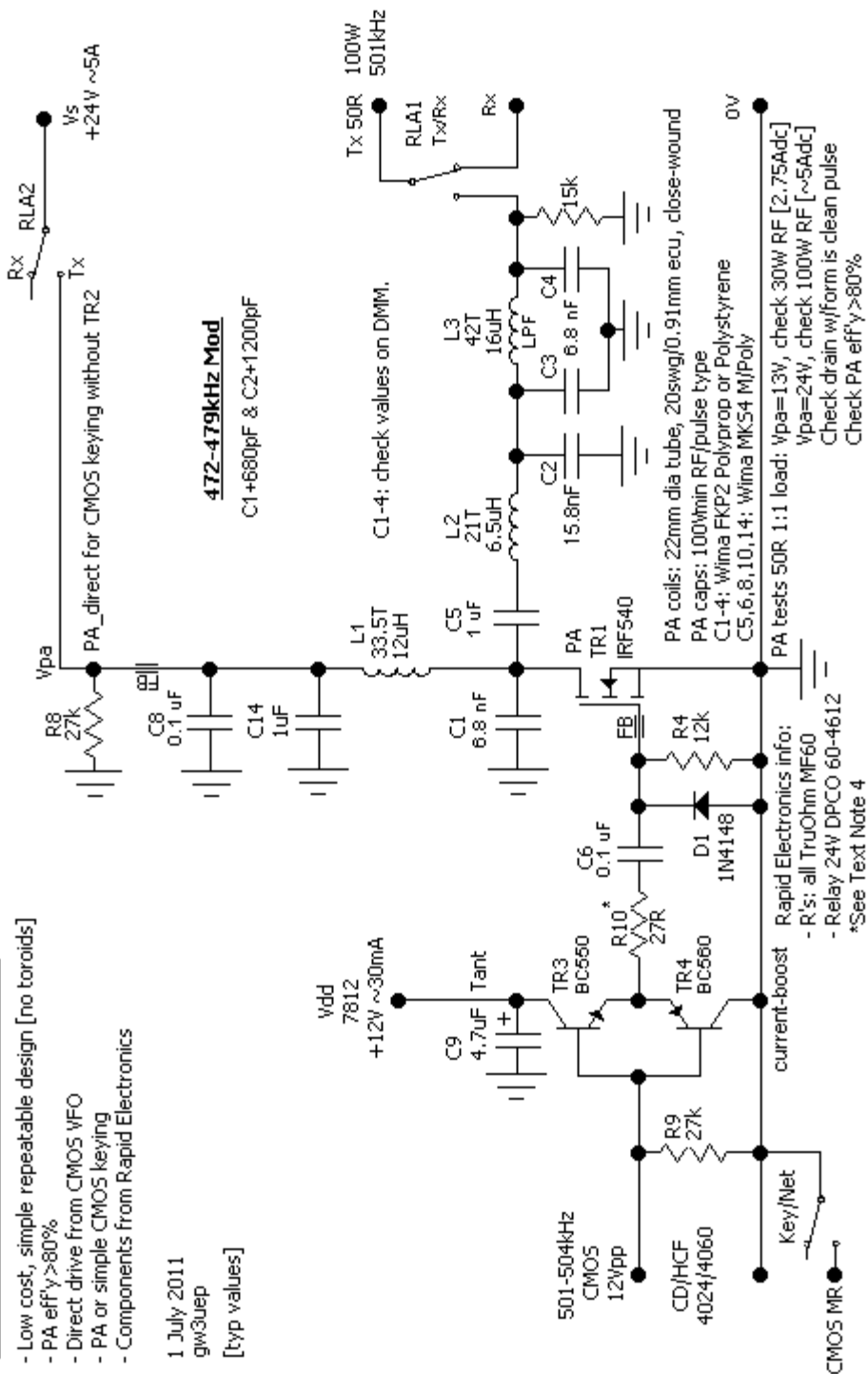


Rys. 1.42. Schemat ideowy VFO

GW3UEP_100W_MF_CW_PA

- Low cost, simple repeatable design [no toroids]
- PA eff'y >80%
- Direct drive from CMOS WFO
- PA or simple CMOS keying
- Components from Rapid Electronics

1 July 2011
gw3uep
[typ values]



Antenna Matching with QRP Resistive Reflectometer...
Use 7805 regulator [5V 1A Vpa supply] for 4W RF output - set ATU for min reflected power.

25/5/12

Rys. 1.43. Schemat ideowy wzmacniacza mocy

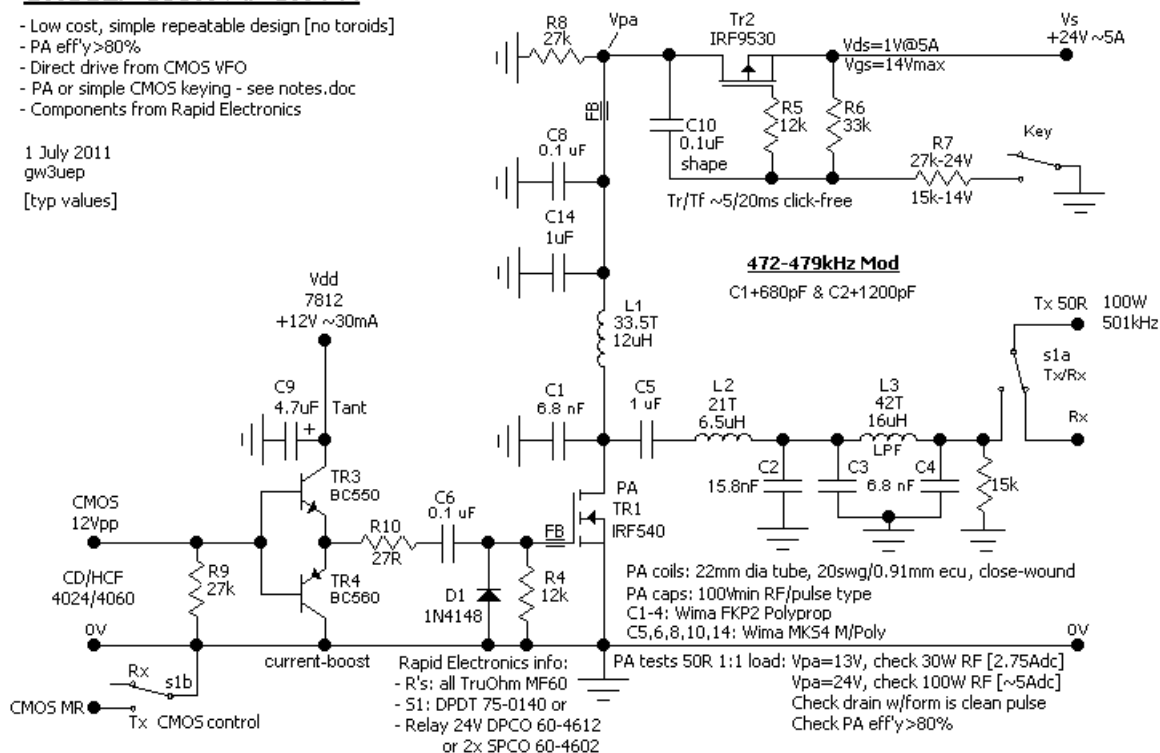
Wzmacniacz mocy na tranzystorze IRF540 pracuje w klasie E ze sprawnością przekraczającą 80 %. Przy napięciu zasilania 13 V dostarcza on 30 W mocy wyjściowej a przy napięciu zasilania 24 V – 100 W.

Cewki nawinięte są na karkasach o średnicy 22 mm przewodem 0,91 mm (nr 20) i zawierają: L1 – 33,5 zwoju (12 μH), L2 – 21 zw. (6,5 μH) i L3 – 42 zw. (16 μH).

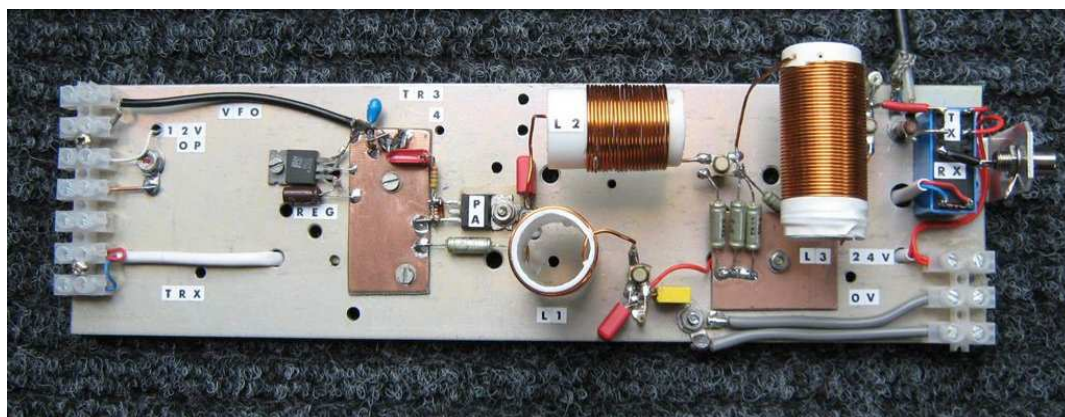
GW3UEP 100W MF CW PA

- Low cost, simple repeatable design [no toroids]
- PA eff'y >80%
- Direct drive from CMOS VFO
- PA or simple CMOS keying - see notes.doc
- Components from Rapid Electronics

1 July 2011
gw3uep
[typ values]



Rys. 1.44. Schemat ideowy tego samego wzmacniacza z kluczowaniem na tranzystorze Tr2 – IRF9530.



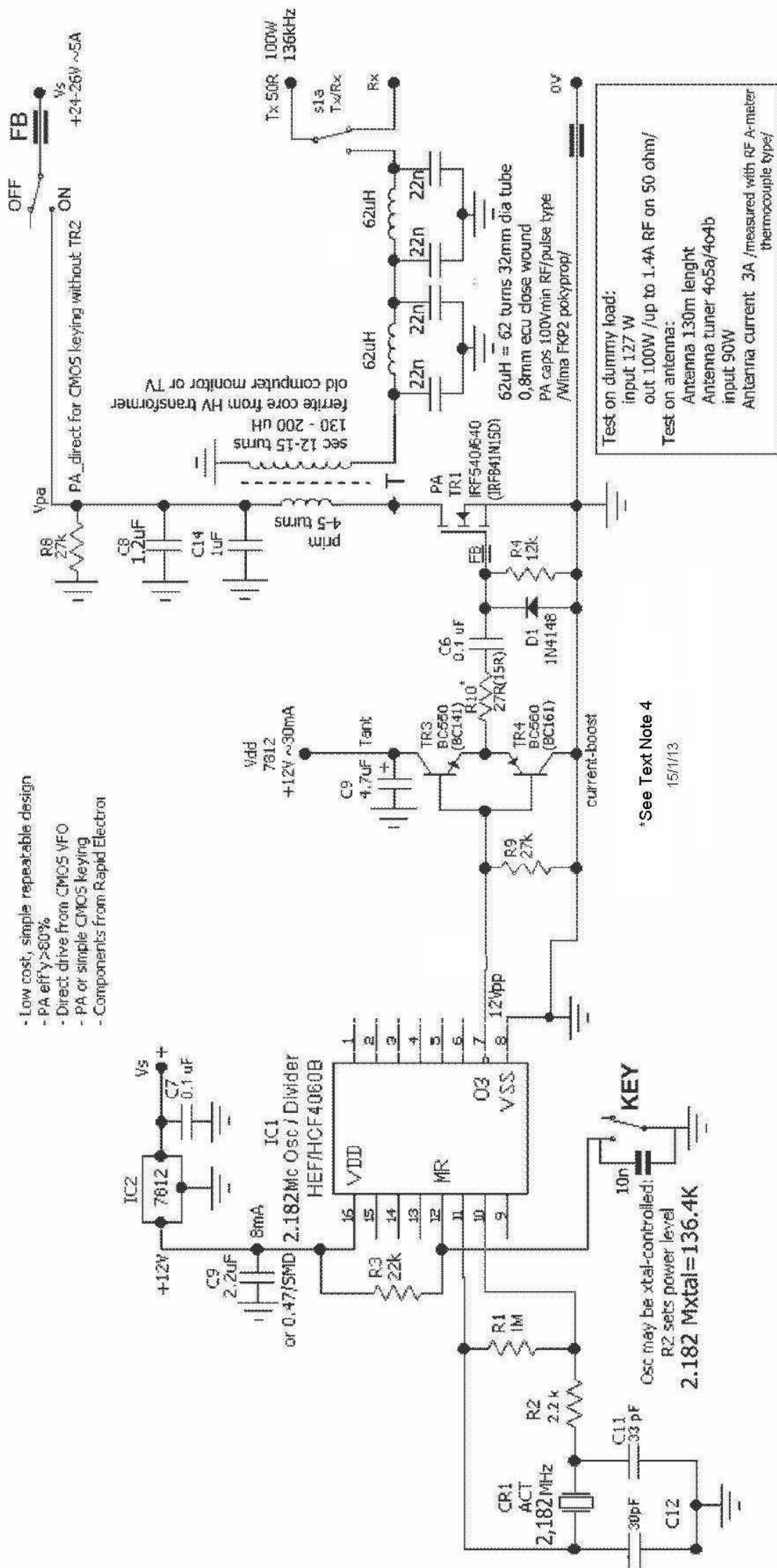
Fot. 1.45. Konstrukcja wzmacniacza

Nadajnik długofalowy wzorowany na średnionfalowych konstrukcjach GW3UEP

Podobieństwa do poprzednich konstrukcji widoczne są we wszystkich stopniach nadajnika: zarówno w rozwiązaniu generatora sterującego jak i następującego po nim wzmacniacza mocy.

Montenegro LF/MF group 136 khz TRANSMITTER BASED ON GW3UEP MF PROJECT

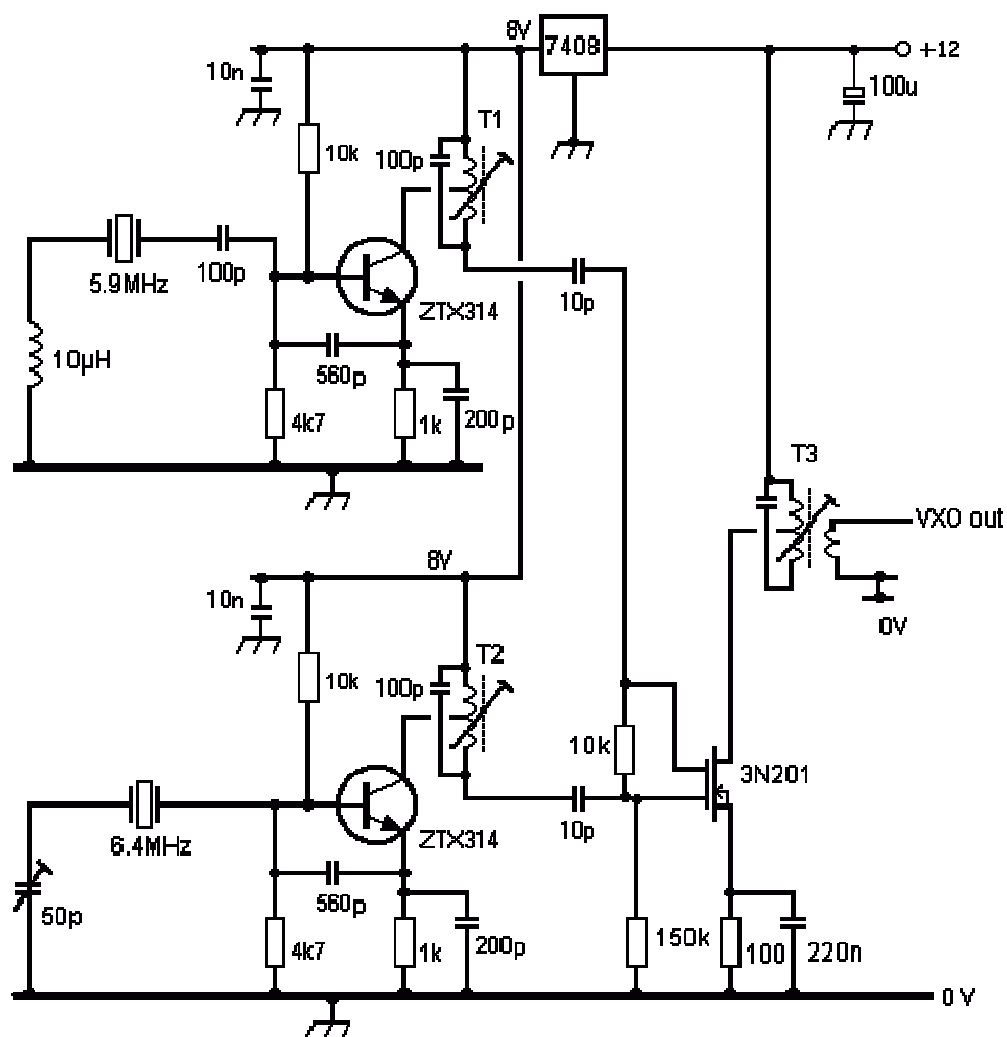
- Low cost, simple repeatable design
- PA effy >80%
- Direct drive from CMOS VFO
- PA or simple CMOS keying
- Components from Rapid Electron



Nadajnik (schemat 1.46 na poprzedniej stronie) zawiera generator kwarcowy na CD4060 pracujący na częstotliwości 2,182 MHz, tranzystorowy wzmacniacz sterujący w układzie przeciwobnym na komplementarnych tranzystorach złączowych BC550 (BC141) i BC560 (BC161) oraz stopień mocy w klasie E na tranzystorze polowym IRF540 (IRF640 lub innym podobnym). Uzyskiwana jest moc wyjściowa 100 W przy mocy doprowadzonej 127 W i sprawności przekraczającej 80%.

Transformator w obwodzie drenu jest nawinięty na rdzeniu z zasilacza wysokiego napięcia odbiorników TV. Jego uzwojenie pierwotne składa się z 4 – 5 zwojów, a wtórne o indukcyjności 130 – 200 μH – z 12 – 15 zwojów. Cewki filtru dolnoprzepustowego mają indukcyjności 62 μH i składają się z 62 zwojów przewodu 0,8 mm nawiniętych na karkasach 32 mm każda.

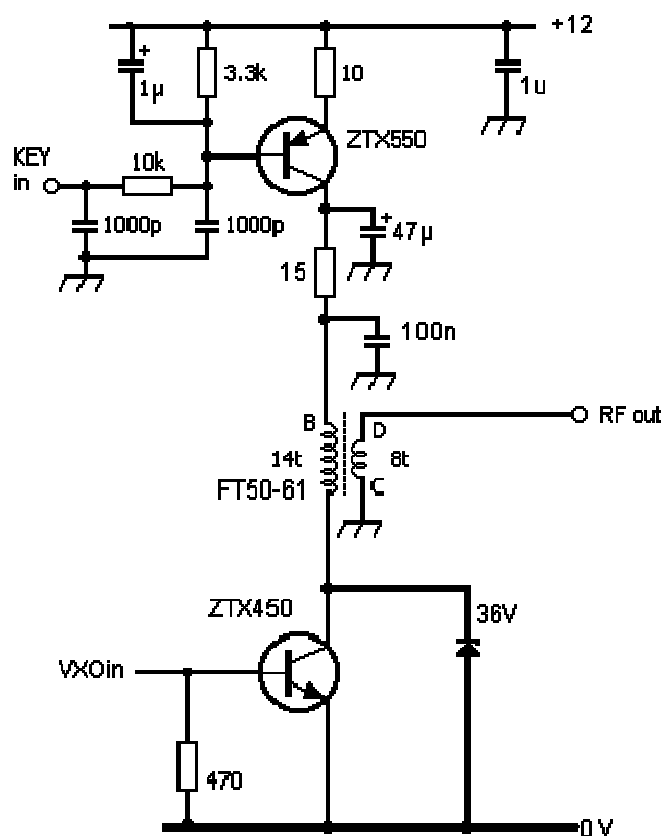
Nadajnik o mocy 6 W na pasmo 600 m



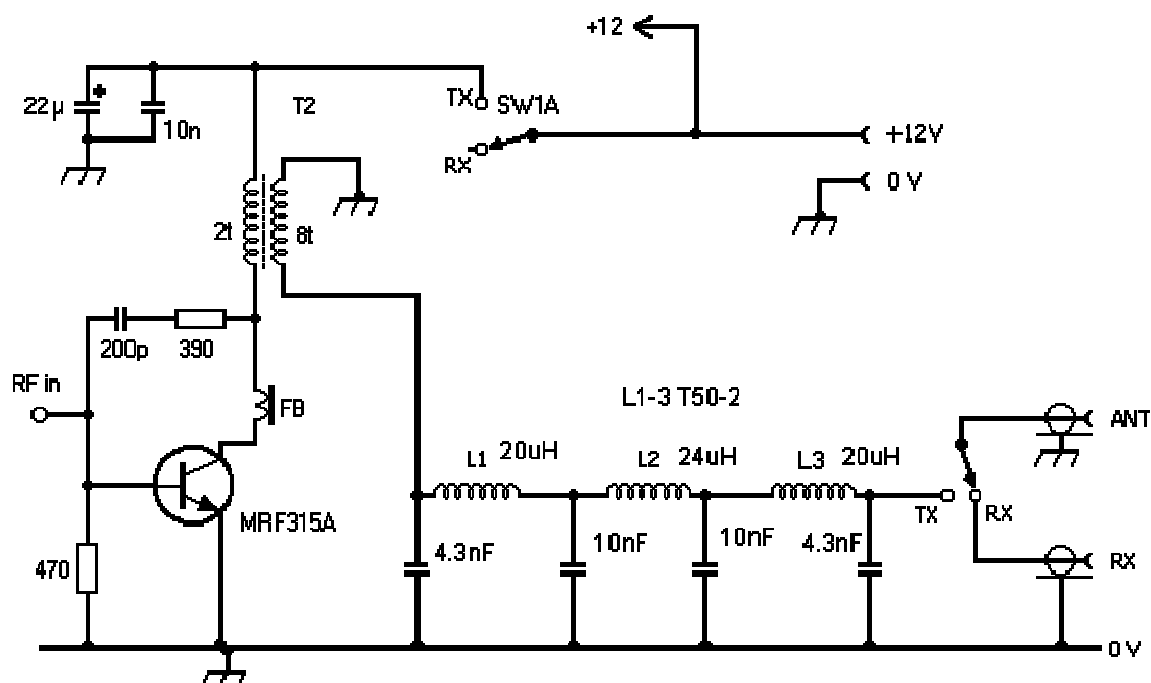
Rys. 1.47. Schemat ideowy generatora wzbudzającego z przemianą częstotliwości

Częstotliwość 500 kHz uzyskiwana jest w wyniku zmieszania sygnałów z dwóch generatorów kwarcowych, z których jeden jest przestrajany w wąskim zakresie – pracuje jako VXO. Dobierając inne częstotliwości kwarców można go stosunkowo łatwo przystosować do pracy w paśmie 472 kHz. Dzięki zastosowaniu indukcyjności 10 μH częstotliwość drugiego z generatorów jest lekko przeciągnięta w dół. Indukcyjności T1 i T2 są nawinięte na karkasach 6 mm, T3 jest obwodem p.cz.

Stopień separatora jest zasilany przez tranzystor kluczujący pnp – włączenie nośnej następuje po zwarciu obwodu bazy do masy. Transformator wyjściowy jest nawinięty na rdzeniu ferrytowym FT50-61 i składa się z dwóch uzwojeń: pierwotnego 14 zwojów i wtórnego – 8.



Rys. 1.48. Schemat ideowy kluczowanego separatora

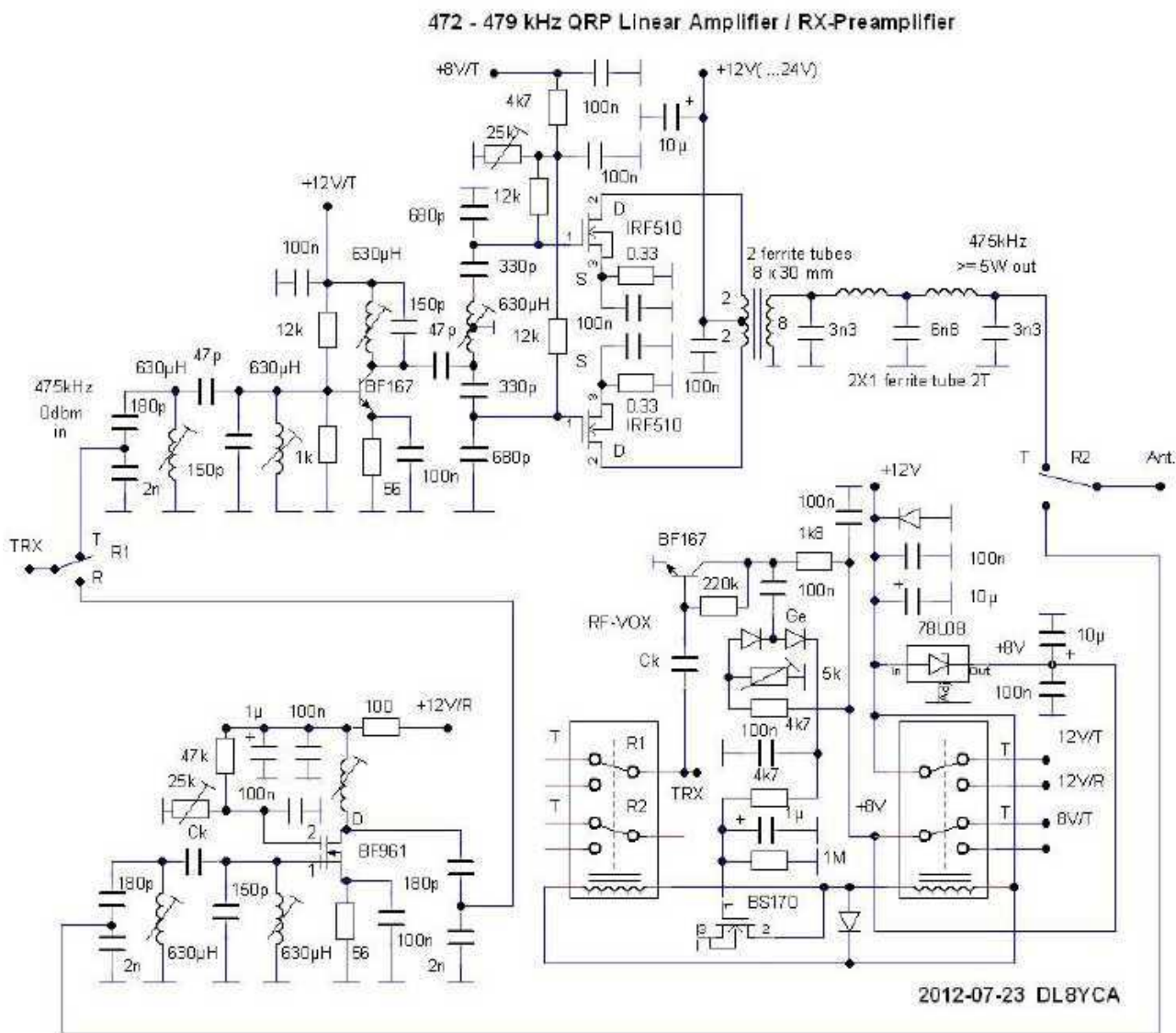


Rys. 1.49 Schemat ideowy stopnia końcowego z filtrem dolnoprzepustowym

W stopniu mocy zastosowano tranzystor UKF typu MRF315A pracujący w klasie C. Transformator wyjściowy (o przekładni 2 : 8 zw.) jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym 3C85 o średnicy 26 mm. Filtr wyjściowy został opracowany tak, żeby zapewnić jak najlepsze tłumienie drugiej harmonicznej – wypadającej w radiowym zakresie fal średnich. Cewki filtra L1 – L3 są nawinięte na proszkowych

rdzeniach pierścieniowych T50-2. FB jest perełką ferrytową nałożoną na przewód zasilania kolektora w celu zapobieżenia pasożytniczym oscylacjom w zakresie UKF. Przełącznik SW1A służy do włączenia zasilania na czas nadawania. Moc wyjściowa wynosi 6 W przy napięciu zasilania 12 V.

Wzmacniacz mocy z przedwzmacniaczem na pasmo 472 kHz



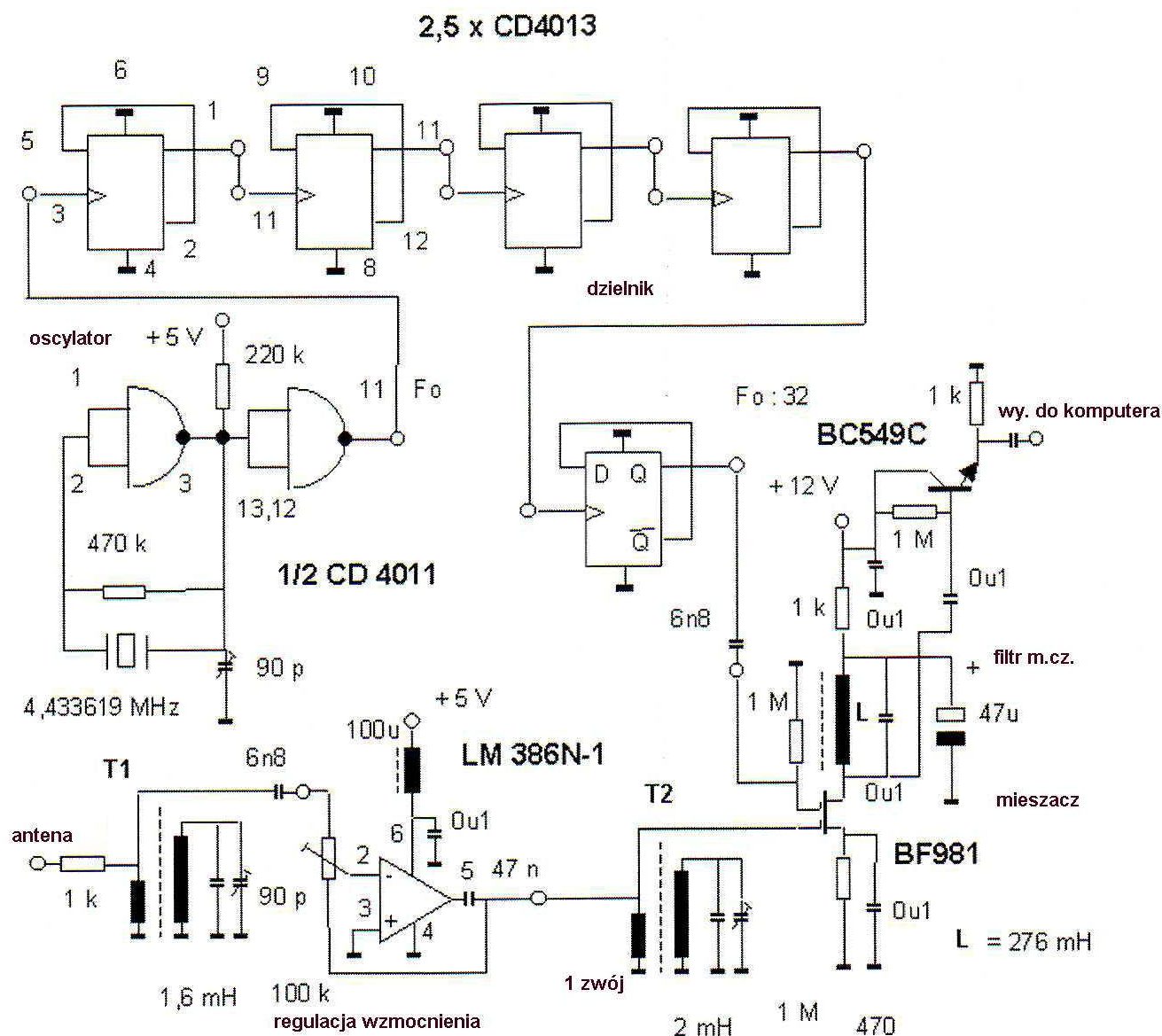
Rys.1.50. Wzmacniacz mocy na fale średnie

Opracowany przez DL8YCA dwustopniowy 5-watowy wzmacniacz mocy pracuje na tranzystorach BF167 w stopniu sterującym i 2 x IRF510 w stopniu końcowym. Transformator wyjściowy jest nawinięty na rdzeniach ferrytowych 8 x 30 mm i zawiera 2 x 2 zwoje w uzwojeniu pierwotnym oraz 8 zwojów w uzwojeniu wtórnym. Doysterowania wzmacniacza wystarczy moc 1 mW (0 dBm). Tor odbiorczy zawiera przedwzmacniacz na dwubramkowym tranzystorze polowym BF961. Układ automatycznego przełączania nadawanie-odbiór (RF-VOX) zwiększa wygodę pracy emisjami cyfrowymi.

Odbiorniki i konwertery

Do odbioru w zakresie fal długich można zamiast specjalnie skonstruowanych odbiorników wykorzystać radiostacje krótkofalowe wyposażone w odbiorniki pokrywające zakres fal długich lub odbiorniki komunikacyjne. W wielu z tych urządzeń dolna granica zakresu wynosi 30 lub 60 kHz ale często charakteryzują się one wyraźnie niższą czułością w tym zakresie aniżeli w zakresie fal krótkich. Oprócz tego stosowane przeważnie filtry pasmowe nie zapewniają dostatecznego wy tłumienia sygnałów silnych stacji nadawczych, w tym i stacji radiofonicznych pracujących w pobliżu pasma amatorskiego. Poprawę selektywności można osiągnąć dzięki zastosowaniu anten strojonych takich jak pętlowe lub ferrytowe a poprawę czułości – poprzez dodanie przedwzmacniacza. Bardziej doświadczeni konstruktorzy mogą też podjąć się dokonania modyfikacji fabrycznego sprzętu. Alternatywą może być także wyposażenie odbiornika w konwerter o częstotliwości wyjściowej leżącej w zakresie fal krótkich – często jest to jedno z pasm amatorskich np. pasmo 10 m. Sytuacja w paśmie 472 kHz jest wprawdzie lepsza ale i tam w niektórych przypadkach mogą przydać się dodatkowe konwertery i przedwzmacniacze.

Prosty odbiornik do odbioru wolnej telegrafii



Rys. 2.1. Schemat ideowy odbiornika

Odbiornik jest wyposażony w oscylator sterowany kwarcowo i pokrywa zakres +/- 80 Hz wokół częstotliwości środkowej. Przy użyciu kwarcu o częstotliwości 4,433619 MHz (podnośna koloru w systemie PAL) uzyskuje się po podziale przez 32 częstotliwość heterodyny wynoszącą ok. 138,650 kHz a częstotliwość odbioru – ok. 137,700 kHz.

Jako wzmacniacza wstępnego w układzie użyto głośnikowego wzmacniacza typu LM386. Zapewnia on wzmocnienie sygnału w.cz. o ok. 60 – 70 dB. Zalecane jest stosowanie obwodów znanych producentów (np. National Semiconductor, Motorola) ponieważ produkty niektórych innych firm charakteryzują się niższym wzmocnieniem i wyższym poziomem szumów. Układ scalony jest zasilany napięciem 5 V. Wzmocniony sygnał w.cz. jest podawany przez obwód rezonansowy na bramkę tranzystora BF981 pracującego jako mieszacz. Szerokość pasma obwodu rezonansowego wynosi ok. 900 Hz. Na drugą bramkę tranzystora podawany jest sygnał prostokątny z heterodyny. Otrzymywany w wyniku przemiany sygnał ma częstotliwość ok. 950 Hz, a do jego filtracji służy filtr m.cz. o szerokości pasma ok. 100 Hz. Odfiltrowany sygnał m.cz. jest podawany na wejście akustyczne komputera poprzez wtórnik emiterowy – tranzystor BC549C. Wtórnik zapobiega nadmiernemu obciążeniu filtru przez wejście komputera, co pozwala na uzyskanie podanej powyżej selektywności.

Heterodyna pracuje na dwóch bramkach CMOS typu CD4011, z których druga stanowi separator. Ze względu na ew. trudności dostrojenia filtru m.cz. w układzie oscylatora znajduje się kondensator pozwalający na lekkie skorygowanie jego częstotliwości pracy. Częstotliwość 4,43 MHz jest dzielona przez 32 za pomocą dzielnika złożonego z 5 przerzutników D typu CD4013 (każdy z nich zapewnia podział przez 2). Oczywiście zamiast przerzutników można zastosować gotowy dzielnik innego typu. Wszystkie obwody logiczne są zasilane napięciem 5 V. Wejścia pozostałych, nieużywanych bramek 4011 oraz wejścia zegarowe, D i S ostatniego, również nieużywanego przerzutnika należy połączyć z napięciem zasilania.

Obwody T1 i T2 są nawinięte na rdzeniach w kształcie podwójnej litery E (Conrad nr. 516643) o wymiarach 20 x 20 x 6 mm. Uzwojenie pierwotne T1 zawiera 3 zwoje przewodu Cuem 0,2 mm, a wtórne – 100 zwojów tego samego przewodu. Pojemność obwodu rezonansowego składa się z równoległego połączenia kondensatorów 680 pF, 100 pF i trymera 90 pF. Uzwojenie pierwotne T2 stanowi 1 zwój przewodu Cuem 0,2 mm, wtórne 120 zwojów tego samego przewodu. Uzwojenie wtórne jest nawinięte dwukomorowo. W miejscu styku obu połówek rdzenia należy nakleić taśmę Tesa a następnie skleić je ze sobą. Pojemność obwodu T2 stanowią równoległe połączone kondensator 560 pF i trymer 90 pF.

Obwód wyjściowy mieszacza o częstotliwości rezonansowej 950-1000 Hz jest nawinięty na rdzeniu o tym samym kształcie i wymiarach 25 x 25 x 7 mm (Conrad nr. 516678). Podobnie jak poprzednio wymienione charakteryzuje się on współczynnikiem $A_1 = 0,25$. Uzwojenie jest nawinięte dwukomorowo i zawiera 2 x 500 zwojów przewodu Cuem 0,1 mm. Szczelinę powietrzną uzyskuje się w sposób identyczny jak w obwodach T1 i T2.

Do zestrojenia obwodów najlepiej skorzystać z generatora sygnałowego. Po zestrojeniu obwodów T1 i T2 należy ustawić za pomocą potencjometru 100 k wzmocnienie LM386 tak aby układ znajdował się nieco poniżej progu wzbudzenia. W przypadku korzystania z opisanego dalej przedwzmacniacza konieczne jest zredukowanie wzmocnienia tak, aby nie dopuścić do wzbudzenia się układu.

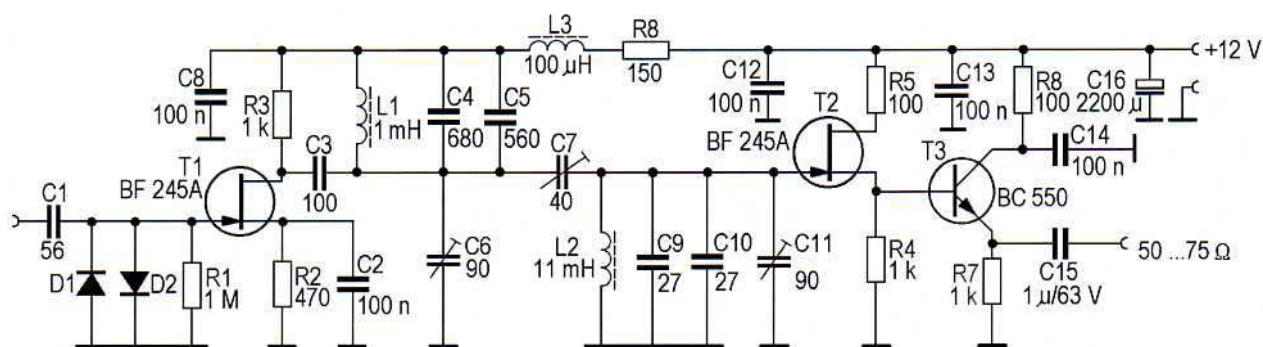
Autor rozwiązania, DF8ZR ("Funk" 04/2002) wykonał całość na płytce z jednostronnego laminatu o wymiarach 160 x 100 mm. Elementy umieszczone są po stronie laminowanej (wokół otworów usunięto warstwę miedzi za pomocą wiertła o większej średnicy), a połączenia wykonano po drugiej stronie płytki.

Odbiornika VSCW (Visual Slow CW) nie można wprawdzie zaliczyć do najwyższej klasy jednak jego konstrukcja jest na tyle prosta, że może być wykonana przez mniej zaawansowanych amatorów.

Aktywna antena do odbiornika VSCW

Schemat przedstawia rozwiązanie aktywnej anteny do odbiorników VSCW. Składa się ona z pionowej anteny prętowej o długości ok. 1,5 m i trzystopniowego wzmacniacza selektywnego. Jego wzmocnienie jest dostosowane do niskiej czułości odbiorników i w przypadku użycia jej z innym, bardziej czułym odbiornikiem należy zastosować dodatkowy tłumik sygnału. Autor rozwiązania zastosował jako cewki L1 i L2 gotowe dławiki 1 i 11 mH dostępne w firmie "Conrad". Szerokość pasma przenoszenia wynosi ok. 1 kHz.

Rozwiązanie pochodzi z numeru specjalnego CQ/DL "Welt der Schaltungen".



Rys. 2.2. Schemat ideowy anteny aktywnej

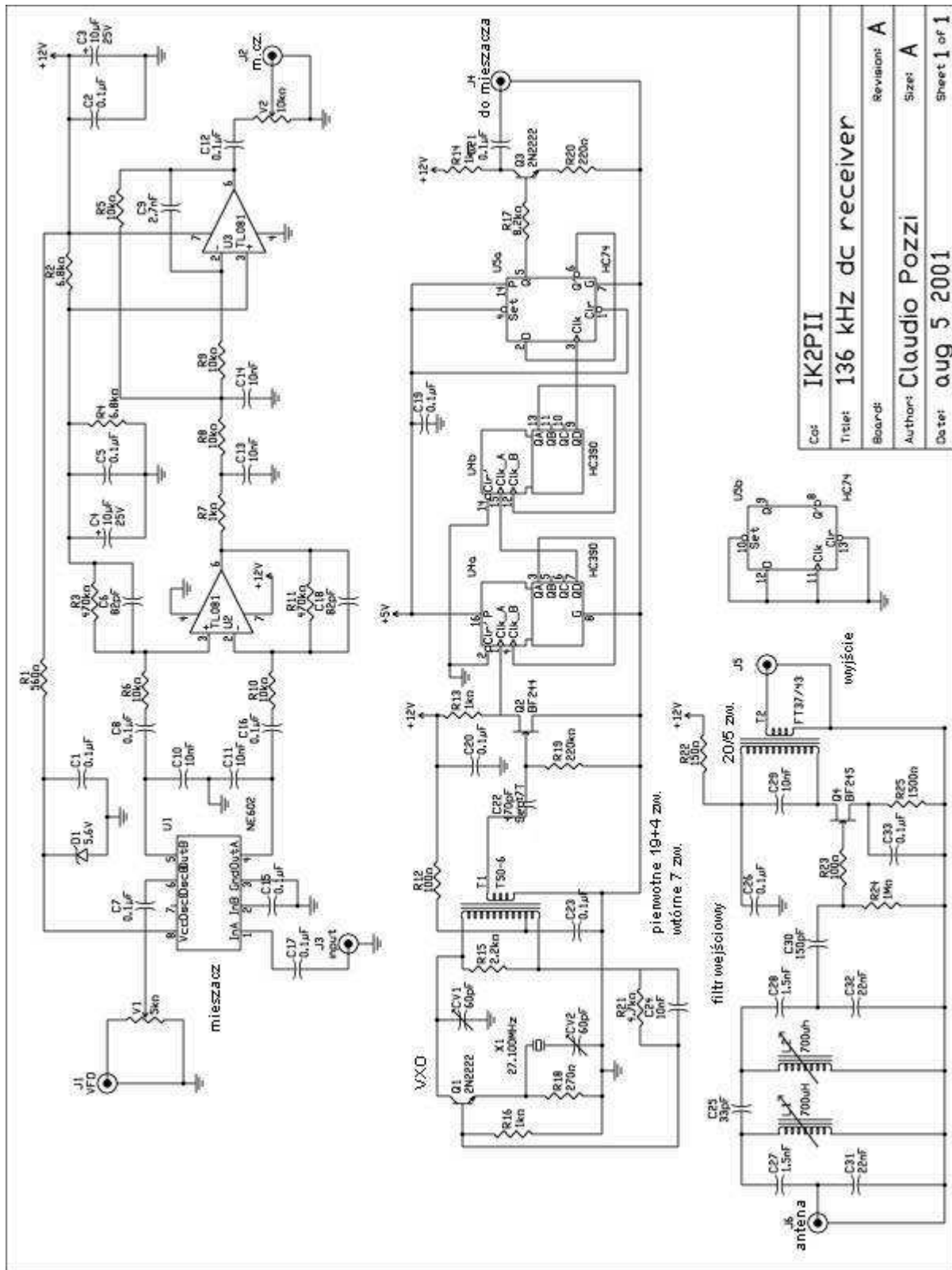
Odbiornik homodynowy

Prosty odbiornik homodynowy konstrukcji IK2PII jest w pierwszym rzędzie przeznaczony do odbioru emisji cyfrowych (QRSS, DFCW itp.) przy użyciu komputera (programów ARGO, Spectran i podobnych), ale może być wykorzystywany także jako odbiornik pomocniczy lub przenośny. Jego parametry nie mogą się wprawdzie równać z parametrami urządzeń fabrycznych ale jest to rozwiązanie tanie i warte wypróbowania także przez początkujących.

Heterodyna zawiera generator kwarcowy pracujący na kwarcu CB 27,100 MHz oraz dzielnik częstotliwości przez 200. Transformator T1 jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym T50-5 firmy Amidon. Uzwojenie pierwotne zawiera 19 zwojów, a wtórne – 4. Sygnał wyjściowy heterodyny ma częstotliwość 135,5 kHz, co oznacza, że częstotliwości lustrzane podzakresu QRSS (137,6 – 137,8 kHz) są oddalone o 4 kHz i są dostatecznie stłumione przez filtr wejściowy. Układ można także wykorzystać jako generator sterujący do nadajników długofalowych.

W mieszaczu pracuje popularny obwód scalony NE602 (612), a w stopniu m.cz. – dwa wzmacniacze operacyjne TL081. Odbiornik można uzupełnić o wzmacniacz głośnikowy np. na obwodzie scalonym LM386 lub podobnym.

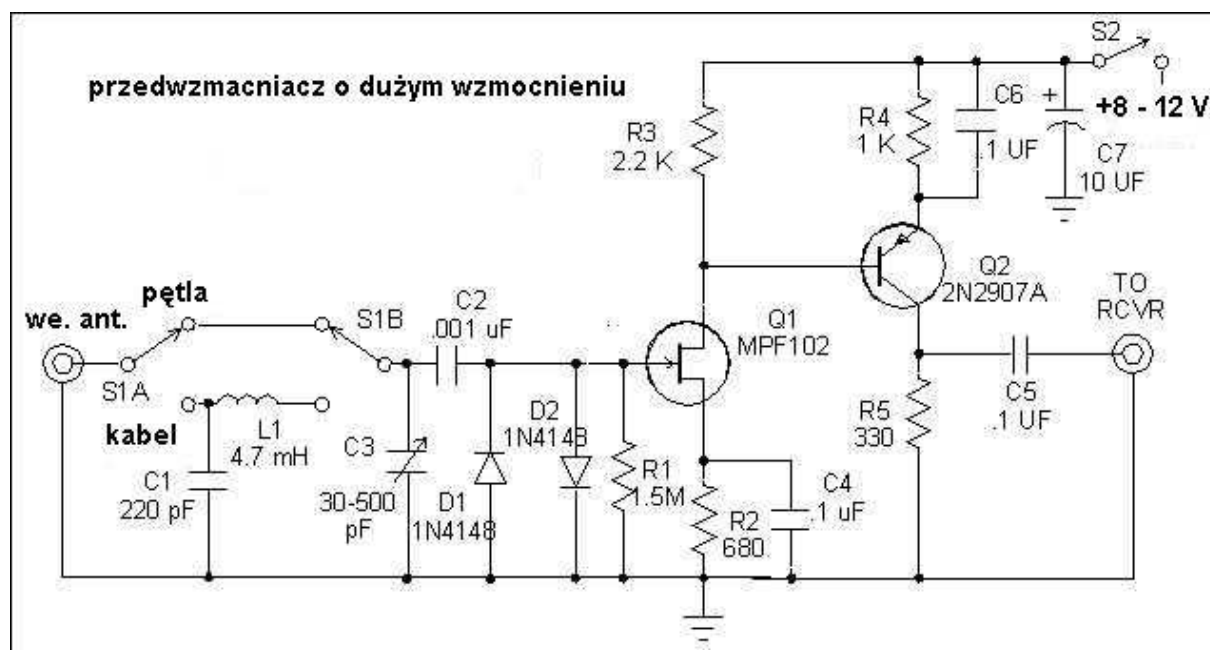
Filtr wejściowy o częstotliwości środkowej 136,65 kHz ma pasmo przenoszenia o szerokości 300 Hz. Cewki L1 i L2 są nawinięte na rdzeniach kubkowych a transformator T2 – na rdzeniu pierścieniowym T37/43 firmy Amidon. Uzwojenie pierwotne zawiera 20 zwojów, a wtórne – 5. Kondensator C2 należy dobrać tak, aby uzyskać pożądaną szerokość pasma przenoszenia. Układ filtra wejściowego z przedwzmacniaczem może być oczywiście użyty na wejściu innych układów odbiorczych, konwerterów lub odbiorników komunikacyjnych.



Rys. 2.3. Schemat odbiornika homodynowego IK2P II

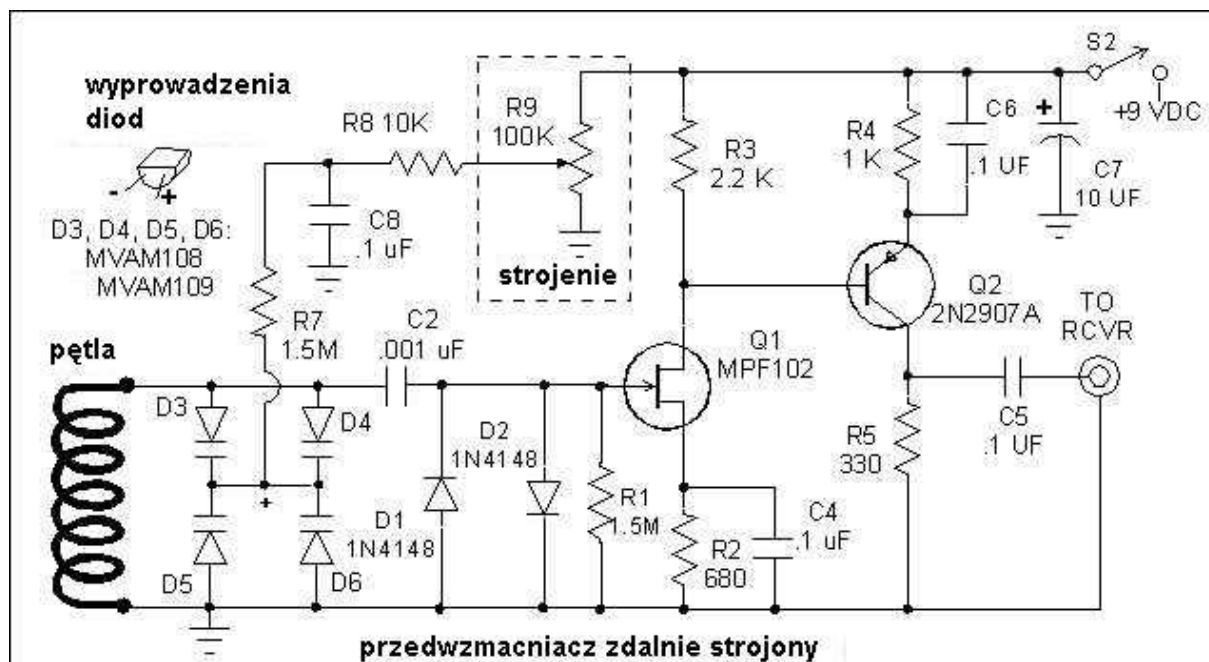
Przedwzmacniacz o dużym wzmocnieniu

Przedwzmacniacz jest przeznaczony do współpracy zarówno z antenami pętlowymi jak i z antenami dowolnego innego typu podłączonymi do niego za pomocą kabla koncentrycznego. W górnej pozycji przełącznika kondensator C3 służy do strojenia anteny pętlowej. Połączenie anteny ze wzmacniaczem powinno być możliwie krótkie. Przykładowo połączenie anteny pętlowej za pomocą kabla koncentrycznego o długości 1 m powoduje dodanie równoległej pojemności ok. 90 pF co spowoduje zawężenie zakresu przestrajania. W dolnej pozycji do przedwzmacniacza można dołączyć za pomocą kabla koncentrycznego antenę dowolnego typu przykładowo krótką antenę prętową albo anteny na pasma amatorskie 80 czy 160 m. W przypadku zastosowania anten o znacznej długości może okazać się konieczne dodanie tłumika na wejściu. W celu stłumienia silnych sygnałów stacji radiofonicznych można także równoległe do wejścia włączyć kondensator o pojemności 0,02 μF .



Rys. 2.4. Schemat ideowy przedwzmacniacza

Diody D1 i D2 zabezpieczają bramkę tranzystora przed zbyt wysokimi napięciami wejściowymi. Zastąpienie kondensatora zmiennego przez diody pojemnościowe pozwala na umieszczenie wzmacniacza w pobliżu anteny nawet wówczas gdy znajduje się ona w większej odległości od odbiornika. Napięcie strojenia z potencjometru R9 należy doprowadzić do wzmacniacza za pomocą oddzielnego przewodu. Filtr R8C8 eliminujący wpływ napięć zakłócających, które mogą się zaindukować w linii zasilającej powinien oczywiście znajdować się w obudowie wzmacniacza. Użyte w układzie diody MVAM108 lub MVAM109 mają szeroki zakres zmian pojemności wynoszący 40 – 500 pF ale można je oczywiście zastąpić przez inne, nawet o węższym zakresie zmian pojemności w przypadku ograniczenia zakresu do pasma amatorskiego i jego okolic. W zależności od typu diod waraktorowych może okazać się konieczne podwyższenie napięcia strojenia.

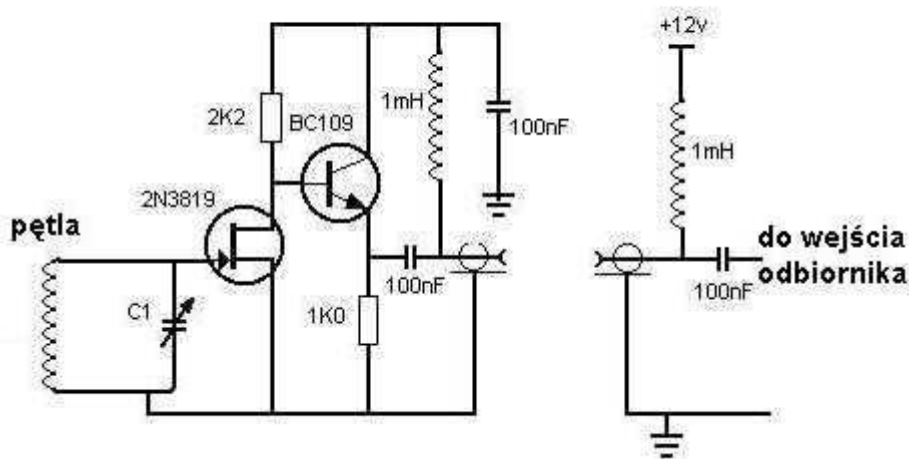


Rys. 2.5. Schemat ideowy przedwzmacniacza

Przedwzmacniacze do anten pętlowych

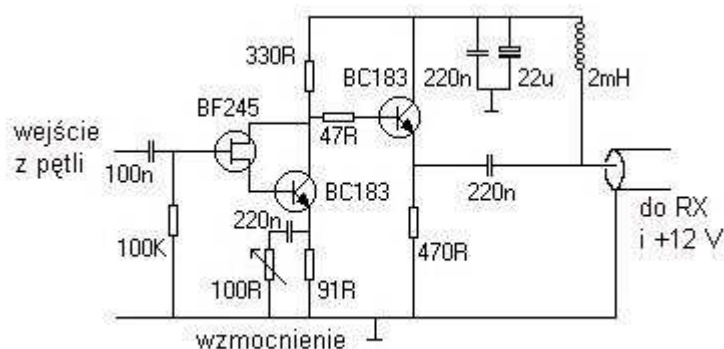
W przedstawionym na schemacie przedwzmacniaczu użyto dwóch tranzystorów – polowego 2N3219 (J310, BF245) i złączowego BC109 lub innego dowolnego tranzystora m.cz. npn. Przedwzmacniacz jest zasilany przez kabel antenowy a napięcie zasilania jest doprowadzone przez dławiki o indukcyjności 1 mH. Opornik w obwodzie drenu należy dobrać tak, aby odkładała się na nim połowa napięcia zasilania.

przedwzmacniacz do anten pętlowych



Rys. 2.6. Dwutranzystorowy przedwzmacniacz do anten pętlowych

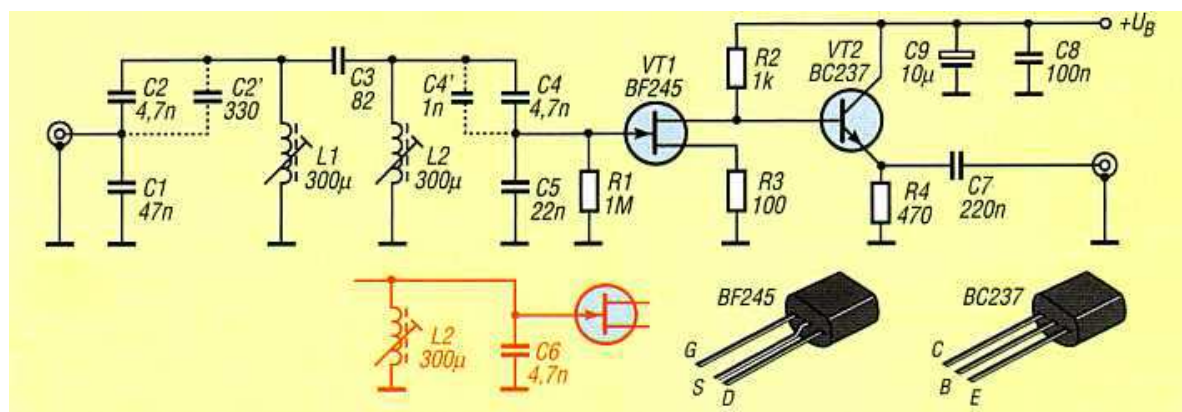
Następne rozwiązanie to wzmacniacz o wysokiej oporności wejściowej opracowany przez G3YXM i wykorzystany do współpracy z pętlą odbiorczą o średnicy 1 m złożoną z 30 zwojów i dostrojoną do rezonansu za pomocą kondensatora o pojemności ok. 1000 pF. Wzmacniacz jest sprzężony z pętlą za pomocą dwuzwojowego uzwojenia sprzęgającego umieszczonego wewnątrz niej. Sam wzmacniacz znajduje się w pobliżu anteny. Zamiast anteny pętlowej na jego wejście można także włączyć strojoną antenę prętową.



Rys. 2.7. Przedwzmacniacz G3XYM

W układzie przedwzmacniacza można zamiast tranzystorów użyć scalonych wzmacniaczy operacyjnych o dużej oporności wejściowej - wzmacniaczy z wejściem na tranzystorach polowych. Zamiast podanego na schemacie wzmacniacza typu AD712 można użyć CA3140 (A) albo innego dowolnego typu z wejściem wysokoomowym i wystarczającym pasmem przenoszenia (np. kilku MHz). Widoczny na schemacie obwód rezonansowy konieczny w przypadku korzystania z anten prętowych można zastąpić przez antenę pętlową wraz z pojemnością niezbędną do jej dostrojenia.

Przedwzmacniacz selektywny DK1KQ



Rys. 2.8 Przedwzmacniacz DK1KQ

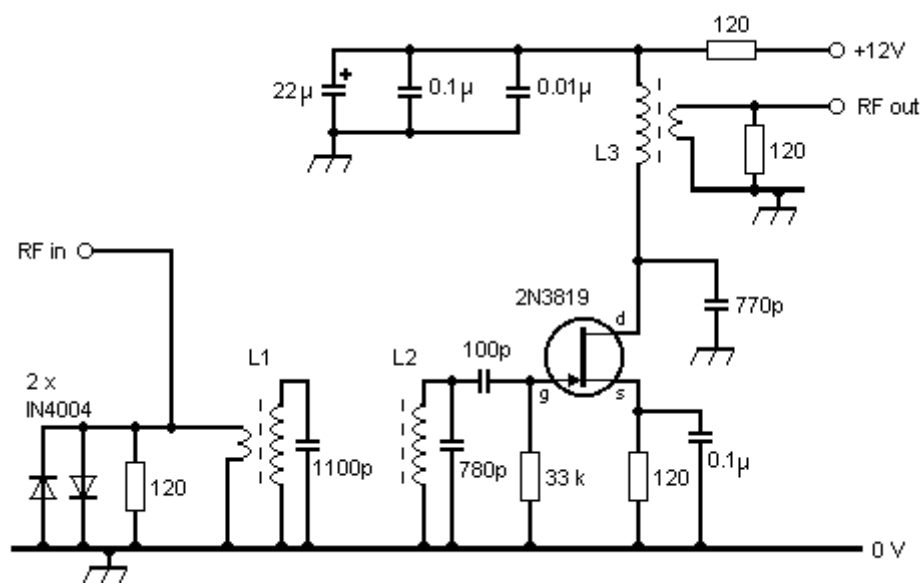
Schemat przedstawia przykład rozwiązania selektywnego przedwzmacniacza do radiostacji lub odbornika komunikacyjnego. Jego użycie może być konieczne w przypadku urządzeń pokrywających wprawdzie ten zakres częstotliwości ale wykazujących w nim obniżoną czułość. Wzmacniacz jest wyposażony w dwuobwodowy filtr pasmowy na wejściu co pozwala na stłumienie silnych sygnałów zakłócających pochodzących od stacji pracujących w pobliżu pasma amatorskiego. Pasma przenoszenia filtra wynosi ok. 3 kHz. Pierwszy stopień jest wzmacniaczem napięciowym natomiast drugi zapewnia dopasowanie do niskoomowego wejścia odbornika. Całkowite wzmocnienie układu wynosi 10 dB. Dla uzyskania większego wzmocnienia należy połączyć bramkę pierwszego tranzystora bezpośrednio z gorącym punktem obwodu rezonansowego (wariant narysowany na schemacie na czerwono) zamiast poprzez dzielnik pojemnościowy. Kondensatory C4 i C5 są w tym wypadku zastąpione przez C6, zbędny jest też opornik R1. Cewki L1 i L2 mogą być nawinięte na rdzeniach kubkowych firmy Toko typu 719VXA-AO17AO, 719VXA-AO18 lub 707VXA01YKS (wariant 1 w tabeli), albo na rdzeniach kubkowych firmy Neosid typu BV5970, BV5821 lub BV5113 (wariant 2). Oczywiście rdzenie te można zastąpić przez dowolne inne posiadane co może spowodować konieczność dobrania liczby zwojów cewek dla uzyskania niezbędnej indukcyjności. Indukcyjności cewek powinny leżeć w zakresie 100-1000 μH . Pojemność obwodu (dla częstotliwości środkowej 136,75 kHz) można obliczyć ze wzoru $C[\text{nF}] = 1355/L [\mu\text{H}]$ i następnie otrzymujemy $C1 = 10 \times C$, $C2 = 1,1 \times C$, $C5 = 5 \times C$ i $C4 = 1,25 \times C$ dla wa-

riantu 2 $C_6 = C$. Wartości te są wartościami przybliżonymi - wystarczy zastosowanie najbliższych pojemności standardowych i dostrojenie obwodu za pomocą rdzeni aż do uzyskania maksymalnej siły sygnału. Pojemność C_4 można dobrać doświadczalnie rozpoczynając od $0,02 \times C$. Zmniejszenie wartości C_4 pozwala na zawężenie pasma przenoszenia, ale wiąże się to jednocześnie ze wzrostem tłumienia wnoszonego przez filtr. Układ pochodzi z nr. 7/2005 miesięcznika "Funkamateur".

Tabela 2. 1. Wartości elementów

Element	Wariant 1	Wariant 2
L1, L2	300 μ H	650 μ H
C1	47 nF	22 nF
C2	4,7 nF 330 pF	2,2 nF
C3	82 pF	39 pF
C4	4,7 nF 1 nF	2,2 nF 330 pF
C5	22 nF	10 nF
C6	4,7 nF	1,5 nF 470 pF

Jednostopniowy preselektor na pasmo 136 kHz



Rys. 2.9. Preselektor długofalowy

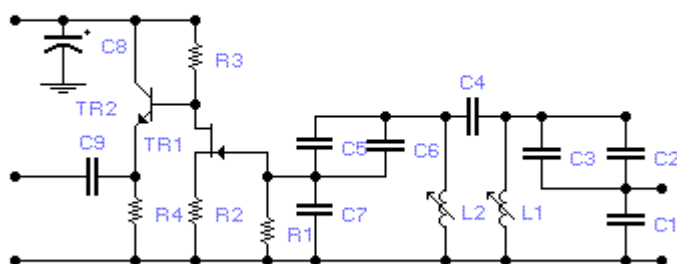
Jako cewki L1 i L2 użyto cewek długofalowych od odbiornika radiowego nałożonych na kawałki pręta ferrytowego o długościach po 60 mm umocowanych równolegle w odległości ich osi 30 mm (aby zapewnić sprzężenie indukcyjne). Zamiast nich można użyć gotowych dławików o indukcyjnościach 1 – 3 mH. Sprzężenie obwodów można uzyskać łącząc górne (gorące) końce cewek za pomocą kondensatora ok. 100 pF. Wejściowy filtr pasmowy jest dostrojony do częstotliwości 136 kHz.

L3 jest nawinięta na rdzeniu pierścieniowym 3C85 o średnicy 25 mm i składa się z 36 zwojów a uzwojenie wtórne transformatora – z 4 zwojów.

W przedstawionym układzie uzyskano wzmocnienie ok. 14 dB.

Przedwzmacniacz na pasmo 130 – 200 kHz

Układ oparty na konstrukcji G3YXM jest zasadniczo dostrojony do amatorskiego pasma 136 kHz ale po odpowiednim przestrojeniu cewek L1 i L2 może pracować w dowolnym podzakresie pasma 130 – 200 kHz. Układ zawiera na wejściu filtr pasmowy sprzężony pojemnościowo i dostrojony do częstotliwości pracy. Zastosowanow nim cewki firmy Toko na rdzeniach kubkowych. Po nim następuje wzmacniacz na tranzystorze polowym i wtórnik emiterowy stanowiący separator. Całkowite wzmocnienie układu na 136 kHz wynosi ok. 13 dB co przeważnie wystarcza do skompensowania strat czułości odbiorników i radiostacji amatorskich w tym zakresie a szerokość pasma ok. 3,5 kHz. Wzmocnienie to i selektywność można dopasować w pewnych granicach zmieniając wartość kondensatora C4 sprzęgającego obwody filtru pasmowego.



Rys. 2.10. Schemat ideowy przedwzmacniacza na fale długie

Spis części:

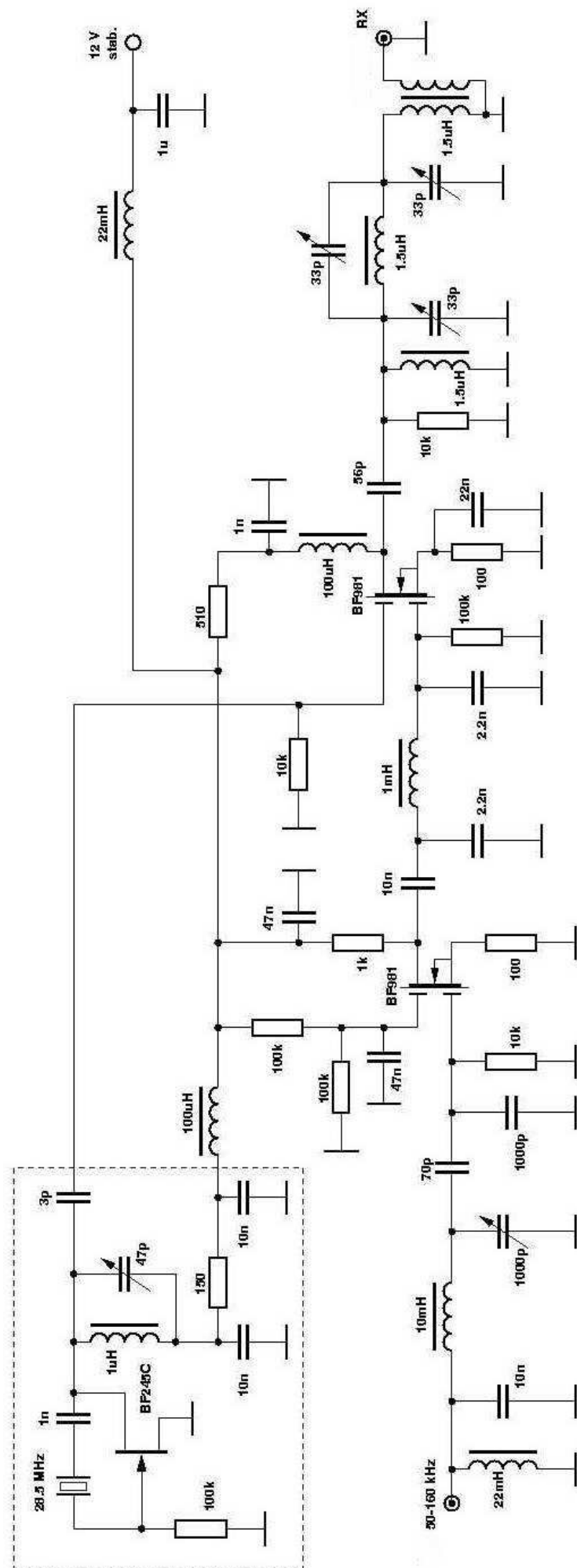
R1, R3 – 1k Ω , R2 – 100 Ω , R4 – 470 Ω ,
 C1 – 47 nF, C2, C5 – 4,7 nF, C3 – 330 pF,
 C4 – 82 pF, C6 – 1 nF, C8 – 10 μ F,
 C9 – 220 nF, C7 – 22 nF,
 TR1 – BF245A, TR2 – BC237
 L1, L2 – Toko, nr 707VXA016YKS.

Konwerter na pasmo 28 MHz

Konwerter konstrukcji DF3LP składa się z heterodyny sterowanej kwarcem 28,5 MHz i pracującej na tranzystorze polowym BF245 oraz wzmacniacza w.cz o wzmocnieniu ok. 20 dB i mieszacza pracujących na dwubramkowych tranzystorach BF981. Przedwzmacniacz jest niezbędny w przypadku korzystania z anten pętlowych, magnetycznych lub ferrytowych ze względu na ich niską sprawność. W przypadku stosowania anten drutowych o większej długości można w miarę potrzeby (zaobserwowania wystąpienia efektów intermodulacyjnych) dodać tłumik lub zredukować wzmocnienie.

Heterodyna pracuje w układzie Pierce'a. Cewka obwodu rezonansowego jest nawinięta na rdzeniu pierścieniowym T37-6 (żółtym) firmy Amidon i ma indukcyjność 1 μ H. Trymer 47 pF należy dostroić tak, aby uzyskać minimum prądu drenu (jest to równoznaczne z minimum spadku napięcia na oporniku 150 omów).

Dławik 22 mH w obwodzie wejściowym zwiera ew. ładunki statyczne do masy. Cewka wejściowego filtru Pi jest nawinięta na rdzeniu kubkowym. Przy zastosowaniu kondensatora strojonego o pojemności 1000 pF (np. dwu- lub trzysekcyjnego powietrznego kondensatora strojeniowego od odbiorników lampowych) zakres przestrajania wynosi 50 - 164 kHz. Dla obniżenia odbieranego zakresu należy dodać do niego równolegle kondensatory stałe o pojemności kilku nF (zależnie od pożądanego zakresu). Drugi filtr Pi znajduje się na wyjściu wzmacniacza w.cz.



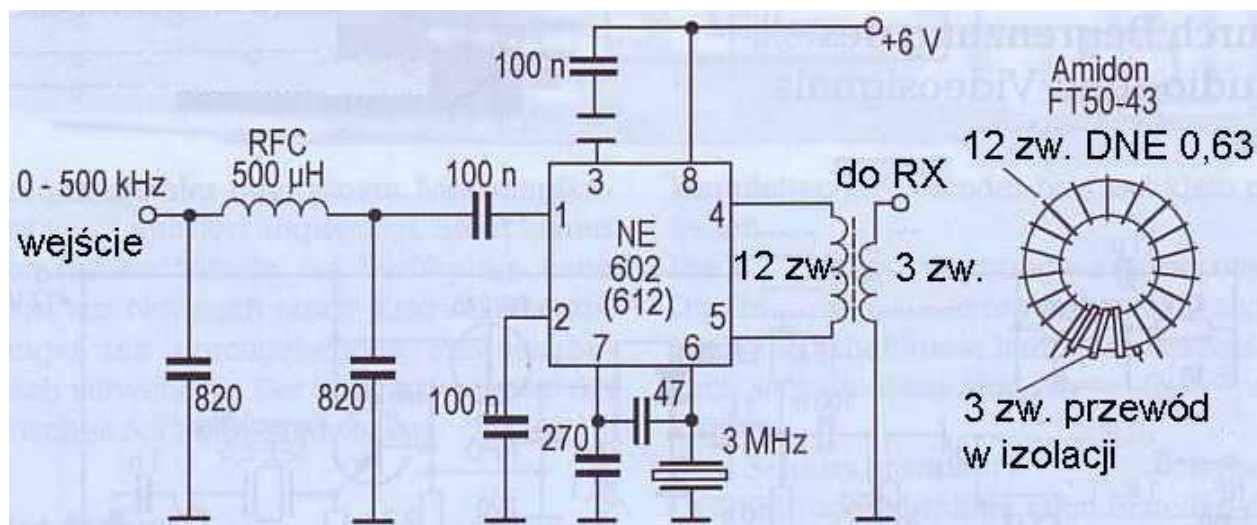
konwerter DF3LP

Obwód wyjściowy konwertera jest nieco bardziej skomplikowany ze względu na konieczność stłumienia sygnału heterodyny (28,5 MHz) tak, aby nie powodował on przesterowania odbiornika. Obwód, a zwłaszcza jego środkowa część, powinien być zestrojony tak aby uzyskać możliwie najniższy poziom sygnału 28,5 MHz i jednocześnie możliwie najwyższy poziom sygnału użytecznego. Sygnałowi wejściowemu 137 kHz odpowiada częstotliwość 28637 kHz na wyjściu konwertera. Cewki filtru są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T37-2. Uzwojenie sprzęgające składa się z dwóch zwojów nawiniętych na cewce 1,5 μ H.

Konwerter powinien być zasilany napięciem stabilizowanym aby zapewnić dostateczną stabilność częstotliwości heterodyny. Wyższą stabilność i lepsze tłumienie sygnału heterodyny można uzyskać stosując przemianę na jedno z niższych pasm amatorskich np. na pasmo 14 MHz.

Rys. 2.11. Konwerter na pasmo 28 MHz

Konwerter długofalowy na NE602 (612)



Rys. 2.12. Konwerter na scalonym mieszczu NE602

Na wejściu układu znajduje się filtr dolnoprzepustowy tłumiący sygnały stacji pracujących w zakresie średniofalowym (powyżej 500 kHz). W układzie przemiany pracuje scalony mieszacz NE602 (lub 612) z własną heterodyną wzbudzaną kwarcem. W przypadku zastosowania kwarcu o częstotliwościach pełnych MHz upraszcza się odczyt na skali odbiornika, przykładowo dla podanego na schemacie kwarcu o częstotliwości 3 MHz należy od wartości odczytanej na skali odjąć 3 MHz.

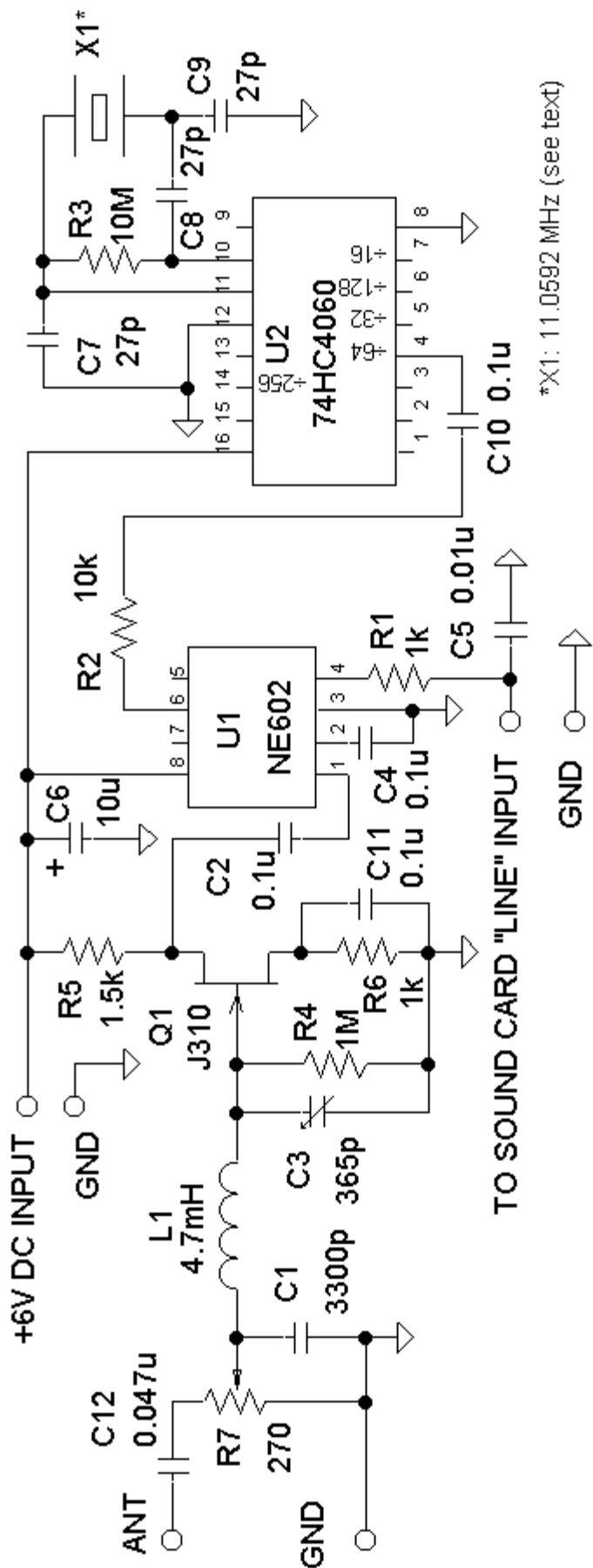
Transformator wyjściowy jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym FT50-43, a jego uzwojenia są równomiernie rozmieszczone na całym obwodzie rdzenia. Uzwojenie pierwotne składa się z 12 zwojów przewodu w emalii, a wtórne - z 3. Średnica przewodu może być dowolna. Dzięki zastosowaniu zarówno na wejściu jak i na wyjściu konwertera obwodów aperiodycznych układ nie wymaga strojenia.

Układ można zmontować na uniwersalnej płytce drukowanej o wymiarach ok. 65 x 50 mm i umieścić go w metalowym pudełku ekranującym. Obwód scalony najlepiej zamontować w podstawie. Do połączenia konwertera z odbiornikiem należy użyć kabla ekranowanego.

Rozwiązanie pochodzi z numeru specjalnego CQ/DL "Welt der Schaltungen".

Konwerter do odbioru komputerowego

Konwerter (rys. 2.13) przeznaczony jest do odbioru stacji amatorskich przy użyciu komputera – programu „SpectrumLab”, SDRadio lub innych programów odbiorczych z cyfrową obróbką sygnałów – a więc jego sygnał wyjściowy jest doprowadzony do wejścia dźwiękowego komputera. W odróżnieniu od typowych rozwiązań odbiorników z cyfrową obróbką sygnałów nie dostarcza on do komputera sygnałów kwadraturowych IQ i z tego powodu niemożliwe jest stłumienie częstotliwości lustrzanych a zakres odbioru ogranicza się do połowy częstotliwości próbkowania systemu dźwiękowego komputera. W tym przypadku nie stanowi to jednak istotnej wady ponieważ pasmo amatorskie ma szerokość jedynie 2,1 kHz a więc znacznie węższą od teoretycznych możliwości układu. Dodanie na wejściu filtru pasmowego eliminuje też większość potencjalnych sygnałów zakłócających. Zaletą tego rozwiązania jest natomiast jego prostota. Korzystnie jest gdy częstotliwość wyjściowa odbiornika (jego p.c.) leży w zakresie 10 – 20 kHz ale można wybrać i inną w zależności od dostępnych kwarców. Dla pokazanego na schemacie kwarcu 11 MHz zakres odbierany wynosi 180 – 190 kHz a więc pokrywa górną część amerykańskiego pasma eksperymentalnego zwanego tam „LowFer”. Odbiornik można dostosować do warunków europejskich przez odpowiedni dobór częstotliwości kwarcu i stosunku podziału, przykładowo może to być kwarc 10 MHz przy stosunku podziału 64 lub 4,9152 MHz przy stosunku podziału 32. Dokładnego dostrojenia do odbieranego sygnału dokonuje się na wskaźniku programu odbiorczego.

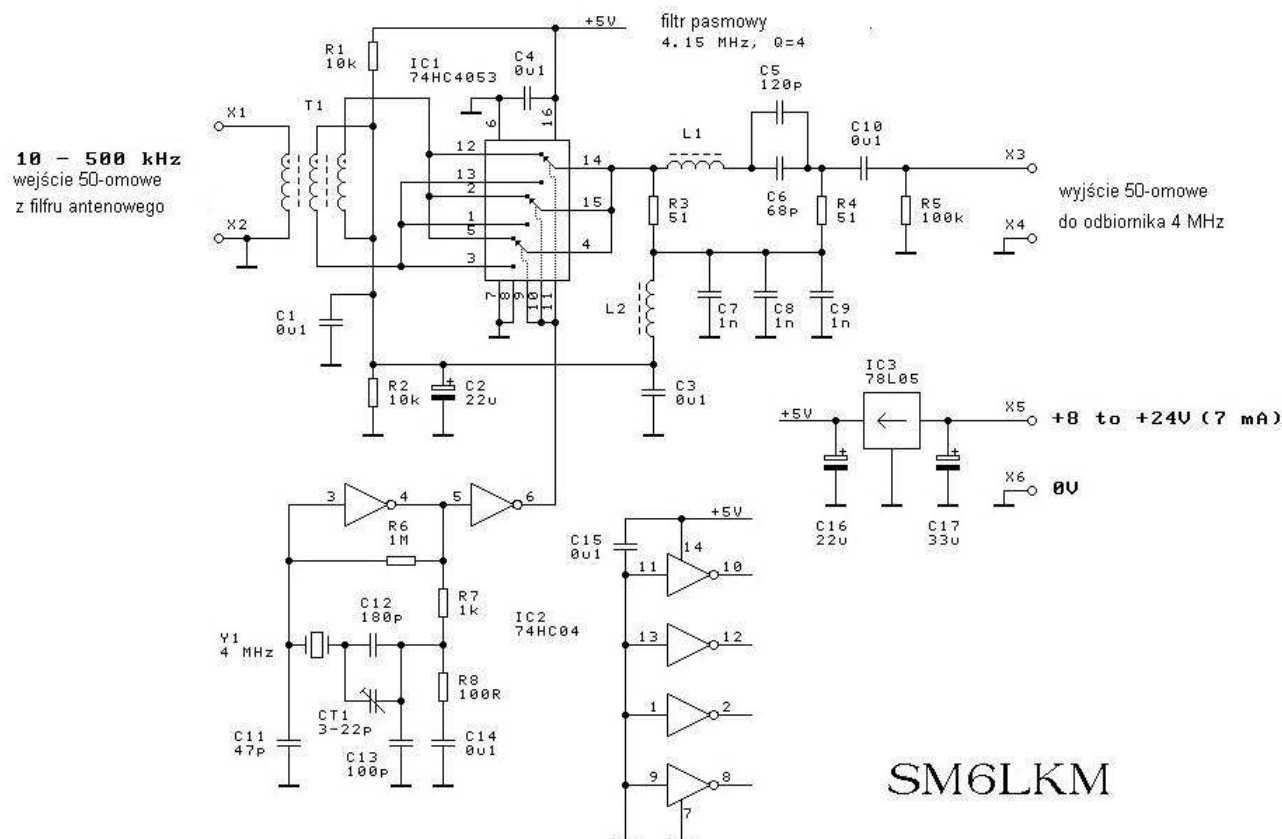


DOWNCONVERTER WITH FET INPUT STAGE

Rys.2.13.

Konwerter zawiera na wejściu potencjometr służący jako tłumik, filtr wejściowy, wzmacniacz w.cz. na tranzystorze polowym, scalony mieszacz NE602 (NE612) i oscylator kwarcowy z podziałem częstotliwości na obwodzie 74HC(T)4060.

Konwerter długofalowy na obwodach CMOS

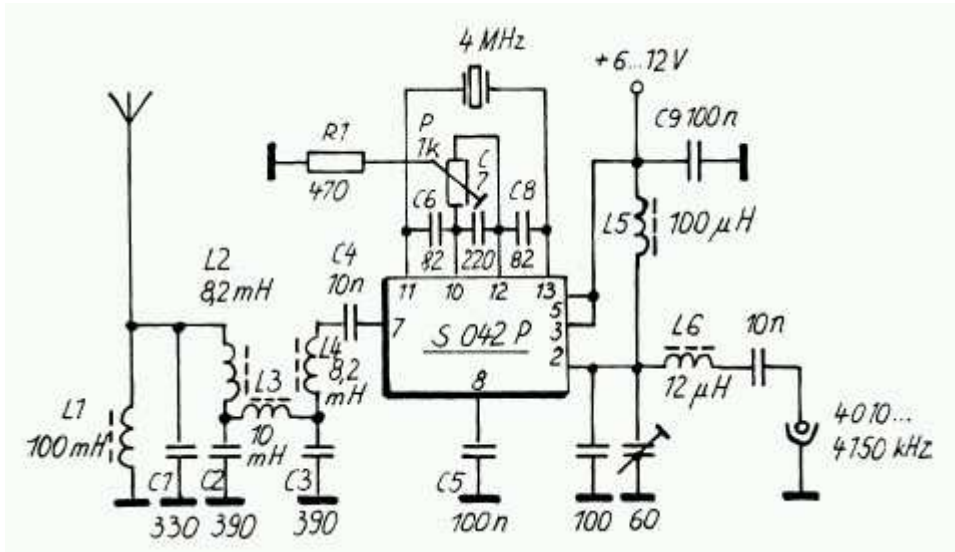


Rys. 2.14. Schemat ideowy konwertera

Rozwiązanie opracowane przez SM6LKM zawiera heterodynę stabilizowaną kwarcem 4 MHz pracującą na bramkach 74HC04 i mieszacz oparty na scalonym przełączniku 74HC4053. Transformator T1 jest nawinięty trifilarnie na rdzeniu pierścieniowym RCC 12,5/7,5/5 firmy Philips wykonanym z materiału 3F3 (niebieskim). Uzwojenia zawierają po 25 zwojów DNE 0,3 mm. Cewka L1 składa się z 40 zwojów DNE 0,4 mm nawiniętych na rdzeniu T50-2 firmy Amidon, a L2 – z 10 zwojów DNE 0,7 mm na takim samym rdzeniu.

Konwerter długofalowy na S042

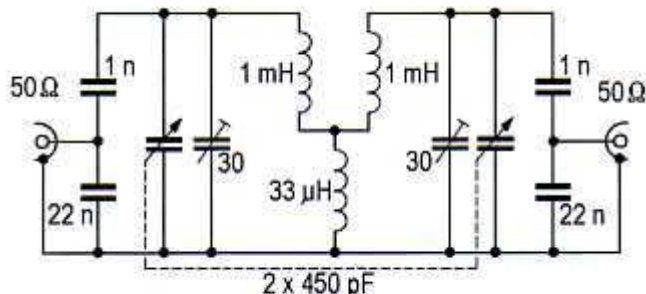
Schemat przedstawia układ prostego konwertera długofalowego o częstotliwości wyjściowej leżącej w zakresie 4 MHz. Zamiast kwarcu 4 MHz można zastosować dowolny inny także na dość odległą częstotliwość. Przy większej zmianie częstotliwości konieczna jest zmiana wartości kondensatorów C6-C8, przykładowo dla kwarcu 28 MHz będą to: C6, C8 – 12 pF i C7 – 33 pF. Należy także przestroić obwód wyjściowy. Jako cewki L1 - L6 można zastosować gotowe dławiki o podanych na schemacie indukcyjnościach. Układ opublikowany przez DL7VFS pochodzi z nr. 7/2000 mies. "Funk". Potencjometr P służy do korekcji symetrii mieszacza w celu lepszego słumienia sygnału heterodyny na wyjściu konwertera.



Rys. 2.15. Konwerer na S042

Układy pomocnicze

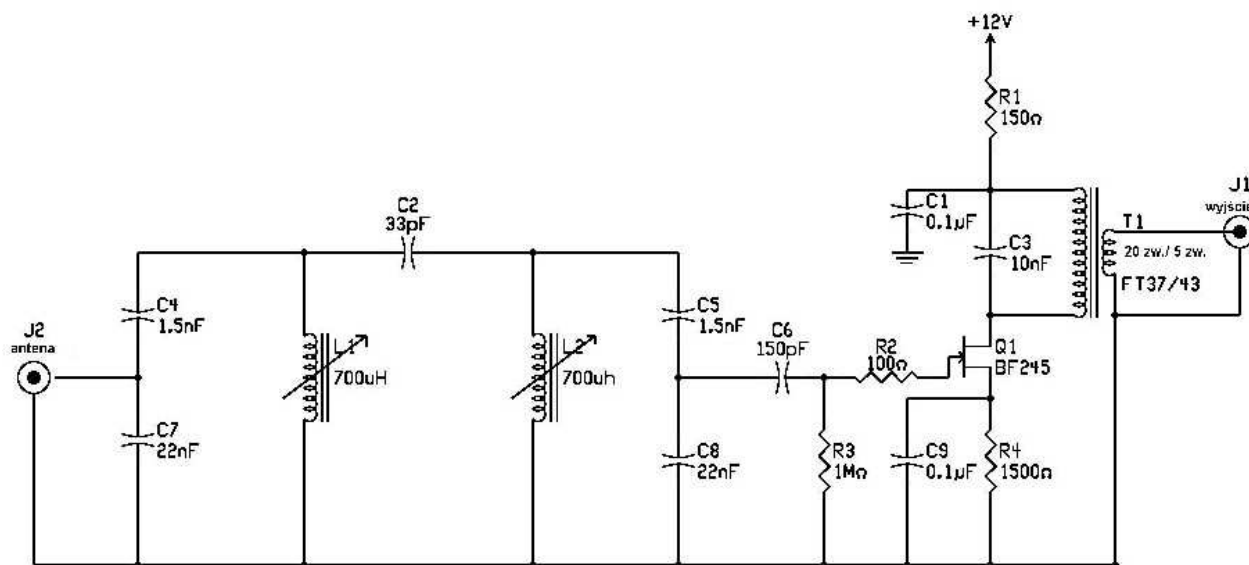
Preselektory na pasmo 136 kHz



Rys. 3.1. Preselektor na 136 kHz

Przedstawiony na schemacie preselektor może być wykorzystany do poprawienia selektywności radiostacji amatorskich lub odbiorników komunikacyjnych w amatorskim paśmie długofalowym. Preselektor zawiera podwójny (pasmowy) obwód rezonansowy przestrajany w zakresie 120 – 150 kHz. Do strojenia zastosowano w nim dwusekcyjny kondensator obrotowy o pojemności 2 x 450 pF. Cewki 1 mH powinny mieć możliwie wysoką dobroć.

Rozwiązanie pochodzi z numeru specjalnego CQ/DL "Welt der Schaltungen".

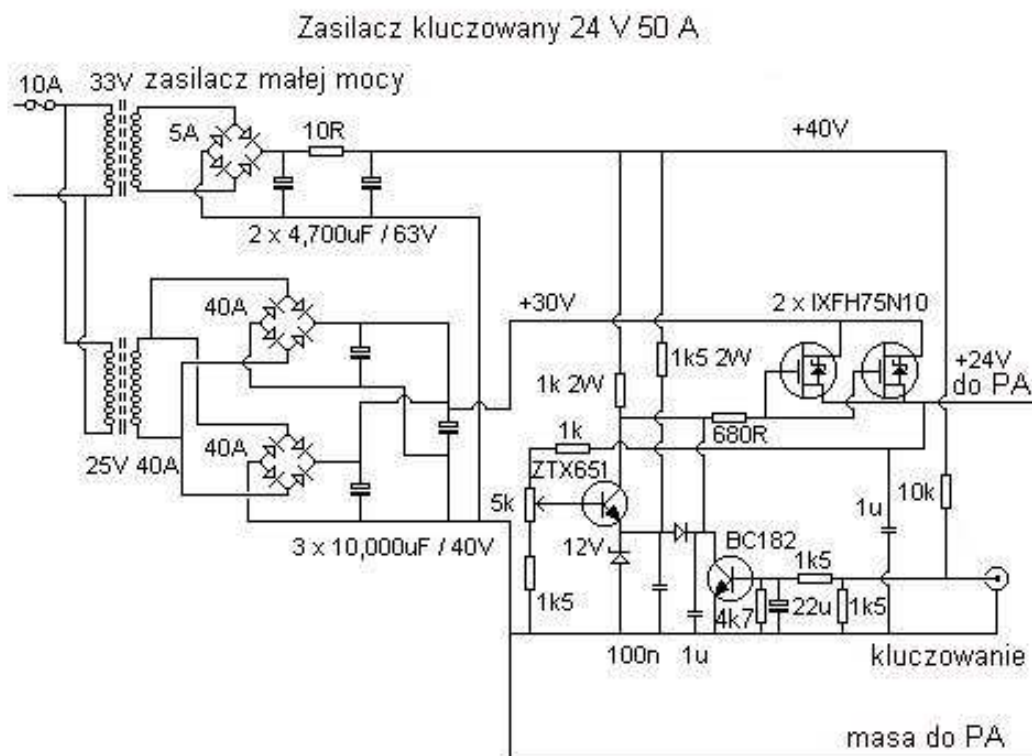


Rys. 3.2. Preselektor IK2PII

IK2PII opracował schemat preselektora na pasmo długofalowe ze wzmacniaczem kompensującym straty w układzie. Cewki L1 i L2 o indukcyjnościach 700 µH są nawinięte na rdzeniach kubkowych a transformator wyjściowy na rdzeniu pierścieniowym FT37/43 firmy Amidon. Uzwojenie pierwotne transformatora zawiera 20 zwojów, a wtórne – 5 zwojów.

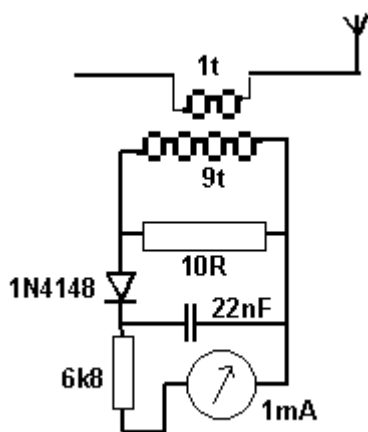
Kluczowany zasilacz do wzmacniaczy mocy klasy D

Kluczowanie napięcia zasilania wzmacniaczy mocy pracujących w klasie D może (w przypadku doboru właściwych stałych czasu) zapewnić większą czystość sygnału nadawanego aniżeli w przypadku kluczenia sygnału sterującego. Schemat przedstawia przykład konstrukcji takiego zasilacza o stabilizowanym napięciu wyjściowym 24 V i obciążalności 50 A. Tranzystory mocy i prostowniki powinny być chłodzone za pomocą radiatorów. Konstrukcję opracował G3YXM.



Rys. 3.3. Zasilacz kluczowy

Miernik prądu w antenie



Rys. .3.4. Amperomierz w.cz.

W amperomierzu w.cz. zastosowano rdzeń pierścieniowy o średnicy 8 mm lub zbliżonej. Uzwojenie pierwotne stanowi przewód antenowy (koniecznie w grubej izolacji ze względu na wysokie napięcia występujące w obwodzie antenowym) przewleczony przez rdzeń. Uzwojenie wtórne składa się z 9 zwojów przewodu izolowanego. Dla podanych na schemacie wartości elementów prądowi 5 A w antenie odpowiadają wskazania 1 mA. Układ pracuje w zakresie od fal długich do pasma 20 metrów.

W wykonaniu OE1KDA uzwojenie wtórne jest nawinięte na przeciętym pierścieniu drewnianym (ozdobnym służącym do zawieszania zasłon lub firanek). Szczelina o grubości kilku mm pozwala na nałożenie pierścienia na przewód zasilający lub antenowy bez konieczności rozłączania obwodu.

Dla zwiększenia czułości można zastosować prostownik dwupołowy.

Miernik fali stojącej

Miernik fali stojącej konstrukcji G3YXM jest oparty na wcześniejszym opracowaniu LX1PD. Autor konstrukcji stosował go przy mocach dochodzących do 500 W, dla mocy 1000 W konieczna jest wymiana diod i dodanie oporników szeregowych. Transformator jest nawinięty na rdzeniu pierścieniowym pokrywającym pożądaną zakres częstotliwości (nie musi to być wyłącznie zakres długofalowy).

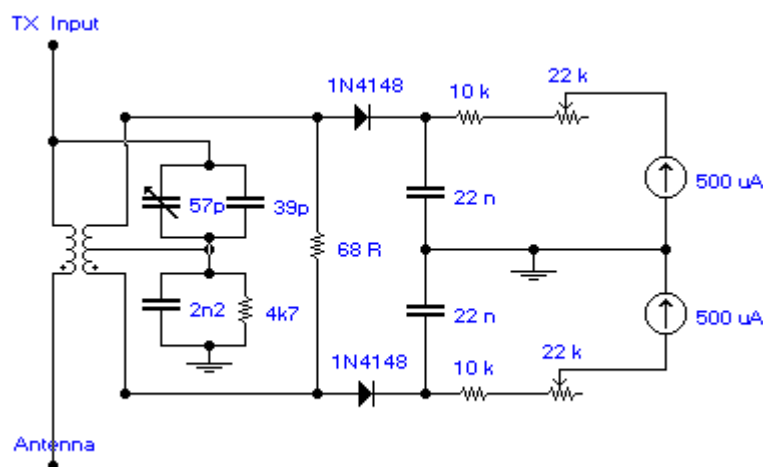
W konstrukcji użyto rdzenia o średnicy 25 mm wykonanego z materiału 3C85. Uzwojenie wtórne składa się z 12 zwojów przewodu emaliowanego o średnicy 0,56 mm (w innych rozwiązaniach stosowano uzwojenie 18-zwojowe). Uzwojenie pierwotne stanowi odcinek kabla koncentrycznego RG-58 pozbawionego ekranu i przewleczony przez rdzeń. Kabel należy zabezpieczyć przed przesuwaniem się

wewnątrz rdzenia (co powodowałoby zmiany sprzężenia) przez owinięcie go taśmą lub nałożenie jakichś plastikowych wsporników.

Zamiast dwóch mierników można oczywiście zastosować pojedynczy przełączany. W przypadku użycia mierników o innej czułości należy ewentualnie dobrać odpowiednie wartości oporników szeregowych.

Kalibracja wymaga podłączenia na wyjście miernika anteny sztucznej o oporności 50Ω , podania sygnału z nadajnika i przy stopniowym powiększaniu mocy doborze takiego położenia potencjometru aby przy maksymalnej pożądanej mocy otrzymać pełne wychylenie miernika fali padającej. Następnie należy dostroić kondensator zmienny tak, aby miernik fali odbitej wskazywał zero. W razie potrzeby można sporządzić skalę mocy dla miernika fali padającej. Po podłączeniu miernika w odwrotnym kierunku można w analogiczny sposób wyskalować miernik fali odbitej.

Przy wyższych mocach należy odpowiednio zwiększyć wartości oporników $10 \text{ k}\Omega$ i zastąpić diody 1N4148 (o dopuszczalnym napięciu wstecznym 75 V) przez diody o większej wytrzymałości napięciowej, np. BAT127.



Rys. 3.5. Miernik fali stojącej

Wskaźnik dopasowania anteny

W odróżnieniu od zwykłych mierników fali stojącej wskazujących jedynie wartość bezwzględną niedopasowania miernik opracowany przez MOB MU wskazuje zarówno wielkość jak i fazę niedopasowania i pozwala na rozpoznanie jego charakteru: pojemnościowego lub indukcyjnego. Skale miernika prądu i napięcia są dobrane tak aby w warunkach dopasowania wskazania prądu i napięcia powodowały takie samo wychylenie wskazówki dzięki czemu zbędne staje się dodatkowe obliczanie oporności obciążenia – stosunek skal wynosi 50. Wskazania miernika fazy są wprawdzie tylko przybliżone jednak wystarczająco dokładne dla rozpoznania zgodności (zerowej różnicy) faz pomiędzy przebiegami napięcia i prądu zasilającego antenę. Do pomiaru fazy użyty jest miernik z zerem na środku skali.

Napięcie w.c.z. jest pobierane z przewodu zasilającego przez dzielnik pojemnościowy i prostowane za pomocą prostownika dwupołówkowego na diodach D11 i D12 (diody germanowe dowolnego typu lub diody Schottkiego). Do pomiaru prądu służy transformator T3 wykonany na rdzeniu pierścieniowym. Napięcie wyjściowe transformatora jest prostowane za pomocą prostownika mostkowego D7 - D10 na diodach krzemowych dowolnego typu. Zakresy pomiarów wynoszą odpowiednio 100 V i 2 A (dla mocy nadajników w zakresie $20 - 200 \text{ W}$) oraz 300 V i 6 A (dla mocy $200 \text{ W} - 1,8 \text{ kW}$). W przypadku dopasowania (oporność obciążenia 50Ω) wskazania woltomierza i amperomierza pokrywają się, dla oporności mniejszych wskazania woltomierza są niższe od wskazań amperomierza natomiast dla oporności większych niż 50Ω – wyższe.

Pomiar fazy polega na zmieszaniu w mieszaczu zrównoważonym (diody D3 – D6) ograniczonych – w przybliżeniu prostokątnych – sygnałów odpowiadających przebiegom napięcia i prądu w kablu zasilającym antenę. Sygnał napięciowy jest pobierany z przewodu zasilającego przez dzielnik pojemnościowo-oporowy i ograniczane za pomocą diod Schottkiego D1 i D2 (BAT85, 1N5819 itp.). Sygnał prąd-

dowy jest pobierany z transformatora T1 a jego poziom jest w szerokim zakresie mocy dostatecznie wysoki aby zapewnić wejście elementów mieszacza w nasycenie – co powoduje ograniczenie jego amplitudy. Sygnał wyjściowy mieszacza jest podawany na miernik o skali symetrycznej względem środka. Miernik zapewnia dostatecznie dokładne rozpoznanie zerowej różnicy faz w szerokim zakresie mocy 20 – 1200 W. Przy mniejszych mocach nadajnika do 1 W wskazania leżą w dostatecznie blisko prawidłowych jak na warunki amatorskie. W mieszaczu należy użyć diod krzemowych, małosygnałowych dowolnego typu, dobranych za pomocą omiornierza. Kondensatory użyte w dzielnikach pojemnościowych muszą mieć dostateczną wytrzymałość napięciową. Mogą to być kondensatory mikowe lub polistyrenowe.

W transformatorach użyto rdzeni pierścieniowych o średnicy 22 mm i współczynnika A_L rzędu 4000 nH/zw.

Wykonanie:

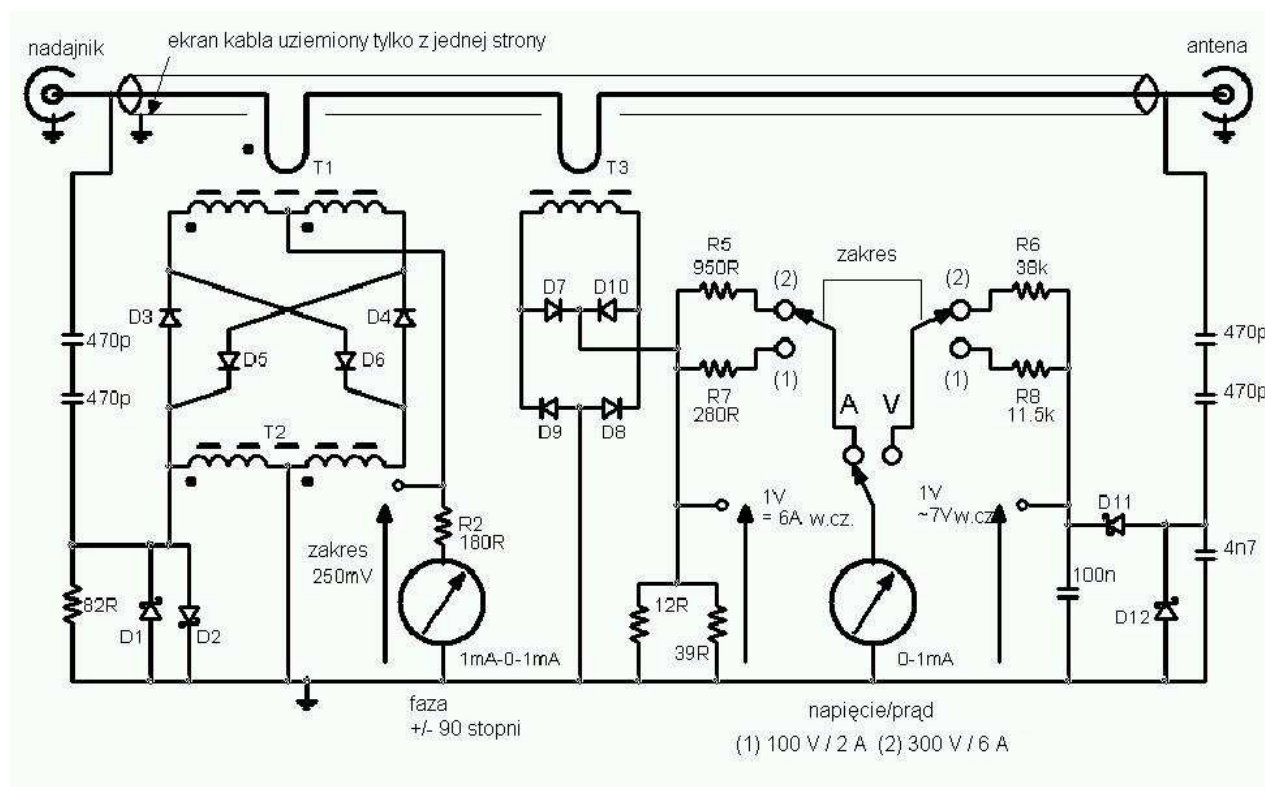
T1: uzwojenie pierwotne - kabel RG58 przewleczony przez rdzeń (identycznie jak w miernikach fali stojącej), uzwojenie wtórne 2 x 25 zwojów bifilarnie, DNE 0,3 mm.

T2: 2 x 50 zwojów DNE 0,25 mm

T3: uzwojenie pierwotne - kabel RG58 przewleczony przez rdzeń, uzwojenie wtórne 50 zwojów, DNE 0,5 mm.

Ekran kabla powinien być uziemiony tylko po jednej stronie.

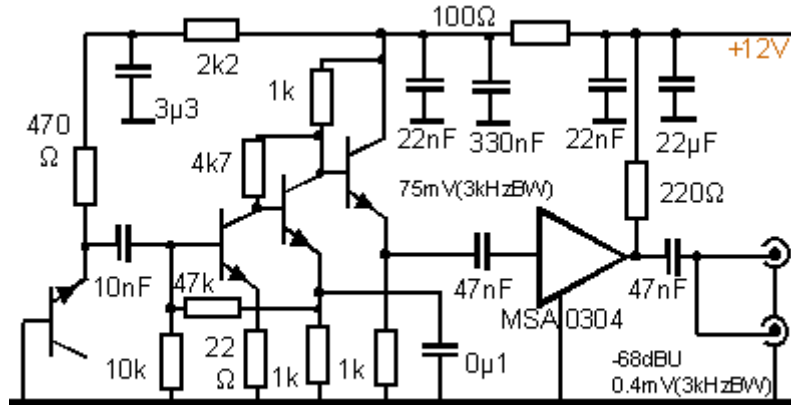
Oporności w obwodach mierników są dobrane dla przyrządów o zakresach 1 mA i +/- 1 mA i w przypadku użycia przyrządów o innym zakresie wskazań powinny być odpowiednio dobrane.



Rys. 3.6. Wskaźnik dopasowania

Generator szumów

Źródłem szumów jest spolaryzowane zaporowo złącze baza-emiter tranzystora. Sygnał szumów jest następnie wzmacniany w trzystopniowym wzmacniaczu tranzystorowym, po którym następuje scalony wzmacniacz mikrofalowy MSA0304 (lub odpowiednik).



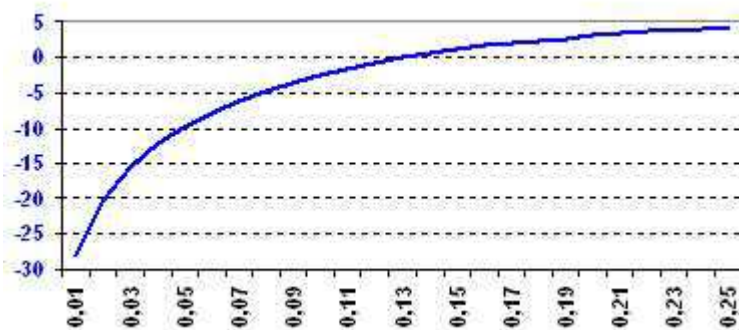
All tranistors: MPS918. Noise Gen 2003.12.12 LABAK (1er91.gif)

Rys. 3.7. Generator szumów

Anteny

Jako anteny nadawcze w warunkach amatorskich często stosowane są anteny pionowe obciążone pojemnościowo np. anteny L lub T ewentualnie z cewką lub zespołem cewek przedłużających a także anteny pętlowe. Ogólnie rzecz biorąc obciążenie pojemnościowe jest rozwiązaniem korzystniejszym ponieważ powoduje zwiększenie prądu w części promieniującej znteny natomiast cewka nie tylko, że znajduje się w części, w której płynie silny prąd w.cz. (przez co uniemożliwia jego udział w sumarycznym promieniowaniu anteny) ale też dodatkowo wnosi znaczne straty energii. Dla ich zmniejszenia cewka przedłużająca powinna mieć możliwie dużą dobroć. Wyraźnie zmniejszenie strat uzyskuje się stosując dobry i starannie dopracowany system uziemień lub przeciwwag. Uwagi te dotyczą wszystkich anten krótkich w stosunku do długości promieniowanej fali, niezależnie od ich zakresu pracy a więc przykładowo w warunkach amatorskich zakresów 2200, 630, 160 m itd.

Ze względu na małe, w stosunku do długości fali, rozmiary anten długofalowych amatorskich charakteryzują się one bardzo niską opornością promieniowania a co za tym idzie także niską sprawnością. Leży ona w praktyce przeważnie w zakresie od ułamka promila do najwyżej ułamka procenta w zależności od konstrukcji i wymiarów anteny.



Rys. 4. 1. Zależność zysku anteny pionowej w odniesieniu do anteny izotropowej od jej długości w stosunku do promieniowanej fali. Oś pionowa dBi, pozioma – $1/\lambda$

Dla uzyskania mocy promieniowania zbliżonej do 1 W ERP konieczne jest więc doprowadzenie do anteny mocy od kilkuset W do ponad 1 kW. Przy tak znacznych mocach w systemie antenowym występują wysokie napięcia w.cz. często przewyższające 10 kV (dla większych indukcyjności cewki może ono dochodzić nawet do kilkudziesięciu kV). Napięcia te mogą powodować wyładowania koronowe na końcach anten, dlatego też należy zwrócić szczególną uwagę na zachowanie dostatecznej odległości anteny od innych obiektów i zastosowanie dostatecznie dużych i dostosowanych do wysokich napięć izolatorów. Oczywiście należy także zadbać o bezpieczeństwo osób, które mogą się znaleźć w pobliżu anteny.

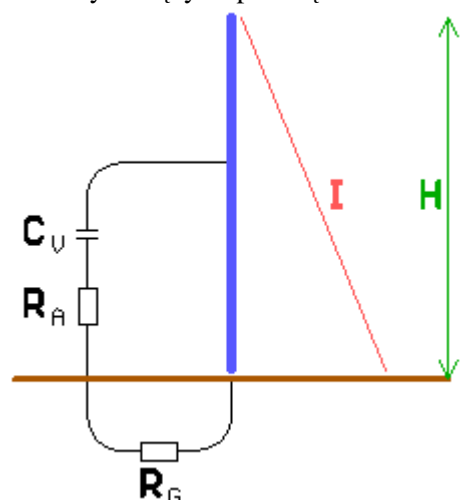
Przykładowo dla anteny pionowej o wysokości 10 m i pojemności zastępczej 70 pF konieczne jest zastosowanie cewki przedłużającej o indukcyjności 19 mH. Jej reaktancja na częstotliwości 136 kHz przekracza 16 k Ω . Przy założeniu oporności strat wynoszącej 80 Ω (jej połowa odpowiada stratom w cewce a druga – stratom w otoczeniu) i podanej mocy nadajnika otrzymujemy prąd w antenie równy 2,2 A i napięcie na górnym zacisku cewki – 36 kV.

Przedstawione dalej przykłady realizacji nie wyczerpują wszystkich możliwości i mają jedynie stanowić pomoc w wyborze i konstrukcji własnego rozwiązania anteny lub poszczególnych elementów systemu antenowego.

Przegląd rodzajów długofalowych anten nadawczych

Sprawność anteny nadawczej zależy od jej oporności promieniowania (pośrednio od wymiarów anteny w stosunku do długości fali i od jej konstrukcji) i od oporności strat systemu antenowego, na którą składają się straty w samej antenie oraz ew. obwodach dopasowujących, w systemie uziemienia (ziemi, przeciwwagach) i w obiektach otaczających antenę. Anteny stosowane przez krótkofalowców w paśmie fal długich charakteryzują się małymi wymiarami w stosunku do długości nadawanej fali co powoduje, że oporności promieniowania R_A leżą w zakresie od 10 do kilkuset m Ω co w połączeniu z opornościami

strat wynoszącymi przeciętnie 30 – 150 Ω daje wypadkową sprawność poniżej 1 promila. Oznacza to w praktyce, że ponad 99 % mocy nadajnika jest traczonej w oporności strat.

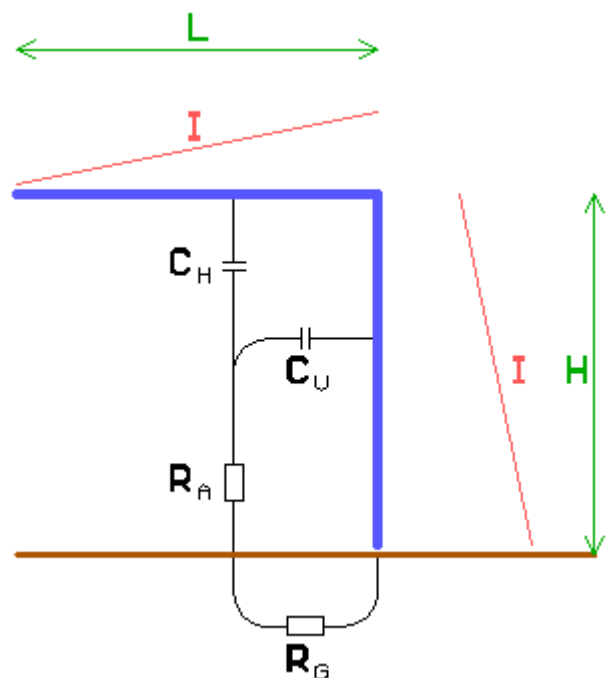


Do najczęściej używanych anten nadawczych należą krótkie anteny pionowe (dipole Marconiego, rys. 4.2) i małe anteny pętlowe. Głównym źródłem strat w pierwszym przypadku jest otoczenie anteny natomiast w drugim straty w samej antenie. W przypadku anten elektrycznych (krótkich dipoli pionowych) oporność promieniowania maleje wraz z rozmiarami anteny a jej impedancja wejściowa ma charakter pojemnościowy. Dodatkowo wzrasta też wpływ straty w ziemi. Zysk antenowy maleje wprawdzie w stosunkowo niewielkim stopniu ale głównym czynnikiem określającym przydatność anteny staje się jej (szybko malejąca z wymiarami) sprawność.

Schemat zastępczy anteny krótkiej składa się z szeregowo połączonych: pojemności zastępczej, oporności promieniowania i oporności strat. Rozkład prądu w antenie można przyjąć jako liniowy od zera na szczycie do wartości maksymalnej po stronie ziemi a amplituda napięcia jest w przybliżeniu stała. Wartość pojemności zastępczej można przyjąć z dostatecznie dobrym przybliżeniem jako 6 pF/m (jest ona obliczana ze wzoru $C_v [pF] = 24 H / \log (1,15 H / d) -$ gdzie H jest wysokością anteny w m a d – jej średnicą również w m). Pojemność ta powinna być skompensowana przez indukcyjność cewki przedłużającej, której wartość oblicza się z warunku rezonansu. Dla częstotliwości 136 kHz indukcyjność cewki można obliczyć z uproszczonego wzoru: $L [mH] = 1370 / C [pF]$.

W bilansie strat systemu antenowego należy w tym przypadku uwzględnić dodatkowe straty w cewce. Straty te zależą oczywiście od dobroci cewki.

Oporność promieniowania anten krótkich jest obliczana ze wzoru: $R_A = 769 (l_{ant} / \lambda)$ gdzie l_{ant} jest długością anteny, a moc promieniowana $P_{ERP} = G I_{ant}^2 / R_A$ gdzie I_{ant} jest prądem płynącym w antenie gdzie zysk kierunkowy G wynosi ok. 1,83 (2,62 dB).



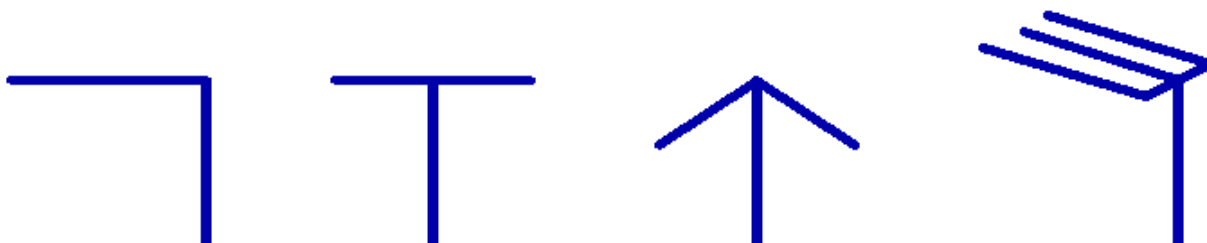
Poprawę sprawności anteny można osiągnąć przez dodanie pojemności obciążającej na szczycie (rys. 4.3). Powoduje ona zmianę rozkładu prądu w antenie (rozkład trapezowy) i wzrost jego wartości średniej, a przez to wzrost natężenia emitowanego pola elektromagnetycznego. Wartość pojemności zastępczej można przyjąć z dostatecznie dobrym przybliżeniem jako 5 pF/m dla pojedynczego przewodu poziomego (jest ona obliczana ze wzoru $C_H [pF] = 24 L / \log (4 H / d) -$ gdzie H jest wysokością anteny w m, L długością w m a d – średnicą w m) lub 15 pF/m dla kilku równoległych (dodatkowo do pojemności odcinka pionowego). Pojemnościowe obciążenie anteny uzyskuje się najczęściej dzięki dodaniu konstrukcji złożonej z poprzecznie lub ukośnie umieszczonych przewodów: są to (widoczne na rys. 4.4) konstrukcje znane jako anteny L, T, parasolowe lub stosowane powszechnie we wczesnych latach rozwoju radiotechniki anteny złożone z wielu równoległych

przewodów poziomych. Dla anten parasolowych L oznacza długość jednego z przewodów a jako wysokość przyjmuje się średnią wysokość umieszczenia przewodów. Pojemnościowe obciążenie anteny oznacza zmniejszenie indukcyjności cewki przedłużającej co oznacza zarówno obniżenie strat w cewce – jest to dodatkowy czynnik poprawiający sprawność anteny – jak i napięcia występującego na jej gorącym końcu. Obciążenie pojemnościowe daje również zwiększenie skutecznej wysokości anteny a co za tym idzie wzrost jej oporności promieniowania i związanej z tym sprawności.

Wysokość skuteczną anteny obciążonej pojemnościowo oblicza się ze wzoru:

$$H_{sk} = H \frac{C_H / C_v + 1/2}{C_H / C_v + 1}$$

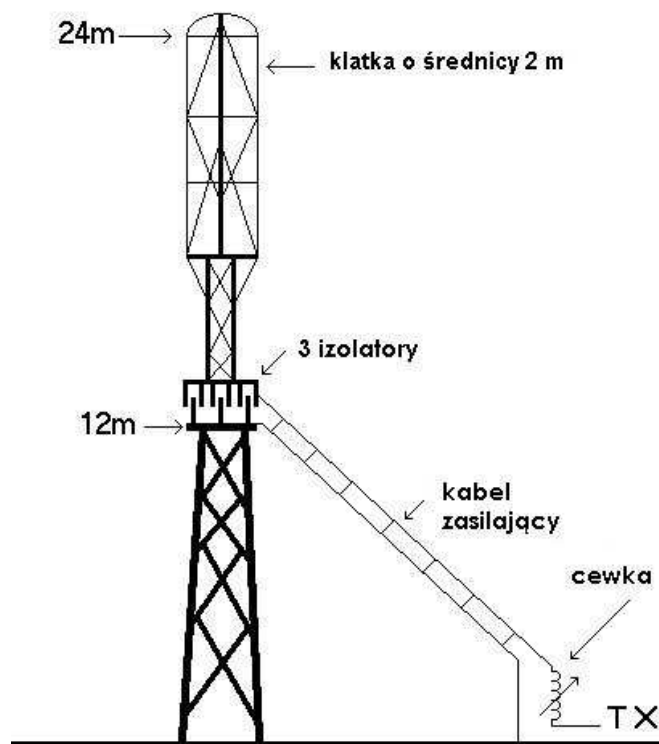
Gdzie H jest fizyczną wysokością anteny a C_H i C_v odpowiednio pojemnościami odcinków poziomego i pionowego. Bez obciążenia ($C_H = 0$) wysokość skuteczna jest równa $1/2 H$, natomiast dla dużej pojemności obciążenia $C_H \gg C_v$ zbliża się ona do H.



Rys. 4.4. Różne typy anten obciążonych pojemnościowo. Od lewej kolejno antena odwrócone L, antena T, antena parasolowa, antena obciążona pojemnościowo kilkoma równoległymi przewodami

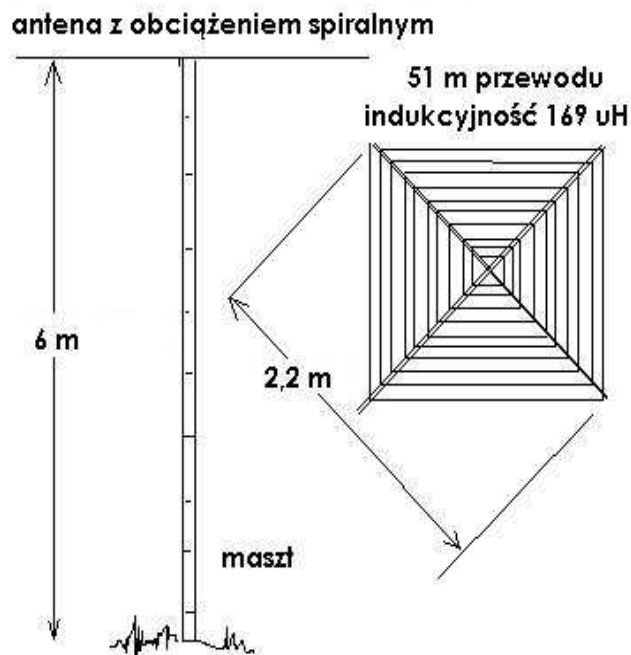
Przewody ukośne stanowiące część konstrukcji powodują wzrost składowej prądu płynącego do ziemi i w związku z tym wzrost strat. Stosunkowo najlepsze wyniki uzyskuje się dla jednego lub dwóch przewodów zawieszonych tak, aby ich koniec znajdował się na 0,8 – 0,85 wysokości anteny. W miarę wzrostu kąta pochylecia wysokość zawieszenia końca powinna nieco wzrastać, a więc przykładowo dla kąta 30° w stosunku do poziomu optymalna wysokość wynosi ok. 0,8 wysokości anteny a dla 60° – 0,85. Wartości te należy potraktować jako orientacyjne ze względu na trudny do przewidzenia wpływ pozostałych obiektów znajdujących się w pobliżu anteny. W miarę wzrostu liczby przewodów maleje zysk w stosunku do anteny nie obciążonej.

Konstrukcja elementu pojemnościowego może mieć również inne kształty np. kształt klatki, spirali lub piramidy.



Rys. 4.5 i fot. 4.6. Antena obciążona pojemnościowo za pomocą klatki drucianej

Przykład 4.1:



Opierając się na podanych powyżej zależnościach dla anteny o długości części poziomej 40 m i zawieszanej na wysokości 10 m nad ziemią otrzymujemy orientacyjnie:

$C_H = 223 \text{ pF}$, $C_v = 64 \text{ pF}$, $C_{\text{sum}} = C_A = 287 \text{ pF}$,
 $H_{\text{sk}} = 8,9 \text{ m}$, $R_{\text{prom}} = 0,026 \Omega$.

Dla otrzymania mocy 1 W ERP konieczne jest więc natężenie prądu w antenie = 4,6 A.

Przy założeniu oporności strat 40Ω sprawność wynosi 0,065 % a moc tracona 846 W.

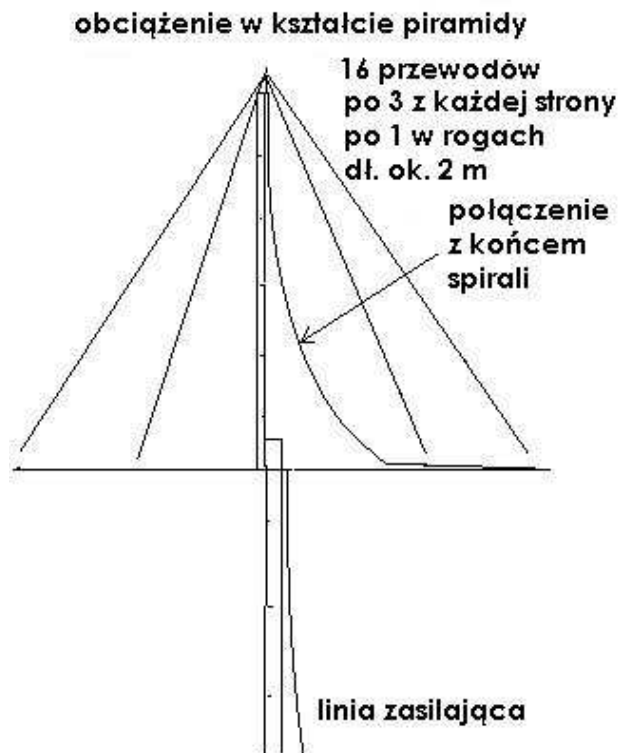
Moc ERP można obliczyć orientacyjnie korzystając z zależności (dla idealnego dipola):

$$E = 7 \frac{\sqrt{P}}{d}$$

Gdzie E jest natężeniem pola w V/m a d – odległością od anteny w m. Oszacowanie mocy ERP= sprowadza się więc do pomiaru natężenia pola w znanej odległości od anteny.

Przykładowo natężenie pola w odległości 10 km od dipola dla mocy 1 W wynosi $700 \mu\text{V/m}$.

Rys. 4.7. Antena z pojemnościowym obciążeniem spiralnym



Przykład 4.2:

Napięcie panujące na antenie obliczane jest ze wzoru:

$$V_{\text{ant}} = I_{\text{ant}} / (2 \pi f C_A)$$

Dla omawianej w poprzednim przykładzie anteny o pojemności $C_A = 287 \text{ pF}$ otrzymujemy dla częstotliwości 137 kHz i prądu $I_{\text{ant}} = 4,6 \text{ A}$ napięcie $V_{\text{ant}} = 18600 \text{ V}$.

Przykład ten wskazuje na jeszcze jeden powód (dodatkowo do już omówionych) dlaczego należy w miarę możliwości dążyć do uzyskania jak największej pojemności obciążającej.

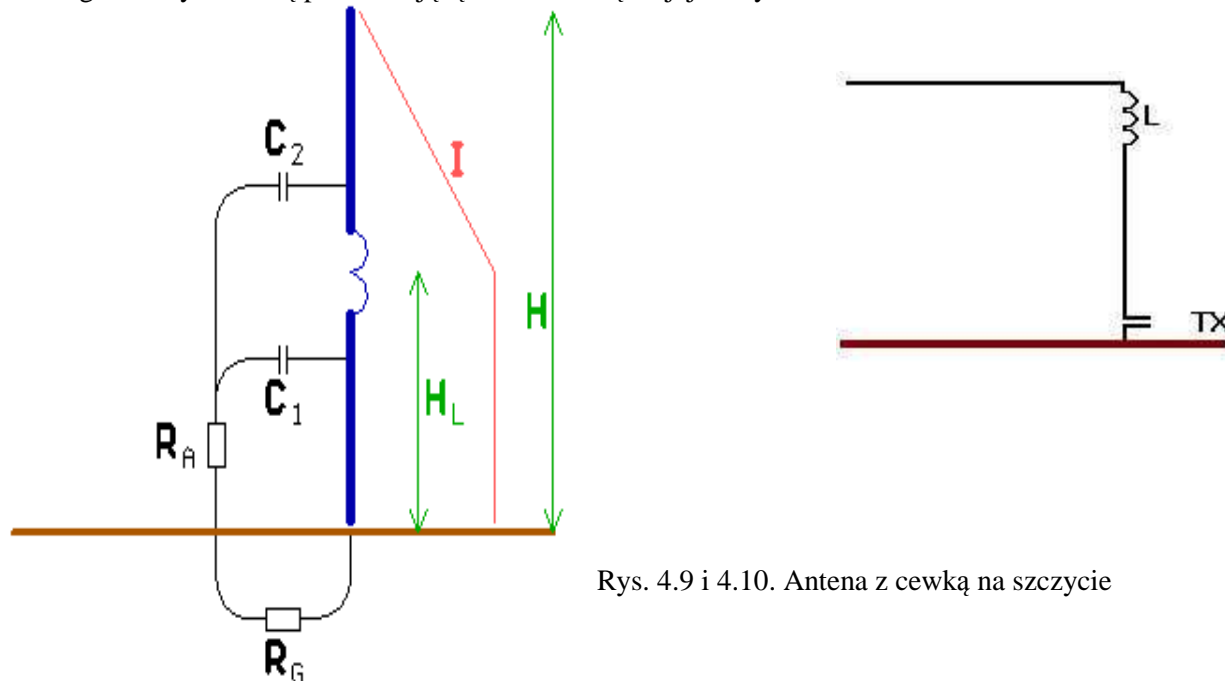
Rys. 4.8. Antena z elementem obciążającym w kształcie piramidy

Charakterystyki kierunkowe krótkich anten obciążonych pojemnościowo odpowiadają charakterystykom anten pionowych nawet gdy długość elementów poziomych znacznie przekracza długość elementu pionowego: w płaszczyźnie poziomej charakterystyka jest dookólna a pionowej zbliżona do kosinusoidy z maksimum w kierunku horyzontu a minimum w kierunku zenitu.

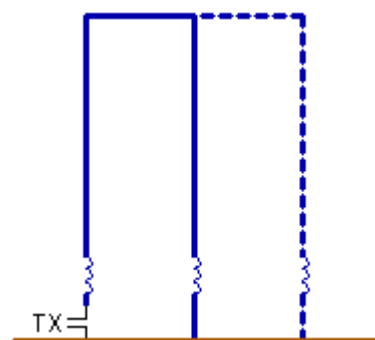
Inną metodą poprawy rozkładu prądu w antenie jest umieszczenie cewki przedłużającej w pobliżu szczytu anteny. Cewka powinna zapewnić rezonans górnej części anteny dla częstotliwości pracy.

W bilansie strat systemu antenowego należy uwzględnić straty w cewce. Dodatkowo należy zwrócić

uwagę na fakt, że w miarę zbliżania cewki do szczytu anteny (zmniejszania się pojemności C_2 – 6 pF/m) rosną zarówno wymagana indukcyjność jak i straty w cewce oraz jej wymiary i ciężar co może stanowić poważne utrudnienie dla konstruktorów anteny. Orientacyjnie optimum można spodziewać się dla wysokości H_L ok. 0,5 – 0,6 wysokości anteny. Możliwa jest także kombinacja obciążenia pojemnościowego anteny z cewką przedłużającą umieszczoną na jej szczycie.



Rys. 4.9 i 4.10. Antena z cewką na szczycie



Rys. 4.11. Antena z wieloma pionowymi promiennikami

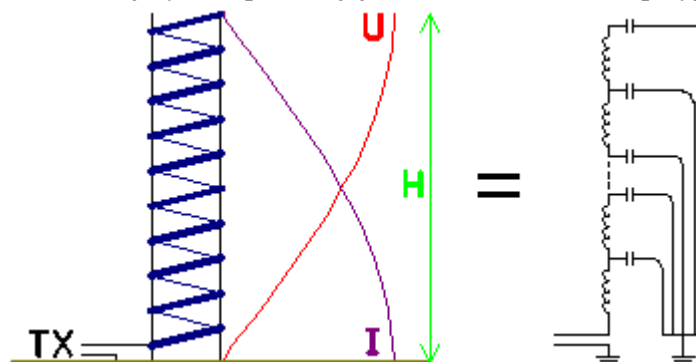
Wzrost oporności promieniowania anteny można osiągnąć także przez zwiększenie liczby pionowych elementów anteny – rośnie ona z kwadratem ich liczby. Zastosowanie oddzielnego systemu uziemienia dla każdego z nich powoduje także zmniejszenie strat w uziemieniu. Jednocześnie pojemność obciążenia dzieli się przez liczbę elementów co powoduje konieczność użycia cewek o większych indukcyjnościach i niestety jednak o większych stratach. Rozwiązanie to znane jako antena Alexandersona stosowane było m.in. w stacji nadawczej Centrali Transatlantycznej w Babcicach i wielu innych nadawczych stacjach długofalowych.

Jako antena nadawcza może pracować także uziemiony maszt antenowy. Na ilustracji 4.12 przedstawiono dwie możliwości zasilania masztu: poprzez transformator izolujący T lub przez linię pionową. W tym drugim przypadku cewka może się znajdować u dołu masztu co upraszcza konstrukcję mechaniczną anteny.



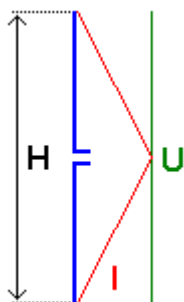
Rys. 4.12. Wykorzystanie masztu antenowego

Antena spiralna stanowi połączenie anteny właściwej i cewki przedłużającej. Zarówno indukcyjność jak i pojemność anteny względem ziemi są rozłożone w sposób ciągły na całej jej długości. Antena spiralna bez obciążenia pojemnościowego charakteryzuje się opornością promieniowania 1,54 raza większą aniżeli prosta antena pionowa (zysk w stosunku do anteny prostej wynosi ok. 1,9 dB). Pojemnościowe obciążenie anteny wpływa w mniejszym stopniu na jej właściwości aniżeli w przypadku anteny prostej.



Rys. 4.13. Antena spiralna i rozkład jej obciążenia pojemnościowego

Oporność promieniowania i zysk antenowy krótkiego dipola pionowego zasilanego symetrycznie (rys. 4.14) na środku są identyczne jak w przypadku dipola pionowego zasilanego na końcu, jednak należy liczyć się ze wzrostem strat w ziemi w związku z występowaniem wyższego napięcia na zbliżonym do niej końcu. Natomiast dla dipoli poziomych bliskość ziemi (w stosunku do długości fali) powoduje dodatkowe obniżenie oporności promieniowania co oznacza, że dla fal długich rozwiązania tego nie można uznać za korzystne w warunkach amatorskich.



Rys. 4.14. Krótki dipol pionowy

Obwody dopasowujące anteny w zakresie fal długich nie różnią się od stosowanych w innych zakresach fal. Mogą to być układy transformatorowe lub autotransformatorowe (odcypy na cewce przedłużającej), obwody LC typu L lub T, transformatory rezonansowe itp.

Dla uzyskania większej sprawności systemu antenowego należy także w miarę możliwości dążyć do minimalizacji strat przez instalację anteny w możliwie jak największej odległości od pobliskich obiektów i zapewnienie niskostratnego uziemienia lub skutecznych przeciwwag.

Drugim rodzajem anten stosowanych w warunkach amatorskich są anteny pętlowe. Oporność promieniowania anteny pętlowej (jednozwojowej) dla częstotliwości 136 kHz można obliczyć z następującego wzoru:

$$R_A [\mu\Omega] = 0,001346 A^2 \text{ gdzie } A \text{ jest powierzchnią w } m^2.$$

Oporność promieniowania jest zależna jedynie od powierzchni pętli a nie od jej kształtu jednak w przypadku kształtów odbiegających od kwadratu przedłużenie przewodu powoduje wzrost strat, a więc w ostatecznym wyniku kształt anteny może mieć wpływ na jej sprawność.

Indukcyjność pętli oblicza się ze wzoru:

$$L_A [\mu H] = 0,2 P \ln(3440 A / (d P)) \text{ gdzie } A \text{ jest powierzchnią pętli w } m^2, P - \text{ jej obwodem w m, } d - \text{ średnicą przewodu w mm; a pojemność niezbędną dla uzyskania rezonansu w paśmie 136 kHz:}$$

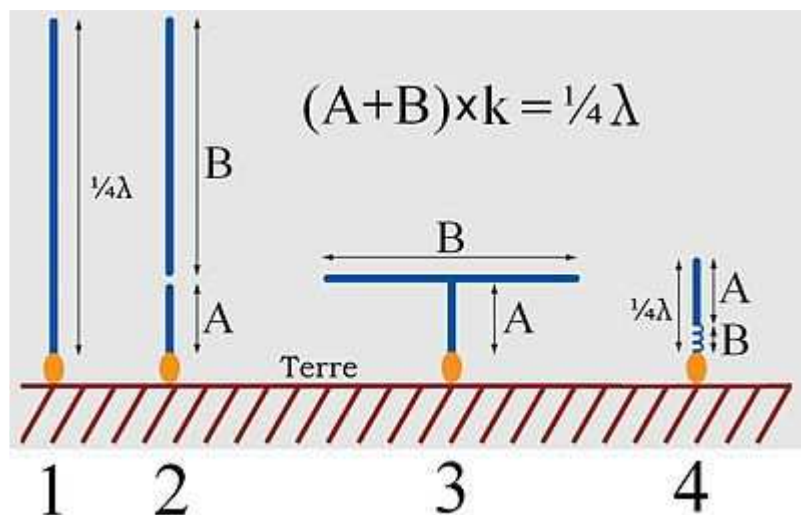
$$C_{rez} [nF] = 1370 / L_A [\mu H]$$

Anteny pętlowe są mniej wrażliwe na wpływy otoczenia dlatego też głównymi źródłami strat są straty w samej antenie i w obwodzie dopasowującym. Konstruując antenę pętlową należy jednak pamiętać, że jej oporność promieniowania leży poniżej 1 mΩ i dlatego nawet różnice oporności strat rzędu mΩ mogą negatywnie wpłynąć na jej sprawność.

Przykładowe rozwiązania anten

W przeważającej większości przypadków krótkofalowcy nie dysponują możliwościami zainstalowania anteny długofalowej o znacznych rozmiarach a często trudno jest znaleźć wogóle miejsce na dodatkową antenę. Dlatego też przeważnie w pasmach 136 i 472 (500) kHz wykorzystywane są posiadane anteny krótkofalowe po zmianie sposobu ich zasilania i dodaniu niezbędnych układów dopasowujących.

Zasada konstrukcji anteny T



Rys. 4.15. Przekształcenie pionowej anteny ćwierćfalowej w antenę T

Konstrukcja anteny typu T powstaje dzięki zastąpieniu pionowego dipola ćwierćfalowego przez pionowy dipol krótki (o wymiarach znacznie mniejszych od długości fali) obciążony pojemnościowo u góry. Na ilustracji pod numerem 1 przedstawiony jest wyjściowy dipol ćwierćfalowy. Pod numerem 2 widoczny jest jego podział na dwa odcinki: krótki odcinek pionowy (dopuszczalne $A \leq 0,1 \lambda$) i pozostały B – uzupełniający do długości $\frac{1}{4}$ fali. Pod numerem 3 przedstawiono funkcję odcinka B jako obciążenia pojemnościowego krótkiego dipola a pod nr 4 – konstrukcję równoważną, w której obciążenie pojemnościowe zostało zastąpione przez cewkę przedłużającą. Współczynnik skrócenia K leży w zakresie 0,7 – 0,8. Ramiona odcinka B powinny być umocowane poziomo a nie ukośnie gdyż przy montażu ukośnym zmniejsza się obciążenie pojemnościowe a ponadto wzrasta jego sprzężenie z pobliskimi obiektami co powoduje wzrost strat w otoczeniu.

Dla powiększenia pojemności obciążenia można zamiast pojedynczego przewodu B użyć większą liczbę przewodów. Ich wpływ na wypadkową pojemność jest zależny od wysokości rozwieszenia anteny i grubości przewodów ale przykładowo dla wysokości anteny 10 m i przewodu o średnicy 1 mm można przy odległości między przewodami wynoszącej 10 cm oczekiwać wzrostu pojemności o 29 % a przy odstępnie 1 m – 68%. W przypadku anten ćwierćfalowych (w warunkach amatorskich sytuacja taka może wystąpić przykładowo w paśmie 160 lub 80 m) pozwala to na skrócenie odcinka B . Dla anten długo i średniofalowych, które nawet razem z obciążeniem pojemnościowym pozostają wyraźnie krótsze od $\frac{1}{4}$ długości fali zwiększenie pojemności obciążenia oznacza zmniejszenie niezbędnej indukcyjności cewki przedłużającej a co z tym się wiąże strat w niej i występujących na niej wysokich napięć. Głównymi zakresami zastosowań anteny T są wprawdzie pasma, w których długość fali utrudnia lub uniemożliwia korzystanie z anten pełnowymiarowych ale można stosować je także na innych pasmach krótkofalowych jako anteny do pracy w plenerze albo w warunkach uniemożliwiających zainstalowanie mechanicznie większych konstrukcji.

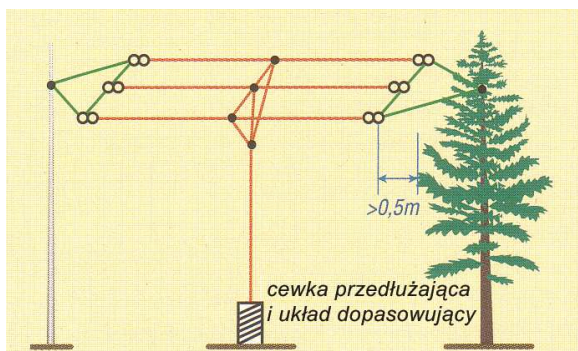
Ponieważ oporność promieniowania zależy od wysokości zawieszenia anteny co w praktyce wiąże się z długością odcinka pionowego należy dążyć do tego aby był on możliwie najdłuższy – w danych warunkach:

$$R_R = 80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$$

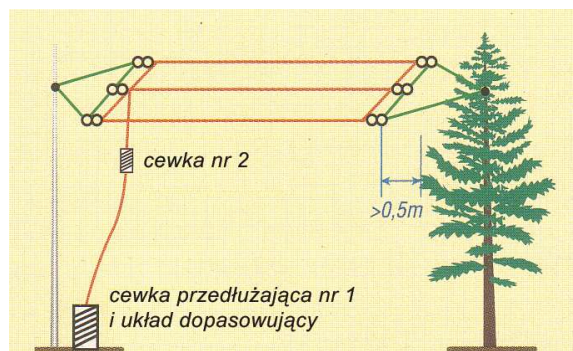
L – wysokość zawieszenia anteny T, λ – długość fali.

Zasada konstrukcji anteny odwrócone L jest podobna: powstaje ona przez zagięcie (załamanie) pod kątem 90 stopni odcinka B. Przekształceniu może podlegać w zależności od zakresu fal dipol ćwierć- lub półfalowy. W zakresach fal długich i średnich konstrukcja taka jest zawsze krótsza od odpowiedniego dipola i wymaga przedłużenia za pomocą dodatkowych cewek kompensujących pojemnościowy charakter impedancji anteny. Również i w tym przypadku zwiększenie liczby przewodów w części poziomej oznacza wzrost pojemności obciążenia.

Anteny typu T i L

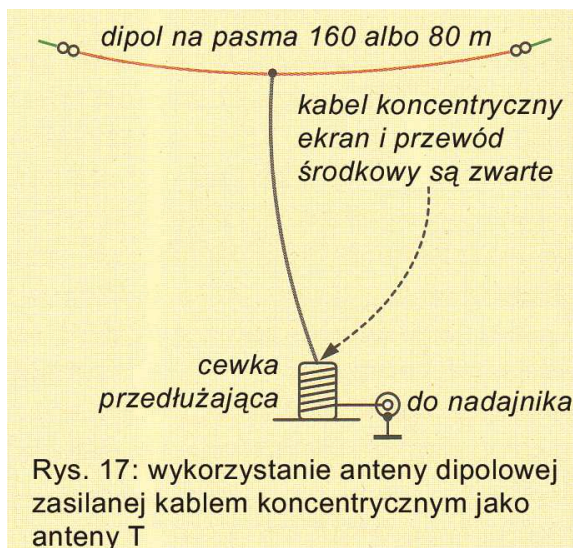


Rys. 14: długofalowa antena nadawcza T

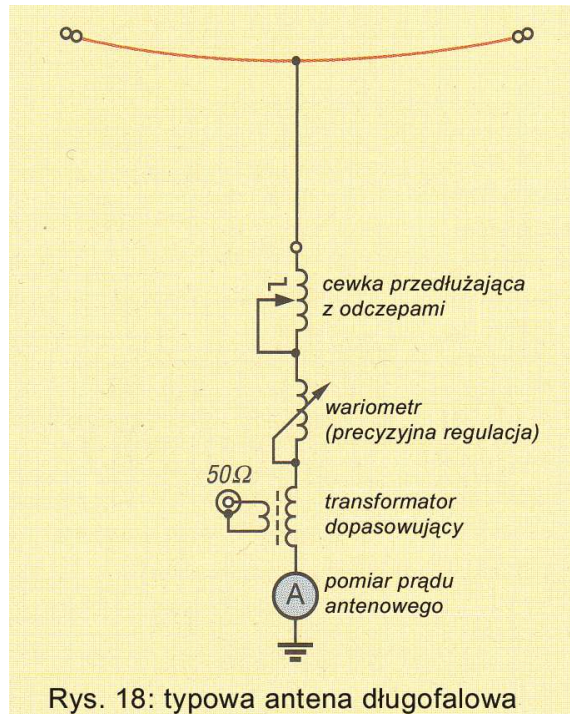


Rys. 16: długofalowa antena nadawcza L

Rys. 4. 16 i 4.17. Anteny typu T i L z cewkami przedłużającymi



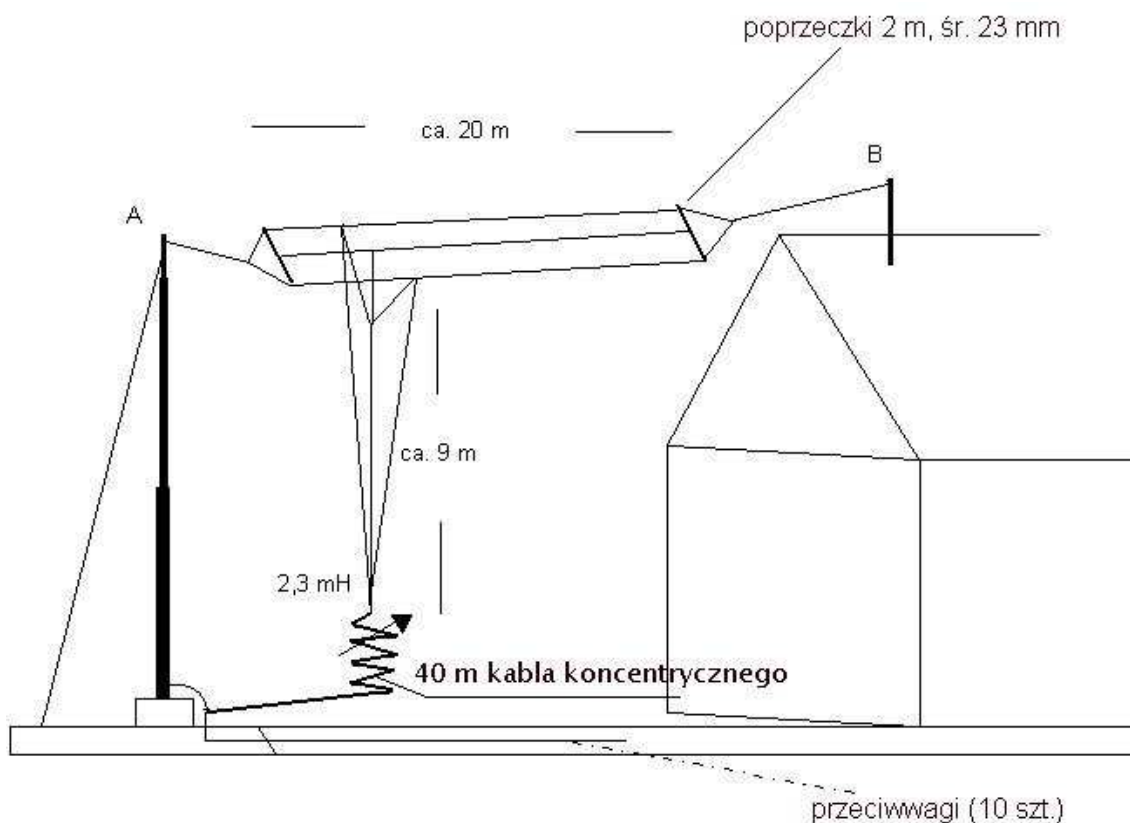
Rys. 17: wykorzystanie anteny dipolowej zasilanej kablem koncentrycznym jako anteny T



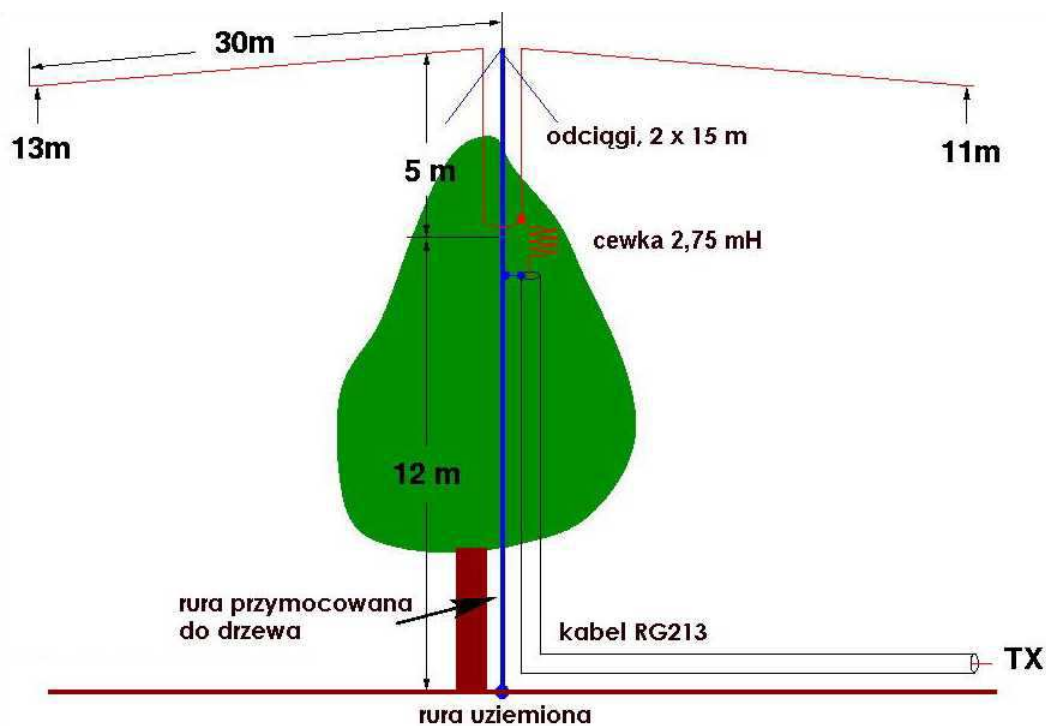
Rys. 18: typowa antena długofalowa

Rys. 4.18 i 4.19. Wykorzystanie i dopasowanie krótkofalowej anteny dipolowej na falach długich lub średnich. Numeracja podana na rysunkach pochodzi z innej publikacji autora.

Wykorzystanie dipola krótkofalowego jako anteny T na niższe częstotliwości wymaga zwarcia ekranu i żyły środkowej u dołu (koncentrycznego) kabla zasilającego. Kabel stanowi wówczas element pionowy anteny a dipol – jego obciążenie pojemnościowe. Podobnie wygląda sprawa dla symetrycznych linii zasilających.



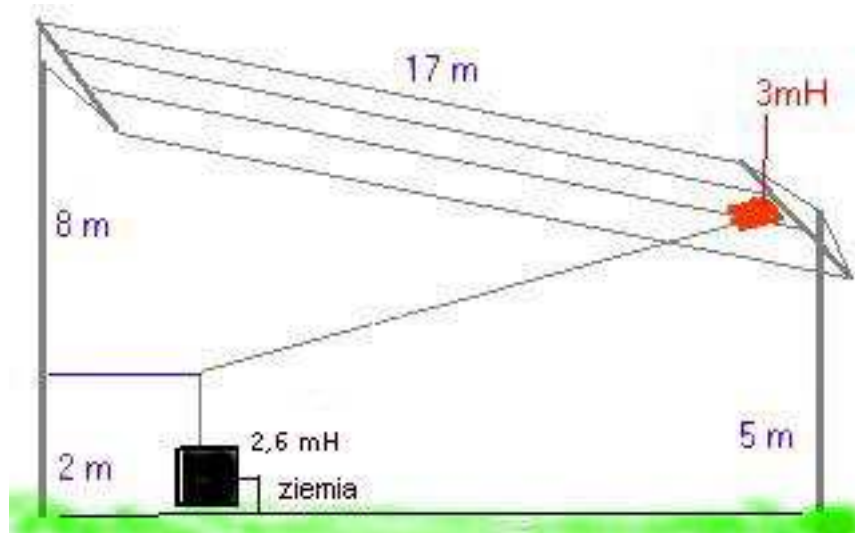
Rys. 4.20. Antena T z obciążeniem wieloprzewodowym



Rys. 4.21. Antena T wsparta na drzewie

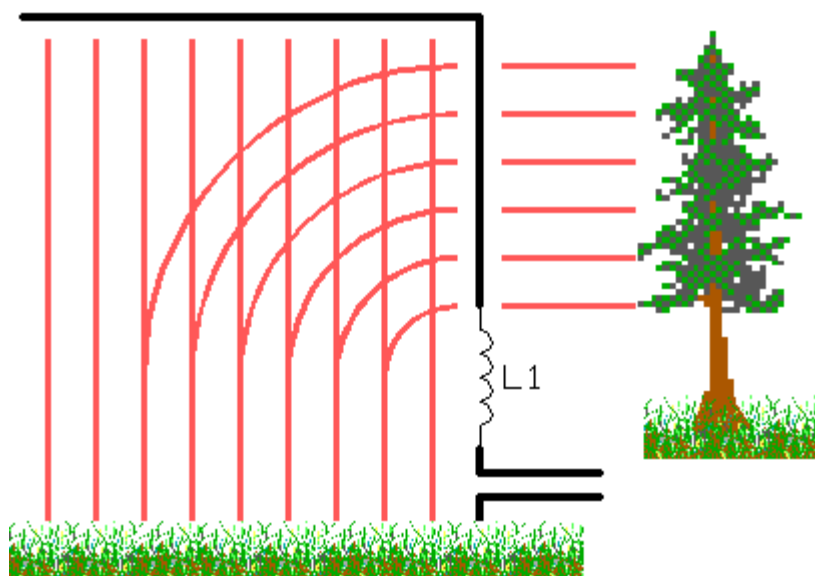
Ilustracja 4.20 przedstawia przykład konstrukcji klasycznej anteny T z cewką przedłużającą umieszczoną w punkcie jej zasilania, wykonanej przez DF8ZR.

Przewody poziome anteny (o długości 20 m) są umieszczone na poprzeczkach wykonanych z rury plastikowej. Poprzeczki te mają długość 2 m i średnicę 23 mm. Odległości pomiędzy końcami części poziomej i punktami zawieszenia anteny wynoszą w przedstawionym przykładzie 10 m. Jeden z końców anteny jest zawieszony na maszcie aluminiowym mającym wysokość 10 m a drugi na wsporniku na dachu tak, że znajduje się również na podobnej wysokości nad ziemią. Dla poprawienia efektywności anteny w ziemi ułożono 10 przeciwwag z drutu.



Rys. 4.22. W przeważającej większości rozwiązań anten długofalowych cewka przedłużająca antenę znajduje się w punkcie jej zasilania. okazuje się jednak, że przez podział cewki na dwie części, z których jedna znajduje się w punkcie zasilania a druga w miejscu połączenia części pionowej i poziomej anteny T można poprawić skuteczność anteny.

Pozioma część anteny powinna znajdować się możliwie daleko od gałęzi drzew ze względu na występujące na jej końcach wysokie napięcia. Zapewnia to także zmniejszenie strat energii w wyniku pojemnościowego obciążenia anteny przez gałęzie. To samo dotyczy oczywiście także innych znajdujących się w pobliżu anteny obiektów.

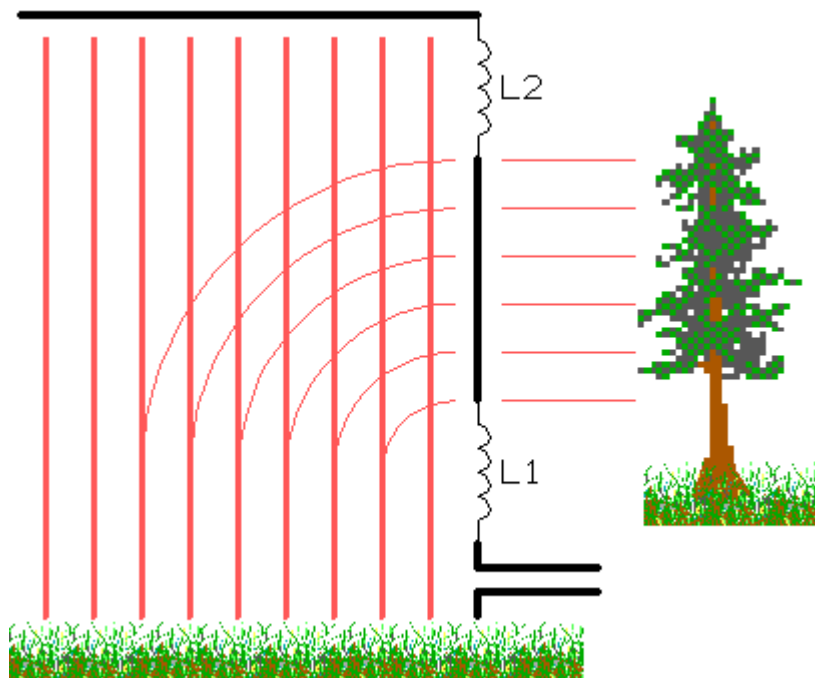


Rys. 4.23. Rozkład pola elektrycznego dla anteny z pojedynczą cewką

Umieszczenie części indukcyjności u góry pionowego członu anteny zmniejsza wymaganą sumaryczną indukcyjność cewki a co za tym idzie również i straty w cewce dolnej. Dodatkowo daje to obniżenie na-

pięć występujących na dolnej cewce co w efekcie oznacza obniżenie strat energii w.cz. w otaczających ją obiektach.

Ujemną stroną takiego rozwiązania jest jedynie fakt, że waga górnej cewki stanowi dodatkowe obciążenie mechanicznej konstrukcji anteny. Ciężar ten można zmniejszyć nawijając cewkę na plastikowej 2-litrowej butelce.



Rys. 4.24. Rozkład pola elektrycznego dla anteny z cewką dzieloną. Widoczne wyraźne osłabienie składowych pomiędzy anteną a otaczającymi ją obiektami.

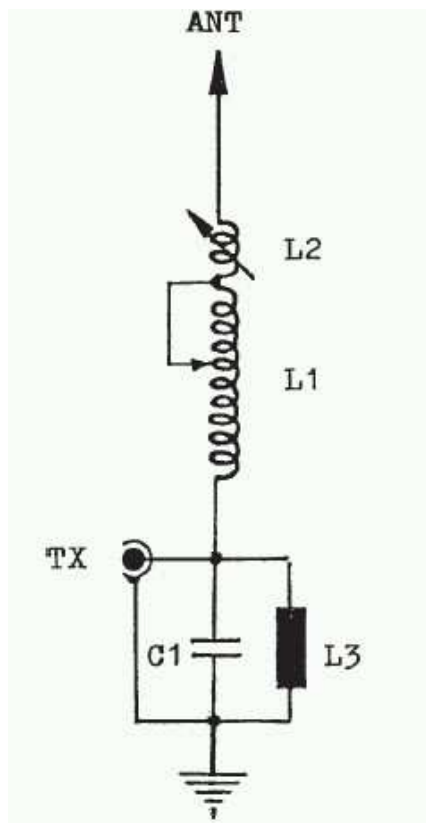
Cewka antenowa o indukcyjności 5,3 mH

Długość amatorskich anten długofalowych jest zawsze niewielka w stosunku do długości fali co oznacza, że ich impedancja wejściowa ma charakter pojemnościowy. Doprowadzenie anteny do rezonansu wymaga więc włączenia w szereg odpowiednio dobranej indukcyjności zależnej od konstrukcji anteny i leżącej przeważnie w zakresie od 1 mH do ponad 20 mH. Dokładne dostrojenie anteny do częstotliwości pracy można uzyskać tylko przy użyciu cewki o zmiennej indukcyjności (rys. 4.25).

Cewka (konstrukcji DF2BC, "Funk" 9/2001) jest nawinięta przewodem od instalacji elektrycznych o przekroju $1,5 \text{ mm}^2$ i długości 200 m na plastikowym pojemniku do śmieci. Uzwojenie składa się ze 140 zwojów z odczepami co 10 zwojów.

W miejscach wyprowadzenia odczepu na kablu umieszczono kontakty samotnące umocowane na ściankach pojemnika za pomocą śrub M4. Na pozosatałych trzech bokach pojemnika grupy zwojów są przymocowane do ścianek za pomocą wiązadeł. U dołu ścianki czołowej widoczne są kontakty dla przeciwwag – są to poprostu śruby ze stali nierdzewnej z podkładkami. Wtyk antenowy znajduje się na tylnej ściance pojemnika.

Dolny zacisk cewki jest połączony ze środkowym kontaktem gniazda koncentrycznego. Może on być dodatkowo uziemiony poprzez dławik L3 o indukcyjności 35 mH co pozwala na odprowadzenie do ziemi ładunków statycznych.



Równoległe do dławika można włączyć kondensator C1, którego wartość należy dobrać po dołączeniu anteny. Jego wartość wynosi przykładowo 7,5 nF dla anten o długości ok. 70 m a wytrzymałość napięciowa co najmniej 1000 V.



Dla uzyskania płynnej zmiany indukcyjności cewkę można połączyć szeregowo z wariometrem L2 o zakresie przestrajania odpowiadającym pojedynczej sekcji cewki czyli ok. 0,38 mH. Jego całkowita indukcyjność jest oczywiście większa, w przedstawionym przykładzie wynosiła ona 0,52 mH. Przykład konstrukcji wariometru nawiniętego na rurach plastikowych przedstawia ilustracja 4.26.

Przy dużych mocach nadajnika na cewce występują wysokie napięcia (rzędu kV), a natężenie pola może być na tyle silne, że spowoduje świecenie neonówki kontrolnej nawet w odległości 1 m. Cewka powinna być więc umieszczona możliwie z dala od innych przedmiotów i zabezpieczona przed przypadkowym dotknięciem w trakcie pracy. Autor konstrukcji stosował ją z dobrymi wynikami w celu dopasowania anten o długościach od 30 do 100 m.



Fot. 4.27 i 4.28. Sposób wykonania cewki przedłużającej na pojemniku na odpadki

Uwagi odnośnie projektowania i wykonania cewek przedłużających

Ze względu na konieczność dopasowania cewki do konstrukcji anteny musi ona być zasadniczo indywidualnie skonstruowana przez użytkownika i w praktyce spotykanych jest wiele różnych rozwiązań takich konstrukcji.

Cewkę można nawinąć przykładowo przewodem miedzianym emaliowanym o ile izolacja pomiędzy zwojami będzie miała odpowiednią wytrzymałość napięciową. Typowe konstrukcje cewek posiadają oporność strat – R_{str} – rzędu 10 Ω lub nawet większą. W celu jej zmniejszenia można nawinąć cewkę licą w.cz., która daje w pierwszym rzędzie zmniejszenie strat spowodowanych przez efekt naskórkowości (ang. *skin effect*). Lica w.cz. różni się tym od zwykłej występującej w przewodach instalacyj-

nych, że składa się z wielu cienkich przewodów **odizolowanych** od siebie i jest ona w związku z tym odpowiednio droższa. Jednym z korzystnych źródeł licy w.cz. są stare zasilacze impulsowe.

Dla zrozumienia wpływu zjawiska naskórkowości konieczne jest obliczenie głębokości wnikania prądów w.cz. do metalu.

Wyraża się ona wzorem $s \text{ [mm]} = 0,066 K1 / \sqrt{f \text{ [MHz]}}$ gdzie $K1$ jest stałą materiałową wynoszącą dla miedzi 1. Dla przewodu miedzianego i częstotliwości 0,136 MHz otrzymujemy ze wzoru głębokość wnikania równą 0,18 mm. W przypadku licy składającej się z bardzo cienkich przewodów można więc przyjąć, że prąd płynie przez jej całą grubość, czyli że oporność strat dla w.cz. jest w przybliżeniu równa oporności przewodu dla prądu stałego.

Dobroć cewek Q dla fal długich leży przeważnie w zakresie od 100 do 400 i jest obliczana ze wzoru:

$$Q = X_L / R_{str}$$

gdzie X_L jest reaktancją cewki obliczaną ze wzoru: $X_L = 2 \Pi f L$.

W uproszczeniu dla 136 kHz $X_L \text{ [\Omega]} = 854 L \text{ [mH]}$.

Dla opisaney cewki o indukcyjności 5,3 mH otrzymujemy więc $X_L = 4,53 \text{ k}\Omega$ i w konsekwencji dla przyjętej szacunkowo oporności strat 10Ω – dobroć ok. 450.

Dla uzyskania możliwie najwyższej dobroci (najmniejszej oporności strat) stosunek długości do średnicy (l / D) cewki powinien wynosić w przybliżeniu 2 : 5 czyli ok. 0,4 – 0,5. Ze względów praktycznych spotykane są jednak często konstrukcje o innych stosunkach wymiarów ale na szczęście zależność dobroci cewki od stosunku l / D charakteryzuje się dość płaskim maksimum. Warto pamiętać jednak, że od niskiej cewki o dużej średnicy możemy oczekiwać większej dobroci aniżeli od cienkiej i wysokiej. Jest to związane z faktem, że minimum długości przewodu potrzebnego do nawinięcia cewki o wymaganej indukcyjności uzyskuje się przy stosunku l / D ok. 0,45.

Optymalny odstęp uzwojeń wynikający z konieczności minimalizacji efektu zbliżenia bez nadmiernego zwiększenia długości przewodu powinien być równy jego średnicy. Większy odstęp daje wprawdzie zmniejszenie wpływu efektu zbliżenia ale wzrost długości przewodu oznacza zwiększenie strat w jego oporności i przestaje się opłacać.

W wielu rozwiązaniach amatorskich stosowany jest przewód instalacyjny w izolacji PCV o średnicy 1 – 1,5 mm. W tym przypadku grubość izolacji zapewnia automatycznie pożądany odstęp uzwojeń.

Dla obliczenia niezbędnej indukcyjności cewki konieczne jest najpierw oszacowanie pojemności wejściowej anteny. Dla anten pionowych można przyjąć w przybliżeniu:

$$C \text{ [pF]} = 6,7 l \text{ [m]}$$

natomiast wzory dla bardziej skomplikowanych konstrukcji składających się z części pionowych i poziomych można znaleźć w literaturze.

Dla pojedynczego przewodu poziomego można przyjąć w przybliżeniu $C = 5 \text{ pF/m}$, dla 3 przewodów równoległych w umieszczonych w odległościach ok. 0,5 m – 12 pF/m ; całkowita pojemność wejściowa jest sumą pojemności obydwu gałęzi anteny.

Jak wynika z podanego wzoru antena pionowa o wysokości 10 m posiada pojemność wejściową ok. 67 pF. Indukcyjność konieczną do doprowadzenia jej do rezonansu oblicza się z ogólnie znanego wzoru Thompsona. Podana poniżej jego uproszczona postać odnosi się tylko i wyłącznie do częstotliwości 136 kHz:

$$L \text{ [mH]} = 1370 / C \text{ [pF]}$$

albo też po podstawieniu wzoru na pojemność

$$L \text{ [mH]} = 204 / l \text{ [m]}.$$

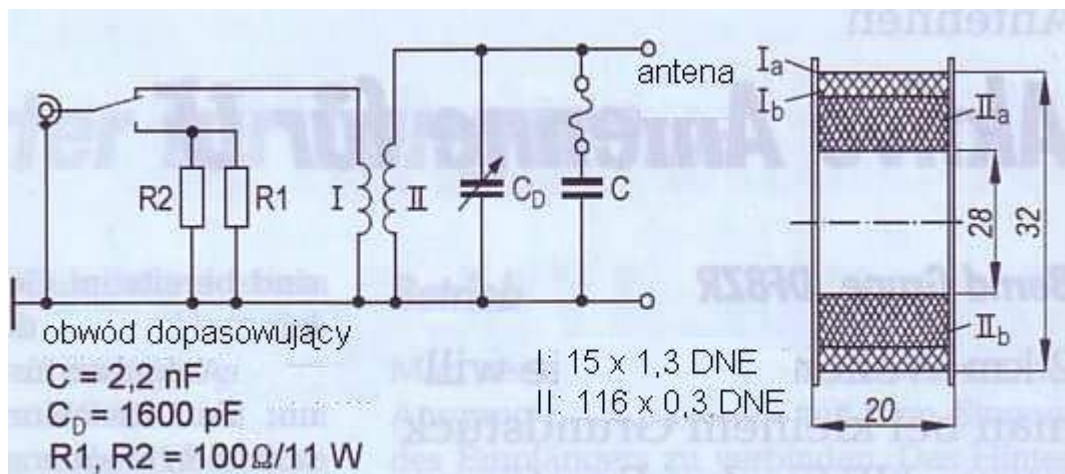
Z powyższych wzorów otrzymujemy dla anteny 10 m indukcyjność rezonansową równą 20,4 mH (dla częstotliwości 136 kHz). Wartość tą należy oczywiście traktować jako przybliżoną ponieważ wzór nie uwzględnia wpływu otoczenia na antenę. Ta sama uwaga dotyczyłaby zresztą i innych dokładniejszych wzorów.

Znając wymaganą indukcyjność możemy na koniec obliczyć przybliżone wymiary cewki korzystając ze wzoru:

$$L \text{ [mH]} = 10^{-6} w^2 D \text{ [mm]} / (0,45 + l / D)$$

gdzie w jest liczbą zwojów, D – średnicą cewki a l – długością uzwojenia.

Transformator dopasujący



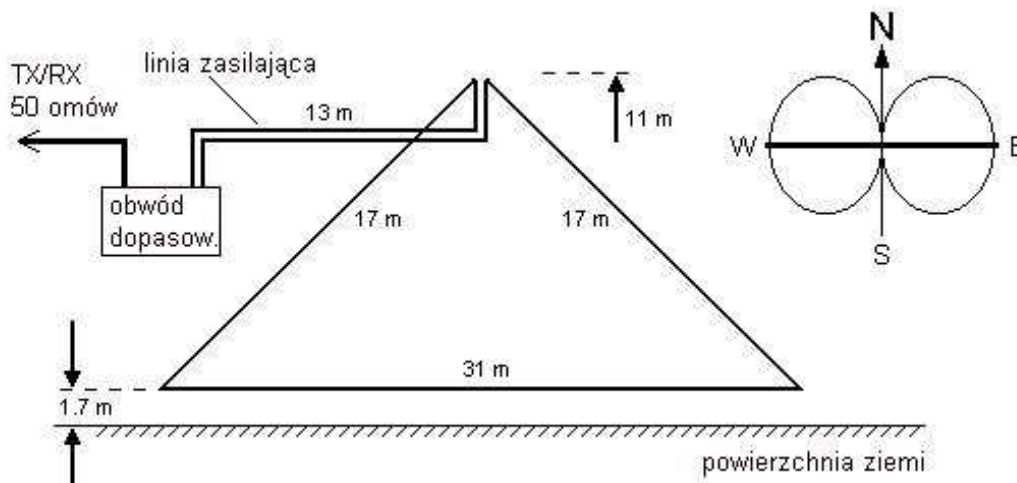
Rys. 4.29. Schemat ideowy obwodu dopasowującego

Obwód dopasowujący 50-omowe wyjście nadajnika do wysokiej impedancji anten o długościach rzędu 40 m - impedancji ok. 3 kiloomów – zawiera transformator o strojonym uzwojeniu wtórnym (jest to więc odmiana znanego od 1927 roku obwodu Fuchsa). Jest on nawinięty na karkasie drewnianym o wymiarach podanych na rysunku. Do strojenia obwodu zastosowano trzysekcyjny kondensator zmienny od odbiorników lampowych o pojemności maksymalnej ok. 1600 pF połączony równolegle z kondensatorem stałym 2200 pF. Ze względu na znaczne napięcia występujące w obwodzie rezonansowym zastosowano dwie równoległe gałęzie zawierające po trzy połączone w szereg kondensatory o pojemności 3300 pF. Oprócz dopasowania do anteny krótkiej obwód zapewnia dodatkowo tłumienie harmonicznych. Układ można umieścić w metalowej obudowie ekranującej.

Obwód zwiera dodatkową antenę sztuczną złożoną z oporników R1 i R2. Rozwiązanie pochodzi z numeru specjalnego CQ/DL "Welt der Schaltungen".

Nadawcza antena pętlowa

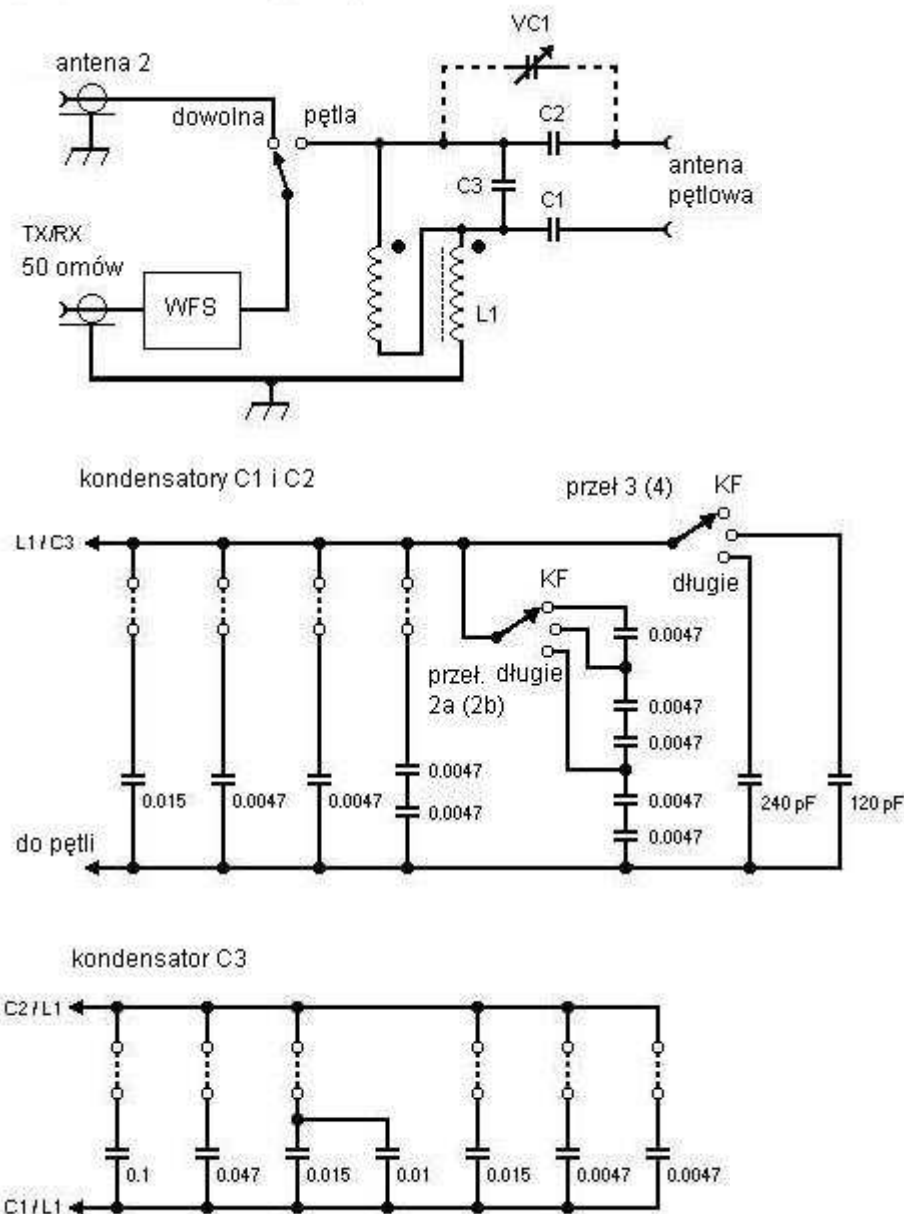
Przykładem anteny pętlowej stosowanej w zakresie fal długich jest antena GW4ALG. Jest to pętla zawieszona pionowo o wymiarach podanych na rysunku. W miarę możliwości pętla powinna mieć jak największe wymiary a więc obejmować możliwie największą powierzchnię. W celu dopasowania anteny do 50-omowego wyjścia nadajnika autor konstrukcji użył opisanej dalej skrzynki antenowej. Jej wyjście jest połączone z pętlą za pomocą 13 m odcinka kabla symetrycznego o oporności falowej 300 Ω.



Rys. 4.30. Pętlowa antena nadawcza

Obwód dopasowujący do anten pętlowych

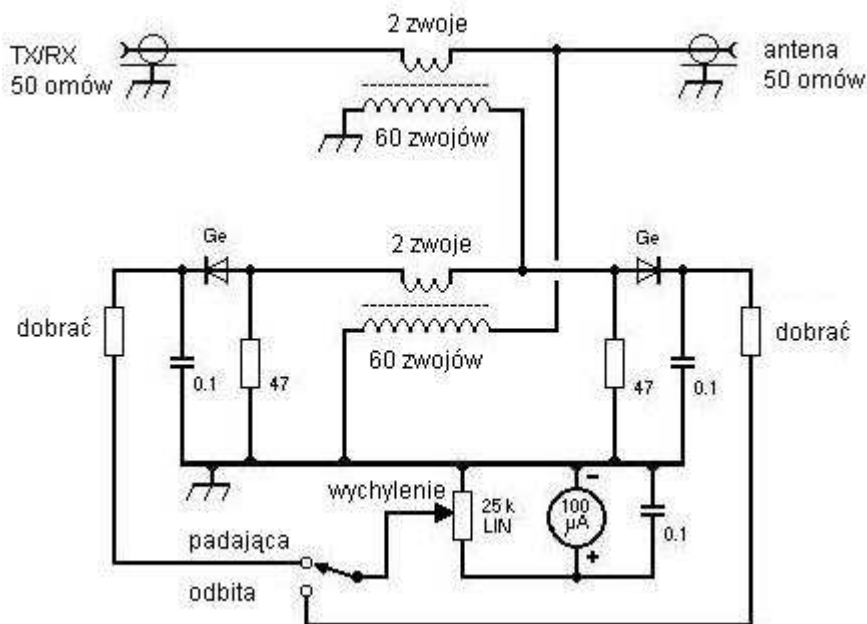
Układ opracowany przez GW4ALG składa się z pojemnościowego obwodu dopasowującego i symetryzatora o przekładni 1:4. Symetryzator jest nawinięty bifilarnie na rdzeniu pierścieniowym o średnicy zewnętrznej 58 mm wykonanym z materiału 3C85 (Philipsa). Uzwojenie składa się z 2 x 18 zwojów. W układzie należy zastosować kondensatory wysokonapięciowe dla dużych prądów. Autor opracowania użył kondensatorów typów MKP i 378 firmy Philips. Dla pętli o obwodzie rzędu 70 m pojemności C1 i C2 wynoszą 18 nF a C3 – 0,15 μ F. Schemat układu jest przedstawiony na ilustracji 1, a następane przedstawiają sposoby połączenia kondensatorów dla uzyskania zmiennych pojemności C1 – C3 (zmiany pojemności dokonuje się za pomocą widocznych na schemacie zwieraczy i przełączników – 2a i 2b służą do zgrubnego dostrojenia a 3 i 4 do dokładniejszego) co pozwala na uzyskanie dopasowania pętli o różnych wymiarach. Dla uzyskania dokładnego dostrojenia pętli do rezonansu równoległe do C1 dołączony jest kondensator zmienny. Kondensator o pojemności 1000 pF pozwala na uzyskanie zakresu strojenia rzędu +/- 600 Hz w paśmie 136 kHz. Układ pozwala na dopasowanie pętli do impedancji 50 Ω i zawiera opisany dalej miernik fali stojącej. Pracował on bezproblemowo przy mocach rzędu 400 W.



Rys. 4.31. Obwód dopasowujący

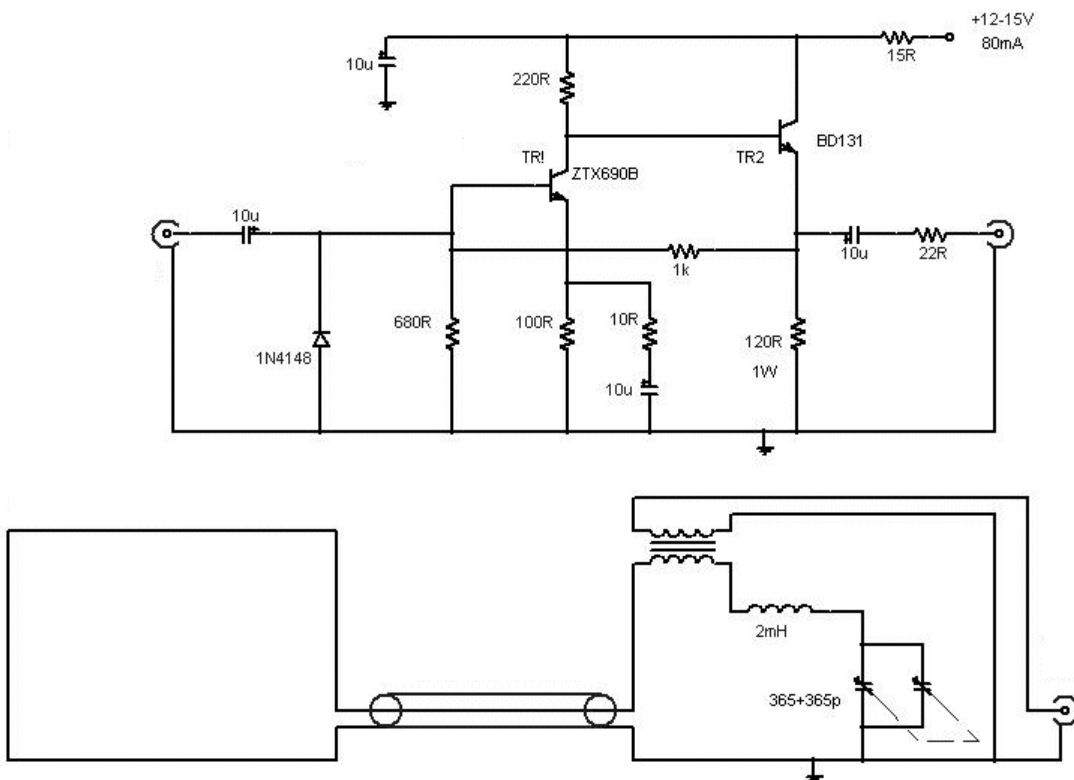
Miernik fali stojącej

Ilustracja 4.32 przedstawia schemat miernika fali stojącej dla zakresu długofalowego - stosowanego w omówionym powyżej układzie dopasującym. Transformatory są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych o średnicy 25 mm wykonanych z materiału 3C85 j.w. Uzwojenia pierwotne zawierają po 60 – 70 zwojów i są nawinięte cienkim przewodem w izolacji teflonowej natomiast uzwojenia wtórne zawierają po 1 – 2 zwoje wykonane przewodem sieciowym. W układzie zastosowano ostrzowe diody germanowe dowolnego typu (np. OA91) ze względu na niski spadek napięcia i małe pojemności wewnętrzne. Oporniki szeregowe należy dobrać w zależności od czułości miernika wychyłowego.



Rys. 4.32. Miernik WFS

Zdalnie strojona odbiorcza antena pętlowa z przedwzmacniaczem

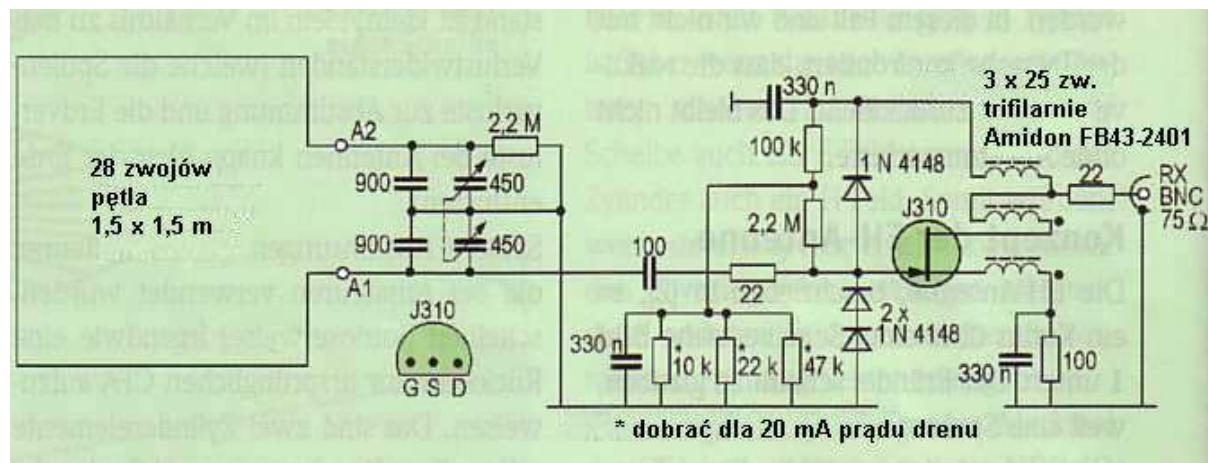


Rys. 4.33. Schemat anteny ze wzmacniaczem

Pętla anteny jest wykonana z przewodu instalacyjnego w izolacji PCV i ma wymiary 2 x 10 m. Dokładny jej kształt nie jest jednak krytyczny a antena może być umieszczona zarówno w pozycji poziomej jak i pionowej (wykazuje wówczas charakterystykę kierunkową). Pętla jest połączona z układem strojeniowym i przedwzmacniaczem za pomocą kabła koncentrycznego 50-omowego (np. RG58) o długości do 40 m dzięki czemu układ ten może być umieszczony w pobliżu odbiornika. W układzie dostrojczym zastosowano kondensator strojeniowy od odbiorników lampowych o pojemności 2 x 365 pF. Transformator sprzęgający o przekładni 1:1 jest nawinięty bifilarnie na rdzeniu kubkowym RM6 (może być dowolny inny) a jego uzwojenie składa się z 32 zwojów. Oporność wyjściowa układu strojenia wynosi 50 omów i jest dopasowana do oporności wejściowej wzmacniacza. Dwutranzystorowy przedwzmacniacz charakteryzuje się wzmocnieniem 22 dB i współczynnikiem szumów ok. 3 dB. Oporność wyjściowa wzmacniacza wynosi 22 Ω . Jako tranzystora TR1 można użyć ZTX650, 2N4401, 2N2222 lub podobnych, a jako TR2 także BD135, BFY52, 2N3053 lub podobnych typów. Dzięki zastosowaniu przedwzmacniacza do odbioru można użyć dowolnej radiostacji krótkofalowej, której odbiornik pokrywa zakres fal długich nawet jeżeli charakteryzuje się on niższą czułością w tym zakresie.

Aktywna antena pętlowa

Pętla anteny składa się z 28 zwojów i ma kształt kwadratu o boku 1,5 m. Uzwojenie powinno być nawinięte z odstępem między zwojami. Autor opracowania osiągnął dobroć obwodu wynoszącą ok. 50. Polaryzację bramki tranzystora polowego J310 (wartości oporników oznaczonych gwiazdką) należy dobrać tak aby uzyskać prąd drenu 20 mA. Transformator wyjściowy jest nawinięty trifilarnie (3 x 25 zw.) na rdzeniu FB43-2401 firmy Amidon. Rozwiązanie pochodzi z numeru specjalnego CQ/DL "Welt der Schaltungen".

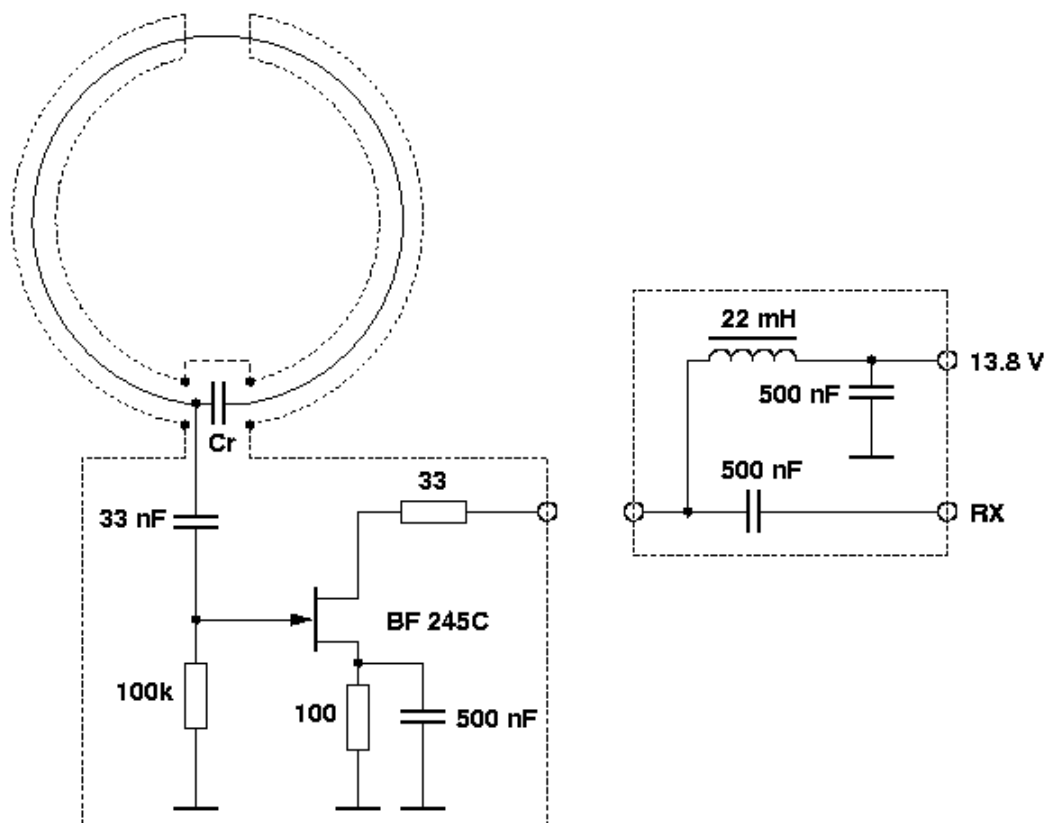


Rys. 4.34. Schemat anteny ze wzmacniaczem

Antena magnetyczna

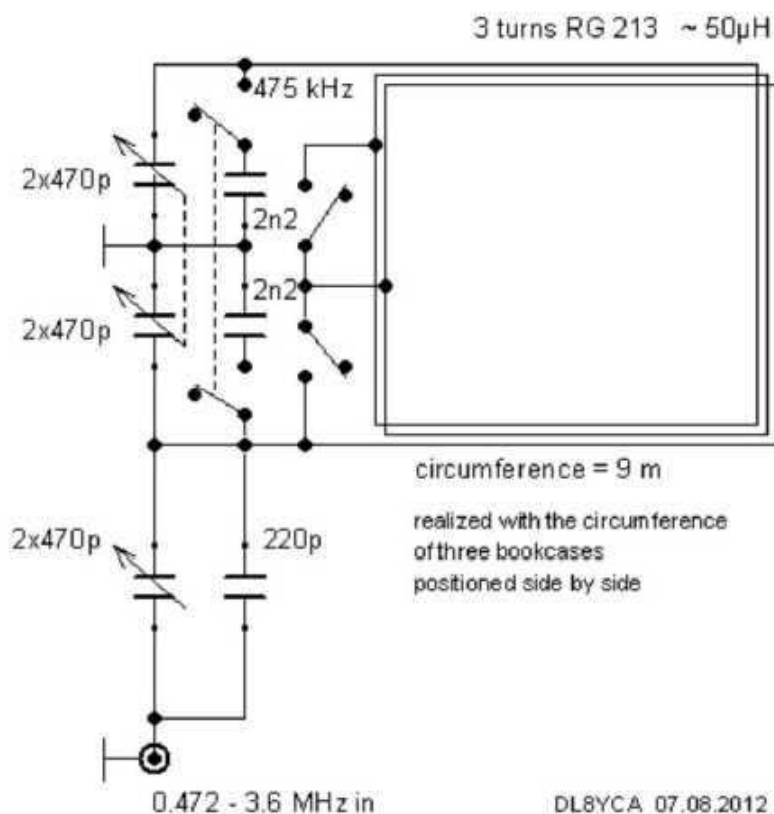
Wykonana przez DF3LP antena magnetyczna ma średnicę ok. 2,2 m i jest wykonana z 7 m odcinka kabla Flexwell, RG213 lub podobnego. U góry pętli usunięto ekran kabla na odcinku 1 cm a na końcach kabla zamontowano wtyki koncentryczne służące do połączenia anteny ze wzmacniaczem. Indukcyjność pętli wynosi ok. 8 μH co oznacza, że pojemność obwodu powinna wynosić 168 nF. Szerokość pasma wynosi ok. 15 kHz.

Wzmacniacz i kondensator pętli znajdują się w metalowej obudowie ekranującej. Przy użyciu popularnego tranzystora BF245C uzyskuje się wzmocnienie ok. 15 dB. Wzmacniacz jest zasilany napięciem doprowadzonym przez kabel antenowy, którego długość może dochodzić nawet do kilkudziesięciu metrów.



Rys. 4.35. Antena magnetyczna

Odbiorcza antena magnetyczna na zakres 472 kHz – 3,6 MHz



Antena składa się z 3 zwojów kabla RG213 nawiniętych na obwodzie 9 m (średnicy ok. 1,5 m). Do jej strojenia służy dwusekcyjny kondensator obrotowy 2 x 470 pF a dla zakresu 472 kHz dołączane są do niego równolegle pojemności 2 x 2,2 nF.

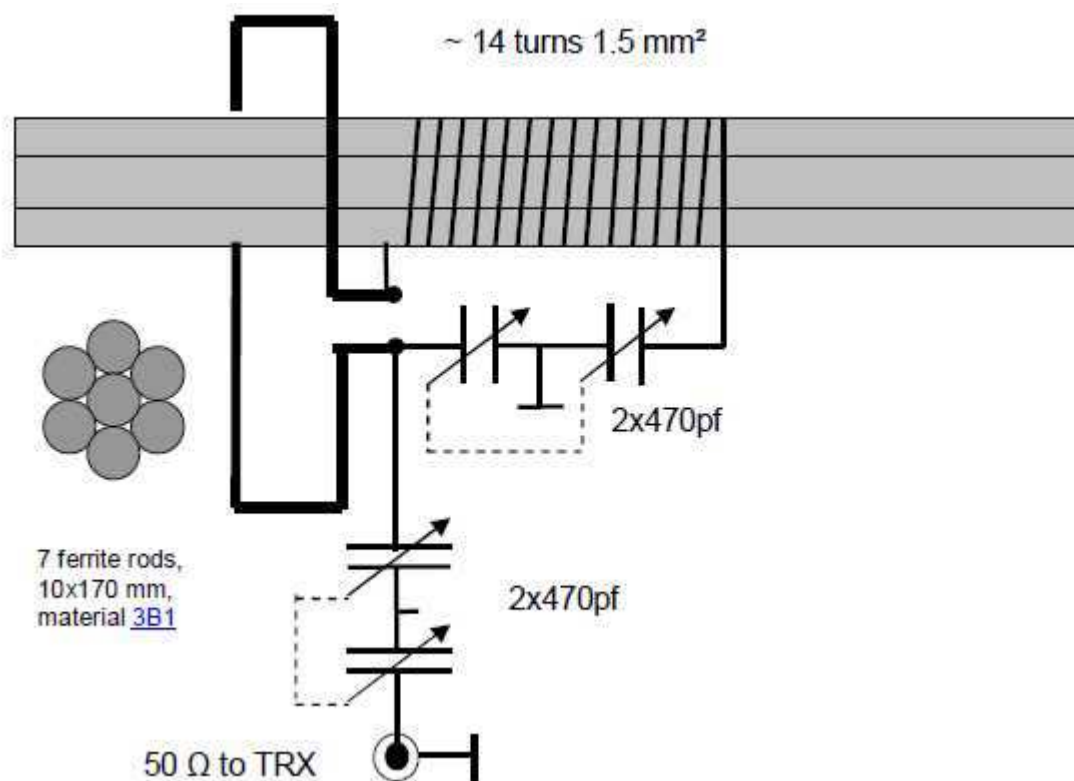
Rys. 4.36. Antena pętlowa na fale średnie

Ferrytowo-pętlowa antena nadawczo-odbiorcza

Antena składa się z uzwojenia (14 zwojów przewodu $1,5 \text{ mm}^2$) nawiniętego na pęku 7 prętów ferrytowych, dodatkowej pętli nadawczej o obwodzie ok. 6,7 m wykonanej z kabla RG213 i dwóch dwusekcyjnych kondensatorów strojeniowych $2 \times 470 \text{ pF}$ – jeden z nich służy do strojenia anteny a drugi do regulacji dopasowania.

Antena ferrytowa składa się z 7 prętów $10 \times 170 \text{ mm}$ z materiału 3B1.

Zakres pracy tak wykonanej anteny pokrywa $1,8 - 4 \text{ MHz}$ ale po odpowiednim przeliczeniu można ją dostosować do pracy na 475 kHz . Dopuszczalna moc nadajnika wynosi 5 W .



Rys. 4.37. Antena ferrytowo-pętlowa na fale średnie

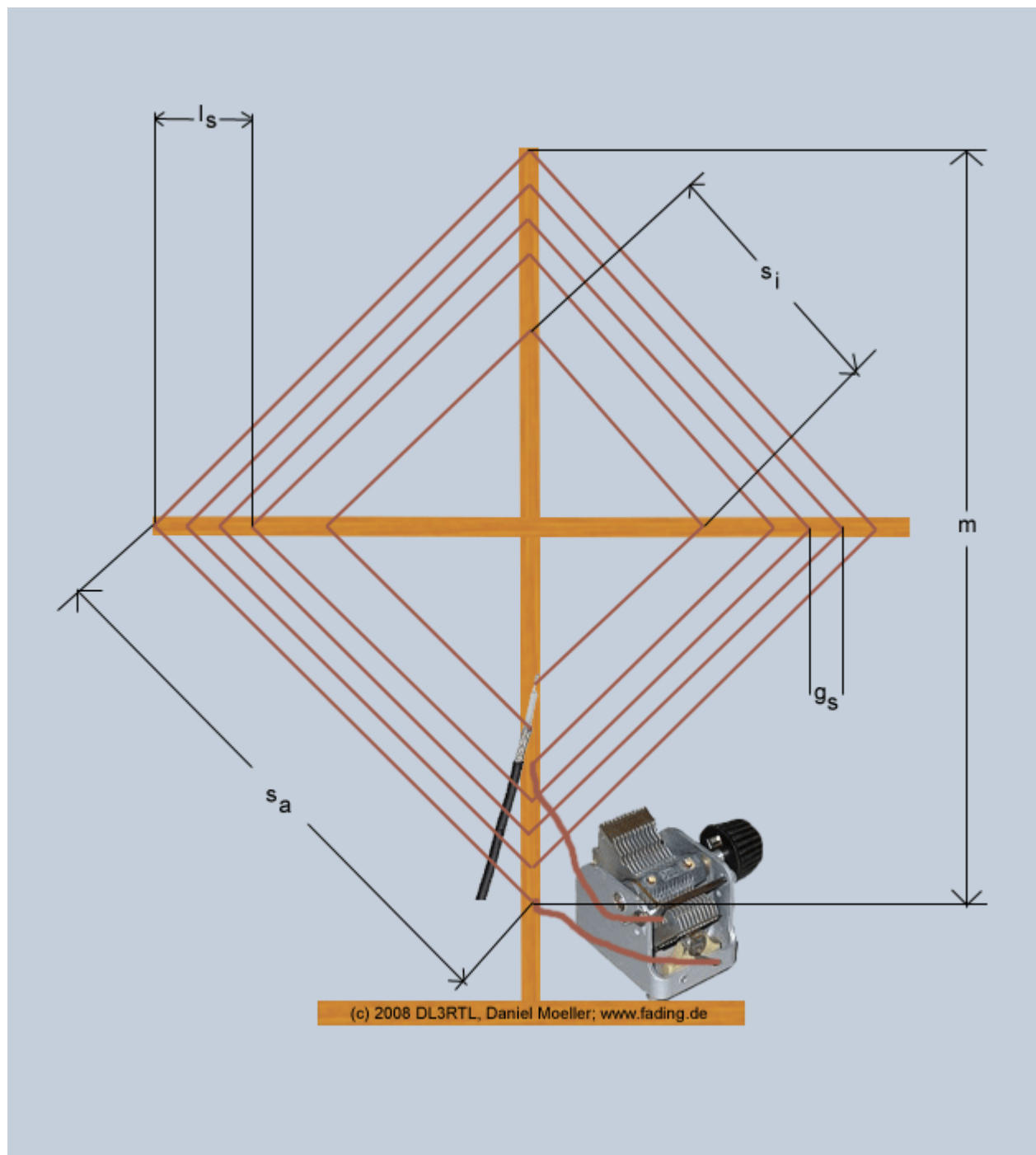
Antena ramowa na zakres fal średnich

Opisana antena pokrywa radiofoniczny zakres fal średnich $510 - 1750 \text{ kHz}$ ale po dodaniu do kondensatora strojeniowego równoległej pojemności lub dodatkowego zwoju do uzwojenia umożliwi odbiór w amatorskim paśmie 472 kHz . Krzyżak anteny jest wykonany z listewek drewnianych $30 \times 20 \text{ mm}$, z których pionowa ma wysokość 120 cm a pozioma długość 90 cm . Jako podstawa służy płyta drewniana $20 \times 20 \text{ cm}$. Do jej strojenia zastosowano kondensator obrotowy od lampowych odbiorników radiowych o pojemności maksymalnej $470 - 500 \text{ pF}$. Długość przewodu o grubości $0,5 \text{ mm}$ niezbędnego do jej wykonania wynosi ok. 20 m . Dopasowanie do oporności wejściowej odbiornika – 50Ω – zapewnia jednozwojowa pętla sprzęgająca, do której podłączony jest kabel koncentryczny.

Tabela 4.1. Wymiary i dane anteny

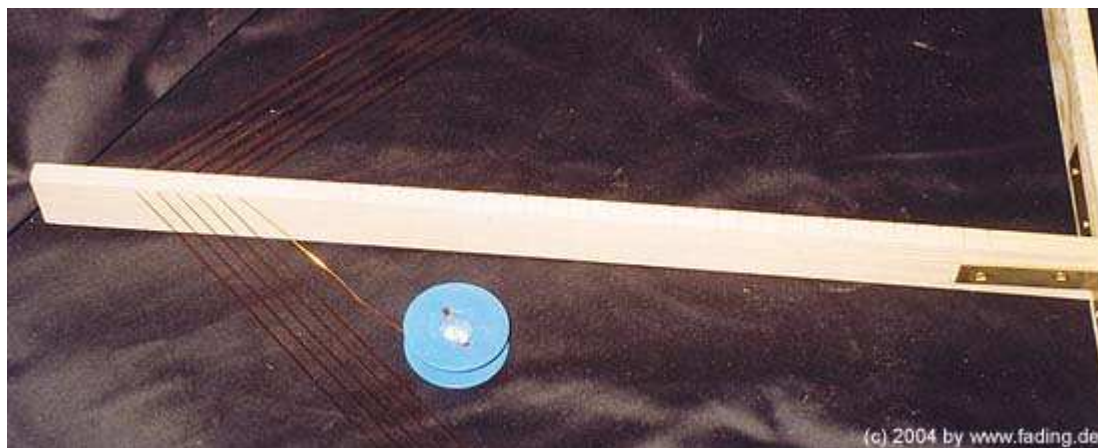
Indukcyjność	μH	~ 180
Liczba zwojów	w	11
Odstęp między pierwszym i ostatnim zwojem	$l_s \text{ (mm)}$	110
Odstęp między zwojami	$g_s \text{ (mm)}$	10

Długość boku pętli wewnętrznej (sprzęgającej)	s_i (mm)	~520
Długość boku pętli zewnętrznej (anteny właściwej)	s_a (mm)	~650
Długość ramienia wspornika	m (mm)	900

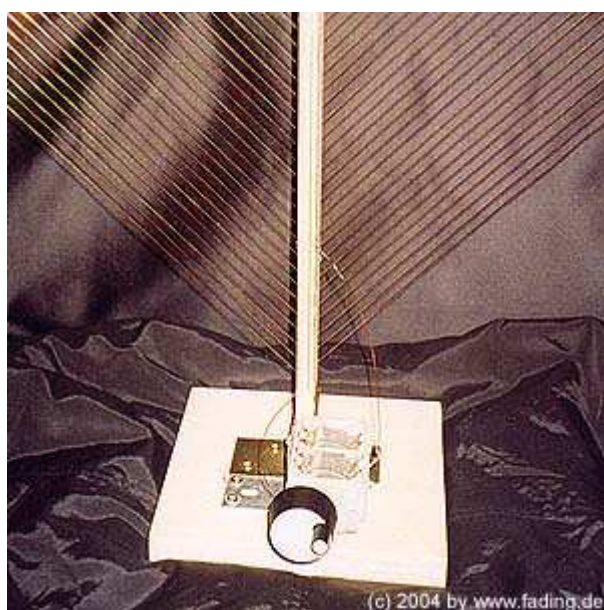


Fot. 4.38. Konstrukcja anteny ramowej

Zdjęcie 4.39. przedstawia sposób wykonania nacięć. Powinny być one lekko ukośne (pochylone w kierunku środka krzyżaka) aby uniemożliwić wypadanie z nich przewodu. Odstępy między nacięciami wynoszą 1 cm.

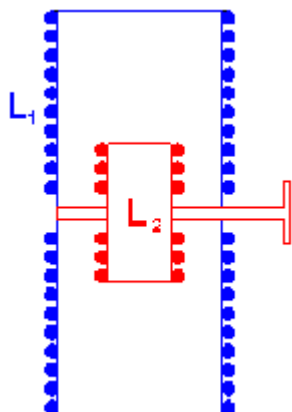


Zdjęcie 4.39. Sposób wykonania nacięć i przeciągania przewodu



Zdjęcie 4.40. Fragment gotowej anteny

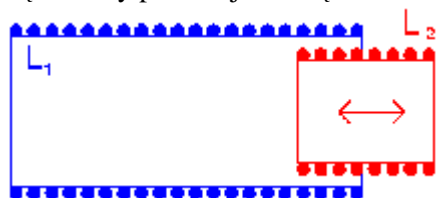
Wariometr 250 – 400 μH



Wariometr jest cewką (a właściwie zespołem cewek) o regulowanej płynnie indukcyjności. Jego zastosowanie pozwala na uniknięcie oczepów wraz z przełącznikiem i problemu co zrobić z nieużywaną częścią cewki. Jej zwarcie powoduje wzrost strat w cewce w wyniku powstania zwartego zwoju a pozostawienie bez połączenia może oznaczać wystąpienie rezonansów pasożytniczych z jej pojemnością własną i pojemnościami montażowymi. W wariometrze zmiany indukcyjności wypadkowej uzyskuje się w wyniku zmiany położenia cewek wobec siebie a nie przez odłączanie części jej uzwojenia. Dla cewek cylindrycznych spotykane są dwa zasadnicze rodzaje konstrukcji: wariometr z cewką obrotową (rys. 4.41) i z cewką przesuwaną liniowo (rys. 4.42).

Rys. 4.41. Wariometr obrotowy

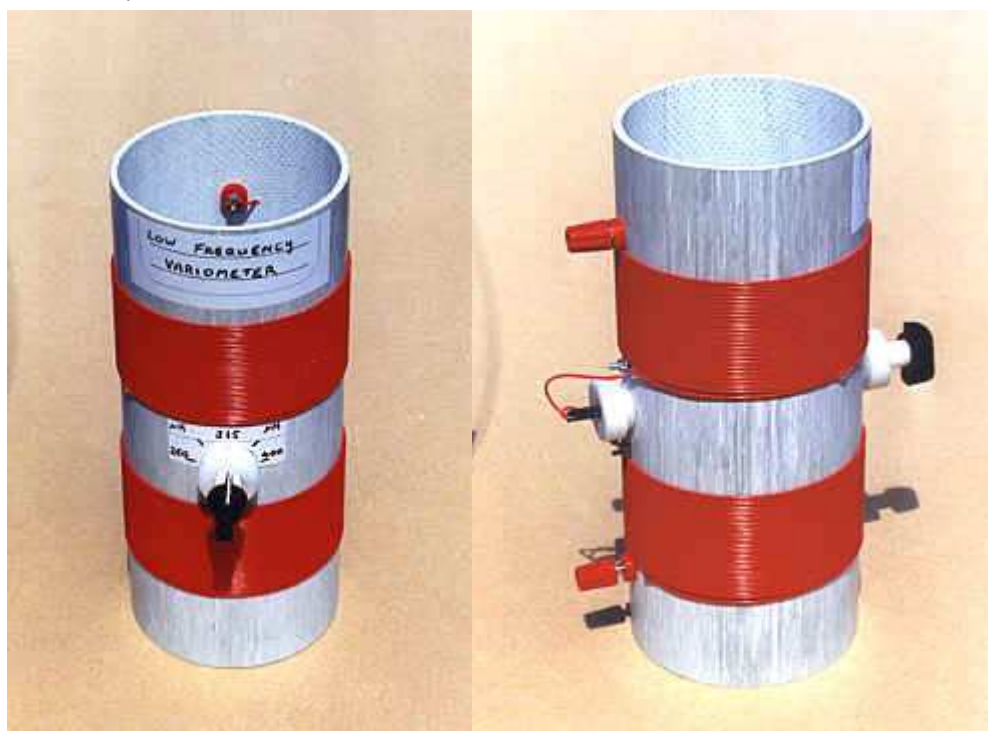
Dla wariometru z cewką obrotową złożonego z dwóch cewek o indukcyjnościach L_1 i L_2 zakres przestrajania wynosi $L_1 \pm ML_2$ gdzie M jest współczynnikiem sprzężenia cewek. Dla M równego 1 zakres przestrajania wynosiłby więc $L_1 \pm L_2$, w praktyce jednak jest on niższy od jednośc. Biorąc pod uwagę różnicę wzmiarów cewek i negatywny wpływ zbyt silnego sprzężenia na wypadkową dobroć uzyskuje się zakresy przestrajania rzędu $\pm 50\%$ L_1 . Szerszy zakres zmian indukcyjności można osiągnąć przez zastosowanie szeregowego połączenia cewki przełączanej za pomocą odczepów i wariometru.



Konstrukcja wariometru z liniowym przesuwem cewki jest trudniejsza mechanicznie a na dodatek daje o połowę mniejszy zakres regulacji indukcyjności oraz zmienną dobroć wypadkową.

Rys. 4.43. Wariometr liniowy

Wariometr obrotowy o zakresie 250 – 400 μH składa się z dwóch cewek: zewnętrznej i wewnętrznej. Zewnętrzna jest nawinięta na odcinku rury plastikowej lub z włókna szklanego o średnicy zewnętrznej 110 mm, wewnętrznej 102 mm i długości 255 mm. Jej uzwojenie składa się z dwóch sekcji po 33 zwoje nawiniętych licą 16 x 0,2 mm w izolacji teflonowej na długości 55 mm. Odległość między sekcjami uzwojenia wynosi 48 mm. Uzwojenie wewnętrzne nawinięte na odcinku rury o długości 58 mm i średnicy zewnętrznej 82 mm składa się z dwóch sekcji po 9 zwojów nawiniętych licą 19 x 0,2 mm w izolacji teflonowej i jest zaizolowane dodatkowo taśmą samowulkanizującą. Sposób wykonania wariometru przedstawiono na ilustracjach. Może on być stosowany nie tylko do dopasowania anten odbiorczych ale i nadawczych.

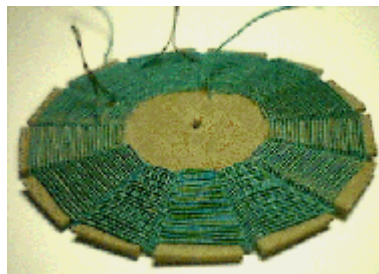
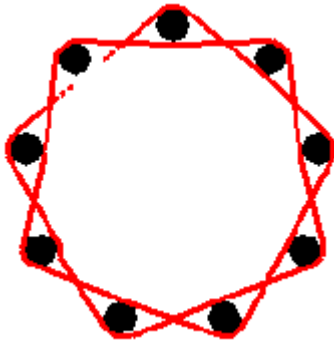


Fot . 4.44 – 4.46. Konstrukcja mechaniczna wariometru



Sposób nawijania cewek koszykowych

Cewki nawinięte koszykowo charakteryzują się mniejszą pojemnością własną i mniejszymi stratami spowodowanymi bliskością przewodów bez konieczności przedłużania uzwojenia, jak to ma miejsce np. dla cewek jednowarstwowych nawijanych z odstępem międzyzwojowym, i związanego z tym wzrostu jego oporności i wynikających z tego strat w cewce. Cewki koszykowe były stosowane powszechnie w początkowych latach rozwoju radiotechniki. Niestety później wyszły prawie całkowicie z użycia jako zbyt pracochłonne w produkcji. Czynniki ten ma w warunkach amatorskich znacznie mniejsze znaczenie aniżeli w przypadku produkcji seryjnej dlatego też warto przypomnieć sposób ich wykonania.



Dodatek A

Rdzenie proszkowe firmy Amidon Seria T

Tabela A.1. Wymiary rdzeni (bez uwzględnienia grubości warstwy lakieru)

Typ	D_{zewn} [mm]	D_{wewn} [mm]	h [mm]	Przekrój [cm ²]
T-12	3,2	1,6	1,3	0,010
T-16	4,1	2,0	1,5	0,016
T-20	5,1	2,2	1,8	0,025
T-25	6,5	3,0	2,4	0,042
T-30	7,8	3,8	3,3	0,065
T-37	9,5	5,2	3,3	0,070
T-44	11,2	5,8	4,0	0,107
T-50	12,7	7,7	4,8	0,121
T-68	17,5	9,4	4,8	0,196
T-80	20,2	12,6	6,4	0,242
T-94	23,9	14,2	7,9	0,385
T-106	26,9	14,5	11,1	0,690
T-130	33,0	19,8	11,1	0,730
T-157	39,9	24,1	14,5	1,140
T-184	46,7	24,1	18,0	2,040
T-200	50,8	31,8	14,0	1,330
T-200A	50,8	31,8	25,4	2,240
T-225	57,2	35,7	14,0	1,508
T-225A	57,2	35,7	25,4	2,730
T-300	76,2	48,9	12,7	1,810
T-300A	76,2	48,9	25,4	3,580
T-400	101,6	57,2	16,5	3,660
T-400A	101,6	57,2	33,0	7,432
T-520	132,1	78,2	20,3	5,460

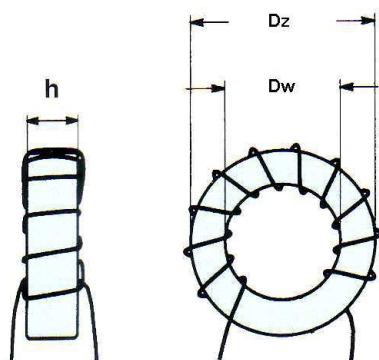
Przykład oznaczenia

T-37-10

T – rdzeń pierścieniowy (ang. *toroid*)

37 – wymiary wg. tabeli

10 – rodzaj materiału



uzwojenie składające się z 11 zwojów

Rys. A.1. Wymiary rdzenia i sposób nawinięcia uzwojenia

Tabela A.2. Parametry i oznaczenia materiałów

Ozn.	Kolor	Zakres częstotliwości [MHz]	Przenikalność początkowa μ_p	Uwagi
0	brązowy	100...300	1	Indukcyjność zależna od sposobu nawinięcia
1	niebieski	0,5...5	20	Odpowiada materiałowi 3 ale większa stabilność μ
2	czerwony	2...30	10	Wysoka dobroć
3	szary	0,05...0,5	35	Wysoka stabilność μ i dobroć w zakresie niskich częstotliwości
6	żółty	10...50	8	Duża dobroć i stabilność temperaturowa (w zakr. 20...50 MHz)
7	biały	3...35	9	Odp. mat. 2/6, większa stabilność temp.
10	czarny	30...100	6	Duża dobroć i stab. μ w zakr. 40...100 MHz
12	ziel./biały	50...200	4	Duża dobroć, śr. stab. temperaturowa
15	czerw./biały	0,1...2	25	Wysoka stab. μ , duża dobroć
17	nieb./żółty	20...200	4	Odp. mat. 12, większa stab. temp. Dobroć niższa o 10 % powyżej 50 MHz, o 20 % powyżej 100 MHz
18	czerw./ziel.	0...0,5	55	Dławiki w ukł. zas., mocy
26	żółto-biały	0...1	75	Dławiki sieciowe, w ukł. zas., mocy

Tabela A.3. Współczynnik A_L [nH/zw.²]

Typ	Materiał											
	0	1	2	3	6	7	10	12	15	17	18	26
T-12	0,3	4,3	2,0	6,0	1,7	-	1,2	0,75	5,0	0,75	-	-
T-16	0,3	4,4	2,2	6,1	1,9	-	1,3	0,80	5,5	0,80	-	14,5
T-20	0,35	5,2	2,7	9,0	2,2	-	1,6	1,00	6,5	1,00	-	18,0
T-25	0,45	7,0	3,4	10,0	2,7	2,9	1,9	1,20	8,5	1,20	17	23,5
T-30	0,60	8,5	4,3	14,0	3,6	-	2,5	1,60	9,3	1,60	22	32,5
T-37	0,49	8,0	4,0	12,0	3,0	3,2	2,5	1,50	9,0	1,50	-	27,5
T-44	0,65	10,5	5,2	18,0	4,2	-	3,3	1,85	16,0	1,85	-	36,0
T-50	0,64	10,0	4,9	17,5	4,0	4,3	3,1	1,80	13,5	1,80	24	32,0
T-68	0,75	11,5	5,7	19,5	4,7	5,2	3,2	2,10	18,0	2,10	29	42,0
T-80	0,85	11,5	5,5	18,0	4,5	-	3,2	2,20	17,0	3,20	31	45,0
T-94	1,06	16,0	8,4	24,8	7,0	-	5,8	3,20	20,0	3,20	42	59,0
T-106	1,90	32,5	13,5	45,0	11,6	-	-	-	34,5	-	70	90,0
T-130	1,50	20,0	11,0	35,0	9,6	-	-	-	25,0	-	-	78,5
T-157	-	32,0	14,0	42,0	11,5	-	-	-	36,0	-	-	97,0
T-184	-	50,0	24,0	72,0	19,5	-	-	-	-	-	-	164,0
T-200	-	25,0	12,0	42,5	10,0	-	-	-	-	-	-	89,5
T-200A	-	-	21,8	46,0	18,0	-	-	-	-	-	-	152,5
T-225	-	-	12,0	42,5	10,0	-	-	-	-	-	-	95,0
T-225A	-	-	21,5	-	-	-	-	-	-	-	-	160,0
T-300	-	-	11,4	-	-	-	-	-	-	-	-	80,0
T300A	-	-	22,8	-	-	-	-	-	-	-	-	160,0
T-400	-	-	18,0	-	-	-	-	-	-	-	-	130,0
T-400A	-	-	36,0	-	-	-	-	-	-	-	-	260,0
T-520	-	-	20,7	-	-	-	-	-	-	-	-	146,0

Indukcyjność cewki nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym oblicza się ze wzoru $L = A_L \times N^2$, gdzie A_L jest stałą podaną w tabeli a N liczbą zwojów (jako liczbę zwojów przyjmuje się liczbę przejść przewodu przez otwór w rdzeniu).

Przykład 1:

Obliczamy indukcyjność cewki składającej się z 20 zwojów nawiniętych na rdzeniu T-37-10 (wsp. A_L wynosi 2,5 nH/zw²)

$$L [\text{nH}] = A_L [\text{nH}/\text{zw}^2] \times N^2 = 2,5 \times 20^2 = 1000 \text{ nH} = 1 \mu\text{H}$$

Przykład 2:

Obliczamy liczbę zwojów niezbędną dla uzyskania indukcyjności 7,2 μH (7200 nH) przy użyciu rdzenia T-80-6 o współczynniku $A_L = 4,5 \text{ nH}/\text{zw}^2$.

$$N = \sqrt{L[\text{nH}] / A_L [\text{nH} / \text{zw}^2]} = \sqrt{7200 / 4,5} = 40[\text{zw}]$$

Dopuszczalna gęstość strumienia magnetycznego w rdzeniu jest zależna od częstotliwości pracy. Dla rdzeni proszkowych i ferrytowych producent podaje następujące orientacyjne wartości graniczne obowiązujące dla wszystkich rodzajów materiałów:

Częstotliwość [MHz]	Gęstość strumienia [mT]
0,1	50
1	15
7	5,7
14	4,2
21	3,6
28	3

Rzeczywista gęstość strumienia magnetycznego w rdzeniu jest obliczana ze wzoru:

$$B [\text{mT}] = 2,252 U_{\text{sk}} / ANf$$

gdzie U_{sk} jest maksymalnym napięciem skutecznym na uzwojeniu w V, A – powierzchnią przekroju rdzenia w cm², N – liczbą zwojów i f – częstotliwością w MHz.

Przykład 3:

Na rdzeniu T-200 nawinięto uzwojenie składające się z 15 zwojów, do którego doprowadzony jest sygnał o napięciu skutecznym 25 V i częstotliwości 7 MHz. Powierzchnia przekroju rdzenia odczytana z tabeli wynosi 1,33 cm². Ze wzoru otrzymujemy gęstość strumienia wynoszącą 0,4 mT. Leży ona w dopuszczalnym zakresie, a więc rdzeniowi nie grozi przegrzanie.

Przykład 4:

Obliczamy maksymalną moc nadajnika w paśmie 7 MHz, przy której można użyć transformatora nawiniętego na rdzeniu T-80 i pracującego w warunkach dopasowania. Analogicznie jak w poprzednim przykładzie przyjmujemy, że uzwojenie pierwotne zawiera 15 zwojów.

Dopuszczalne napięcie skuteczne na uzwojeniu oblicza się ze wzoru:

$$U_{\text{sk}} = B A N f / 2,252$$

Dla $B = 5,7 \text{ mT}$ i $A = 0,242 \text{ cm}^2$ otrzymujemy 64 V co odpowiada ok. 82 W dla oporności obciążenia 50 Ω . W warunkach rzeczywistych należy oczywiście uwzględnić margines na przepięcia występujące w warunkach niedopasowania dlatego też moc nadajnika powinna być niższa. Rdzeń ten może być bez obaw stosowany w układach przeznaczonych dla pracy QRP.

Dodatek B

Rdzenie ferrytowe firmy Amidon Seria FT

Tabela B.1. Wymiary rdzeni

Typ	D _{zewn} [mm]	D _{wewn} [mm]	h [mm]	Przekrój [cm ²]
FT-23	5,80	3,10	1,50	0,021
FT-37	9,50	4,75	3,18	0,076
FT-50	12,70	7,14	4,80	0,133
FT-50A	12,70	7,14	6,35	0,152
FT-50B	12,70	7,14	12,70	0,303
FT-82	21,00	13,10	6,35	0,246
FT-87	22,10	13,70	6,35	0,266
FT-87A	22,10	13,70	12,70	0,515
FT-114	29,00	19,05	7,50	0,375
FT-114A	29,00	19,05	8,13	0,390
FT-125	31,75	19,05	9,53	0,590
FT-140	35,60	22,70	12,70	0,806
FT-150	38,10	19,05	6,35	0,591
FT-150A	38,10	19,05	12,70	1,110
FT-193	49,07	31,75	15,88	1,325
FT-193A	49,07	31,75	19,05	1,460
FT-200	50,08	30,48	12,70	1,244
FT-240	61,00	35,60	12,70	1,570

Przykład oznaczenia

FT-50-63

FT – ferrytowy rdzeń pierścieniowy (ang. *ferrit toroid*)

50 – wymiary wg. tabeli

63 – rodzaj materiału

Tabela B.2. Parametry i oznaczenia materiałów

Ozn.	Zakres częstotliwości [MHz]			Przenikalność początkowa μ_p	Magnetyzacja nasycenia [mT]
	Obwody rezonansowe	Obwody szerokopasmowe	Dławiki		
43	0,01...1	1...50	30...600	850	275
61	0,2...10	10...200	200...1000	125	235
63	15...25	50...500	500...2000	40	185
67	10...80	25...200	350...1500	40	300
68	80...180	200...1000	1000...5000	20	200
72	0,001...1	0,5...20	10...50	2000	350
75/J	0,001...1	0,2...10	5...15	5000	430
77	0,001...2	0,5...30	10...50	2000	460
F	0,001...1	0,5...30	1...20	3000	470
H	0,001...150	0,001...1	0,001...0,5	15000	420
K	0,0001...30	50...500	200...5000	290	33
W	0,001...250	0,001...1	0,1...2	10000	430

Tabela B.3. Współczynnik A_L [nH/zw.²]

Typ	Materiał											
	43	61	63	67	68	72	75/J	77	F	H	K	W
FT-23	188	24,8	7,9	7,9	4,0	396	990	396	-	2940	-	-
FT-37	420	55,3	19,7	19,7	8,8	884	2110	884	-	6590	-	-
FT-50	523	68,8	22,0	22,0	11,0	1100	2750	1100	-	-	-	-
FT-50A	570	75,0	24,0	24,0	12,0	1200	2990	1200	-	-	-	5936
FT-50B	1140	150,0	48,0	48,0	-	2400	-	2400	-	-	-	-
FT-82	557	73,0	22,4	22,4	11,7	1172	2940	1172	-	-	-	-
FT-87	-	-	-	-	-	-	3020	-	-	-	-	-
FT-87A	-	-	-	-	-	-	6040	-	3700	-	-	-
FT-114	603	79,3	25,4	25,4	12,7	1270	3170	1270	1902	-	-	-
FT-114A	-	146,0	-	-	-	-	-	2340	-	-	-	-
FT-125	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2615	-
FT-140	952	140,0	-	45,0	-	2250	-	2250	-	-	-	-
FT-150	-	-	-	-	-	-	4400	-	2640	-	-	-
FT-150A	-	-	-	-	-	-	8370	-	5020	-	4508	16700
FT-193	-	-	-	-	-	-	6095	-	3640	-	-	11800
FT-193A	-	-	-	-	-	-	7435	-	4460	-	-	-
FT-200	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	5353	-
FT-240	-	171,0	-	-	-	3130	-	3130	-	-	4912	13690

Indukcyjność cewki nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym oblicza się ze wzoru $L = A_L \times N^2$, gdzie A_L jest stałą podaną w tabeli a N liczbą zwojów (jako liczbę zwojów przyjmuje się liczbę przejść przewodu przez otwór w rdzeniu).

Przykład 1:

Obliczamy indukcyjność cewki składającej się z 30 zwojów nawiniętych na rdzeniu FT-50-63 (wsp. A_L wynosi 22 nH/zw²)

$$L [\text{nH}] = A_L [\text{nH}/\text{zw}^2] \times N^2 = 22 \times 30^2 = 19800 \text{ nH} = 19,8 \mu\text{H}$$

Przykład 2:

Obliczamy liczbę zwojów niezbędną dla uzyskania indukcyjności 63,5 μH (63500 nH) przy użyciu rdzenia FT-114-63 o współczynniku $A_L = 25,4 \text{ nH}/\text{zw}^2$.

$$N = \sqrt{L[\text{nH}] / A_L [\text{nH} / \text{zw}^2]} = \sqrt{63500 / 25,4} = 50 [\text{zw.}]$$

Dopuszczalna gęstość strumienia magnetycznego w rdzeniu jest zależna od częstotliwości pracy. Dla rdzeni proszkowych i ferrytowych producent podaje następujące orientacyjne wartości graniczne obowiązujące dla wszystkich rodzajów materiałów:

Częstotliwość [MHz]	Gęstość strumienia [mT]
0,1	50
1	15
7	5,7
14	4,2
21	3,6
28	3

Rzeczywista gęstość strumienia magnetycznego w rdzeniu jest obliczana ze wzoru:

$$B [\text{mT}] = 2,252 U_{\text{sk}} / ANf$$

gdzie U_{sk} jest maksymalnym napięciem skutecznym na uzwojeniu w V, A – powierzchnią przekroju rdzenia w cm², N – liczbą zwojów i f – częstotliwością w MHz.

Przykład 3:

Na rdzeniu FT-50 nawinięto uzwojenie składające się z 15 zwojów, do którego doprowadzony jest sygnał o napięciu skutecznym 25 V i częstotliwości 7 MHz. Powierzchnia przekroju rdzenia odczytana z tabeli wynosi $0,133 \text{ cm}^2$. Ze wzoru otrzymujemy gęstość strumienia wynoszącą 4 mT. Leży ona w dopuszczalnym zakresie, a więc rdzeniowi nie grozi przegrzanie.

Dodatek C

Propagacja fal długich i bardzo długich

Zakres fal b. długich (10 – 50 kHz) charakteryzuje się stabilnymi względnie niewiele i wolno zmieniającymi się warunkami propagacji. Fale rozchodzą się w falowodzie kulistym, którego dolną ścianę stanowi powierzchnia ziemi a górną - jonosfera, a dokładniej rzecz biorąc w dzień dolna granica warstwy D, natomiast nocą – dolna granica warstwy E.

Zasięg fali przyziemnej jest uzależniony od strat energii w powierzchni ziemi (czyli od jej przewodności i częściowo jej ukształtowania), natomiast jonosferycznej od strat w warstwie odbijającej (czyli również od jej przewodności). W porze dziennej przeważają straty powodowane przez warstwę D, a więc o zasięgu decyduje głównie słabiej tłumiona fala przyziemna - niezależna od stanu jonosfery, natomiast w okresie nocnym po zaniku warstwy D fala jonosferyczna jest odbijana od warstwy E, której przewodność przewyższa przewodność powierzchni ziemi. O zasięgu stacji decyduje wówczas fala jonosferyczna. Tłumienie fali, zarówno przyziemnej jak i jonosferycznej, jest także zależne od częstotliwości.

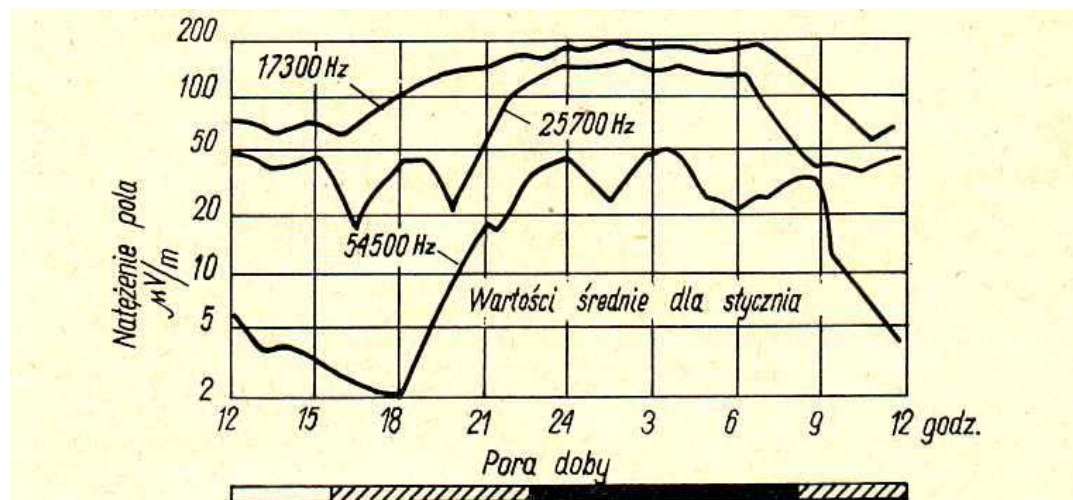
Fala przyziemna rozchodzi się wzdłuż powierzchni ziemi a jej tłumienie jest tym niższe im wyższa jest przewodność powierzchni. Z diagramów opracowanych przez CCIR w latach 1950-tych – opartych na pomiarach natężenia pola i na wzorach Van der Pola oraz Bremmera – wynika przykładowo, że zasięg fali przyziemnej nad powierzchnią mórz jest pięciokrotnie większy aniżeli zasięg nad powierzchnią gruntu o przeciętnej przewodności. Tłumienie fali przyziemnej maleje proporcjonalnie do kwadratu jej długości. Dodatkowo natężenie pola jest odwrotnie proporcjonalne do pierwiastka kwadratowego z odległości od stacji nadawczej.

Natężenie pola fali jonosferycznej jest zależne od stanu jonosfery (m.in. jej oświetlenia), a więc od pory dnia, roku i aktywności słonecznej a także od szerokości geograficznej rejonu odbijającego. Natężenie pola jest odwrotnie proporcjonalne do odległości od stacji nadawczej. Dzięki wysokiej przewodności warstwy E fala jonosferyczna pozwala na osiągnięcie dalekich zasięgów. W zakresie fal b. długich nie występuje zjawisko zaników selektywnych. Odbierany sygnał charakteryzuje się wysoką niezmiennością amplitudy, częstotliwości i fazy. Największe wahania siły sygnału występują w okresie przejściowym pomiędzy dniem i nocą czyli w czasie zmiany warstwy odbijającej. Na ilustracji przedstawiono przykładowy dobowy przebieg natężenia pola fal długich dla częstotliwości 17,3, 25,7 i 54,5 kHz przy odległości od nadajnika wynoszącej 5000 km (źródło: S. Hahn "Podstawy radiokomunikacji"). Wykres ten odnosi się do dużych odległości od nadajnika. Jak widać, w nocy natężenie pola wzrasta, co wynika z faktu, że tłumienie wnoszone przez warstwę E jest mniejsze niż dla warstwy D. Drugi wykres przedstawia korelację między liczbą plam słonecznych (w cyklu 11-letnim) natężeniem pola fal długich.

Średnie wahania roczne natężenia pola fal długich są rzędu 20 – 50 %, przy czym w dzień natężenie pola jest większe latem a w nocy – zimą. Wpływ jedenastoletniego okresu aktywności słonecznej na rozchodzenie się fal długich jest nieznaczny. Przyczyną wzrostu natężenia pola w latach zwiększonej aktywności słonecznej jest zmniejszone tłumienie warstwy D, a więc poprawa następuje głównie w porze dziennej. Natężenie pola fal długich jest też większe w zimie niż w ciągu lata. Fale b. długie są wykorzystywane do pomiarów stanu jonizacji warstwy D i szybkości poruszania się w niej elektronów, a wyniki tych pomiarów przydają się m.in. w badaniach klimatologicznych albo obserwacjach natężenia kosmicznego promieniowania rentgenowskiego (powoduje ono wzrost jonizacji warstwy). Wiele z efektów występujących w warstwach D i E w zakresie fal długich i bardzo długich nie zostało jeszcze dostatecznie wyjaśnionych.

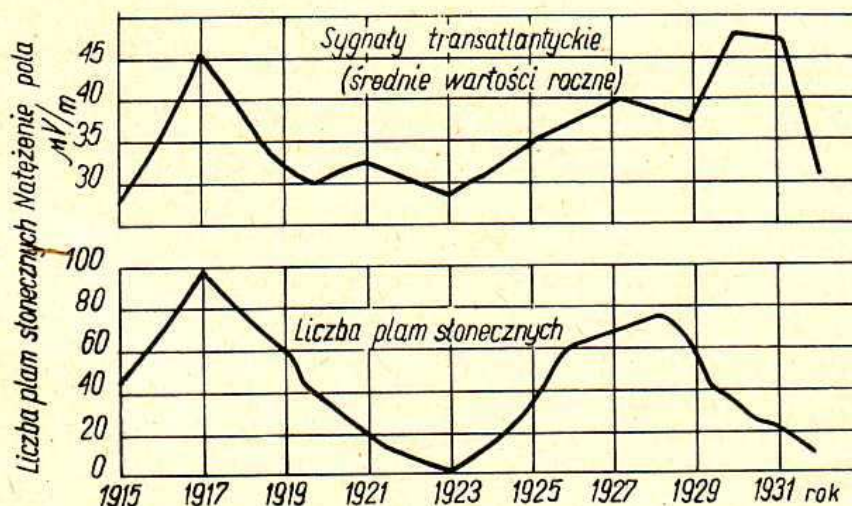
Fale b. długie wnikają stosunkowo głęboko pod powierzchnię wód, przy czym głębokość wnikania jest zależna od przewodności wody - a więc od jej stopnia zasolenia. W akwenach o wyższym stopniu zasolenia (otwartych morzach i oceanach) głębokość wnikania wynosi orientacyjnie 10 – 20 m, natomiast w morzach śródlądowych (przykładowo w Bałtyku, Morzu Śródziemnym) może ona dochodzić do 40 m. Głębokość wnikania maleje ze wzrostem częstotliwości. Biorąc pod uwagę malejącą szerokość pasma przenoszenia i związane z tym obniżanie się dopuszczalnej szybkości transmisji dla niskich częstotliwości nadawania optymalnym zakresem dla łączności podmorskiej jest zakres 14 – 50 kHz. Najważniejszymi źródłami zakłóceń w zakresie fal b. długich są wyładowania atmosferyczne oraz zakłócenia przemysłowe i pochodzące od sprzętu domowego. natężenie zakłóceń atmosferycznych jest najsilniejsze w pasie równikowym (do ok. 20 ° szerokości północnej i południowej) i maleje w kierunku biegunów. Jest ono także zależne od pory dnia i roku. Orientacyjnie w naszych szerokościach geo-

graficznych można spodziewać się najsilniejszego poziomu zakłóceń w letnie popołudnia, natomiast najsłabszego – w zimowe.



Rys. 10.5. Przebieg dobowy natężenia pola fal długich dla częstotliwości roboczych 17 300 Hz, 25 700 Hz oraz 54 500 Hz. Odległość od nadajnika – 5000 km.

Pasek pod rysunkiem oznacza: biały – dzień, czarny – noc, zakreskowany – półmrok



Rys. 10.6. Dane uwidaczniające korelację między liczbą plam słonecznych (11-letni okres) a natężeniem pola fal długich

Rys. C.1. Zmienność natężenia pola w zależności od czynników zewnętrznych

Warunki propagacji fal długich są zasadniczo podobne jak dla b. długich. Wahania związane z porą dnia i roku wywierają wpływ rosnący ze wzrostem częstotliwości pracy. W okresie przejściowym pomiędzy propagacją dzienną i nocną występują interferencje fal przyziemnej i jonosferycznej na granicy ich zasięgów (w przybliżeniu w odległościach ok. 700 km od nadajnika lub trochę powyżej). Skok fali odbitej (jonosferycznej) w dzień – od warstwy D – ma długość ok. 1000 km, natomiast w nocy – odbitej od warstwy E – ok. 2000 km.

Obserwuje się także spadek natężenia pola odbieranego sygnału w czasie gdy obszar odbijający znajduje się w strefie zmierzchu (lub świtu). Na trasach połączeń przechodzących przez obszary podbiegunowe obserwuje się dodatkowy spadek siły sygnału.

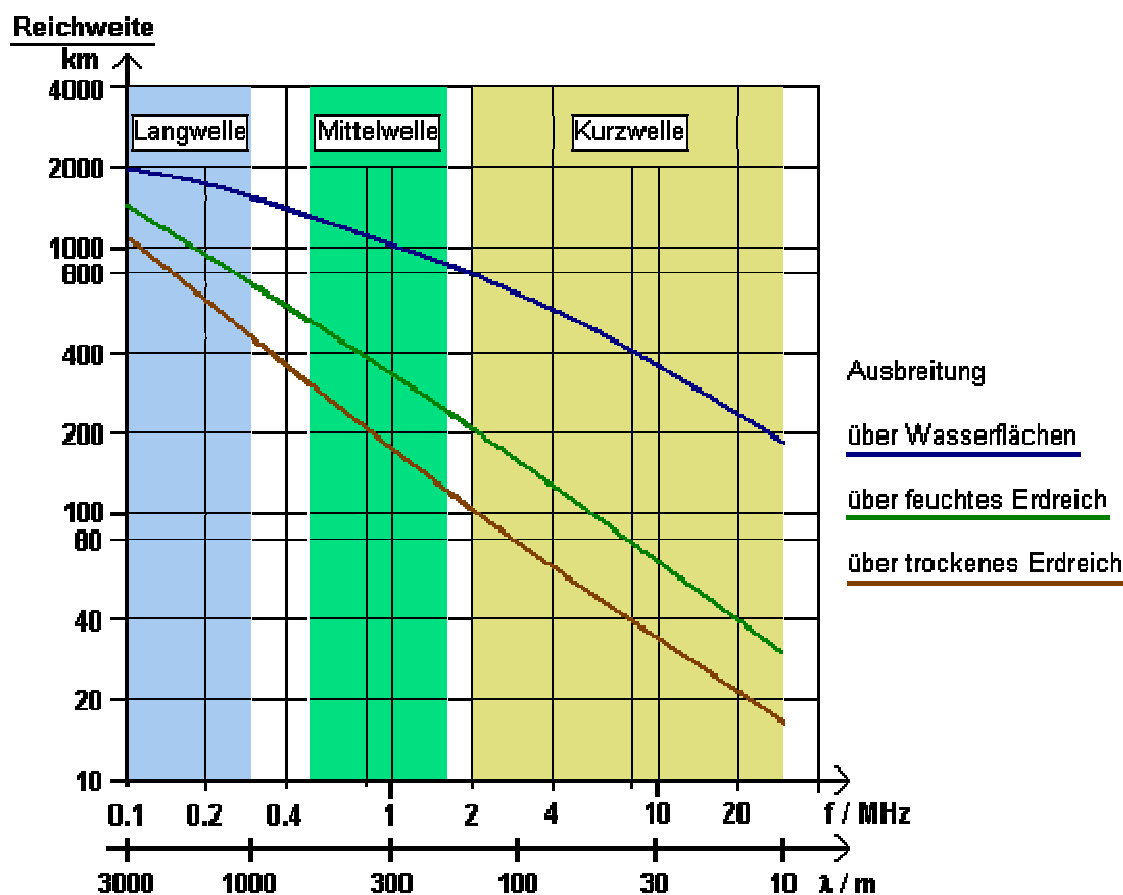
Wpływ zaburzeń magnetycznych wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości. Wybuchy słoneczne powodujące wzrost jonizacji warstwy D – i zarazem zaburzenia magnetyzmu ziemskiego – przyczyniają się (w przeciwieństwie do fal krótkich gdzie mogą doprowadzić nawet do całkowitej przerwy w łączności) do wzrostu poziomu sygnału dzięki poprawie zdolności odbijających tej warstwy. Po zakończeniu

burzy magnetycznej możliwe jest natomiast wystąpienie znacznego osłabienia siły sygnałów długofalowych. Jest to spowodowane zwiększoną liczbą elektronów w pasach Van Allena, których ruch dookoła Ziemi – czyli w efekcie przepływ prądu – wytwarza dodatkowe pole magnetyczne wpływające na wypadkowe pole magnetyczne Ziemi. Zjawisk to rozpoczyna się po upływie około dnia od zakończenia burzy magnetycznej i może trwać przez kilka lub nawet do 28 dni.

W okresie minimum aktywności słonecznej burze magnetyczne występują znacznie rzadziej niż w okresach zwiększonej aktywności Słońca. Ich maksimum występuje natomiast w ciągu kilku lat po maksimum cyklu słonecznego.

Fale o niskich częstotliwościach mogą się także rozchodzić w duktach kosmicznych przebiegających wzdłuż linii ziemskiego pola magnetycznego. Dukty te, których początek i koniec leżą przeważnie w obszarze wyższych szerokości geograficznych mogą być oddalone w płaszczyźnie równikowej o kilka tysięcy km od powierzchni ziemi. Pozwala to na odbiór satelitarny m.in. sygnałów pochodzących z obszarów trzęsień ziemi.

W paśmie średniofalowym zasięgi uzyskiwane za pomocą fali przyziemnej dochodzą do 100 – 300 km natomiast w nocy po zaniknięciu powodujące silne tłumienie warstwy D możliwe są – za pomocą fali odbitej – zasięgi do kilku tysięcy km.



Reichweiten der Bodenwelle bei gleicher Senderleistung für LW, MW und KW

Rys. C.2. Orientacyjne zasięgi fali przyziemnej (w km; oś y – pionowa) w zależności od częstotliwości (MHz; oś x – pozioma) dla niezmienniej mocy nadajnika. Na wykresie kolorem jasnoniebieskim zaznaczono zakres fal długich (niem. *Langwelle*), zielonym – średnich (niem. *Mittelwelle*) i żółtym – krótkich (niem. *Kurzwelle*).

Krzywa górna w kolorze ciemnoniebieskim odpowiada zaięgowi nad akwenami wodnymi, środkowa w kolorze zielonym – nad wilgotnymi terenami lądowymi i dolna w kolorze brązowym – nad suchymi terenami lądowymi.

Dodatek D
Brytyjskie i amerykańskie oznaczenia przewodów nawojowych

Wire Number (Gauge)		Standard Wire Gauge (SWG)		American Wire Gauge (AWG)	
numer	cal	odpowiednik w mm	cal	odpowiednik w mm	
0000000 (7/0)	0.5000	12.700	-	-	
000000 (6/0)	0.4640	11.786	0.580000	14.7320	
00000 (5/0)	0.4320	10.973	0.516500	13.1191	
0000 (4/0)	0.4000	10.160	0.460000	11.6840	
000 (3/0)	0.3720	9.449	0.409642	10.4049	
00 (2/0)	0.3480	8.839	0.364796	9.2658	
0 (1/0)	0.3240	8.230	0.324861	8.2515	
1	0.3000	7.620	0.289297	7.3481	
2	0.2760	7.010	0.257627	6.5437	
3	0.2520	6.401	0.229423	5.8273	
4	0.2320	5.893	0.2043	5.1892	
5	0.2120	5.385	0.1819	4.6203	
6	0.1920	4.877	0.1620	4.1148	
7	0.1760	4.470	0.1443	3.6652	
8	0.1600	4.064	0.1285	3.2639	
9	0.1440	3.658	0.1144	2.9058	
10	0.1280	3.251	0.1019	2.5883	
11	0.1160	2.946	0.0907	2.3038	
12	0.1040	2.642	0.0808	2.0523	
13	0.0920	2.337	0.0720	1.8288	
14	0.0800	2.032	0.0641	1.6281	
15	0.0720	1.829	0.0571	1.4503	
16	0.0640	1.626	0.0508	1.2903	
17	0.0560	1.422	0.0453	1.1506	
18	0.0480	1.219	0.0403	1.0236	
19	0.0400	1.016	0.0359	0.9119	
20	0.0360	0.914	0.0320	0.8128	
21	0.0320	0.813	0.0285	0.7239	
22	0.0280	0.711	0.0253	0.6426	
23	0.0240	0.610	0.0226	0.5740	
24	0.0220	0.599	0.0201	0.5105	
25	0.0200	0.508	0.0179	0.4547	

26	0.0180	0.457	0.0159	0.4039
27	0.0164	0.417	0.0142	0.3607
28	0.0148	0.376	0.0126	0.3200
29	0.0136	0.345	0.0113	0.2870
30	0.0124	0.315	0.0100	0.2540
31	0.0116	0.295	0.0089	0.2261
32	0.0108	0.274	0.0080	0.2032
33	0.0100	0.254	0.0071	0.1803
34	0.0092	0.234	0.0063	0.1600
35	0.0084	0.213	0.0056	0.1422
36	0.0076	0.193	0.0050	0.1270
37	0.0068	0.173	0.0045	0.1143
38	0.0060	0.152	0.0040	0.1016
39	0.0052	0.132	0.0035	0.0889
40	0.0048	0.122	0.0031	0.0787
41	0.0044	0.112	0.0028	0.0711
42	0.0040	0.102	0.0025	0.0635
43	0.0036	0.0914	0.0022	0.0559
44	0.0032	0.0813	0.0020	0.0508
45	0.0028	0.0711	0.0018	0.0457
46	0.0024	0.0610	0.0016	0.0406
47	0.0020	0.0508	0.0014	0.0356
48	0.0016	0.0406	0.0012	0.0305
49	0.0012	0.0305	0.0011	0.0279
50	0.0010	0.0254	0.0010	0.0254
51	-	-	0.00088	0.02235
52	-	-	0.00078	0.0198
53	-	-	0.00070	0.0178
54	-	-	0.00062	0.0157
55	-	-	0.00055	0.0140
56	-	-	0.00049	0.01245

W linii o ciemnoniebieskim tle podano oznaczenia występujące w opisach i na schematach sprzętu – SWG i AWG.

W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:

- Nr 1 – „Poradnik D-STAR”
- 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”
- Nr 17 – „Radiolatarnie małej mocy”
- Nr 18 – „Łączności na falach długich”

