

BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

57

KRZYSZTOF DĄBROWSKI
OE1KDA

PROSTE NADAJNIKI AMATORSKIE
TOM 2

WIEDEŃ 2021



© Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń 2021

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

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

Proste nadajniki amatorskie

Tom 2

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, styczeń 2021

Spis treści

5. Nadajniki UKF	6
5.1. Nadajnik telegraficzny na pasmo 50 MHz	6
5.2. Radiostacja „Bodan 6”	7
5.3. Radiostacje na pasma 2 m i 70 cm z cyfrową obróbką sygnałów	12
5.4. Radiostacja DO6GM na DRA818V	20
6. Wzmacniacze mocy KF	24
6.1. Wzmacniacze mocy na pasmo 80 m	24
6.2. Wzmacniacz mocy na pasma 160 – 30 m	26
6.3. Szerokopasmowe wzmacniacze QRP	26
6.4. Wzmacniacz mocy na pasmo 10 m	31
7. Wzmacniacze mocy UKF	32
7.1. Wzmacniacze mocy na pasmo 2 m	32
7.2. Wzmacniacz na pasmo 50 MHz	34
7.3. Wzmacniacze dla systemów cyfrowego głosu	35
8. Układy dodatkowe	39
8.1. Tłumiki	39
8.2. Automatyczne przełączniki nadawanie-odbiór	40
8.3. Filtry dolnoprzepustowe i pasmowe	41
8.4. Reflektometry QRP	45
8.5. Kompresor dynamiki	46
8.6. Dopasowanie anteny	47
8.7. Skala analogowa	48
8.8. Analogowy watomierz	49
8.9. Eliminatory odgłosów otoczenia	50
8.10. Automatyczna regulacja siły głosu	51
8.11. Termostat dla kwarców	52
8.12. Kluczowanie nadajnika telegraficznego sygnałem Hella	53
Dodatek A. Cyfrowa synteza częstotliwości	56
A.1. Generacja fali sinusoidalnej	56
Literatura i adresy internetowe	62

Sommaire

Émetteurs simples pour radio amateurs

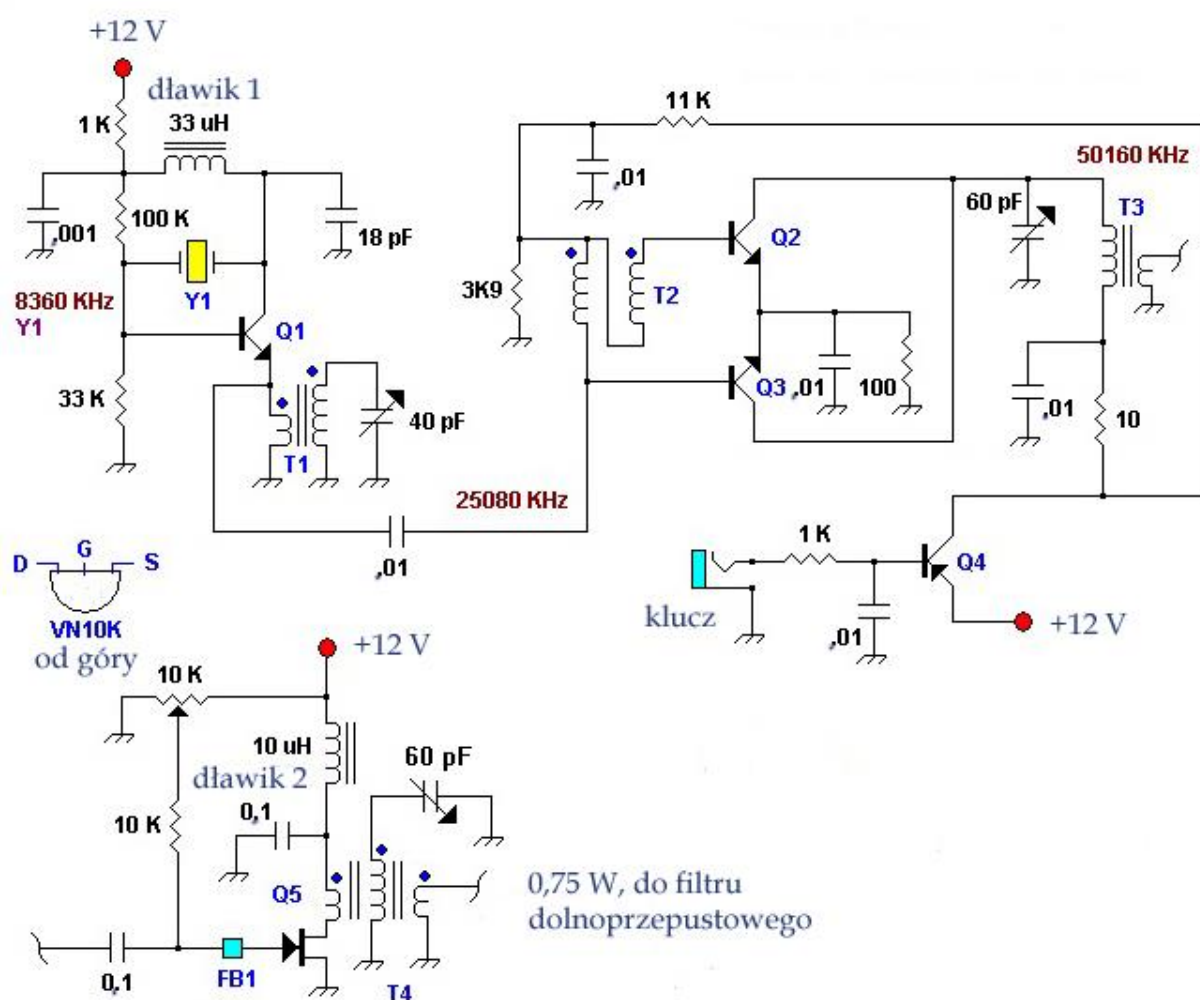
5. Émetteurs THF	6
5.1. Émetteur télégraphique pour la bande de 50 MHz	6
5.2. Émetteur-récepteur „Bodan 6”	7
5.3. Émetteurs-récepteurs 2 mètres et 70 centimètres avec traitement numérique du signal	12
5.4. Émetteur-récepteur de DO6GM à DRA818V	20
6. Amplificateurs de puissance HF	24
6.1. Amplificateurs de puissance pour la bande de 80 mètres	24
6.2. Amplificateur de puissance 160 – 30 mètres	26
6.3. Amplificateurs QRP à large bande	26
6.4. Amplificateurs de puissance 10 mètres	31
7. Amplificateurs de puissance THF	32
7.1. Amplificateurs de puissance 2 mètres	32
7.2. Amplificateur pour la bande de 50 MHz	34
7.3. Amplificateurs pour émetteurs de voix numérique	35
8. Circuits supplémentaires	39
8.1. Atténuateurs	39
8.2. Commutateurs automatiques E/R	40
8.3. Filtres passe-bas et passe-bande	41
8.4. ROS-mètres QRP	45
8.5. Compresseur de modulation	46
8.6. Adaptation d’antenne	47
8.7. Afficheur analogique de fréquence	48
8.8. Wattmètre analogique	49
8.9. Réjecteur des bruit ambiants	50
8.10. Réglage automatique de volume	51
8.11. Enceinte thermostatée	52
8.12. Téléscripateur Hell par émetteur télégraphique	53
Annexe A. Synthèse numérique directe	56
A.1. Génération de signaux sinusoïdaux	56
Bibliographie et les pages web	62

5. Nadajniki UKF

5.1. Nadajnik telegraficzny na pasmo 50 MHz

Układ nadajnika VE7GC składa się z trzech stopni: generatora kwarcowego z potrajaniem częstotliwości na tranzystorze Q1 (NTE123A), kluczowanego przeciwzobnego wzmacniacza sterującego z podwajaniem częstotliwości na dwóch tranzystorach Q2 i Q3 (2N2222) oraz wzmacniacza mocy na złączowym tranzystorze polowym typu VN10K. Uzwojenie pierwotne transformatora T1 składa się z 6 zwojów przewodu DNE (ok. 2 μH) nawiniętych na rdzeniu pierścieniowym T37-2, a uzwojenie wtórne – z 22 zwojów. Transformator T2 posiada uzwojenie bifilarne 2x7 zwojów DNE 0,3 mm na rdzeniu FT37-43. Transformator T3 składa się z uzwojeń: 6 zwojowego (pierwotnego, 0,14 μH) i 2 zwojowego (wtórnego) na rdzeniu T50-6, a transformator T4 – z trzech uzwojeń: 2 zwojów, 6 zwojów, 2 zwojów na rdzeniu T50-6. FB43-101 jest perełką ferrytową zapobiegającą wzbudzeniu się wzmacniacza na wysokich częstotliwościach.

Zamiast podanych typów tranzystorów można użyć ich europejskich odpowiedników albo tranzystorów o zbliżonych parametrach.



Rys. 5.1.1. Schemat ideowy nadajnika VE7GC

5.2. Radiostacja „Bodan 6”

Konstrukcja radiostacji „Bodan 6” została opracowana przez DK1HE dla DL-QRP-AG i przez pewien czas fima *QRP-Project* miała w programie zestaw elementów do jej samodzielnej konstrukcji. Jest to radiostacja telegraficzna o mocy nadajnika 1 W. W oryginalnym zestawie konstrukcyjnym całość mieściła się na płytce drukowanej 100 x 160 mm. Opis konstrukcji został opublikowany również w nrze 3/1998 *QRP-Reportu*.

Generator sterujący na tranzystorze T5 pracuje w układzie Colpitsa z użyciem kwarcu (VCXO) na częstotliwości rezonansu szeregowego około 25 MHz (na połowę częstotliwości wyjściowej). Dla częstotliwości 50130 kHz jest to więc przykładowo 25065 MHz. Do przeciągania częstotliwości pracy służy dioda pojemnościowa D3. Wchodzi ona w skład równoległego obwodu rezonansowego złożonego z L11, i szeregowo połączonych C40, C37, C38. Zakres przestrajania wynosi w przybliżeniu 40 kHz. Dla uzyskania dwukrotnie szerszego zakresu przestrajania należy dołączyć równolegle drugi identyczny rezonator kwarcowy. Stosunek pojemności C37, C38 decyduje o sile sprzężenia zwrotnego. Opornik R1 tłumi niepożądane rezonanse kwarcu. W obwodzie kolektora T5 znajduje się obwód rezonansowy L10, C35, C36 nastrojony na 2 harmoniczną – 50 MHz. Sygnał wyjściowy generatora jest podawany na dalsze stopnie nadajnika i do mieszacza homodynowego przez dzielnik pojemnościowy C35, C36.

Kolejnym stopniem nadajnika jest separator pracujący na dwubramkowym tranzystorze polowym T4. Chroni on generator od wpływu zmian obciążenia następnych stopni w wyniku kluczkowania, zmian impedancji anteny itp. Jego punkt pracy w klasie A jest ustalany za pomocą opornika R11. W czasie odbioru jego druga bramka jest polaryzowana przez opornik R8, a napięcie źródła jest podnoszone do wartości około 1 V przez opornika R12. Oznacza to jego zatkanie, dzięki czemu unika się zatkania wejścia odbiornika przez silny sygnał z generatora. W drenie T4 znajduje się obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość wyjściową złożony z elementów L9, C25, C26. Oporniki R7 i R15 zapobiegają pasożytniczemu wzbudzeniu się stopnia. Napięcie w.cz. na wzmacniacz sterujący jest podawane przez dzielnik pojemnościowy C25, C26. Punkt pracy tranzystora T2 w klasie B ustala dzielnik napięciowy R5, R6. Stopień sterujący dostarcza mocy 50 mW wystarczającej do wysterowania wzmacniacza końcowego. W obwodzie kolektora T2 znajduje się obwód L6, C18 dopasowujący do niskiej impedancji wejścia tranzystora mocy (T1). Tranzystor T1 typu 2N3553 pracuje w klasie C. Przy napięciu zasilania 13,5 V daje on w przybliżeniu 1 W mocy wyjściowej. W obwodzie jego kolektora znajduje się obwód dopasowujący typu Pi złożony z elementów C8, L4, C7. Dopasowuje on oporność 85 Ω do impedancji anteny 50 Ω . Kondensatory C8 i C7 należy dobrać tak, aby uzyskać maksimum mocy wyjściowej. Oporniki R1 i R2 służą do stłumienia ewentualnych pasożytniczych rezonansów dławików Dr1 i Dr2. Kondensatory C10 – C12 służą do szerokopasmowego zablokowania napięcia zasilania tranzystora T1. Na wyjściu nadajnika znajduje się filtr dolnoprzepustowy L1 – L3, C1 – C6 o częstotliwości granicznej 55 MHz, zapewniający eliminację harmonicznych. Na częstotliwości 50 MHz jego tłumienie wynosi 0,7 dB.

Po naciśnięciu klucza telegraficznego baza tranzystora T7 jest polaryzowana przez oporniki R35, R36 i tranzystor wchodzi w stan nasycenia. Na dwa ostatnie stopnie nadajnika podawane jest napięcie +9 V „S”, następuje też przełączenie stopni wejściowych odbiornika i włączenie generatora tonu odsłuchowego na IC4. W stan przewodzenia wchodzi także tranzystor T9 i zatyka wtórnik emiterowy T10. Po puszczeniu klucza tranzystory T7 i T9 wchodzi w stan zatkania i układ przechodzi na odbiór. Czas reakcji jest na tyle krótki, że umożliwia podsłuch między elementami znaku telegraficznego (ang. *full bk*). Kondensatory C59, C60 powodują zaokrąglenie zboczy sygnału klucującego.

Napięcie wejściowe z anteny jest podawane przez filtr dolnoprzepustowy i kondensator sprzęgający C14 na obwód rezonansowy L5, C15, C16. W czasie odbioru tranzystor T1 jest zatkany. Dzielnik C15, C16 zapewnia dopasowanie do niskiej impedancji wzmacniacza T3 pracującego w układzie wspólnej bramki. Dioda PIN D1 zwiera w czasie nadawania odwód rezonansowy i chroni tranzystor T3 przed zbyt wysokim poziomem sygnału. Na wyjściu T3 znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy L7, C21, L8, C22 sprzężony na pomocą kondensatora C23. Wzmocnienie pierwszego stopnia wynosi 12 dB. Jako mieszacza homodynowego użyto układu scalonego IC1. Sygnał heterodyny z VXO jest podawany przez R14, C32 na jego nóżkę 6. Czułość odbiornika wynosi 0,5 μ V. Wyjściowy sygnał m.cz. jest dostępny na wyjściach 4 i 5 mieszacza. Kondensatory C30, C31 zwierają resztki sygnału w.cz. Wypadkowa częstotliwość graniczna powstałego w ten sposób filtru dolnoprzepustowego leży w pobliżu 2 kHz. Sygnał m.cz. jest przez kondensatory C33 i C34 podawany na wstępny wzmacniacz m.cz. na

wzmacniaczu operacyjnym IC6. Jego wzmocnienie wynosi 26 dB. Sygnał wyjściowy ze wzmacniacza operacyjnego jest podawany na filtr telegraficzny o szerokości pasma 150 Hz pracujący na IC7. Częstotliwość środkową filtra można w zakresie 500 Hz – 1 kHz ustawić za pomocą potencjometrów P4 i P5. Następnie przez kondensator C67 i potencjometr regulacji siły głosu P8 sygnał m.cz. jest podawany na wzmacniacz głośnikowy (IC2). Daje on wzmocnienie 46 dB i moc wyjściową 0,5 W na impedancji 4 Ω . W trakcie nadawania jego wejście (nóżka 3) jest zwierane do masy przez tranzystor T6. W tym czasie na drugie wejście jest podawany ton odsłuchowy 750 Hz z generatora IC4. Jego poziom jest regulowany potencjometrem P1. Do włączenia generatora służy napięcie +9 V „S”.

Strojenie generatora VXO odbywa się za pomocą potencjometru P6, natomiast potencjometr P7 służy do ustawienia odstroięcia między odbiorem i nadawaniem, tak aby ton odbieranych sygnałów telegraficznych wynosił w przybliżeniu 750 Hz. Napięcie odstrajające jest zwierane w czasie nadawania do masy przez tranzystor T8. Nieliniowa charakterystyka pojemnościowa diody D3 powoduje, że w zależności od częstotliwości dostrojenia konieczna jest korekta różnicy częstotliwości za pomocą P7. Do wytwarzania napięcia korekcyjnego służy układ scalony IC5. Potencjometr P3 pozwala na ustawienie maksymalnej dopuszczalnej różnicy.

Cewki L1, L2, L3 i L4 powietrzne mają po 6,5 zwoju DNE 1 mm i są nawinięte zwój przy zwoju na wiertle lub tulejce o średnicy 7 mm.

Cewki L5 – L11 są nawinięte na karkasach z rdzeniem ferrytowym 3 x 8 mm, L11 na karkasie z rdzeniem kubkowym:

L5 – 10 zwojów DNE 0,2 mm, L6 – 7 zwojów DNE 0,2 mm, L7 10 zwojów DNE 0,2 mm, L8, L9 10 zwojów DNE 0,2 mm, uzwojenie sprzęgające 5 zwojów DNE 0,2 mm nawinięte od strony masy, L10 10 zwojów DNE 0,2 mm, uzwojenie sprzęgające 3,5 zwoju DNE 0,2 mm, od strony masy, L11 – 20 zwojów DNE 0,15 mm z rdzeniem kubkowym na wierzchu. Wszystkie uzwojenia nawinięte zwój przy zwoju. Konstruktorzy zalecają nawinięcie najpierw uzwojeń sprzęgających, a na nich uzwojeń głównych. W trakcie dostrojenia L6 nie powinna wystąpić skokowa zmiana mocy, gdyż oznaczałoby to wzbudzenie się stopnia. Przy pełnej mocy wyjściowej 1 – 1,2 W całkowity pobór prądu wynosi około 230 mA.

Na ilustracjach 5.2.1, 5.2.2 i 5.2.3 przedstawione są schematy ideowe torów niskiej i wysokiej częstotliwości oraz znaczenie numerowanych kontaktów do podłączenia elementów zewnętrznych takich jak potencjometry, diody sygnalizacyjne, głośnik, klucz telegraficzny, antena itd.

Tabela 5.2.1

Wykaz elementów „Bodana 6”

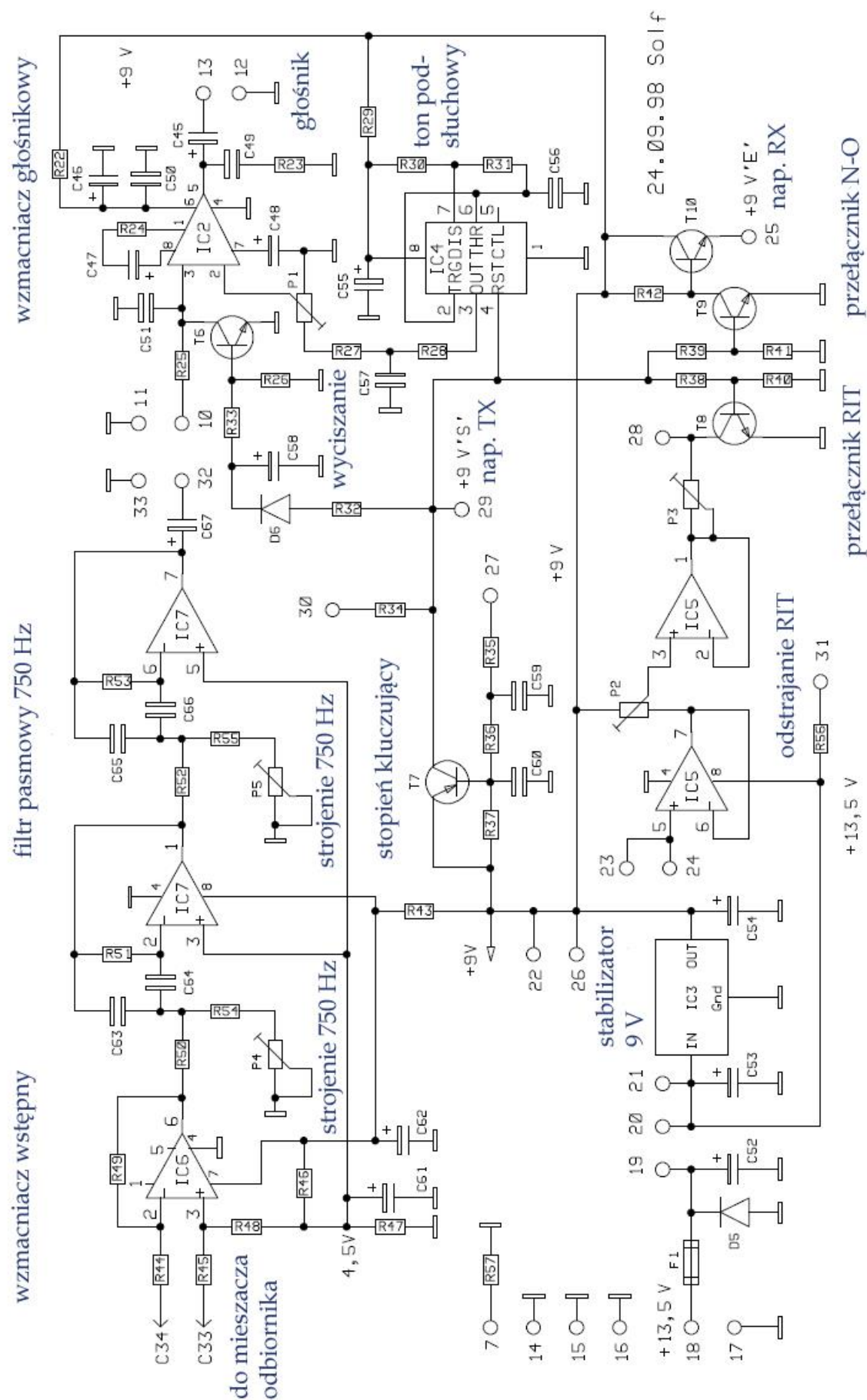
Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R5, R34	1 k Ω	C1, C2, C3, C4, C5, C6	56 pF
R2	150 Ω	C7	90 pF, trymer, czerw.
R3, R14, R16, R57	1,5 k Ω	C8	25 pF, trymer, zielony
R4, R54, R55	330 Ω	C9, C10, C13, C17, C19, C20, C24, C27, C28, C29, C30, C31	4,7 nF
R6	18 k Ω	C11, C50, C57, C60	0,1 μ F, foliowy
R7, R15	27 Ω	C12, C47, C48	10 μ F
R8, R9, R10, R19	100 k Ω	C14	2,7 pF
R11, R29, R32	56 Ω	C15, C21, C22, C35	18 pF
R12	470 Ω	C16, C38	100 pF
R13	33 Ω	C18	33 pF
R17, R18	47 k Ω	C23, C40	820 pF
R20	680 Ω	C25	22 pF
R21	220 Ω	C26	68 pF
R22	5,6 Ω	C32	1 nF
R23	4,7 Ω	C33, C34, C59	0,47 μ F, foliowy
R24	10 Ω	C36	82 pF
R25	22 k Ω	C37	150 pF
R26	12 k Ω	C41, C42	10 nF

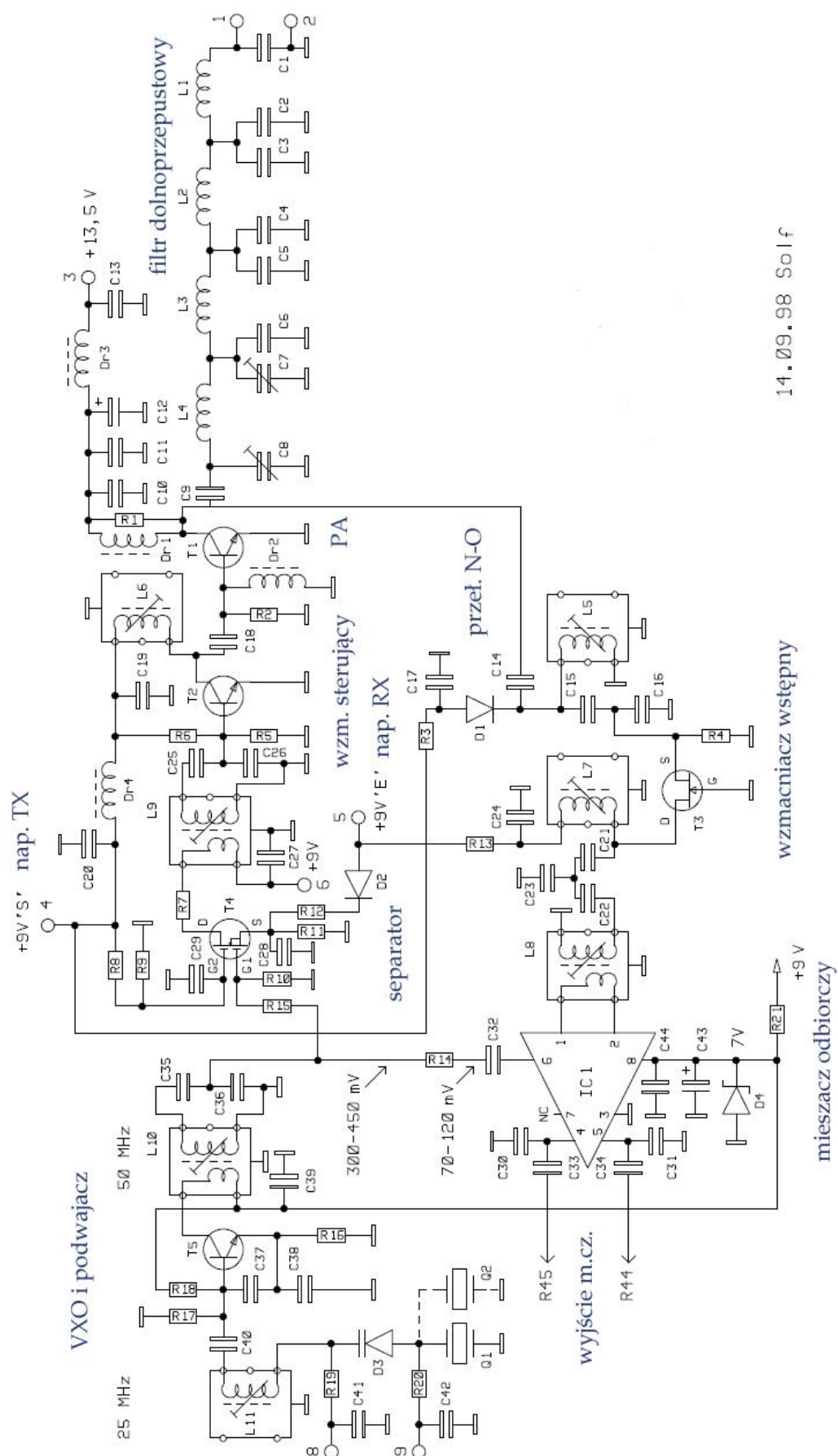
R27	270 k Ω	C43, C61, C62	100 μ F
R28	4,7 k Ω	C46	220 μ F
R30, R42	8,2 k Ω	C49	0,047 μ F, foliowy
R31	82 k Ω	C51	3,3 nF
R33	27 k Ω	C52	470 μ F
R35	22 Ω	C53, C54, C58	1 μ F, tantalowy
R36, R46, R47	10 k Ω	C55	10 μ F
R37	5,6 k Ω	C56	0,01 μ F, foliowy
R38, R39, R50, R52	39 k Ω	C63, C64, C65, C66	15 nF, 5%
R40, R41	12 k Ω	C67	1 μ F
R43	39 Ω	T1	2N3553
R48, R49	15 k Ω , metalizowany	T2	2N2369
R48, R49	330 k Ω , metalizowany	T3	BF244A
R51, R53	150 k Ω	T4	BF982
R56	820 Ω	T5	BF199
IC1	NE612	T6, T7, T10	BC237-40
IC2	LM386	T8, T9	BF546B
IC3	7809	D1	BA479S
IC4	NE555	D2, D6	1N4148
IC5	TL082	D3	BB109G (BB139)
IC6	TL071	D4	BSX6,8 (ZPD6,8)
IC7	TL072	D5	1N5402
Q1	25,065 MHz	DR1, DR2, DR3, DR4	4,7 μ H, dławiki
P1	100 Ω , pot. montaż.	P2	47 k Ω , pot. montaż.
P3	22 k Ω , pot. montaż.	P4, P5	10-obrotowy
L1, L2, L3, L4	Powietrzne 6,5 zwoja, średnica 7 mm	L5, L7, (wygląd karkasów -> p. 2.5)	10 zw. DNE 0,2 mm, bez kubka, rdzeń Neosid F40
LED1	Sygnalizacja włączenia, na wyprow. 31/14	L6, (j.w.)	7 zw. DNE 0,2 mm, bez kubka, Neosid F40
LED2	Sygnalizacja nadawania, na wyprowadzeniach 15/30	L8, L9, (j.w.)	10 zwojów, DNE 0,2 mm; uzw. sprzęgające 5 zw., bez kubka, Neosid F40
		L10, (j.w.)	10 zw. DNE 0,2 mm, 3,5 zw uzw. sprzęg., bez kubka, Neosid F40
		L11, (j.w.)	20 zwojów DNE 0,15 mm, z kubkiem, Neosid F40

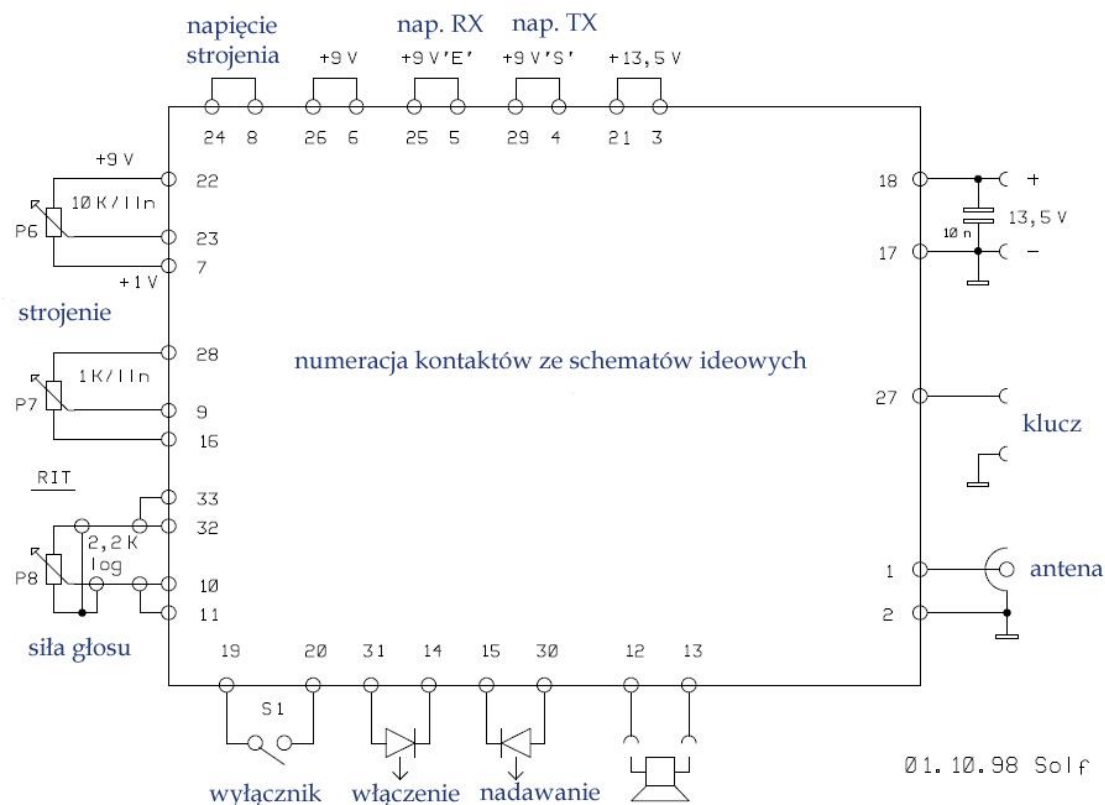
Na następnych stronach

Rys. 5.2.1. Tor m.cz. „Bodana 6”

Rys. 5.2.2. Tor w.cz. „Bodana 6”



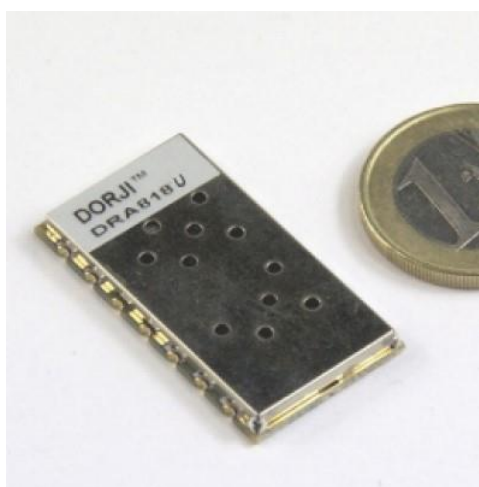




Rys. 5.2.3. Podłączenie elementów zewnętrznych

5.3. Radiostacje na pasma 2 m i 70 cm z cyfrową obróbką sygnałów

Cyfrowe moduły radiostacji FM typu DRA818 pracują w pasmach 2 m (DRA818V) lub 70 cm (DRA818U). Przy wymiarach 36 x 19 x 3 mm zawierają kompletne tory nadawczo-odbiorcze o mocy 0,5 lub 1 W w.cz. pracujące na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów. W najprostszym układzie wymagają one jedynie podłączenia scalonego wzmacniacza głośnikowego, mikrofonu i antenowego filtra dolnoprzepustowego.



Fot. 5.3.1. Widok modułu radiostacji

Moduły (fot. 5.3.1) zawierają obwód nadawczo-odbiorczy typu RDA1846 z cyfrową obróbką sygnałów znany z ręcznych radiostacji Baofenga (UV-3R, UV-5R itd.), PicoAPRS i podobnych. Jego najpoważniejszą wadą jest stosunkowo znaczna zawartość harmonicznych w sygnale wyjściowym nadajnika, co

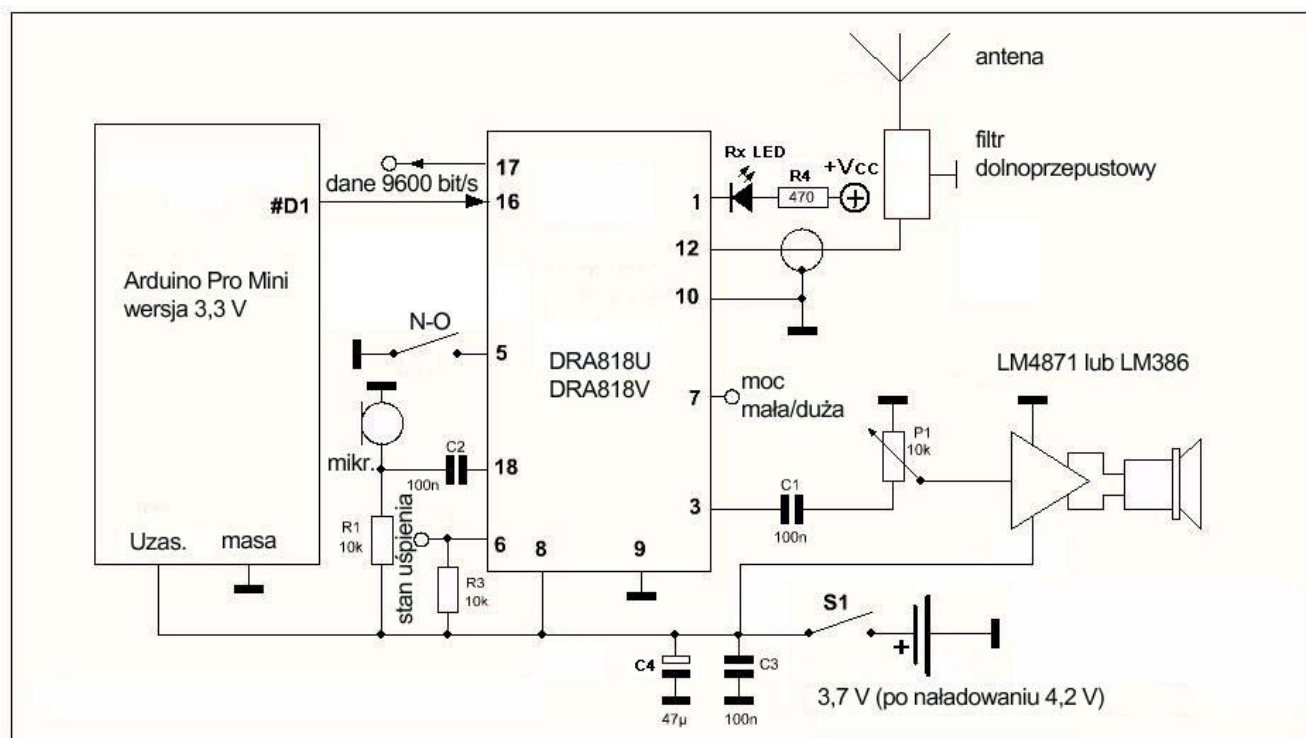
wymaga dodania dwu- lub trzysekcyjnego filtra dolnoprzepustowego. Filtry takie można jednak stosunkowo łatwo wykonać samodzielnie lub zaopatrzyć się w gotowe filtry firmy *Mini-Circuits*.

Parametry pracy modułu, takie jak częstotliwości nadawania i odbioru, częstotliwości tonów CTCSS, włączenie preemfazy i deemfazy albo filtrów górnoprzepustowych 300 Hz są programowane przez złącze szeregowo. W najprostszych radiostacjach jednokanałowych wystarczy ich zaprogramowanie za pomocą komputera, po czym moduł może pracować samodzielnie, ponieważ są one zapisywane w jego pamięci nieulotnej. W bardziej rozbudowanych urządzeniach wielokanałowych do sterowania można użyć dowolnego mikroprocesora (np. z serii PIC, ATMEGA) albo mikrokomputera Arduino (UNO, Micro, Nano), z ewentualnym dodatkiem kilku przycisków i niewielkiego wyświetlacza. Mikroprocesory w wersjach 5-woltowych wymagają ograniczenia napięcia sygnału TxD do poziomu dopuszczalnego dla DRA818 dlatego też praktyczniej jest korzystać z wersji 3,3-woltowych (rys. 5.3.2).

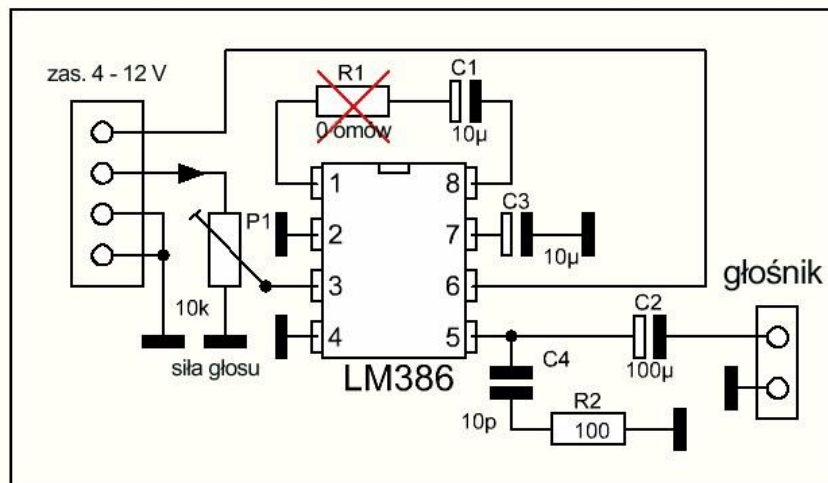
Jedynie przełączanie mocy wyjściowej z ok. 0,5 W na 1 W i odwrotnie jest dokonywane elektrycznie przez połączenie wejścia 7 („H/L”) z masą lub też nie – nie należy łączyć go z plusem zasilania. Do kluczowania nadajnika służy wejście 5 („PTT”) a wyjście 1 („SQ”) może być użyte do wyłączania wzmacniacza głośnikowego przy zamkniętej blokadzie szumów odbiornika albo do sygnalizacji odbioru za pomocą diody świecącej.

Moduł DRA818V pracuje w zakresie 134 – 174 MHz, natomiast DRA818U – w zakresie 400 – 470 MHz. DRA818U zastąpił produkowany wcześniej DRA808M – oparty na RDA1845. Firma „NiceRF” ([9.9]) produkuje identyczne moduły pod oznaczeniami SA818-V i SA818-U, a także nowsze SA828-V i SA828-U zawierające też wzmacniacz głośnikowy i funkcję VOX-u (automatycznego przełączania nadawanie-odbioru).

Podawana w danych katalogowych czułość odbiornika wynosi -122 dBm (przy 12 dB SINAD), a odstępy międzykanałowe – 12,5 lub 25 kHz. Dopuszczalne napięcia zasilania leżą w zakresie 3,3 – 4,5 V dzięki czemu moduły mogą być zasilane z pojedynczego ogniwa akumulatorowego litowo-jonowego lub litowo-polimerowego. Pobór prądu przy nadawaniu z niską mocą wynosi ok. 300–400 mA (zależnie od napięcia zasilania), a z pełną – 700–900 mA, natomiast przy odbiorze – ok. 50–60 mA. W stanie uśpienia pobór prądu wynosi tylko 1 μ A. Dla niższych napięć zasilania moce wyjściowe są oczywiście mniejsze.



Rys. 5.3.2. Przykładowy schemat blokowy radiostacji z modulem DRA818

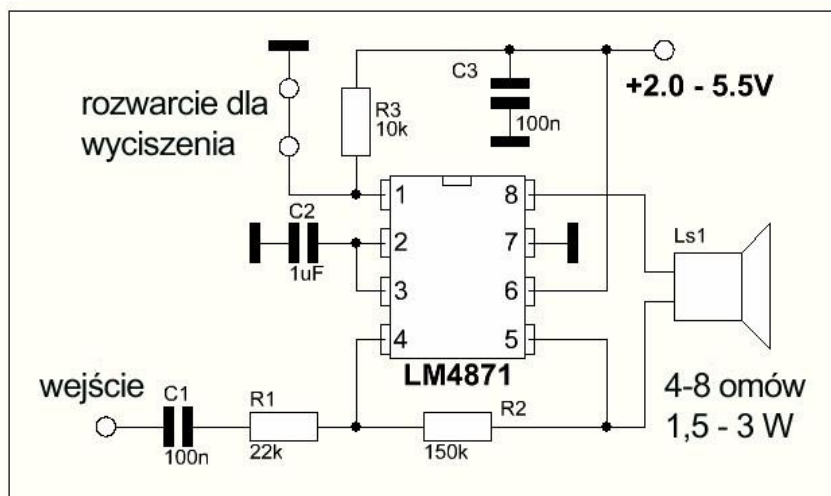


Rys. 5.3.3. Wzmacniacz głośnikowy na LM386

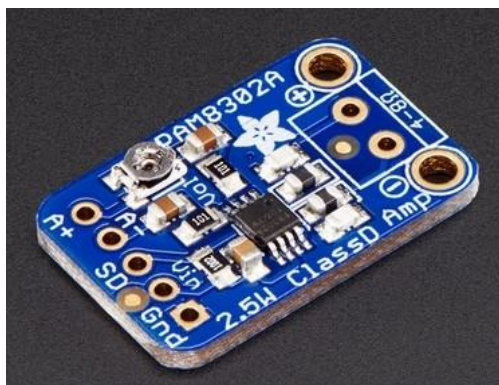
Z prób przeprowadzonych przez krótkofalowców z DRA818V wynika, że przy pracy z małą mocą nadawania przez ponad godzinę bez przerwy nie zauważono ani nadmiernego nagrzewania się modułu ani pogorszenia parametrów nadawanego sygnału. Natomiast praca ciągła z pełną mocą wymaga zapewnienia dodatkowego chłodzenia modułu. Dzięki niskiemu poziomowi szumów fazowych w sygnale nadawanym możliwe jest też dodanie zewnętrznego wzmacniacza mocy.

Złącze szeregowo modułów pracuje w standardzie TTL co pozwala na bezpośrednie połączenie go ze złączami szeregowymi mikroprocesorów. Do połączenia ze standardowym złączem COM komputerów PC konieczne jest użycie konwertera poziomów napięć MAX3232 – może on być zasilany napięciem 3 – 5,5 V w odróżnieniu od 5 V dla MAX232 – lub podobnych. Wymiana danych następuje z szybkością 9600 bit/s i z ustawieniem 8N1.

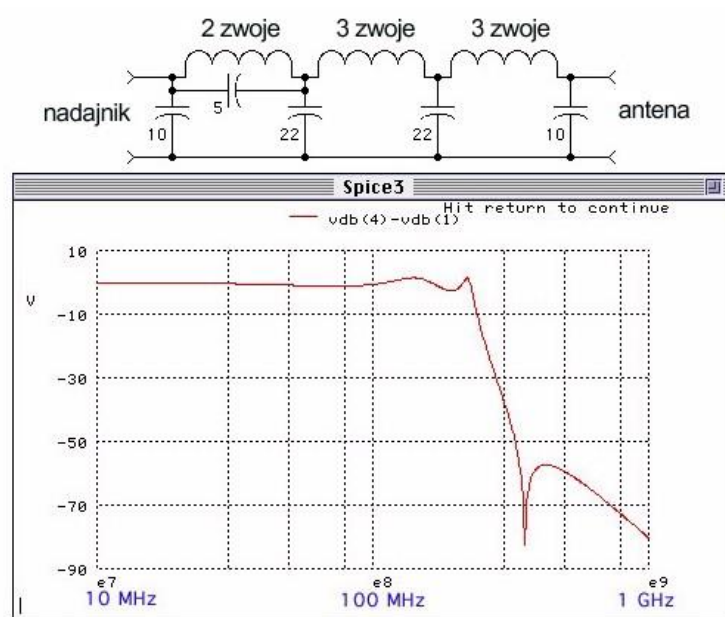
Typowymi przykładami krótkofalarskich zastosowań modułów DRA818 są radiolatarnie APRS (AFSK 1200 bit/s), proste radiostacje FM na lokalny kanał simpleksowy lub na kanał najbliższego przemienika, simpleksowe przemienniki typu papuga, radiolatarnie pracujące innymi emisjami cyfrowymi, telegrafią F2B itp. Z doświadczeń krótkofalowców wynika natomiast, że nie nadaje się on do zastosowania w radiostacjach cyfrowych systemów D-STAR, C4FM albo do transmisji *packet-radio* lub APRS z szybkością 9600 bit/s.



Rys. 5.3.4. Wzmacniacz m.cz. na LM4871



Fot. 5.3.5. Moduł PAM8302



Rys. 5.3.6. Dolnoprzepustowy filtr antenowy i jego charakterystyka przenoszenia

Polecenia sterujące dla modułu składają się ze znaków ASCII i są poprzedzone literami AT, natomiast ich zakończeniem są znaki powrotu wózka i nowej linii (CR i LF) – co odpowiada naciśnięciu klawisza „Enter”. Pełny zestaw poleceń podany jest w dokumentacji modułów dostępnej m.in. w witrynie producenta [5.3.1] dlatego też ograniczymy się do jednego z nich – stosunkowo istotnego, bo służącego do zaprogramowania najważniejszych parametrów:

AT+DMOSETGROUP=ODK,TXC,RXC,TX_CTCSS,BS,RX_CTCSS<CR><LF>

gdzie

ODK – jest odstępem kanałów decydującym jednocześnie o dewiacji, 0 – 12,5 kHz (dewiacja 2,5 kHz), 1 – 25 kHz (dewiacja 5 kHz),

TXC – jest częstotliwością nadawania odpowiednio do typu modułu w zakresie 134–174 lub 400–470 MHz,

RXC – jest częstotliwością odbioru w zakresie jak powyżej; musi być ona wielokrotnością wybranego odstępu kanałów,

TX_CTCSS – numer nadawanego tonu CTCSS, 0 – nie używany, 0001 – 0038 – numer kodu w kolejności częstotliwości – 0001 = 67 Hz, 0038 = 250,3 Hz.

BS – próg czułości blokady szumów w zakresie 0–8; 0 oznacza stałe otwarcie blokady szumów,

RX_CTCSS – numer tonu CTCSS lub kodu DCS (CDCSS) dla odbioru, może być różny od tonu nadawanego. Numery 0001 – 0038 oznaczają tony CTCSS a 023I–0754I – kody DCS. Dla kodów zanegowanych na końcu zamiast litery I występuje litera N.

Przykład:

AT+DMOSETGROUP=0,145.600,145.000,0000,4,0000<CR><LF>

W odpowiedzi otrzymuje się po prawidłowym wykonaniu rozkazu meldunek

+DMOSETGROUP:0<CR><LF> lub **+DMOSETGROUP:1<CR><LF>** w przypadku błędów w poleceniu np. wartości poza dopuszczalnym zakresem.

Drugim często używanym poleceniem jest regulacja siły głosu:

AT+DMOSETVOLUME=X

gdzie *X* przyjmuje wartości 1–8. Również i to polecenie jest kwitowane informacją o prawidłowym wykonaniu lub wystąpieniu błędu.

Przykład prostego programu konfiguracyjnego dla Arduino podano w tabeli 5.3.1. Program nie odczytuje i nie sprawdza odpowiedzi DRA818.

W sytuacji pracy ze stałą lub rzadko zmienianą konfiguracją polecenia konfiguracyjne można nadać z komputera PC korzystając z programu terminalowego *Hyperterminal* dla Windows lub innego podobnego.

Tor odbiorczy radiostacji wymaga uzupełnienia o wzmacniacz głośnikowy. Najwygodniejszym rozwiązaniem jest zastosowanie jednego z popularnych obwodów scalonych. Dla napięć zasilających powyżej 4 V może być to przykładowo dobrze znany LM386 (rys. 5.3.3), a dla niższych LM4871 (rys. 5.3.4) albo gotowy moduł PAM8403 lub podobny (fot. 5.3.5).



Fot. 5.3.7. Konstrukcja filtra

Z pomiarów wykonanych przez krótkofalowców wynika, że w sygnale wyjściowym modułu na pasmo 2 m druga harmoniczna jest stłumiona jedynie o około 14 dB, a trzecia – o około 37 dB. Wartości dla modułu na pasmo 70 cm są najprawdopodobniej zbliżone. Oznacza to, że praca w eterze wymaga użycia dodatkowego filtra dolnoprzepustowego lub pasmowego. Ich układy przedstawiono na schematach 5.3.6 i 5.3.8, a sposób wykonania – na fot. 5.3.7.

Pierwszy z filtrów – dolnopasmowy – zawiera trzy cewki powietrzne po 2, 3 i 3 zwoje nawinięte przewodem emaliowanym Cuem 0,8 mm na średnicy 6 mm.

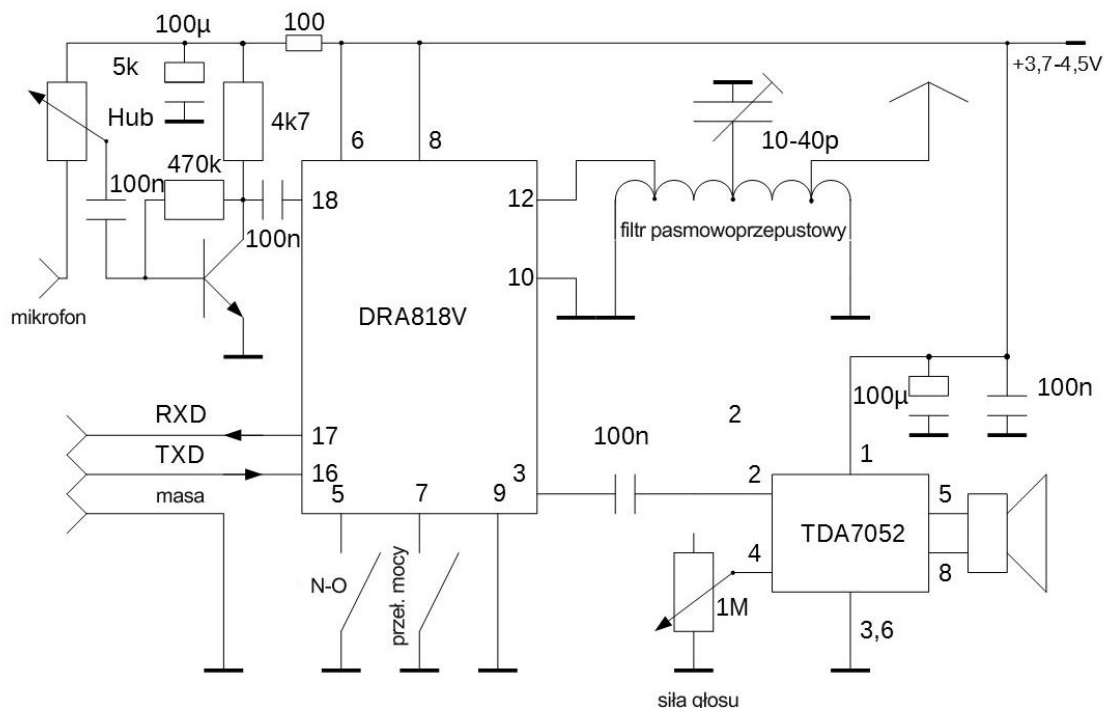
Powietrzna cewka w filtrze pasmowym ze schematu 8 zawiera 10 zwojów przewodu DNE rozciągniętych na długości około 30 mm o posiada odczepy po jednym zwoju od końców na wejściu i wyjściu. Jej oba końce są połączone z masą. Kondensator strojeniowy jest podłączony do jej środka. Przy pracy małą mocą można także użyć gotowych filtrów dolnoprzepustowych firmy *Minicircuits* PLP-150 lub PLP-450 – albo jeszcze lepiej PLP-550 – (zależnie od zakresu pracy). Maksymalna moc doprowadzona do nich nie może przekraczać 0,5 W.

Moduły DRA818 spotkały się z dużym zainteresowaniem wśród krótkofalowców-eksperymentatorów, jednak niektórzy użytkownicy krytykują niezbyt dobrą jakość nadawanego dźwięku, a konkretnie stosunkowo wysoki poziom występujących w nim szumów, nie wiadomo właściwie skąd pochodzących, a także stosunkowo długi czas dekodowania kodów DCS. W radiolatarniach APRS i podobnych zastosowaniach mankamenty te nie mają jednak większego znaczenia.

Przedstawione moduły dostępne są m.in. w sklepach internetowych [5.3.6] i [5.3.8], a w sklepie [5.3.6] – także gotowe płytki radiostacji z ich wykorzystaniem, natomiast filtry dolnoprzepustowe można znaleźć w sklepie [5.3.8].

Firma NiceRF produkuje moduły radiostacji SA818, SA828 i SA858 na pasma 134 – 174 MHz i 400 – 480 MHz. Oprócz cyfrowego toru nadawczo-odbiorczego zawierają one także mikroprocesy sterujące,

mikrofony i przełączniki kanałów. Pierwsze dwa typy dysponują mocą wyjściową 1/0,5 W, a ostatni – 4/1,5 W.



Rys. 5.3.8. Schemat blokowy radiostacji z filtrem pasmowym i wzmacniaczem TDA7052

Tabela 5.3.1. Minimalny program dla Arduino do konfiguracji DRA818V jako stacja APRS [5.3.4]

```
// DRA818V_3
```

```
// konfiguracja DRA818V
```

```
int bw = 1; // pasmo w kHz ( 0= 12.5KHz or 1= 25KHz )
```

```
double ftx = 144.8000; // częstotliwość nadawania w MHz (134.0000 - 174.0000)
```

```
double frx = 144.8000; // częstotliwość odbioru w MHz (134.0000 - 174.0000)
```

```
String tx_ctcss = "0000"; // ton ctcss ( 0000 - 0038 ); 0000 = "bez CTCSS"
```

```
String rx_ctcss = "0000"; // ton ctcss ( 0000 - 0038 ); 0000 = "bez CTCSS"
```

```
int squ = 0; // próg blokady szumów ( 0 - 8 ); 0 = "otwarta"
```

```
void setup()
```

```
{
```

```
  Serial.begin(9600); // otwarcie złącza szeregowego z szybkością 9600 bit/s
```

```
  delay(10);
```

```
  Serial.print("AT+DMOSETGROUP="); // początek polecenia
```

```
  Serial.print(bw,1);
```

```
  Serial.print(",");
```

```
  Serial.print(ftx,4);
```

```
  Serial.print(",");
```

```
  Serial.print(frx,4);
```

```
  Serial.print(",");
```

```
  Serial.print(tx_ctcss);
```

```
  Serial.print(",");
```

```
  Serial.print(squ);
```

```
  Serial.print(",");
```

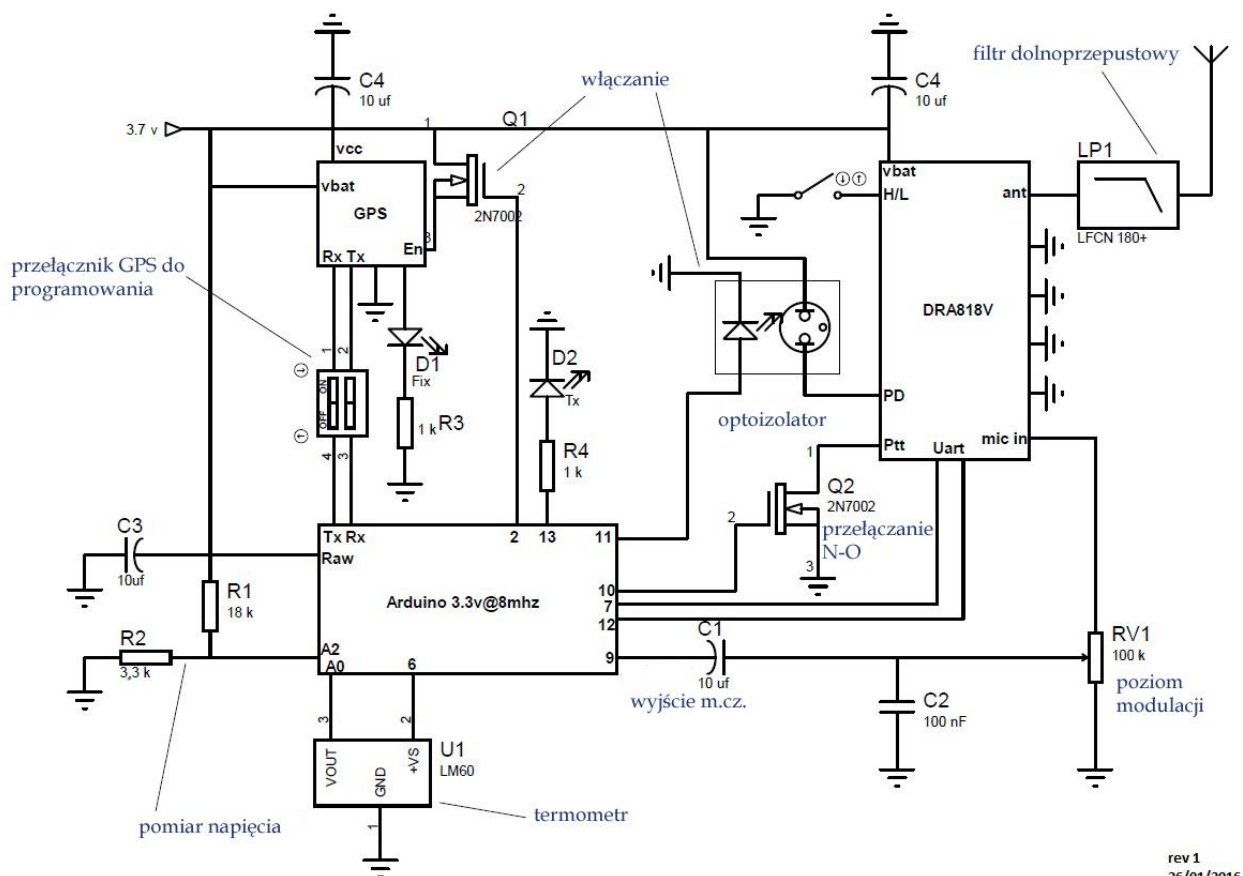
```
  Serial.println(rx_ctcss);
```

}

void loop()

{

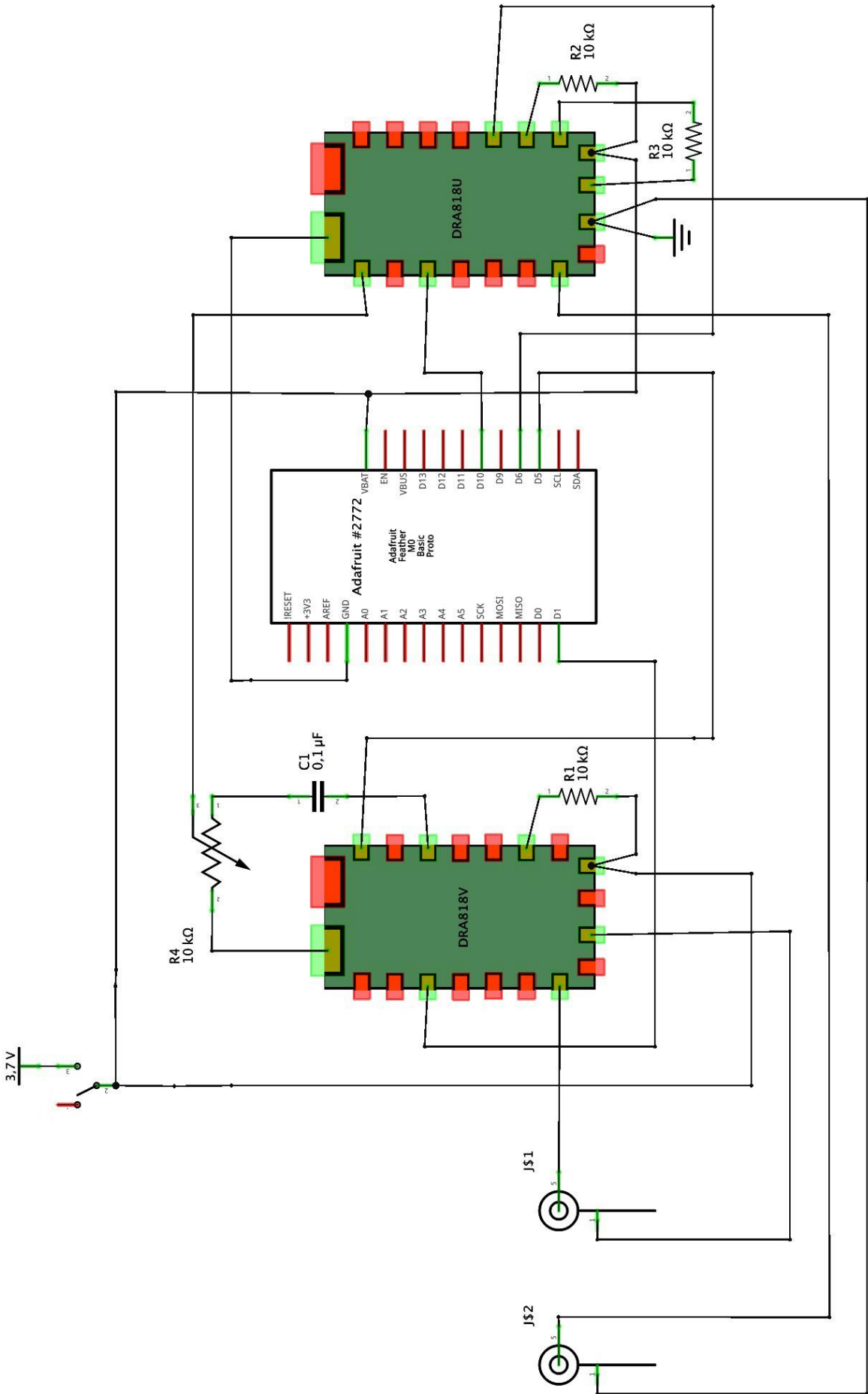
}

rev 1
26/01/2016

Rys. 5.3.9. Schemat blokowy nadajnika APRS z odbiornikiem GPS i z pomiarem temperatury i napięcia zasilania, koncept F4HUY

Następna strona:

Rys. 5.3.10. Koncept przemiennika skrośnego FM 2 m/70 cm dla satelity *Lidsat1* na modułach DRA818V i DRA818U



fritzing

5.4. Radiostacja DO6GM na DRA818V

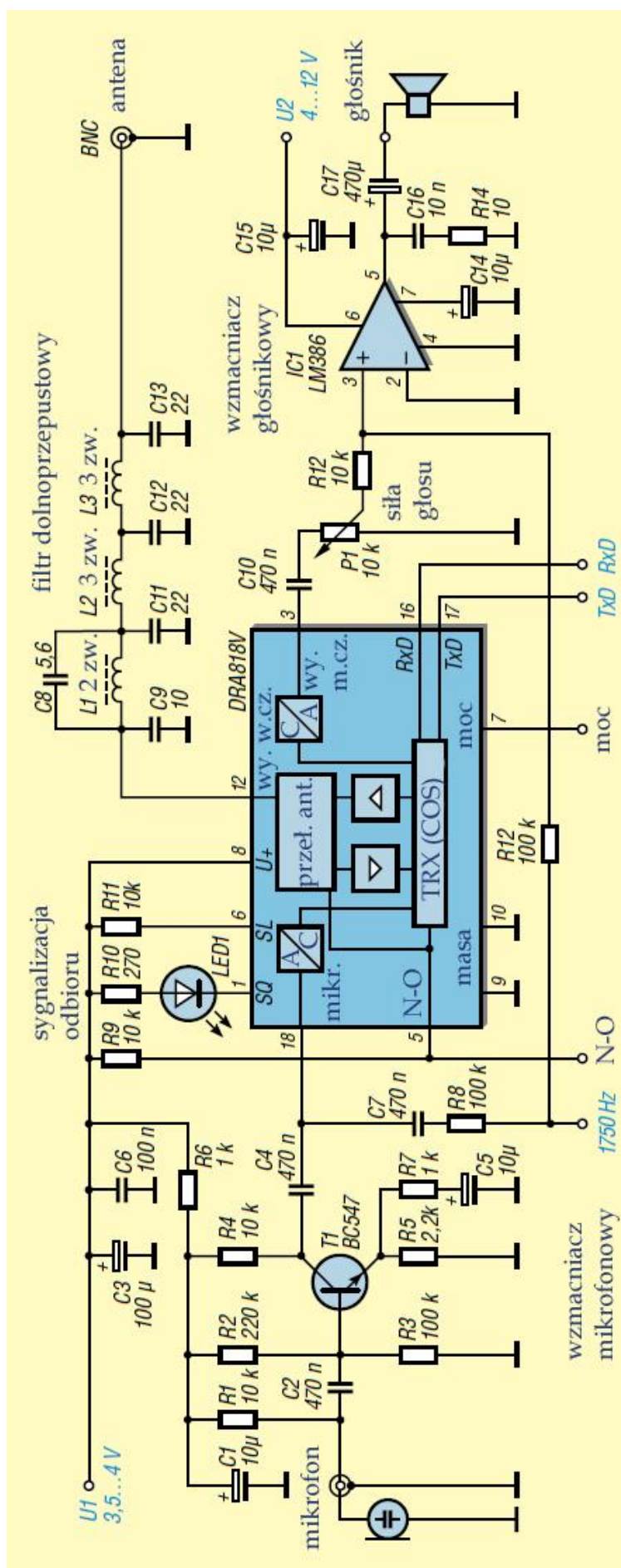
Radiostacja DO6GM została opisana w numerze 1/2018 *Funkamateura*. Układ (rys.5.4.1) zmontowany na uniwersalnej płytce dziurkowanej 160 x 100 mm składa się z toru radiowego opartego na module DRA818V i mikroprocesora sterującego ATMEGA8L. Mikroprocesor jest połączony z modulem DRA818 przez złącze szeregowe (sygnały RxD, TxD). Do jego zasilania można użyć 5-woltowego litowo-jonowego akumulatora rezerwowego (ang. *power bank*) albo 5-woltowego zasilacza sieciowego. Można zasilać go także z akumulatora 12 V przez stabilizator 5 V. Sam moduł radiowy musi być zasilany napięciem 3,5 – 4,0 V. Całość układu zawiera dodatkowo wzmacniacz mikrofonowy na tranzystorze T1 (dla mikrofonu elektretowego), wzmacniacz głośnikowy na układzie scalonym LN386 i dolnoprzepustowy filtr wielkiej częstotliwości. Moc wyjściowa nadajnika jest przełączana między 0,5 W (27 dBm) i 1 W (30 dBm), a czułość odbiornika wynosi -122 dBm. Dla zwiększenia mocy wyjściowej można dodać oddzielny wzmacniacz.

Siedmiobiegunowy Filtr dolnoprzepustowy w.cz. składa się z kondensatorów C8, C9, C11, C12, C13 oraz indukcyjności L1 – L3.

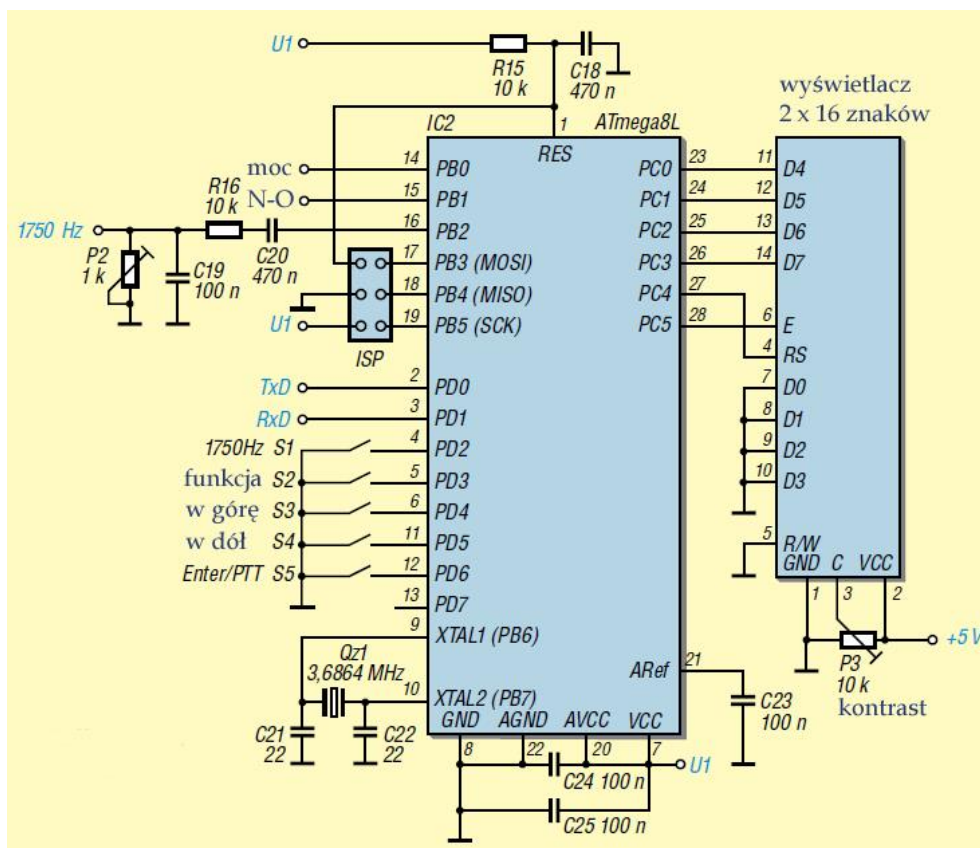
Dioda elektroluminescencyjna na nóżce 1 sygnalizuje odbiór sygnału. Przełączanie nadawanie-odbior odbywa się na nóżce 5 (przez zwarcie do masy przy nadawaniu), a do wyboru mocy wyjściowej wyprowadzenie 7. Przy odbiorze sygnał m.cz. z nóżki 3 jest podawany na potencjometr siły głosu P1 i następnie na wzmacniacz głośnikowy. Wzmacniacz głośnikowy może być zasilany napięciem wyższym niż dopuszczalne dla modułu radiowego. Przez opornik R8 i kondensator C7 można do sygnału modulującego dodać ton wywoławczy 1750 Hz.

Mikroprocesor ATMEGA steruje podstawowymi funkcjami radiostacji takimi jak przestrajanie, próg blokady szumów, szerokość pasma, kluczkowanie nadajnika, nadawanie tonu wywoławczego itd. Z mikroprocesorem jest połączony wyświetlacz ciekłokrystaliczny 2 x 16 znaków. Konstruktor ograniczył w programie zakres przestrajania do 145,500 – 145,800 MHz z krokami 25 kHz lub 12,5 kHz dlatego też wyświetlacz nie jest niezbędny. Możliwe jest ograniczenie wskaźnika do sześciu diod świecących. Informacja o kanale pracy jest wyświetlana dwójkowo: wskazanie 0 0 0 0 (żadna z diod nie świeci) oznacza częstotliwość 145,500 MHz, 0 0 0 X – 145,525 MHz, 0 0 X 0 – 145,550 MHz itd. aż do XX 0 0 co odpowiada 145,800 MHz. Litera X oznacza świecenie diody. Do przestrajania służą przyciski „w dół” i „w górę”. Oddzielny przycisk służy do odstrojenia o +12,5 kHz, co sygnalizuje dioda nr 8. Włączony odstęp częstotliwości 600 kHz dla pracy przez przemienniki sygnalizuje dioda nr 9. Dla umożliwienia zasilania mikroprocesora napięciem 4,3 V konieczne jest użycie typu z oznaczeniem L, pracującego przy napięciach od 2,7 V wzwyż. Do obniżenia napięcia zasilania z 5 V na 4,3 V służy dioda D3. Mikroprocesor i wyświetlacz można zasilać także napięciem 5 V. Obniżenie napięcia dla modułu radiowego osiąga się wówczas za pomocą diody D2. Oprogramowanie mikroprocesora jest dostępne w witrynie www.funkamateur.de na stronie „Downloads/Archiw” -> „Downloads zum Heft” plik *do6gm_2m_trx.zip* (pod numerem FA1/2018). Program, dostępny w nim w kodzie źródłowym, można dostosować do własnych potrzeb. Program kontaktuje się z modulem radiowym przez złącze szeregowe z szybkością transmisji 9600 bit/s. Najważniejsze polecenia dla modułu podano w poprzednim punkcie.

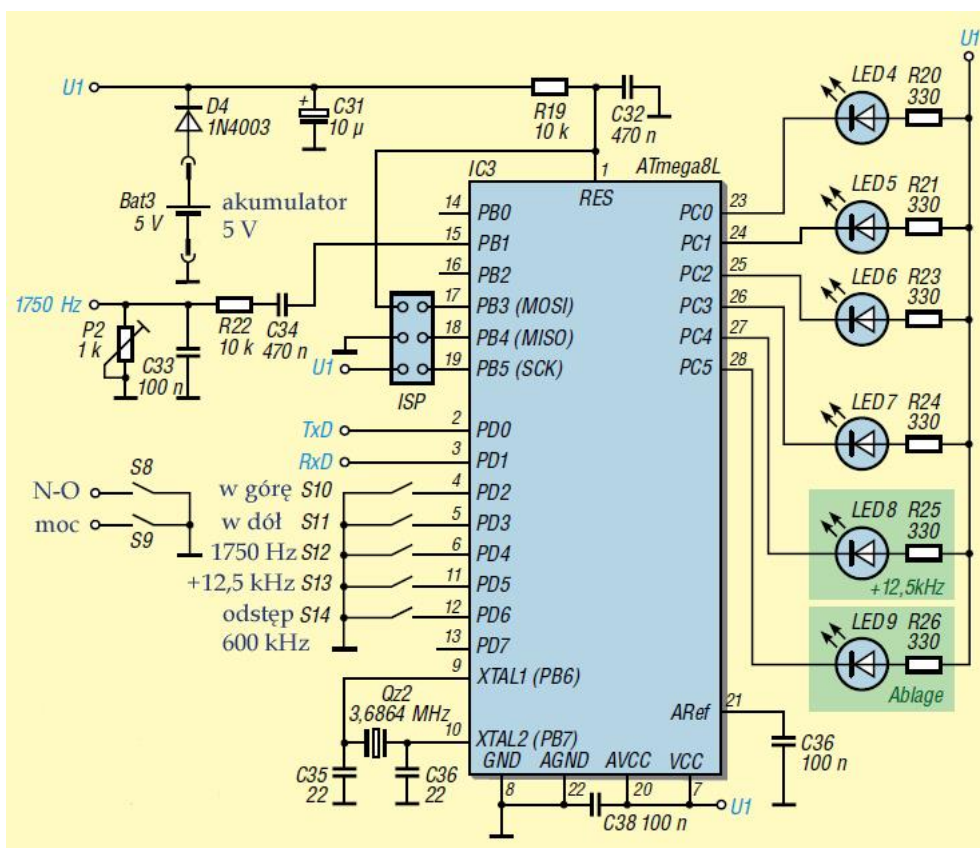
Cewki filtru dolnoprzepustowego są nawinięte przewodem 0,5 mm CuAg na średnicy 7 mm (można do tego celu użyć wiertła 7 mm), cewka L1 składa się z dwóch zwojów, a pozostałe z po trzech. Wszystkie kondensatory są kondensatorami ceramicznymi.



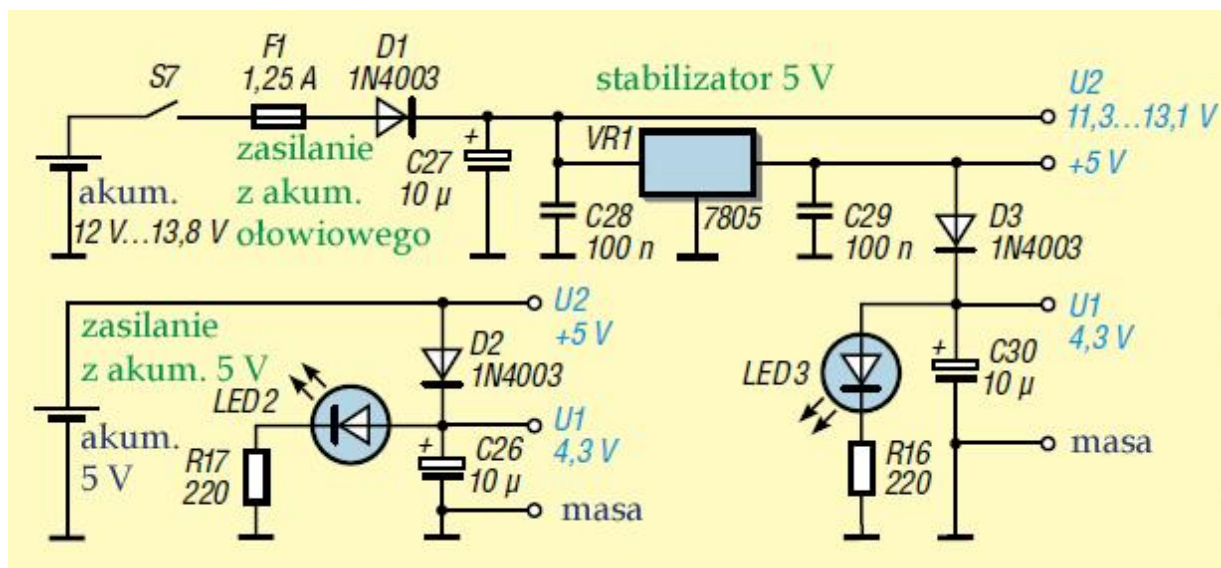
Rys 5.4.1



Rys. 5.4.2. Układ sterujący z wyświetlaczem



Rys. 5.4.3. Układ sterujący z diodami świecącymi



Rys. 5.4.4. Układ zasilania

6. Wzmacniacze mocy KF

6.1. Wzmacniacze mocy na pasmo 80 m

Opisany w numerze 9/2000 *Elektroniki Praktycznej* liniowy wzmacniacz dostarcza mocy 25 W przyysterowaniu mocą 2 – 4 W.

Sygnal wejściowy jest podawany przez styki przełącznika i transformator TR1 na bramki polowych tranzystorów mocy T1 i T2 typu IRF520. Tranzystory pracują w układzie przeciwobnym. Druga para styków podaje w czasie nadawania napięcie polaryzacji na bramki tranzystorów. Prąd spoczynkowy tranzystorów jest ustawiany za pomocą potencjometru PR1 (1 k Ω). Wyjściowe transformatory TR2 i TR3 dopasowują impedancję wyjściową tranzystorów do oporności obciążenia 50 Ω . Na wyjściu wzmacniacza znajduje się trzysekcyjny filtr dolnoprzepustowy zapewniający wytłumienie harmonicznych. Wzmacniacz wymaga zasilacza dostarczającego napięcia głównego w zakresie 24 – 40 V i o wydajności prądowej 1,5 – 2 A oraz napięcia pomocniczego 12 V. Służy ono jako źródło prądu wstępnego wzmacniacza oraz do zasilania przełączników PY1 i PZ2. Może być to zasilacz, z którego zasilana jest radiostacja sterująca. Na schemacie przedstawiony jest układ najprostszego zasilacza 12/30 V. W rozwiązaniu modelowym stosowany był radiator żeberkowy o wymiarach 60 x 170 mm.

Transformator wejściowy nawinięto na rdzeniu RP10x6x4 z materiału F82. Zawiera on 3x7 zwojów linki miedzianej 0,3 mm w izolacji igielitowej nawiniętych tryfilarnie. Do wykonania transformatorów wyjściowych użyto pierścieniowych rdzeni ferrytowych RP20x16x6. Uzwojenia transformatora zawierają 2x10 zwojów linki miedzianej w izolacji igielitowej o średnicy 0,8 mm nawiniętych bifilarnie. Różne kolory przewodów w nawijanych transformatorach ułatwiają właściwe połączenie wyprowadzeń. W transformatorach bifilarnych TR2 i TR3 (podobnie jak w uzwojeniu wtórnym TR1) koniec pierwszego uzwojenia musi być połączony z początkiem drugiego.

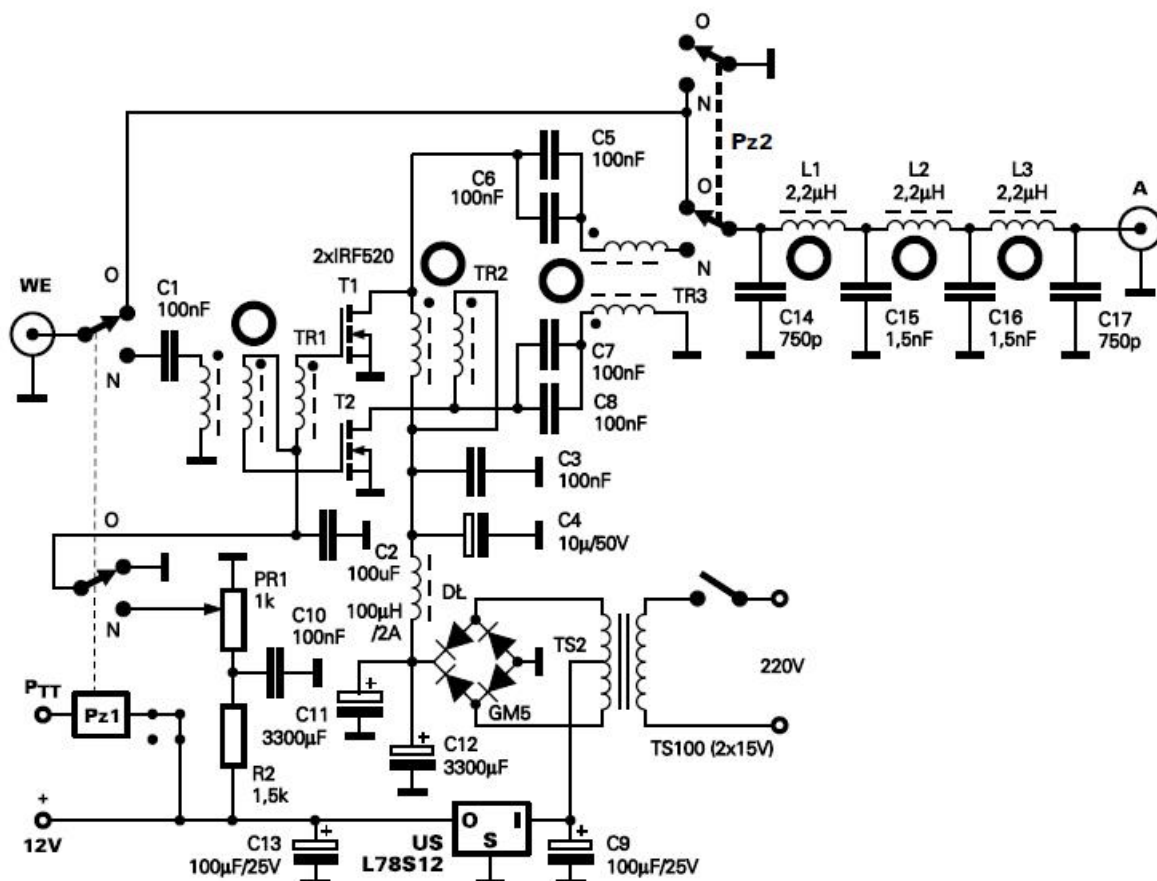
Dławik w obwodzie zasilania zawiera 20 zwojów przewodu DNE 0,6 mm nawiniętych na pręcie ferrytowym o średnicy 4 mm. Może to też być dławik fabryczny 100 μ H/2 A. Dławiki można też wykonać nawijając przewód DNE 0,6 mm na rdzeniach pierścieniowych (co najmniej RP10). W rozwiązaniu modelowym dławiki wykonano przez nawinięcie po 10 zwojów przewodu DNE 0,6 mm na prętach ferrytowych o średnicy 4 mm. Wskazane jest aby nawinięte transformatory i dławiki usztywnić przez sklejenie uzwojeń i rdzenia klejem.

Uruchomienie wzmacniacza polega na ustawieniu prądu spoczynkowego tranzystorów za pomocą potencjometru PR1, tak aby wynosił on 200 – 300 mA. W rzeczywistości powinno się jednak ustawiać takie natężenie prądu, przy którym występuje maksymalna moc wyjściowa przy minimalnych zniekształceniach. Podczas prób wzmacniacz powinien być obciążony sztucznym obciążeniem (sztuczną anteną) 50 Ω /25 W, a sygnał na nim należy obserwować na oscyloskopie lub na analizatorze widma. W przypadku wzbudzania się układu można nawinąć transformator wejściowy na innym rdzeniu lub obciążyć jego uzwojenie pierwotne równoległym opornikiem 220 Ω /1 W.

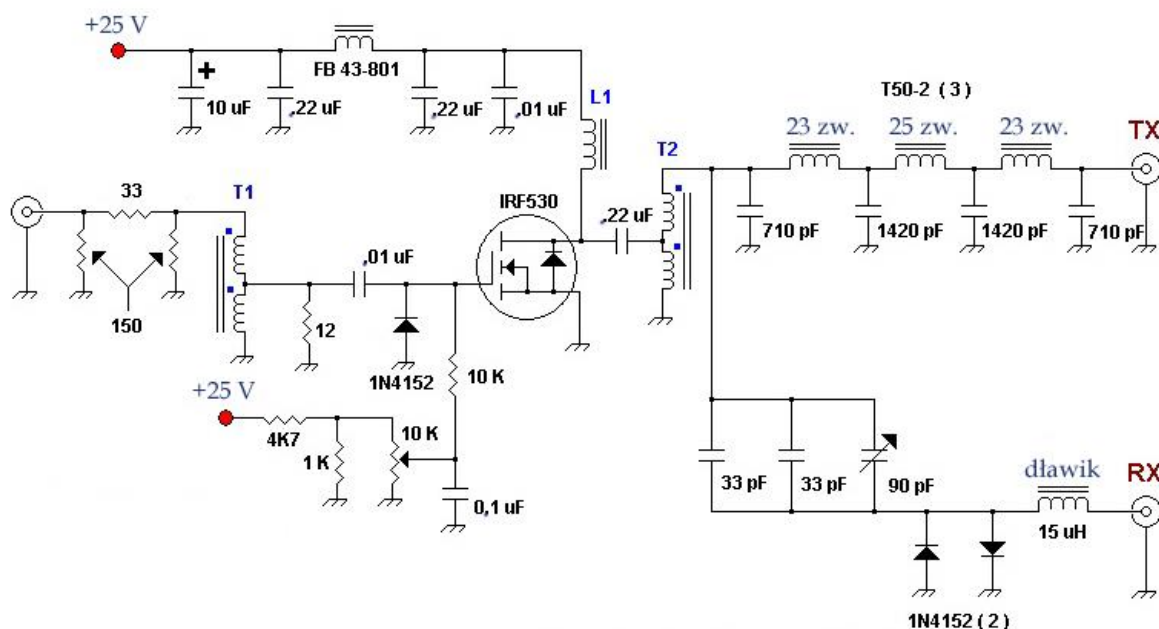
Tabela 6.1.1

Wykaz elementów wzmacniacza ze schematu 6.1.1

Element	Wartość	Element	Wartość
PR1	1 k Ω	T1, T2	IRF520 (IRF510)
R2	1,5 k Ω	Mostek prostowniczy	GM5
C1, C2, C3, C5, C6, C7, C8, C10	100 nF/50 V	US	L78S12
C11, C12	3300 μ F/50 V	TR1, TR2, TR3	Wg opisu
C9, C13	100 μ F/25 V	Dł	100 μ H/2 A lub wg opisu
C14, C17	750 pF	L1, L2, L3	2,2 μ H/1 A lub wg opisu
C15, C16	1500 pF		



Rys. 6.1.1. Wzmacniacz 25 W na pasmo 80 m



Rys. 6.1.2. Jednotranzystorowy wzmacniacz o mocy 25 W na pasmo 80 m

We wzmacniaczu W7ZOI z rysunku 6.1.2 pracuje pojedynczy tranzystor polowy z izolowaną bramką typu IRF530 dostarczający 25 W na wyjściu przy napięciu zasilania 25 V i przy wysterowaniu mocą 1,5 W.

Transformator T1 zawiera 2x10 zwojów DNE 0,3 nawiniętych bifilarnie na rdzeniu FT37-43, a transformator T2 z 2x10 zwojów DNE 0,8 na rdzeniu FT50-43. Dławik L1 powinien mieć indukcyjność

7 μH lub większą. Tłumik wejściowy składa się z dwóch oporników 150 Ω o mocy strat 1 W i opornika 33 Ω o mocy strat 0,5 W. Transformator T1 jest obciążony opornikiem 12 Ω /0,5 W.

6.2. Wzmacniacz mocy na pasma 160 – 30 m

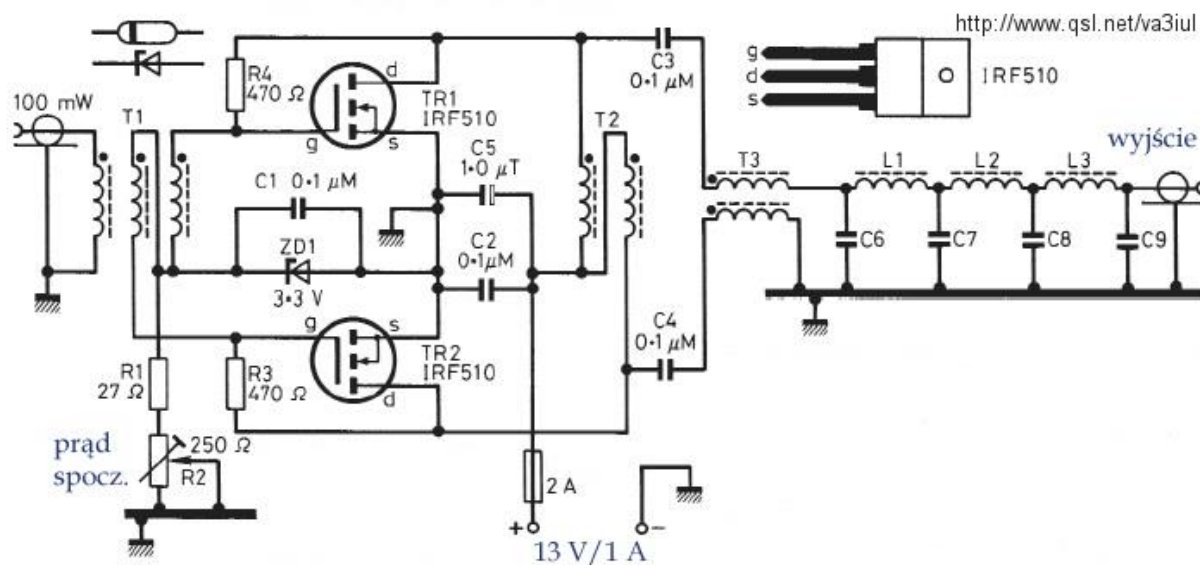
Wzmacniacz ze schematu 6.2.1 dostarcza mocy wyjściowej 5 W przy mocy sterującej 100 mW i w zależności od doboru elementów może pracować w pasmach 1,8 – 10 MHz. Przy napięciu zasilania 13 V pobór prądu wynosi około 1 A.

Transformator T1 składa się z 3 x 11 zwojów nawiniętych tryfilarnie, T2 i T3 – z 2 x 11 zwojów bifilarnie. Transformatory i cewki L1, L2, L3 są nawinięte na rdzeniach pierścieniowych T68-2.

Potencjometr R2 służy do ustawiania początkowej polaryzacji bramek tranzystorów – ich prądu spoczynkowego. Oporniki użyte w układzie mają obciążalność 0,5 W i tolerancję 5%. Literą M oznaczono na schemacie kondensatory styrofleksowe, a literą T – tantalowe.

Tabela 6.2.1

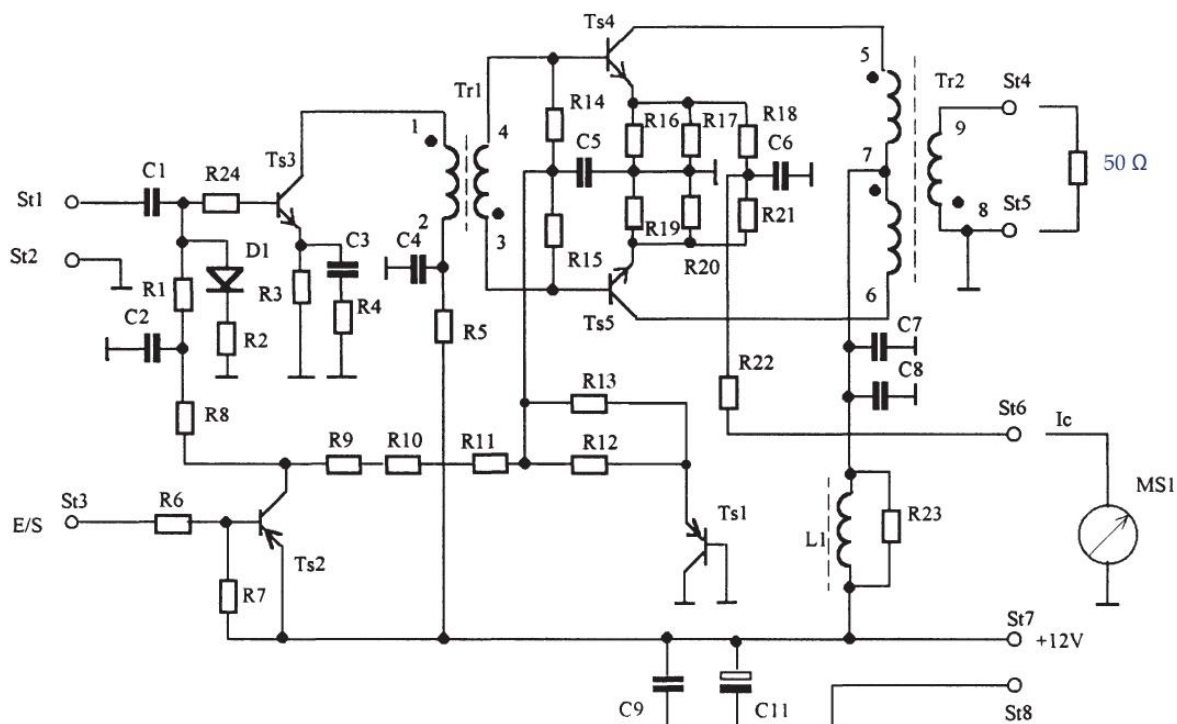
Pasma [MHz]	C6, C9 [pF]	C7, C8 [pF]	L1, L2, L3
1,8	1800	3300	4,2 μH , 25 zw. 0,6 mm, T68-2
3,5	820	1800	2,2 μH , 17 zw. 0,6 mm, T68-2
7,0	440	820	1,1 μH , 12 zw. 0,6 mm, T68-2
10,1	220	440	0,55 μH , 8 zw. 0,6 mm, T68-2



Rys. 6.2.1. Schemat ideowy wzmacniacza 5 W konstrukcji VA3IUL

6.3. Szerokopasmowe wzmacniacze QRP

Wzmacniacz QRP został opracowany przez na potrzeby sklepu internetowego *Funkamateura*. Składa się ze stopnia sterującego na tranzystorze 2SC1970 i przeciwsobnego stopnia mocy na tranzystorach 2SC1971. Całkowite wzmocnienie w zakresie 1,8 – 50 MHz wynosi 37 dB (+/- 1 dB). Przy wystero-waniu napięciem w.cz. 200 – 300 mV i napięciu zasilania 10 – 15 V dostarcza mocy wyjściowej co najmniej 5 W. Pobór prądu wynosi 0,9 – 0,95 A. W zakresie do 30 MHz maksymalna moc wyjściowa wynosi 9,3 W, a w paśmie 50 MHz spada do 7,5 W.



Rys. 6.3.1. Schemat ideowy wzmacniacza

Transformator Tr1 jest nawinięty na ferrytowym rdzeniu dwuotworowym i posiada 2-zwojowe uzwojenie pierwotne i 4-zwojowe wtórne (przeciągnięcie przewodu przez oba otwory jest liczone jako jeden zwoj). Transformator Tr2 nawinięty na takim samym rdzeniu posiada uzwojenie pierwotne 2 x 2 zwoje z odczepem w środku i wtórne składające się z 5 zwojów. Uzwojenia są nawinięte przewodem DNE 0,4 mm.

Na bazie tranzystora Ts3 panuje napięcie 1,2 – 1,3 V, a na bazach Ts4 i Ts5 – 0,7 V. Napięcia na emiterach Ts4 i Ts5 są równe 30 mV.

Tabela 6.3.1

Wykaz elementów wzmacniacza QRP

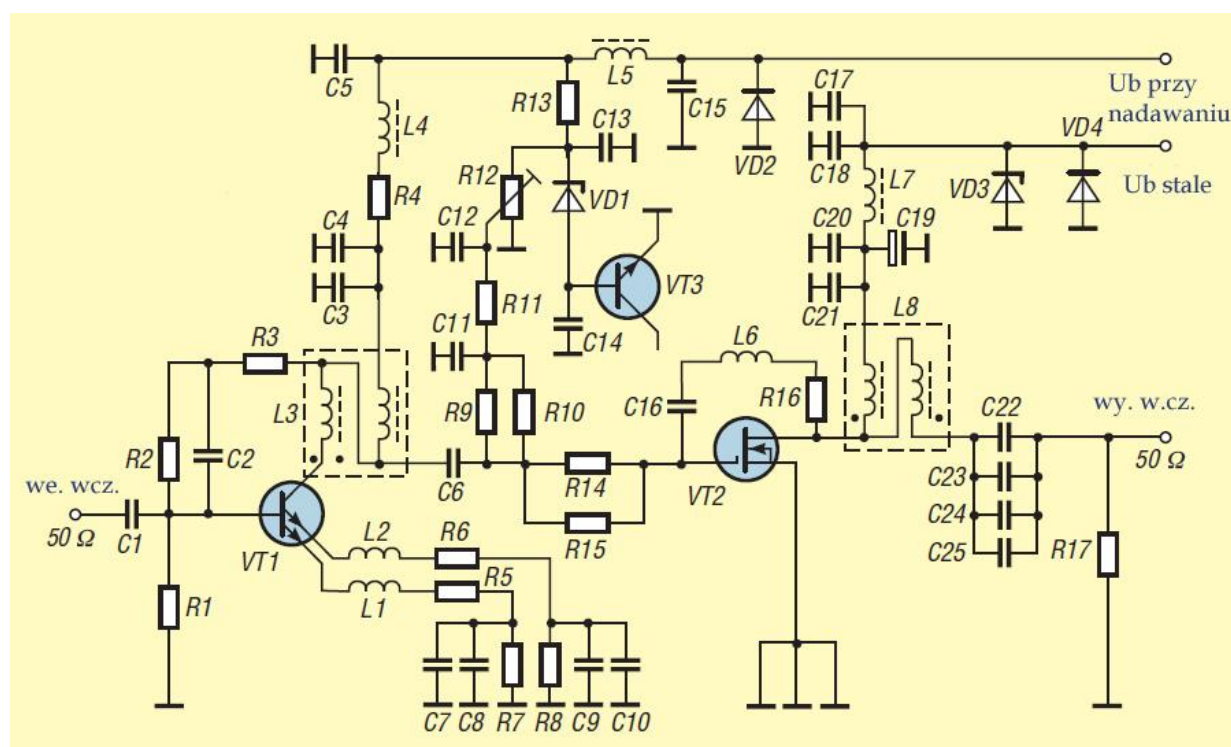
Element	Wartość	Element	Wartość
Ts1	BD242, TO-220	R1, R8	470 Ω
Ts2	BC807	R2, R9, R10, R11, R18, R21, R22	68 Ω
Ts3	2SC1970, TO-220	R3, R12, R13, R24	4,7 Ω
Ts4, Ts5	SC1971, TO-220	R4, R16, R17, R19, R20	1 Ω
D1	BAS32	R5, R14, R15, R23	10 Ω
L1	1 μ H	R6	4,7 k Ω
Tr1, Tr2	Patrz tekst	R7	47 k Ω
C1, C6	22 nF	C2, C4, C5, C7, C8, C9	100 nF
C3	2,2 nF	C11	100 μ F/16 V, elektrolit

Drugi z układów został opracowany przez DL2EWN również na potrzeby sklepu internetowego *Funk-amateura*. Pracuje on w zakresie 1,8 – 50 MHz (a przy zmniejszonej mocy wyjściowej nawet do 146 MHz) dostarczając 5 – 10 W w zależności od pasma. Jest to również wzmacniacz liniowy SSB, ale wykorzystano w nim tranzystor mocy z izolowaną bramką (MOSFET). Stopień sterujący pracuje na rosyjskim tranzystorze KT610, mającym parametry zbliżone do 2N3866. Do stabilizacji punktu pracy służą ujemne sprzężenia zwrotne na opornikach R1, R4 i R5 – R8. W obwodzie jego kolektora znajduje się nawinięty bifilarnie transformator w.cz. o przekładni napięciowej 2:1 (oporowej 4:1) dopasowujący impedancję 50 omów do 12,5 oma. W połączeniu z opornikami R9, R10 i R14, R5 zrealizowano w ten sposób układ niskoporowego sterowania stopnia mocy na tranzystorze VT2 typu RD16HHF1. Charak-

teryzuje się on wyraźnie niższymi pojemnościami wejściowymi i wyjściowymi oraz pojemnością sprzężenia zwrotnego niż IRF510 i dzięki temu nadaje się lepiej do pracy na wyższych częstotliwościach. Stabilizowanego napięcia polaryzacji bramki dostarcza układ złożony z R13, VD1 i VT3, a do jego regulacji służy potencjometr montażowy R12. Tranzystor VT3 powinien być umieszczony na radiatorze stopnia mocy, co zapewnia również kompensację wpływu temperatury.

Tabela 6.3.2
Parametry wzmacniacza

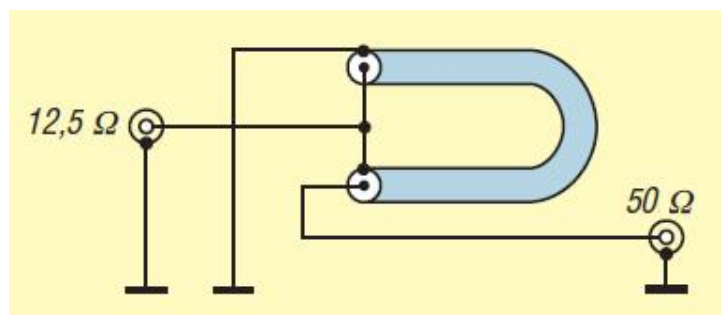
Parametr	Wartość
Zakres częstotliwości dla mocy powyżej 5 W	1,8 – 150 MHz
Napięcie zasilania dla mocy powyżej 5 W	12,0 – 15,2 V
Wzmocnienie mocy dla mocy 5 W	33 – 34 dB poniżej 54 MHz, podan 30 dB przy 146 MHz
WFS na wejściu w zakresie 1,8 – 54 MHz	Poniżej 1,22
WFS na wejściu przy 144 MHz	1,6
Pim3 przy 5 W i zasilaniu 13,8 V, 18 – 54 MHz, Ispocz = 700 mA	Poniżej –34 dBc lub poniżej –40 dB PEP
Pim9 przy 5 W i zasilaniu 13,8 V, 18 – 54 MHz, Ispocz = 700 mA	Poniżej –65 dBc lub poniżej –70 dB
Poziom harmonicznych	Druga –20 dBc, trzecia –26 dBc, czwarta –36 dBc
Pwy maks. przy CW	
12,0 V	6 W
13,8 V	7,5 W
15,2 V	9 W



Rys. 6.3.2. Wzmacniacz na pasma KF i 2 m

Napięcia zasilania wzmacniacza sterującego i wyjściowego są odsprężone od siebie za pomocą filtrów C5, L5 i C5 względnie R4, L4 i C5. Diody VD2 i VD4 zabezpieczają układ przed uszkodzeniem w przypadku odwrotnego podłączenia napięcia zasilania. Są one wówczas spolaryzowane w kierunku przewodzenia i powodują zadziałanie bezpieczników w zasilaczu. Dioda VD3 zabezpiecza przed za wysokim napięciem zasilającym lub impulsom przekraczającym 18 V.

Równolegle połączone oporniki R9 i R10 stanowią część obciążenia tranzystora VT1, a oporniki R14 i R15 zabezpieczają przed pasożytniczym wzbudzaniem się VT2. W obwodzie wyjściowym VT2 znajduje się szerokopasmowy transformator L8 dopasowujący impedancję wyjściową stopnia do $50\ \Omega$. Zasadniczo nie jest to sprawa impedancji wyjściowej stopnia, a obciążenia go w miarę optymalną opornością dla otrzymania pożądanej mocy przy wybranym napięciu zasilania. Dla otrzymania 6 W przy napięciu zasilania 12,5 – 15,2 V oporność ta powinna wynosić $12,4\ \Omega$. Użyty transformator transformuje oporność obciążenia $50\ \Omega$ na $12,5\ \Omega$, a więc wartość bardzo zbliżoną do obliczonej. Przy oporności obciążenia $12,5\ \Omega$ i napięciu zasilania 15,2 V można otrzymać około 8,9 W mocy wyjściowej. Konstruktor wybrał szerokopasmowe rozwiązanie przedstawione na rysunku 6.3.3. Do jego realizacji konieczny jest odcinek kabla współosiowego o impedancji falowej $25\ \Omega$.



Rys. 6.3.3. Schemat szerokopasmowego transformatora L8

Tabela 6.3.3

Wykaz elementów wzmacniacza 1,8 – 146 MHz

Element	Wartość	Element	Wartość
R1, R3, R16	$270\ \Omega$	C19	$100\ \mu\text{F}/30\ \text{V}$
R2	$680\ \Omega$	C22	$22\ \text{nF}$
R4	$10\ \Omega$	C23, C24, C25	$47\ \text{nF}$
R5, R6	$20\ \Omega$	L1, L2	1,5 zw. DNE 0,6 mm, średn. wewn. 4,5 mm
R7, R8	$22\ \Omega$	L3	2 x 4 zw. DNE 0,2 mm skręcone, na BN43-2402
R9, R10	$62\ \Omega$	L4, L5	4 zw. DNE 0,3 mm na rdzeniu BN73-2402
R11	$470\ \Omega$	L6	Gotowa, $0,47\ \mu\text{H}$
R12	$2,5\ \text{k}\Omega$, pot.	L7	$41\ \mu\text{H}$ lica 1 mm na BN-73-202
R13	$820\ \Omega$	L8	Transformator 1:4 na dwóch rdzeniach BN-43-202, kabel konc. $25\ \Omega$
R14, R15	$3,9\ \Omega$	VD1	Zenara, 5,1 V
R17	$1,2\ \text{k}\Omega$	VD2	1N4001, 1 A
C1, C2, C4, C5	$100\ \text{nF}$	VD4	Dioda 5 A
C6, C7, C10	$100\ \text{nF}$	VD3	Zabezpieczające
C11, C12, C13, C14	$100\ \text{nF}$	VT1	KT610a, -b, NPN
C15, C16, C17, C20	$100\ \text{nF}$	VT2	RD16HHF1
C3, C8, C9, C18, C21	$10\ \text{nF}$	VT3	BD677 lub pod.

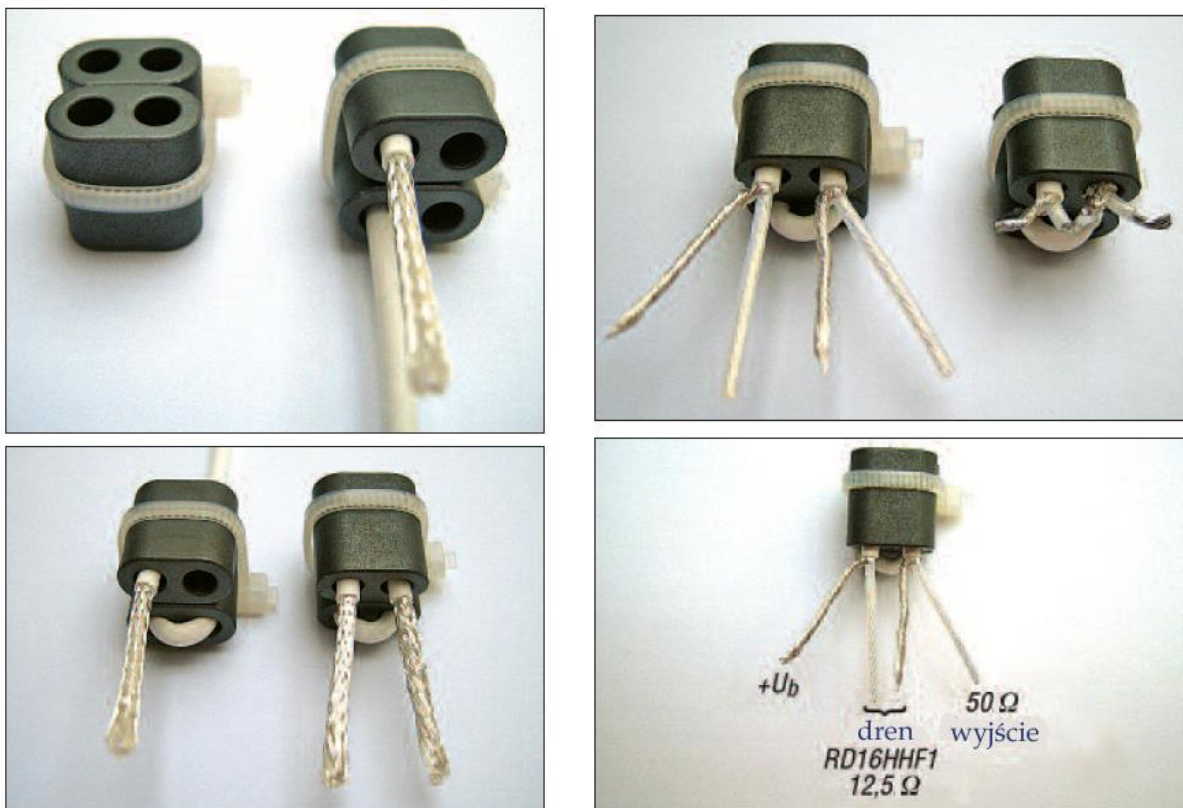
Uwagi:

Oporniki 0,25 W, 5%

Radiator V7331E – 100 x 50 z 40 mm

Dla zapewnienia maksymalnej liniowości prąd spoczynkowy należy ustawić na 700 mA, przy wysterowaniu mocą 2 – 3 mW pobór prądu wzrasta do 850 mA dla 5 W CW i do 780 mA dla 5 W SSB. Napięcie polaryzacji bramki tranzystora mocy wynosi około 5,2 V. W paśmie 2 m do pełnego

wysterowania konieczna jest moc 5 mW. Zalecane jest aby na wyjściu wzmacniacza włączyć filtr dolnoprzepustowy.



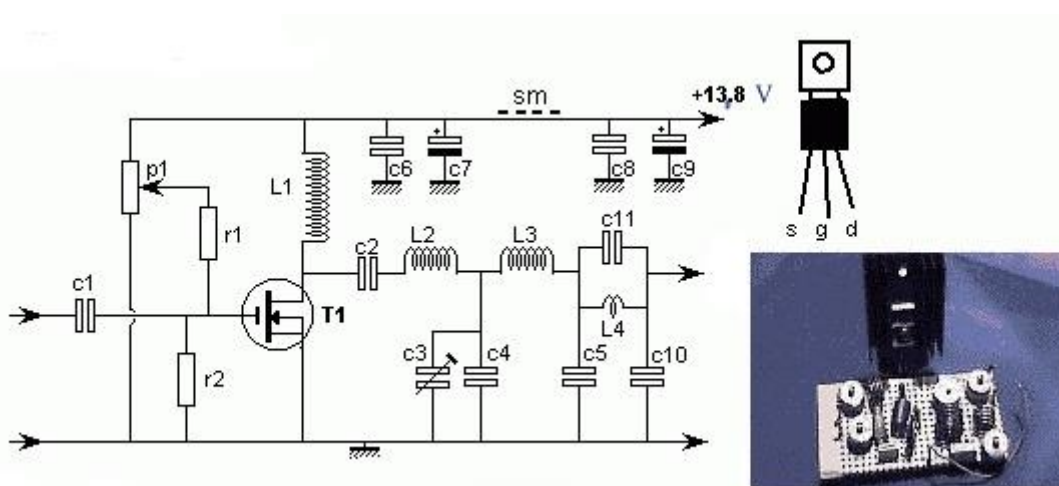
Rys. 6.3.4 – 6.3.5. Kolejne kroki wykonania transformatora L8

Transformator jest nawinięty na ferrytowym rdzeniu dwuotworowym wykonanym z materiału 43. Dla zapewnienia indukcyjności niezbędnej do pracy w niższych pasmach (160, 80 m) zastosowano dwa rdzenie typu BN43-202 związane wiązadłem do kabli. Sygnał z transformatora jest doprowadzony do wyjścia przez połączone równolegle kondensatory C22 – C25. Opornik R17 stanowi niskopratne obciążenie na wypadek niedostatecznego obciążenia i braku dopasowania na wyjściu (np. niepodłączenie anteny, podłączenia filtru na niewłaściwe pasmo itp.). Przy prawidłowym obciążeniu impedancją $50\ \Omega$ w R17 wydzielą się około 200 mW mocy w.cz. Opornik ten odprowadza również ewentualne ładunki statyczne do masy. Można powiększyć jego wartość do $2,2\ k\Omega$ albo całkiem z niego zrezygnować. Z prób przeprowadzonych przez konstruktora wynika, że tranzystor RD16HHF1 jest odporny na zwarcie i na rozwarcie na wyjściu i toleruje WFS przekraczający 20. Oczywiście radiator musi być tak dobrany, żeby zapewnić chłodzenie również i w tych najbardziej niekorzystnych warunkach. Zimny koniec L8 jest połączony z masą przez kondensatory C19 – C21. Dławik L7 wraz z kondensatorami C17 i C18 zabezpiecza przed przedostawaniem się napięć w.cz. do obwodu zasilania. Obwód sprzężenia zwrotnego złożony z R16, L6 i C16 pozwala na optymalizację szerokości pasma i wzmocnienia stopnia mocy. Zmniejszenie oporności R16 powoduje redukcję wzmocnienia, a zwiększenie indukcyjności L6 wzrost wzmocnienia dla wyższych częstotliwości. Wartości podane w opisie zostały dobrane tak, aby osiągnąć podane parametry wzmacniacza, ale oczywiście pozostaje tu pewne pole dla własnych eksperymentów.

6.4. Wzmacniacz mocy na pasmo 10 m

Wzmacniacz konstrukcji ON6MU dostarcza mocy 7 W w zakresie 25 – 30 MHz przy wystawianiu mocą 0,1 – 0,7 W i przy napięciu zasilania 13,8 V. Pracuje on na tranzystorze VN66AF lub tranzystorze o zbliżonych właściwościach.

Powitrzna cewka L1 składa się z 13 zwojów przewodu DNE 0,6 mm i ma średnicę 9 mm, cewki L2 i L4 również powietrzne o średnicy 9 mm mają po 5 zwojów DNE 1 mm, a cewka L3 – 8 zwojów DNE 1 mm również na średnicy 9 mm. Potencjometrem montażowym P1 należy nastawić prąd spoczynkowy 22 mA dla pracy liniowej (dla SSB) lub 0 mA dla pracy w klasie C dla FM. Trymer C3 należy dostroić na maksimum mocy wyjściowej. Tranzystor T1 wymaga radiatora. Dławik *sm* składa się ze 100 zwojów DNE 0,2 mm na rdzeniu ferrytowym.



Rys. 6.4.1. Siedmiowatowy wzmacniacz ON6MU

Tabela 6.4.1
Wykaz elementów

Element	Wartość	Element	Wartość
C1, C2	1 nF	T1	VN66AF
C3	0 – 68 pF, trymer	R1	470 kΩ
C4	120 pF	R2	100 kΩ
C5	150 pF	P1	100 kΩ, potencjometr montażowy
C6	47 nF		
C7, C9	22 μF/16 V		
C8	100 nF		
C10	2,2 pF		
C11	47 pF		

7. Wzmacniacze mocy UKF

7.1. Wzmacniacze mocy na pasmo 2 m

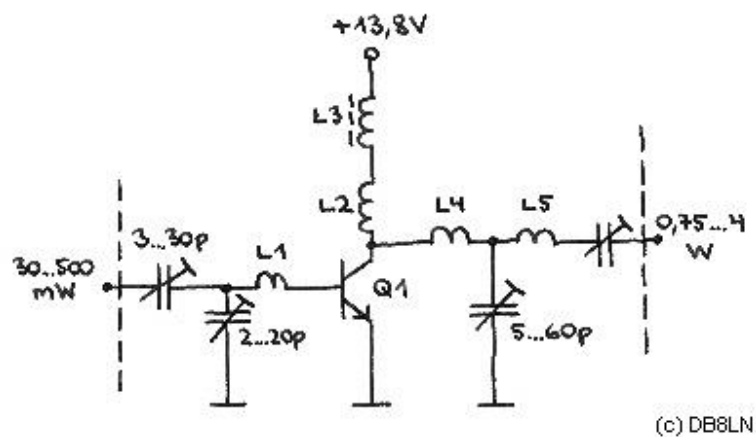
Schematy 7.1.1 i 7.1.2 przedstawiają układy wzmacniaczy DB8LN o mocach wyjściowych od kilku do kilkunastu watów w zależności od typu użytego tranzystora. W zależności od wariantu moce sterujące leżą w granicach od 30 do 250 mW. Oba wzmacniacze pracują w płytce klasy C i nadają się tylko dla emisji CW i FM (w tym także APRS, WSPR, FT8 itp.). Układy mogą stanowić nie tylko końcowy blok nadajników własnej konstrukcji, ale także dodatek do ręcznych radiostacji UKF (przy wybraniu pasującego wariantu mocy sterujących i wyjściowych). Możliwa jest także kombinacja dwóch stopni wzmacniających, tak aby uzyskać większe wzmocnienie. Wymaga to odpowiedniego wyboru wariantów spośród podanych poniżej. Tranzystory zastosowane w układach wymagają dodania radiatora. W zależności od sytuacji konieczne może być dodanie tłumika wejściowego, a do przełączania nadawania odbioru układu automatycznego przełącznika sterowanego sygnałem w.cz. (VOX w.cz.). Przykłady rozwiązań tych i innych układów dodatkowych zawiera rozdział ósmy. Oprócz podanych typów tranzystorów można zastosować inne podobne albo innych spełniających indywidualne wymagania odnośnie mocy sterowania, wyjściowych, wzmocnienia itd. Właściwe dopasowanie osiąga się za pomocą trymerów. Zmiany indukcyjności dokonuje się przez ściskanie lub rozciąganie cewek. Wszystkie cewki poza L3, L8 i L10 są cewkami powietrznymi. W konstrukcjach należy przestrzegać zasad montażu UKF-owego.

Tabela 7.1.1. Elementy wzmacniacza ze schematu 7.1.1

Element	Wartość	Element	Wartość
L1, L4, L5	2 zwoje, średn. wewn. 5 mm, przewód 0,5 mm	Tranzystor Q1 dla mocy 30 mW -> 0,75 W 100 mW -> 2 W	2N5108 lub podobny
L2	6 zwojów, średn. wewn. 5 mm, przewód 0,5 mm		BFQ43 lub podobny
L3	Standardowy dławik, 3 zwoje na rdzeniu ferryt.	100 mW -> 0,5 – 1 W	2N5109, 2N4427, MRF604
Kondensatory zmienne	Trymery pow., po zestr. można zastąpić przez kondensatory stałe NP0	250 mW -> 2,5 W	2N3553
		250 mW -> 4 W	2N6080

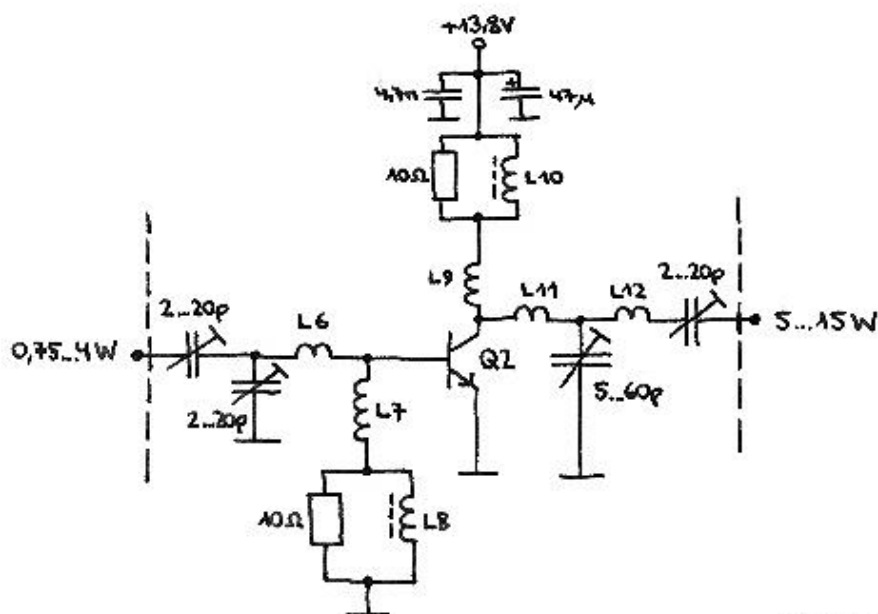
Tabela 7.1.2. Elementy wzmacniacza ze schematu 7.1.2

Element	Wartość	Element	Wartość
L6, L11, L12	2 zwoje, średn. wewn. 5 mm, przewód 0,5 mm	Tranzystor Q2 dla mocy 0,75 W -> 7 W 0,75 W -> 6 W	2N5995 lub podobny
L7	6 zwojów, średn. wewn. 5 mm, przewód 0,5 mm		MRF212
L9	4 zwoje, średn. wewn. 5 mm, przewód 0,5 mm	1,76 W -> 15 W	MRF221
L8, L10	Standardowe dławiki, 3 zwoje na rdzeniu ferryt.	1,34 W -> 15 W	BLY88A
Kondensatory zmienne	Trymery pow., po zestr. można zastąpić przez kondensatory stałe NP0	1,55 W -> 4,7 W	2N5216
Oporniki	10 Ω /1 W	3,5 -> 15 W	2N6081
		250 mW -> 4 W	MRF237
		500 mW -> 5 W	MRF237



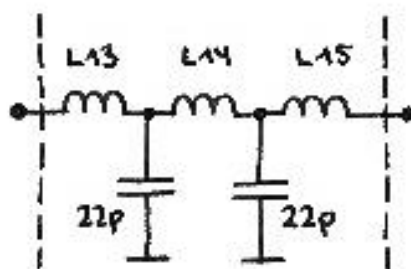
(c) DB8LN

Rys. 7.1.1. Wzmacniacz DB8LN o mocy 0,75 – 4 W



(c) DB8LN

Rys. 7.1.2. Wzmacniacz DB8LN o mocy 5 – 15 W



(c) DB8LN

Rys. 7.1.3. Filtr dolnoprzepustowy DB8LN

Dla uzyskania dostatecznego stłumienia harmonicznych na wyjściu wzmacniaczy konieczny jest filtr dolnoprzepustowy. W układzie z rysunku 7.1.3 powietrzne cewki L13 – L15 mają średnice wewnętrzne 4 mm i są nawinięte przewodem o średnicy 0,7 mm. Cewki L13 i L15 mają po 3 zwoje nawinięte w odstępie 1,4 mm, a L14 – 6 zwojów w odstępie 0,7 mm. Cewki L13 i L14 muszą być umieszczone pod kątem prostym względem siebie, a kierunki nawinięcia pierwszej i ostatniej cewki muszą być przeciwnie. W układzie należy zastosować kondensatory NP0. Przy większych mocach ich napięcie przebicia musi wynosić 100 V lub więcej. Filtr należy zaekranować. Wszystkie trzy układy najlepiej umieścić na płytce z dwustronnego laminatu, przy czym dolna strona stanowi masę, a na górnej pomiędzy wy-

sepkami stanowiącymi punkty lutownicze pozostaje możliwie duża powierzchnia masy. Pomiary tłumienia harmonicznego można wykonać za pomocą radiostacji z odbiornikiem pokrywającym częstotliwości 290, 435 i 580 MHz, przez porównanie poziomów odbieranego sygnału bez filtru na wyjściu wzmacniacza i po jego dołączeniu.

W pasmach 4 m, 2 m, 70 cm i 23 cm oprócz tranzystorów można stosować gotowe moduły firmy Mitsubishi np. typu RA30H0608M (dla zakresu 66 – 88 MHz), RA08H1317M (dla zakresu 130 – 170 MHz), RA07H4047M (dla zakresu 400 – 470 MHz). Oznaczenia przed literą H informują o mocach wyjściowych. Oprócz podanych w przykładach dostępne są moduły o mocach 30, 60, 80 W, na pasmo 23 cm 18 W itd. Przy polaryzacji bramek 0 V pracują one w klasie C, a przy polaryzacji około 3,5 V – w klasie AB. Wzmacniacze są dostosowane do pracy w systemach 50-omowych i wymagają jedynie filtrów dolnoprzepustowych na wyjściu. Moce sterujące leżą w zakresie 20 – 50 mW zależnie od typu.

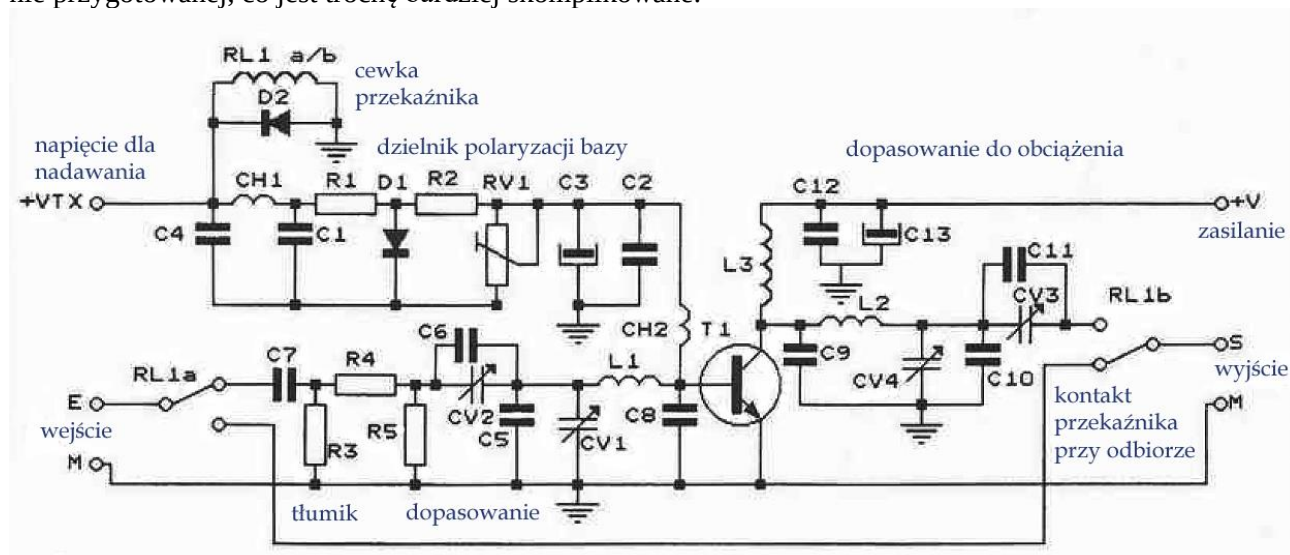
7.2. Wzmacniacz na pasmo 50 MHz

Jednostopniowy wzmacniacz konstrukcji EA3CGY (CQ 11/1996) dostarcza mocy wyjściowej 8 – 10 W w paśmie 50 – 52 MHz przy wystawianiu mocą 500 mW. Pracuje on w klasie AB dzięki czemu może być stosowany zarówno dla emisji CW i FM jak i SSB. Przy zasilaniu napięciem 12 – 14 V (typ. 13,8 V) wzmocnienie wynosi co najmniej 10 dB. Włączenia wzmacniacza dla nadawania dokonuje się przez podanie napięcia VTX (12 – 14 V), które poprzez dzielnik R1, D1, R2, VR1 polaryzuje bazę tranzystora i jest również podawane na cewkę przełącznika RL1. Kontakty przełącznika RL1 przełączają w trakcie nadawania antenę na wyjście wzmacniacza i wyjście nadajnika na jego wejście (na schemacie w położeniu górnym). W czasie odbioru radiostacja jest połączona bezpośrednio z anteną (na schemacie kontakty w położeniu dolnym). Dioda D1 jest termicznie połączona z obudową tranzystora i zapewnia w ten sposób temperatorową kompensację polaryzacji bazy.

Sygnał z nadajnika jest podawany na bazę tranzystora 2SC1971 przez tłumik złożony z oporników R3, R4, R5. We wzmacniaczu można użyć także tranzystorów MRF260 albo MRF261. Ten ostatni dostarcza większej mocy wyjściowej, ale daje mniejsze wzmocnienie.

W obwodzie wejściowym za tłumikiem znajduje się obwód dopasowujący złożony z kondensatorów CV1_C5, CV2_C6 i cewki L1. W obwodzie kolektora znajduje się filtr dopasowujący jednocześnie do impedancji obciążenia 50 Ω .

Wzmacniacz można zbudować metodą wysepkową na płycie z dwustronnego laminatu albo na specjalnie przygotowanej, co jest trochę bardziej skomplikowane.



Rys. 7.2.1. Wzmacniacz EA3CGY

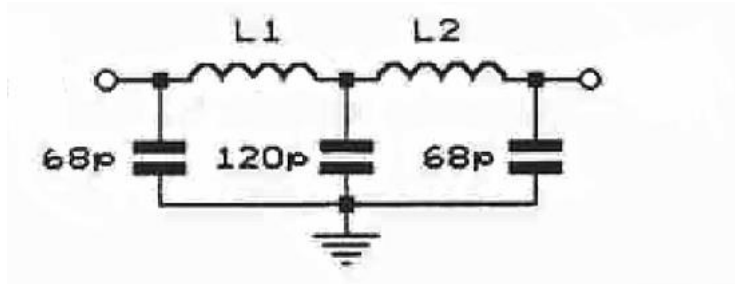
Tabela 7.2.1. Wykaz elementów wzmacniacza EA3CGY

Element	Wartość	Element	Wartość
R1	220 Ω /2 W	C1	10 nF
R2	10 Ω	C2, C7, C12	3,3 nF
R3	270 Ω	C3	10 μ F/25 V
R4	18 Ω	C4	100 nF
R5	270	C5	56 pF
D1	1N4001	C6	82 pF
D2	1N4148	C8	47 pF
T1	2SC1971, MRF260, MRF261	C10, C11	22 pF
L1, L2	3 zwoje CuAg 1 mm na średn. 6,5 mm	C13	100 μ F/25 V
L3	9 zwojów CuAg 1 mm na średn. 6,5 mm	CV1, CV2, CV3, CV4	Trymer 40 pF
CH1, CH2	Dławiki 4 zwoje DNE 0,4 mm na perełce ferrytowej FX1115		

Uwagi:

- C9 niepotrzebny,
- CuAg – przewód miedziany posrebrzany
- Dioda D1 musi się stykać z obudową tranzystora, między obudowy należy wprowadzić trochę pasty silikonowej
- Tranzystor T1 wymaga radiatora

W trakcie uruchamiania należy ustawić prąd spoczynkowy za pomocą potencjometru RV1 i dostroić obwody dopasowujące za pomocą trymerów CV1, CV2, CV3 i CV4 tak, aby uzyskać moc 10 W na obciążeniu 50 Ω .



Rys. 7.2.2. Filtr dolnoprzepustowy QRP na pasmo 50 MHz. Powietrzne cewki L1 i L2 zawierają po 6 zwojów przewodu CuAg 1 mm nawiniętego na średnicy 6 mm

7.3. Wzmacniacze dla systemów cyfrowego głosu

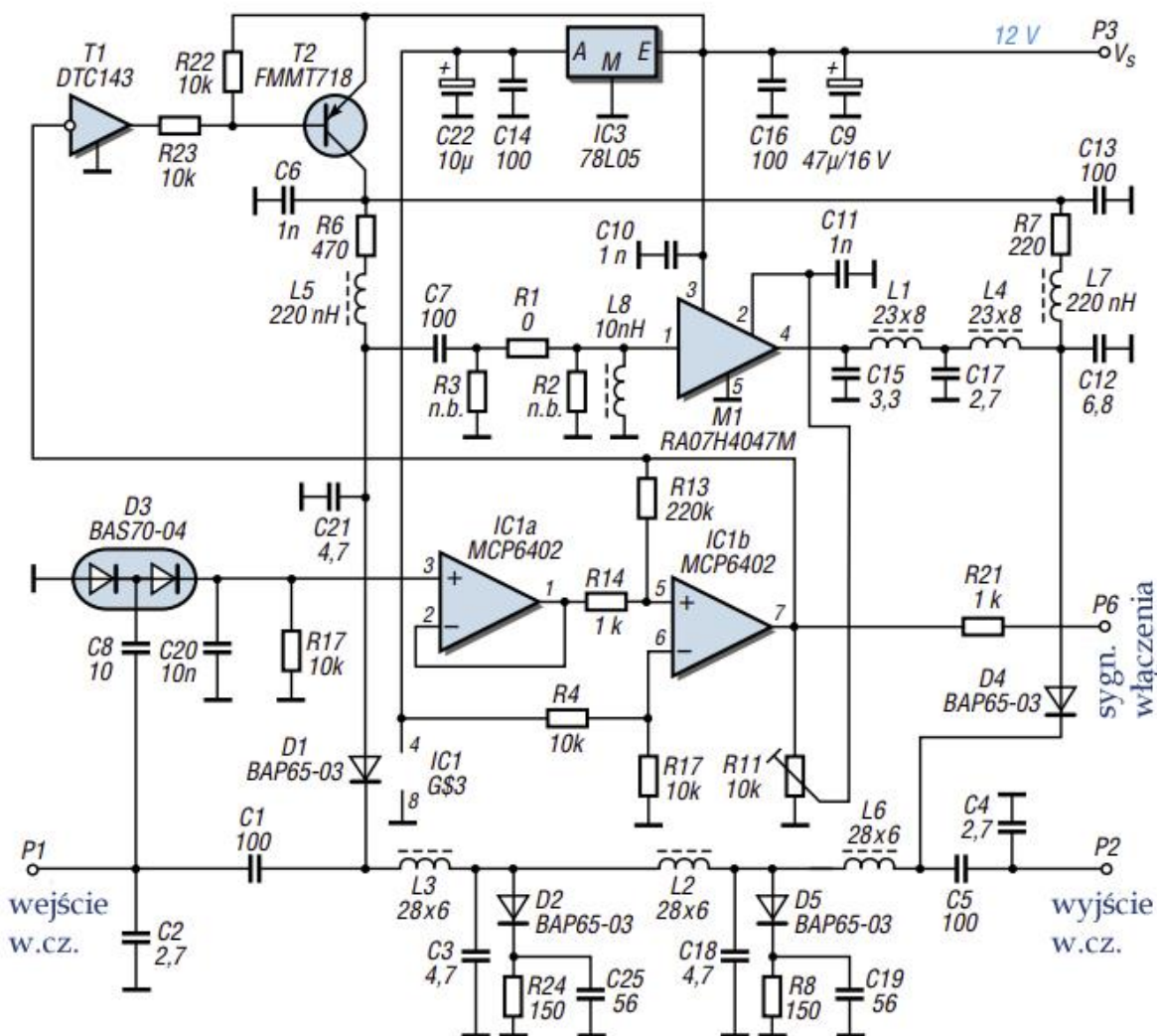
Przedstawione w austriackim miesięczniku QSP 5/2018 i w *Funkamateurler* 4/2016 liniowe wzmacniacze mocy P8X i P40X, konstrukcji DF2FQ, dla systemów cyfrowego głosu charakteryzują się krótkim czasem przełączania (poniżej 90 μ s) pozwalającym na użycie ich w systemie DMR, gdzie wskutek podziału na szczeliny czasowe wzmacniacz musi być szybko przełączany w sposób nie powodujący powstawania zakłóceń związanych z twardym kluczowaniem. Maksymalny dopuszczalny czas przełączania dla DMR wynosi 2 ms. Jak stąd wynika nie może on pracować w klasie C i musi być przełączany elektronicznie. Dla systemów D-Star i C4FM gdzie emitowana jest fala ciągła nadają się wzmacniacze FM klasy C.

Wzmacniacz z rysunku 7.3.1 jest kluczowany za pomocą diod PIN. W rozwiązaniu o mocy wyjściowej 8 W użyto modułu RA07H4047M firmy Mitsubishi, a we wzmacniaczu 40 W – modułu RA30H4047. W pierwszym modelu wzmocnienie wynosi 40 dB pobór prądu 1,5 A, natomiast w drugim odpowiednio 16 dB i 7 A.

Przy wyłączeniu zasilania gniazdko antenowe radiostacji jest połączone z anteną, co pozwala na nadawanie bez użycia wzmacniacza. Stan nadawania jest sygnalizowany za pomocą diody elektroluminescencyjnej (DEL) podłączonej do kontaktu P6.

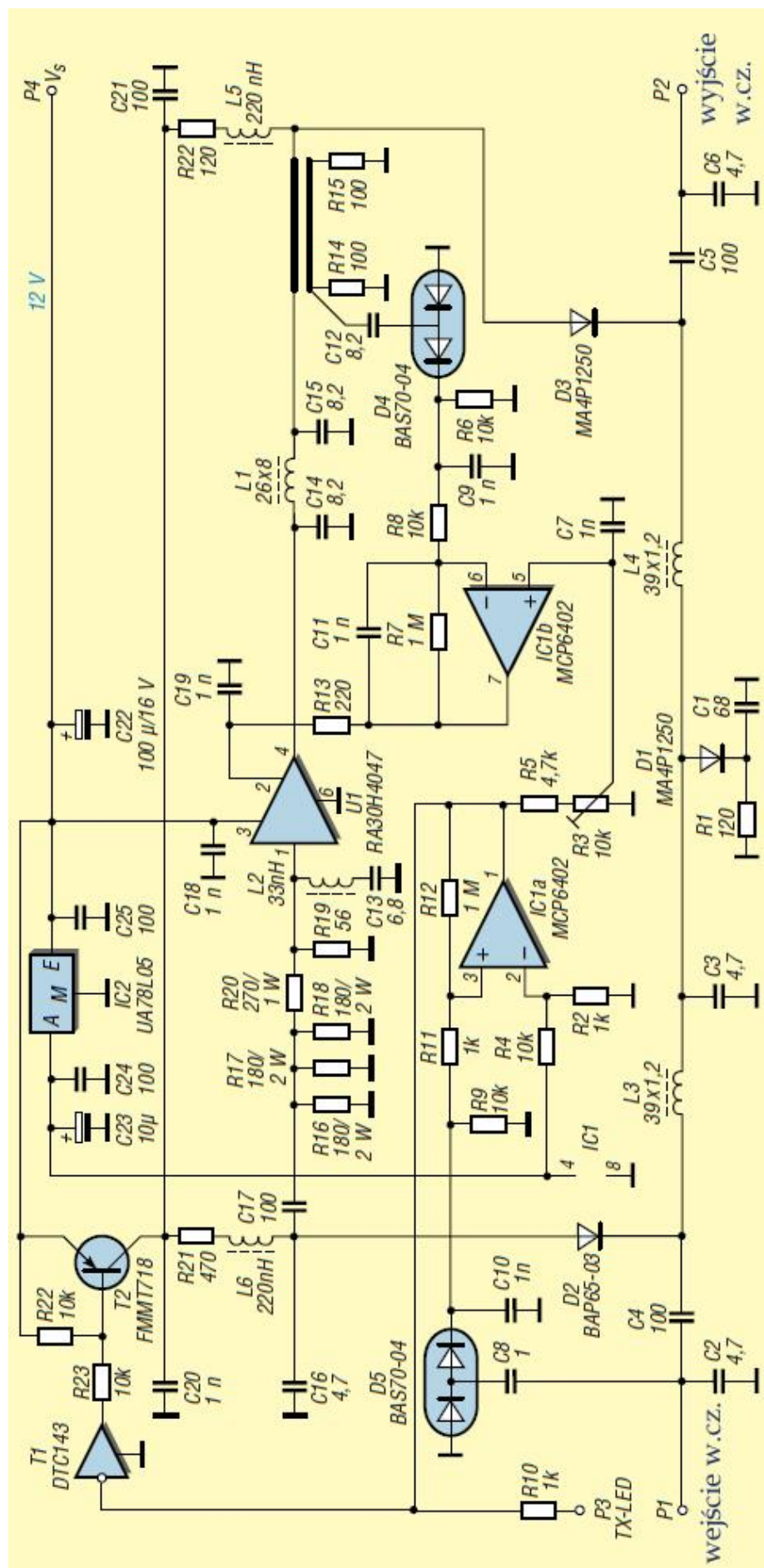
Wzmacniacz P8X jest sterowany mocą 8 – 20 mW i może współpracować z różnego rodzaju modułami mikronadajników, mikroprzemienników w rodzaju MMDVM, a wzmacniacz P40X wymaga wystero-
wania mocą 0,4 – 4 W. Oba wzmacniacze pracują w paśmie 70 cm.

W obu rozwiązaniach część energii dla automatycznego przełącznika nadawanie-odbiór jest pobierana przez kondensator C8. Sygnał w.c.z. jest następnie prostowany, a uzyskane napięcie stałe jest podawane na wzmacniacz operacyjny pracujący jako przerzutnik Schmitta. We wzmacniaczu 8-watowym na wyjściu prostownika włączony jest dodatkowy wzmacniacz operacyjny, gdyż przy niskich mocach sterowania z prostownika uzyskuje się bardzo niskie napięcie. Wzmacniacz 40-watowy jest dodatkowo wyposażony w ALC (automatyczną regulację mocy wyjściowej).



Rys. 7.3.1. Wzmacniacz DF2FQ o mocy 8 W

W wzmacniaczu 40-watowym (rys. 7.3.2) odbierany sygnał z anteny jest podawany na wejście odbiornika przez indukcyjności L3 i L4 wykonane w postaci linii mikropaskowej o impedancji falowej 90 Ω . Kondensatory C2, C3 i C6 zapewniają kompensację niedopasowania. Tłumienie linii wynosi 0,4 dB. W czasie nadawania diody są spolaryzowane napięciem stałym i mają niską oporność natomiast przy odbiorze ich wpływ można pominąć. Sygnał sterujący dociera przez diodę D2 i tłumik na wejście modułu wzmacniacza mocy. Do wysterowania wymaga on 50 – 100 mW mocy w.c.z. Sygnał wyjściowy dużej mocy jest podawany do anteny przez filtr dolnoprzepustowy i diodę D3. Przez diody D1 i D3 płynie znaczny prąd i dlatego też zastosowano 100-watowy typ firmy MACOM. Dioda D1 stanowi zwarcie, a elementy C2, L3 względnie L4, C6 tworzą transformator ćwierćfalowy transformujący zwarcie na rozwarcie. We wzmacniaczu 8-watowym wystarczyło zastosowanie zwykłych diod Philipsa, których oporność w stanie przewodzenia jest równie niska jak dla diod 100-watowych.



Rys. 7.3.2.

Wzmacniacz 8-watowy ma wyraźnie większe wzmocnienie i wymaga dobrego odsprężenia wyjścia od wejścia. Diod PIN nie można w tym przypadku traktować jako elementów (przełączników) idealnych. Ich opór w stanie przewodzenia wynosi kilka omów. Dlatego też zastosowano podwójny przełącznik na diodach D2 i D5. Zapewnia to dwa razy większe tłumienie w stanie ich przewodzenia, ale jednocześnie powoduje też wzrost tłumienia toru do 0,7 dB przy odbiorze.

Dla wzmacniacza 8 W wystarczy radiator o oporności cieplnej 3°K/W , natomiast wzmacniacz 40 W wymaga radiatora o oporności cieplnej $0,8^{\circ}\text{K/W}$. Mogą być to przykładowo radiatory typów SK51/100 i SK53/75.

Maksymalne wzmocnienie modułu mocy uzyskuje się przy napięciu polaryzacji 3,3 V na wyprowadzeniu 2. We wzmacniaczu 8-watowym należy zwrócić uwagę na prawidłowe dopasowanie na wejściu i wyjściu, gdyż w przeciwnym wypadku może dochodzić do jego wzbudzenia się.

Po przedłużeniu stałej czasu (czasu wyłączenia) wzmacniacze można stosować także dla emisji SSB.

8. Układy dodatkowe

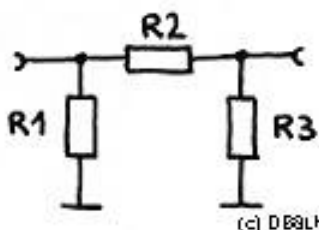
8.1. Tłumiki

W przypadku gdy zachodzi konieczność dopasowania poziomów sygnału, przykładowo poziomów wysterowania wzmacniaczy stosowane są układy tłumiące. Układy te występują w dwóch podstawowych wariantach: tłumików typu PI i typu T. Na ilustracjach 8.1.1 i 8.1.2 przedstawiono rozwiązania tłumików DB9LN o tłumienności 1, 2 i 3 dB. W razie potrzeby dla uzyskania większego tłumienia można połączyć kilka stopni kaskadowo. Stosowane muszą być w nich oporniki bezindukcyjne o obciążalności zależnej od traconej w tłumiku mocy. W przypadku stosunkowo niedużych mocy dobrym rozwiązaniem jest użycie oporników montowanych powierzchniowo (ang. SMD).

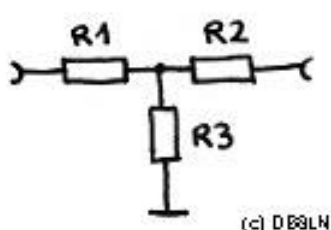
Tabela 8.1.1

Wartości elementów tłumików DB8LN w zależności od uzyskiwanego tłumienia

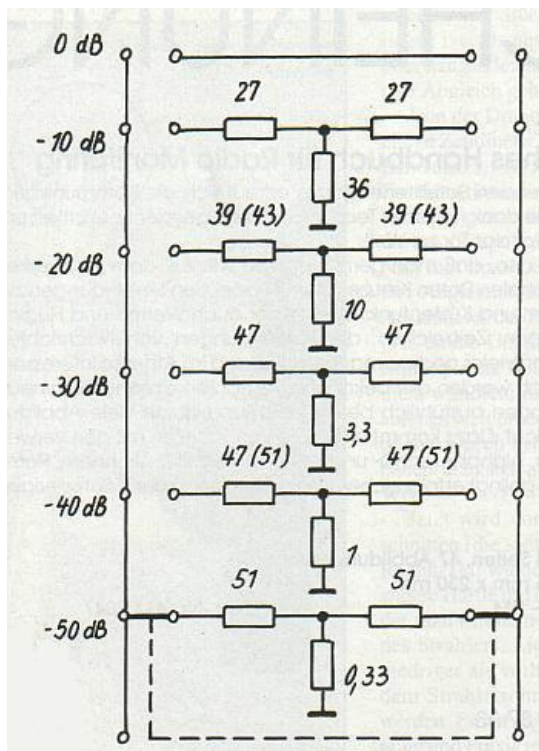
Tłumienie [dB]	Tłumik typu PI		Tłumik typu T	
	R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]	R1, R2 [Ω]	R3 [Ω]
1	910	6,2	2,7	430
2	470	12	5,6	220
3	300	18	22	47



Rys. 8.1.1. Tłumik typu PI



Rys. 8.1.2. Tłumik typu T



Rys. 8.1.3. Przełączany tłumik w.cz.

Przedstawiony na schemacie 8.1.3 przełączany tłumik może znaleźć zastosowanie w miernictwie, albo jako tłumik na wejściu odbiornika, albo też można jeden z jego członów zastosować w torze nadawczym dla dopasowania poziomówysterowania stopnia mocy nadajnika. W zależności od potrzeb w konstrukcji można pominąć niektóre człony albo też dodać człony o innych tłumiennościach. Impedancje wejściowa i wyjściowa wynoszą 50 Ω . Układ pochodzi z numeru 7/1998 miesięcznika *Funk*.

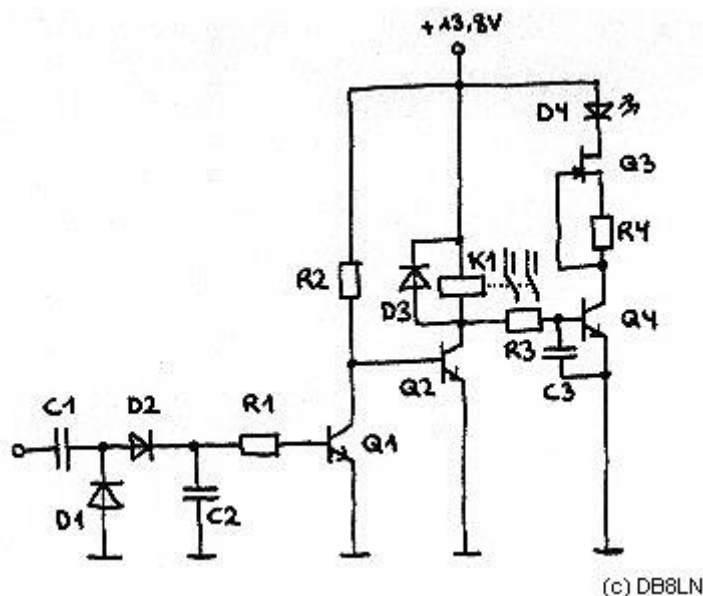
8.2. Automatyczne przełączniki nadawanie-odbiór

Przełącznik pozwala na przełączanie wzmacniaczy mocy wraz z dodatkowymi filtrami dolnoprzepustowymi i włączanie przy odbiorze ewentualnych wzmacniaczy wstępnych. W układzie z rysunku 8.2.1 sygnał w.cz. z nadajnika po wyprostowaniu w prostowniku dwupołkowym na diodach D1 i D2 przełącza tranzystor Q1 w stan nasycenia, co powoduje wyłączenie przełącznika K1 przez tranzystor Q2. W stanie odbioru kotwiczka przełącznika jest przyciągnięta (wybrany kierunek przełączania powoduje, że tor nadawczy jest szybciej gotowy do pracy ponieważ przeważnie kotwiczka szybciej opada niż zostaje przyciągnięta). Jego kontakty przełączają tory w.cz. Tranzystor Q4 włącza sygnalizację świetlną na diodzie D4. Tranzystor Q3 wraz z opornikiem R4 stanowi źródło prądowe zasilające diodę elektroluminescencyjną. Zasadę działania przełącznika ilustruje rysunek 8.2.2.

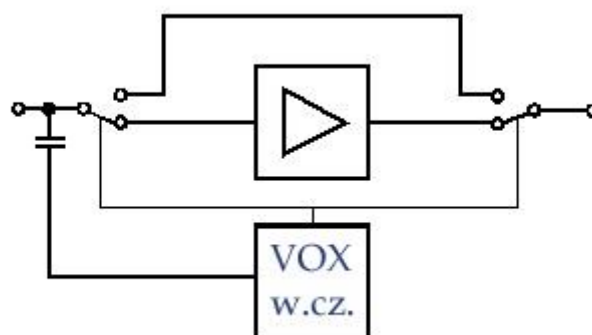
Tabela 8.2.1

Wykaz elementów przełącznika ze schematu 8.2.1

Element	Wartość	Element	Wartość
C1	2,2 pF	R1	10 k Ω /0,25 W
C2, C3	10 nF	R2	22 k Ω /0,25 W
D1, D2	1N4148 lub pod.	R3	150 k Ω /0,25 W
D3	1N4004	R4	1 k Ω /0,25 W
D4	Czerwona świecąca 3 mA	K1	Przełącznik, cewka 300 Ω
Q1, Q2, Q4	BC238C, BC547 lub pod.		
Q3	BF245C		



Rys. 8.2.1. Układ automatycznego przełącznika nadawanie-odbiór DB8LN



(c) DB8LN

Rys. 8.2.2. Schemat blokowy i zasada działania przełącznika

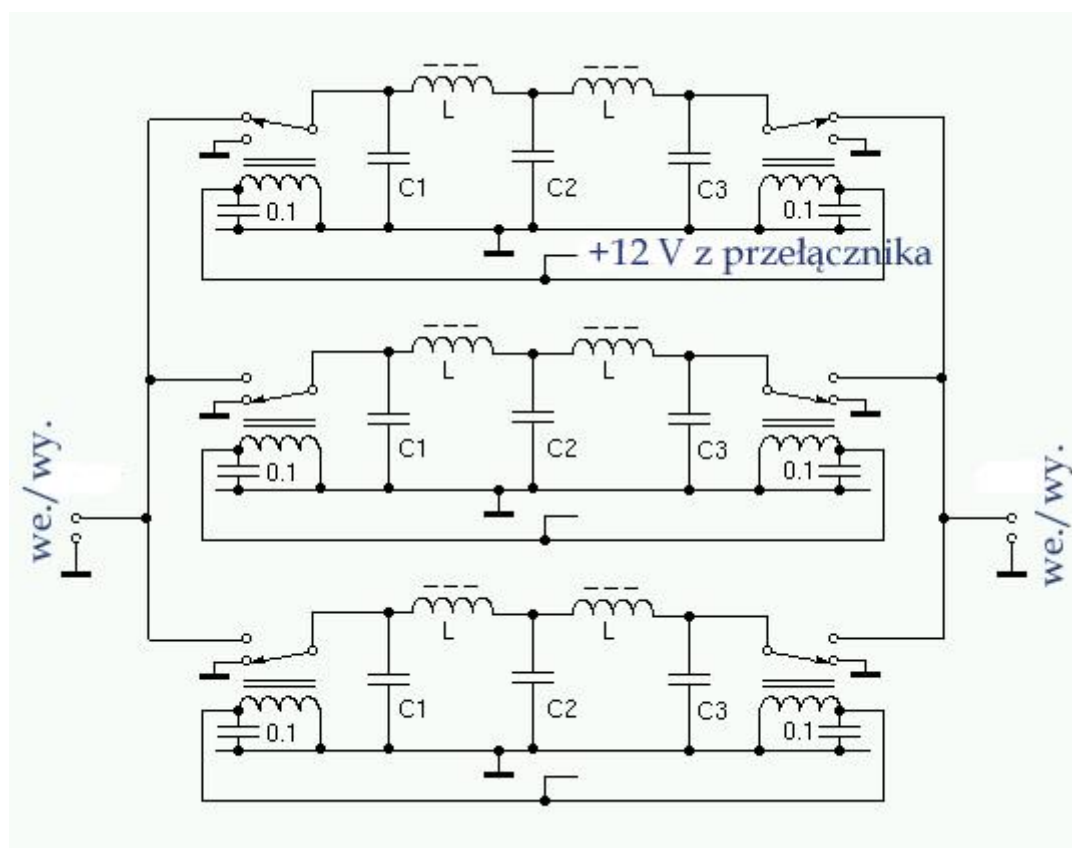
8.3. Filtry dolnorzepustowe i pasmowe

Tabela 8.3.1

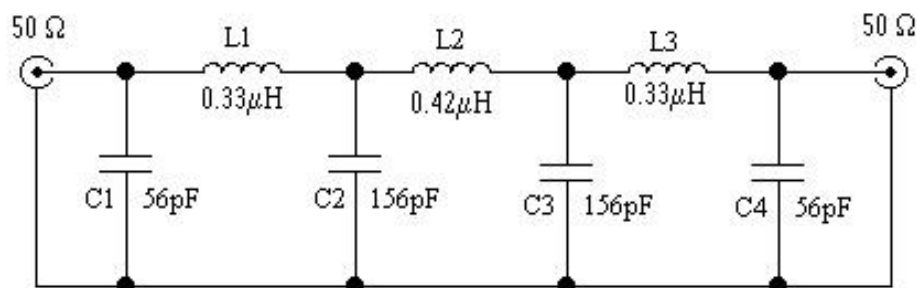
Elementy filtrów z rysunku 8.3.1

Pasmo [m]	C1, C3 [pF]	C2 [pF]	L [μ H]	Rdzeń	Liczba zw.
80	820	1640	2,1	T50-2	20
40	440	880	1,1	T50-2	14
17	180	360	0,43	T68-2	9
10	100	200	0,25	T68-2	7

Filtry na poszczególne pasma są przełączane przez podanie napięcia 12 V na cewki przekaźników.



Rys. 8.3.1. Przełączany filtr dolnoprzepustowy piątego rzędu



Rys. 8.3.2. Dolnoprzepustowy filtr Czebyszewa 30 MHz

Tabela 8.3.2

Elementy filtru Czebyszewa dla częstotliwości granicznej 30 MHz

Element	Wartość/	Średnica uzwojenia	Długość uzwojenia
L1, L3	6,25 zwoja	12,75 mm	12,75 mm
L2	8 zwojów	12,75 mm	18,25 mm
C1, C4	56 pF		
C2, C3	100 pF równolegle z 56 pF		

Uwagi;

Wymiary cewek wynikają z przeliczenia z wartości calowych na metryczne i można je zaokrąglić do równych milimetrów

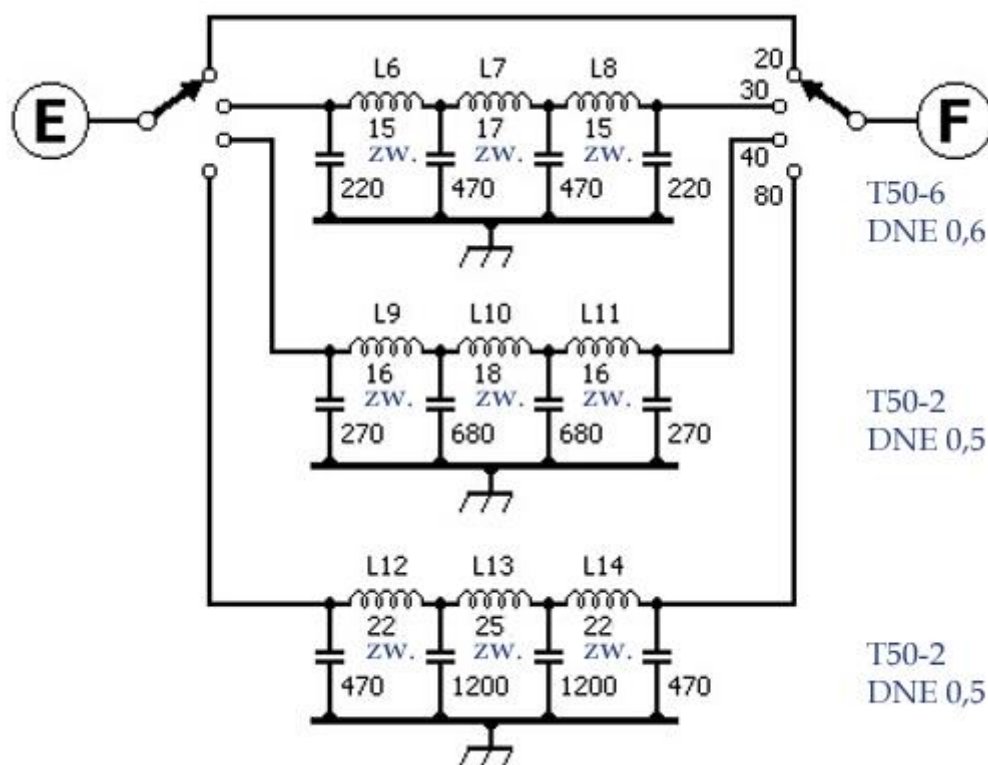
Uzyskane dla częstotliwości 30 MHz tłumienie harmonicznych: 60 MHz >40 dB, 90 MHz 65 dB, 120 MHz 80 dB.

Tabela 8.3.3

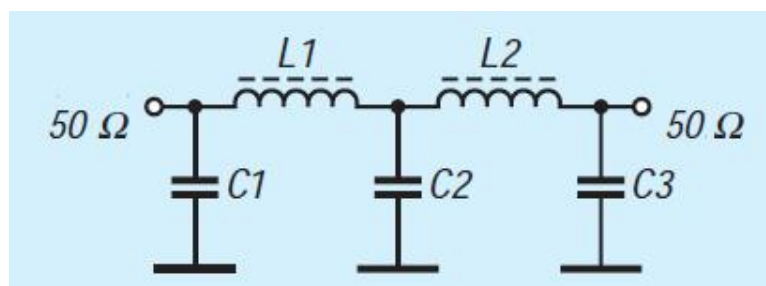
Elementy 7-biegunowego filtru dolnoprzepustowego dla pasm 1,8 – 28 MHz. Numeracja elementów jak na rysunku 8.3.2. Cewki są nawinięte na proszkowych rdzeniach pierścieniowych firmy Amidon

Pasmo [MHz]	C1, C4 [pF]	C2, C3 [pF]	L1, L3 [zw.]	L2 [zw.]	Przewód DNE [mm]	Rdzeń
1,8	820	2200	30	34	0,3	T50-2
3,5	470	1200	25	27	0,4	T37-2
7,0	270	680	21	24	0,3	T37-6
10,1	270	560	19	20	0,3	T37-6
14,0	180	390	16	17	0,3	T37-6
18,0	110	270	14	15	0,5	T37-6
21,0	82	220	12	14	0,6	T37-6
24,5	82	200	12	13	0,6	T37-6
28,0	56	150	10	11	0,8	T37-6

Filtr z rysunku 8.3.3 pokrywa trzy pasma krótkofalowe, dla czwartego (20 m) jest on pomijany gdyż rozwiązanie pochodzi w układzie posiadającego filtr na pasmo 20 włączony stale na wyjście wzmacniacza mocy. Cewki dla pasma 20 m mają odpowiednio po 11, 13 i 11 zwojów przewodu DNE 0,6 na rdzeniach T50-6, a kondensatory 150, 330, 330 i 150 pF. Oczywiście czwartą pozycję przełącznika można po prostu pominąć albo można też dodać dalsze pozycje przełącznika z filtrami na inne pasma.



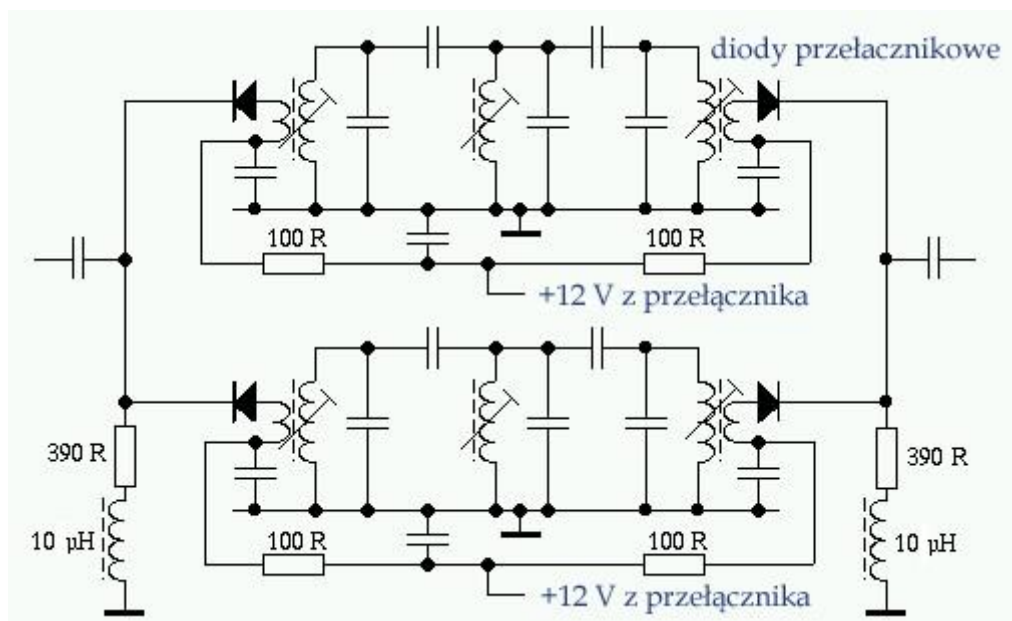
Rys. 8.3.3. Przełączany filtr dolnoprzepustowy 7 rzędu na pasma 80 – 30 m



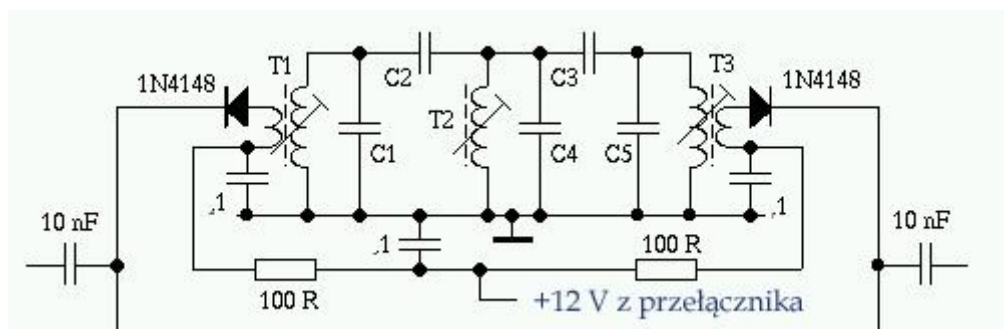
Rys. 8.3.4. Pięciobiegowy filtr na pasma krótkofalowe

Tabela 8.3.4. Elementy filtru z rysunku 8.3.4 (źródło: *Funkamateurl* 7/1997)

Pasmo [m]	Liczba zwojów L1, L2	Średnica przewodu DNE [mm]	Rdzeń	C1, C3 [pF]	C2 [pF]
160	27	0,4	T50-2	1500	300 (2 x 1500)
80	20	0,4	T50-2	820	1640
40	15	0,5	T50-2	430 (330 + 100)	860 (390 + 470)
30	13	0,5	T50-6	300 (2 x 150)	600 (270 + 330)
20	12	0,5	T50-6	220	440 (2 x 220)
17	10	0,8	T50-6	160 (10 + 150)	320 (100 + 220)
15	10	0,8	T50-6	150	300 (2 x 150)
12	9	0,8	T50-6	120	240 (2 x 120)
10	8	0,8	T50-6	100	200 (2 x 100)



Rys. 8.3.5. Dwie sekcje przełączanego diodowo filtra pasmowego



Rys. 8.3.6. Oznaczenia elementów sekcji

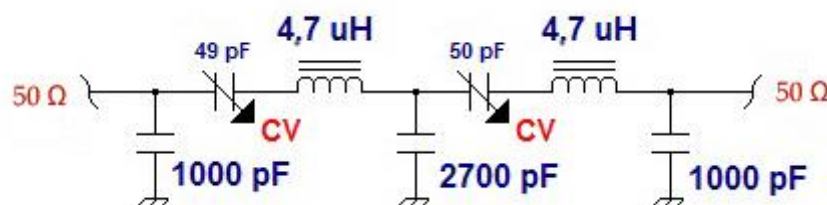
W filtrze pasmowoprzepustowym z rysunku 8.3.5 filtry dla poszczególnych pasm są przełączane za pomocą diod – wystarczy tu zwykle diody małosygnałowe 1N4148, ale można użyć także diod PIN. Szczegółowe oznaczenia elementów filtru zawiera schemat 8.3.6. Impedancje wejściowa i wyjściowa filtru są równe $50\ \Omega$. Filtry pasmowe składają się z trzech równoległych obwodów rezonansowych sprzężonych za pomocą kondensatorów C2 i C3. Całość konstrukcji może zawierać dowolną liczbę sekcji w zależności od liczby używanych pasm, ale dla uproszczenia na schemacie 8.3.5 przedstawiono tylko dwie. W przypadku użycia diod 1N4148 prąd płynący przez nie w stanie włączenia musi przekraczać 20 mA, i ogólnie rzecz biorąc musi być większy niż prąd w.cz. płynący przez diody. Cewki nawinięto na korpusach firmy Toko o średnicy rdzenia 10 mm. Ich indukcyjności są obliczane ze wzoru: $L\ [\mu\text{H}] = 16\ n^2/1000$. Po obliczeniu indukcyjności dla podanych w tabeli 8.3.4 ilości zwojów można je łatwo przeliczyć na liczby zwojów dla typowych rdzeni pierścieniowych, np. T50-2 lub T37-2.

Tabela 8.3.5

Elementy filtrów pasmowych z rysunków 8.3.5, 8.3.6

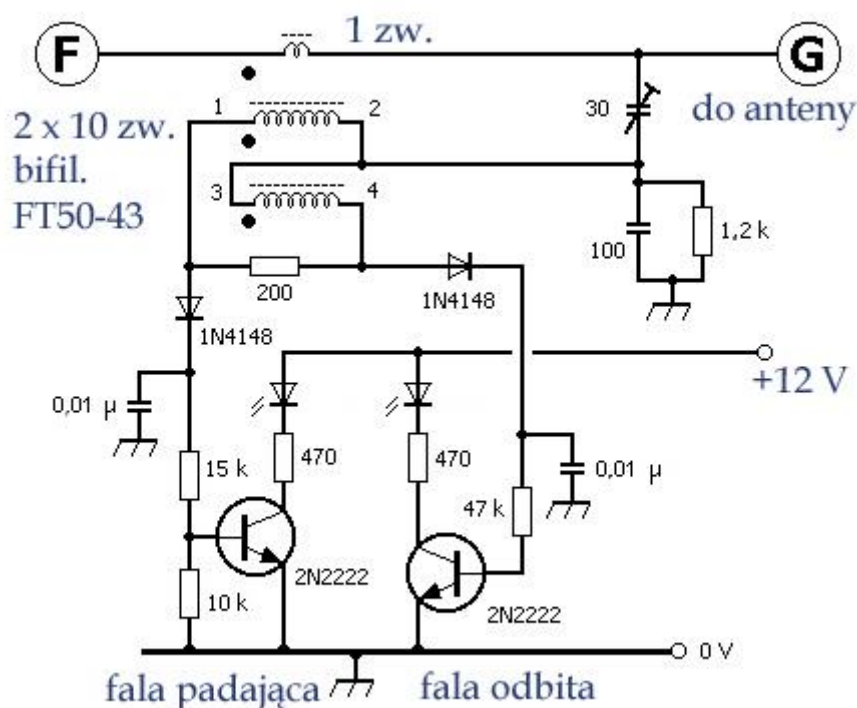
Pasmo [m]	T1 [zw.]	T2 [zw.]	T3 [zw.]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]	C5 [pF]
80	21, 4	21	21, 4	270	22	22	270	270
40	18, 3	18	18, 3	100	7	7	100	100
17	10, 2	10	10,2	47	5	5	47	47
10	8, 2	8	8,2	33	3	3	33	33

W układzie filtru VE7BPO na pasmo 10 MHz zastosowano zamiast najczęściej spotykanych równoległych obwodów rezonansowych obwody pracujące w rezonansie szeregowym. Jako kondensatory strojeniowe pracują tu trymery o pojemnościach 12 – 60 pF. Po dostrojeniu obwodu można je zastąpić przez kondensatory stałe. Indukcyjności 4,7 μH nawinięto na proszkowych rdzeniach pierścieniowych T50-2 przewodem DNE 0,4 mm. Cewki mają po 31 zwojów. Impedancje wejściowa i wyjściowa filtru wynoszą 50 Ω .



Rys. 8.3.7. Pasmowoprzepustowy filtr z szeregowymi obwodami rezonansowymi

8.4. Reflektometry QRP

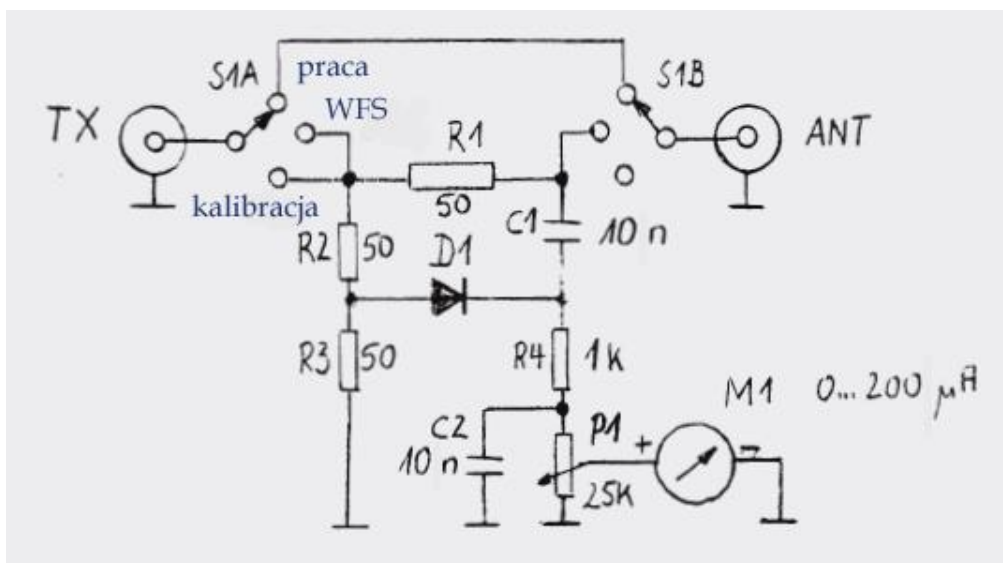


Rys. 8.4.1. Schemat ideowy reflektometru

Układ reflektometru składa się ze sprzęgacza kierunkowego w postaci transformatora nawiniętego na rdzeniu ferrytowym, dwóch jednopółkowych detektorów fali padającej i odbitej oraz dwóch diod elektroluminescencyjnych sterowanych przez tranzystory NPN dowolnego typu.

Reflektometr DL2LUX opisany w nr 3/1998 kwartalnika *QRP-Report* pracuje w układzie mostkowym. Dzięki temu do pomiaru współczynnika fali stojącej (WFS) wystarczą niskie napięcia w.c.z. Jest to więc rozwiązanie bardzo praktyczne dla stacji QRP. Do pełnego wychylenia miernika wystarczy już nawet moc 40 mW. Mostek jest przystosowany do pracy w 50-omowych systemach antenowych. Oporniki R1 – R3 o mocy strat 1 W powinny mieć możliwie małą indukcyjność, najlepiej aby były to oporniki warstwowe. Oporności 50 Ω uzyskano przez równoległe połączenie dwóch oporników 100 Ω . Przy równoległym połączeniu trzech oporników o mocach strat po 2 W mostek jest przystosowany do pomiarów z mocą 5 W przy krótkich czasach pomiaru lub 3 W przy doprowadzonej mocy ciągłej. Konstruktor umieścił układ w obudowie od zepsutego miernika WFS dla pasma CB (27 MHz). Pomiar polega na ustawieniu przełącznika w pozycji kalibracji, nastawieniu potencjometrem P1 pełnych wska-

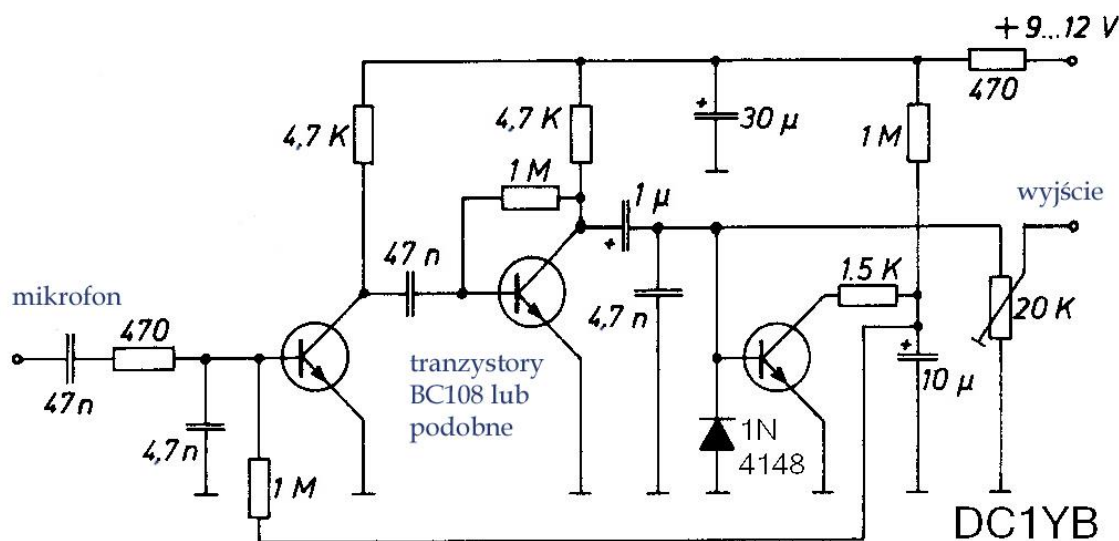
zań miernika wychyłowego i po przełączeniu na pozycję pomiaru odczytacie WFS. Nawet jeśli dokładność wskazań nie jest duża wystarczy to do znalezienia minimum WFS, czyli najlepszego dopasowania anteny.



Rys. 8.4.2. Schemat ideowy mostkowego miernika WFS

8.5. Kompresor dynamiki

Kompresor dynamiki, nazywany także w literaturze procesorem dźwięku umożliwia, dzięki ograniczeniu wartości szczytowych sygnału na podniesienie średniego poziomu nadawanego sygnału SSB o kilka do 10 dB zależnie od stopnia kompresji. Najczęściej spotykanymi rozwiązaniami są kompresory sygnałów m.cz. Ich nieliniowa charakterystyka przenoszenia ograniczająca wartości szczytowe napięcia powoduje powstanie nieliniowych zniekształceń sygnału (harmonicznych jego składowych) i przy zbyt dużym stopniu kompresji może pogorszyć zrozumiałość. W przypadku emisji cyfrowych o zmiennej amplitudzie, j.np. PSK31, PSK63, Olivia itp. zniekształcenia sygnału m.cz. mogą w ogóle uniemożliwić jego zdekodowanie i dlatego dla emisji cyfrowych konieczne jest wyłączenie kompresora. Ewentualne zniekształcenia przebiegu sygnału nie są wprawdzie szkodliwe dla emisji o stałej amplitudzie, j.np. RTTY, SSTV, MSK16 itd. ale nic nie dają ponieważ wartość średnia jest wówczas równa wartości maksymalnej. Dlatego należy przyjąć jako zasadę wyłączanie kompresorów mowy przy wszystkich emisjach cyfrowych.

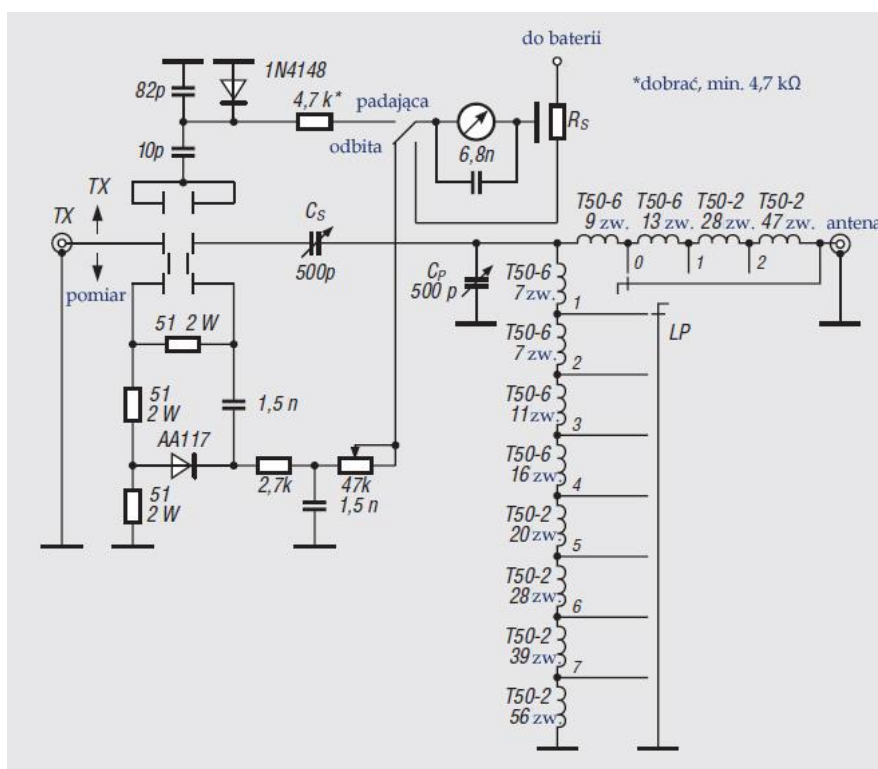


Rys. 8.5.1. Kompresor dynamiki do nadajników SSB

W układzie kompresora dynamiki DC1YB sygnał wyjściowy z drugiego stopnia jest doprowadzony do prostownika diodowego na diodzie 1N4148 i następnie po wzmacnieniu przez trzeci tranzystor powoduje zmianę punktu pracy (a więc i wzmacnienia) pierwszego tranzystora. Sygnał wyjściowy o większej amplitudzie powoduje obniżenie napięcia polaryzacji bazy pierwszego tranzystora i w wyniku tego zmniejszenie jego wzmacnienia. Przy sygnałach o mniejszych amplitudach polaryzacja bazy pierwszego tranzystora i jego wzmacnienie rosną. Jest to więc praktycznie układ automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW).

W konstrukcjach amatorskich rzadziej stosowane są ograniczniki (kompresory dynamiki) zmodulowanych sygnałów w.cz. Powstające w wyniku kompresji harmoniczne sygnału w.cz. dają się łatwo odfiltrować przy użyciu filtrów dolnoprzepustowych (FDP), co stanowi ważną zaletę takiego rozwiązania.

8.6. Dopasowanie anteny



Rys. 8.6.1. Schemat ideowy

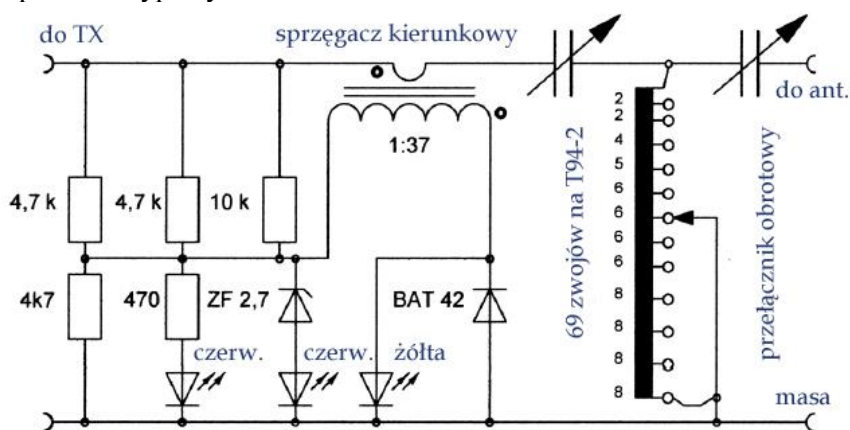
Prosty obwód dopasowujący dla nadajników QRP konstrukcji DJ1ZB opisany w kwartalniku *QRP-Report* nr 2/1997 charakteryzuje się tym, że indukcyjności dla poszczególnych pozycji przełącznika są stopniowane w stosunku 2:1. Przełączenie na sąsiednią pozycję powoduje więc zawsze podwojenie indukcyjności albo włączenie jej połowy. Cztery cewki szeregowe w gałęzi wyjściowej są potrzebne tylko w przypadku obciążeń o bardzo niskiej impedancji. Miernik fali stojącej i odbitej może dodatkowo służyć do pomiaru napięcia zasilania po dodaniu wyprowadzenia z odpowiednio dobranym opornikiem R_s . Przełącznik dwupozycyjny należy w takim przypadku zastąpić przez trójpzycyjny.

Indukcyjności nawinięto na proszkowych rdzeniach pierścieniowych firmy Amidon. Typy rdzeni i liczby zwojów podano na schemacie. Opornik 4,7 kΩ należy dobrać w zależności od czułości miernika.

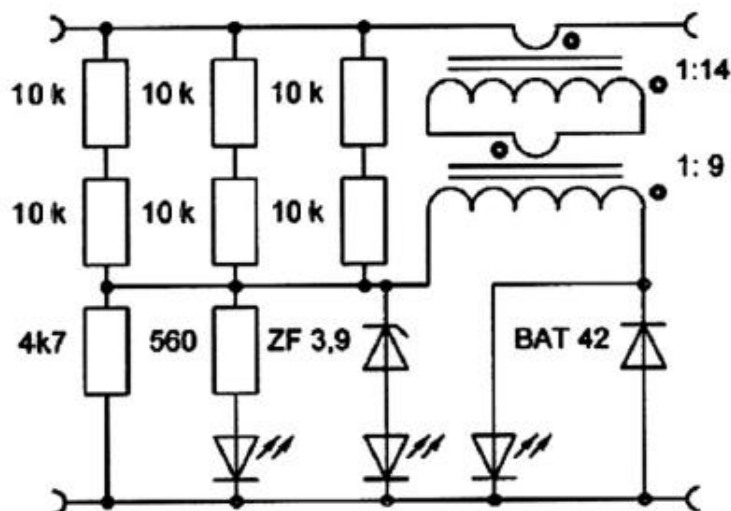
Na schemacie 8.6.2. przedstawiono prosty obwód dopasowania anteny ze wskaźnikiem dopasowania na diodach elektroluminescencyjnych (DEL). Konstrukcja DF3OS została opisana w nrze 3/2009 kwartalnika *QRP-Report*. Układ jest dostosowany do pracy w zakresie mocy w.cz. 0,5 – 10 W. Świecenie dwóch diod czerwonych sygnalizuje wysoki WFS, tylko jednej z nich WFS poniżej 3, czyli dla mocy odbitych poniżej 25%. W przypadku słabego świecenia jednej z diod lub braku świecenia WFS jest równy 1 lub zbliżony. Dioda żółta sygnalizuje nadawanie. Dioda BAT42 jest diodą Schottkiego.

Sprzęgacz kierunkowy stanowi nawinięty na rdzeniu FT37-43 transformator o przekładni 1:37. Oporność obciążenia uzwojenia wtórnego stanowią równolegle połączone oporniki 2 x 4,7 k Ω i 10 k Ω o obciążalności 0,25 W. Uzwojenie wtórne złożone z 37 zwoi nawinięto przewodem DNE 0,2 mm. Cewka obwodu dopasowującego typu T jest nawinięta na rdzeniu proszkowym T94-2 i składa się z 69 zwojów przewodu DNE 0,4 mm z odczepami jak podano na schemacie. Do ich przełączania służy przełącznik obrotowy.

W wersji dla mocy 100 W występują dwa transformatory nawinięte na rdzeniach FT37-43 odpowiednio z 14 i 9 zwojami jak pokazano na schemacie 8.6.3. Zostało to dobrane tak, aby jako oporności obciążenia wykorzystać oporniki o typowych wartościach.



Rys. 8.6.2. Obwód dopasowujący QRP ze wskaźnikiem WFS



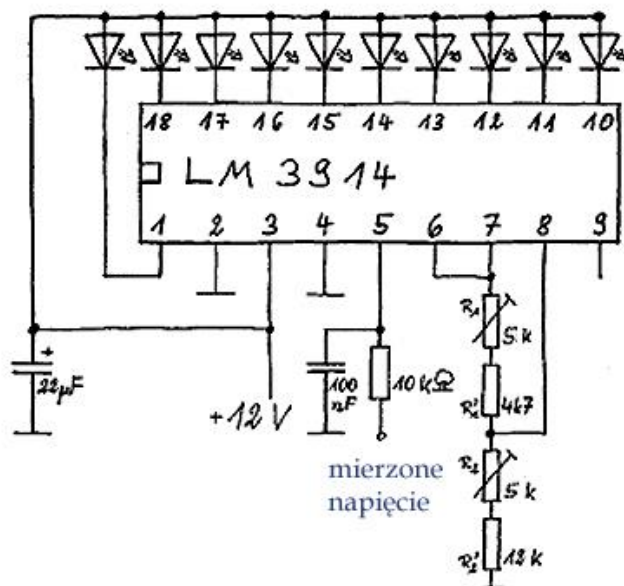
Rys. 8.6.3. Sprzęgacz kierunkowy i wskaźnik dla mocy 100 W

8.7. Skala analogowa

Dla radiostacji i odbiorników przestrojanych za pomocą diod pojemnościowych (napięciowo) praktycznym dodatkiem może być skala złożona z diod elektroluminescencych, opisana w *QRP-Reporcie* 3/2000. Liczba świecących diod (gdy nóżka 9 jest połączona z plusem zasilania) lub pozycja świecącej diody (gdy nóżka 9 pozostaje niepodłączona) zależne od napięcia podawanego na diody pojemnościowe wskazują orientacyjnie częstotliwość pracy w ramach zakresu przestrojania. Równolegle do linijki diod powinny być umieszczone podpisy informujące o najważniejszych (równych) częstotliwościach podzakresu. Oczywiście znacznie lepszym i dokładniejszym rozwiązaniem jest skala cyfrowa, ale jest to układ bardziej skomplikowany, zajmujący więcej miejsca i pobierający więcej prądu, co w radiostacjach przeznaczonych do pracy terenowej i zasilanych bateryjnie może być mniej korzystne. Decydując się na skalę cyfrową najwygodniej jest poszukać jakiegoś gotowego zestawu konstrukcyjnego, np.

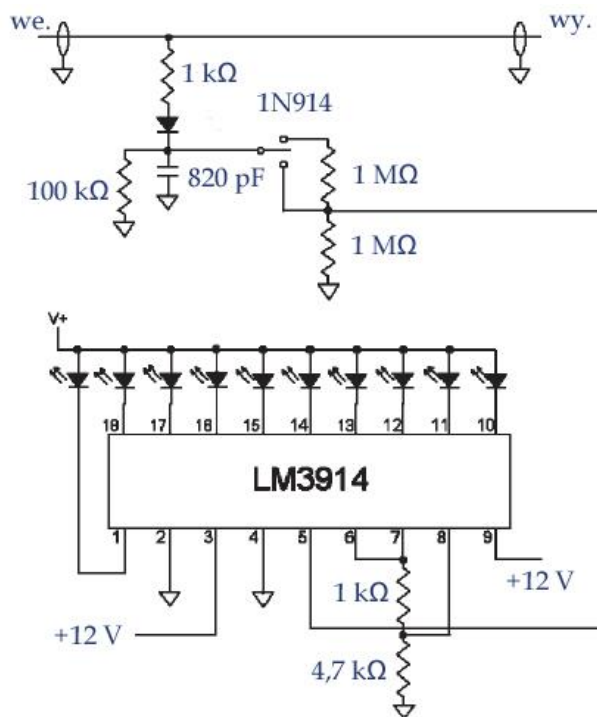
dostępnego w sklepie AVT. Przeważnie rozwiązania takie są oparte o zaprogramowany już mikroprocesor i pozwalają na uwzględnienie częstotliwości pośredniej, tak aby wskazywana była nie częstotliwość drgań generatora przestrajanego, a częstotliwość nadawania i odbioru w paśmie w.cz.

W skali zastosowano klasyczny układ scalony sterujący diody typu LM3914. Posiada on źródło napięcia odniesienia i dzielnik napięciowy. Zakres mierzonych napięć polaryzujących diody jest ustalany za pomocą oporników R_1 i R_2 . W przykładzie ze schematu 8.7.1 wynosi on 1 – 5 V. Wynikają stąd oporności dzielnika: górna $R_1 + R_1^* = 8\text{ k}\Omega$ i dolna $R_2 + R_2^* = 15\text{ k}\Omega$. W rozwiązaniu przedstawionym na schemacie świeci się tylko jedna dioda z dziesięciu zależnie od wartości napięcia.



Rys. 8.7.1. Schemat ideowy skali

8.8. Analogowy watomierz



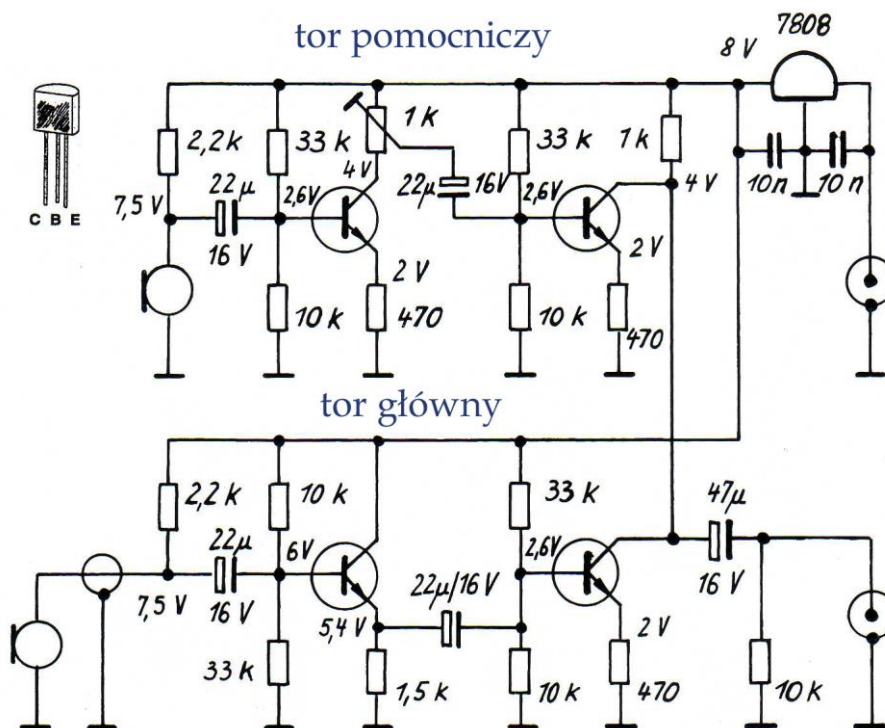
Rys. 8.8.1. Schemat ideowy watomierza

W watomierzu zastosowano scalony układ typu LM3914 sterujący linijkę 10 diod świecących. Miernik posiada dwie (nieliniowe) skale o zakresach 1 W i 3,5 W. Pomiar mocy polega na pomiarze wyprostowanego napięcia w.cz. na oporności falowej systemu 50 Ω . Pobór prądu przy wygaszonych diodach wynosi 6 mA, a przy wszystkich zaświeconych – 125 mA. Można go zmniejszyć stosując tzw. diody superjasne. W zależności od połączenia nóżki 9 świeci się pojedyncza dioda (nóżka 9 połączona z napięciem zasilania) lub linijka diod (n. 9 nie podłączona). Układ opracowany przez N8MX pochodzi z nru 2/2002 *QRP-Reportu*.

1	5 V/60 m	3 V/20 mW
2	9 V/200 mW	4,5 V/50 mW
3	13 V/420 mW	6 V/90 mW
4	16 V/640 mW	8 V/160 mW
5	19 V/90 mW	10 V/250 mW
6	21 V/1,1 W	11,5 V/330 mW
7	24 V/1,44 W	13 V/420 mW
8	26 V/1,69 W	14,5 V/530 mW
9	28 V/2 W	16 V/640 mW
10	-/-	17,5 V/770 mW

Rys. 8.8.2. Skale watomierza: w kolumnie środkowej dla zakresu wyższego (górna pozycja przełącznika), w prawej – dla niższego. W kolumnie lewej podane są numery diod świecących

8.9. Eliminatory odgłosów otoczenia



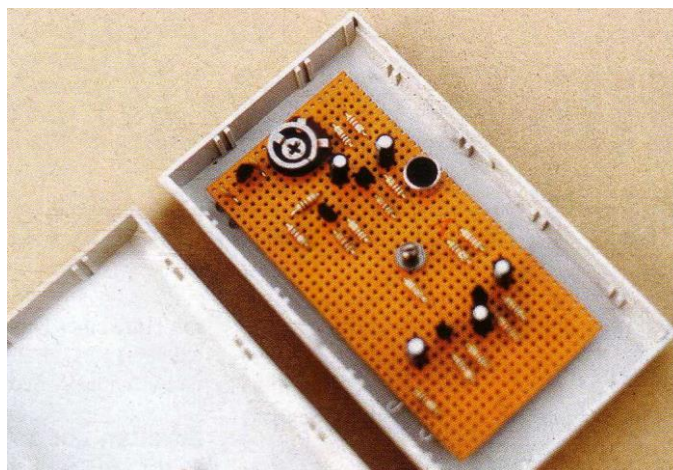
Rys. 8.9.1. Schemat ideowy eliminatora

Urządzenie składa się z dwóch torów wzmacniaczy, których sygnały wyjściowe znajdują się w przeciwfazie (pierwszy stopień w torze pomocniczym pracuje w odwracającym fazę układzie OE, a w głównym jest nieodwracającym fazy wtórnikiem emiterowym). Powoduje to, że po uprzednim nastawieniu wzmocnienia w torze pomocniczym odgłosy otoczenia docierające do obu mikrofonów znoszą się na wyjściu i do modulatora radiostacji dociera jedynie sygnał pochodzący z głównego (na schemacie dolnego) mikrofonu. Dla uzyskania możliwie dobrej symetrii należy w obu kanałach zastosować jednako-

we mikrofony, np. elektretowe lub dynamiczne. Zamiast droższego, identycznego z głównym, można w torze pomocniczym użyć tańszego mikrofonu elektretowego. Pomimo różniących się charakterystyk częstotliwościowych obu torów można uzyskać wystarczająco dobre w praktyce tłumienie odgłosów otoczenia.

Sposób wykonania eliminatora jest dowolny. Autor opisu DL7VFS (*Funk* 8/2003) zmontował go na uniwersalnej płytce dziurkowanej. Mikrofon pomocniczy znajduje się także na płycie wzmacniaczy. W układzie można użyć tranzystorów NPN dowolnego typu: BC548, BC549, BC550, BC108, 2N2222, 2N3904 itd.

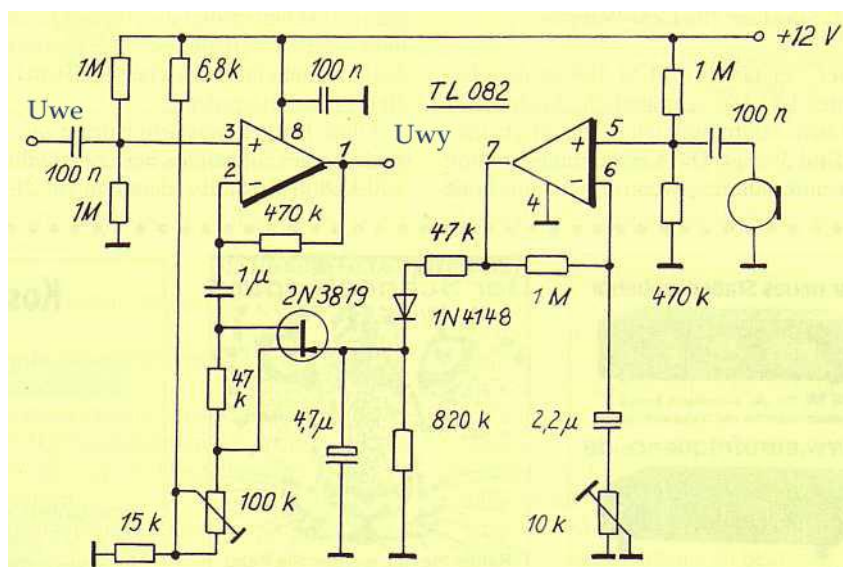
Opisany eliminator odgłosów może okazać się szczególnie przydatny nie tylko podczas pracy z samochodu ale i w wielu innych sytuacjach.



Fot 8.9.2. Wykonanie na płytce dziurkowanej

8.10. Automatyczna regulacja siły głosu

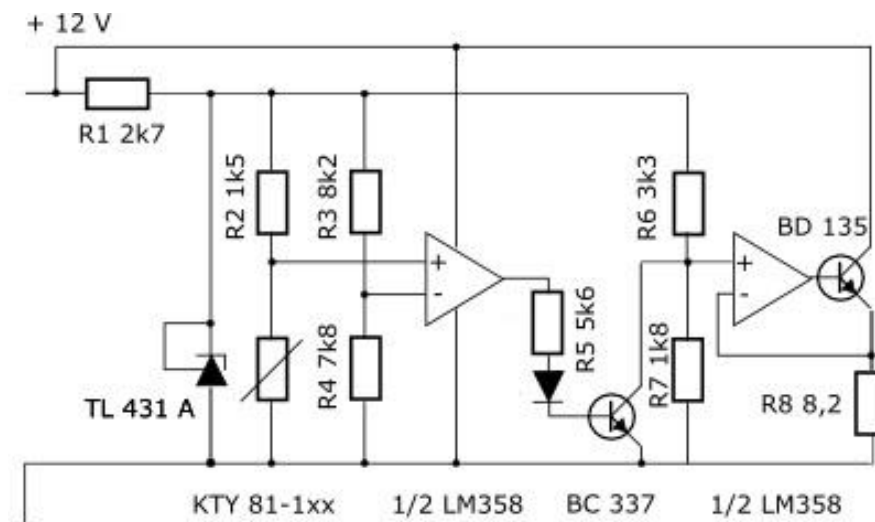
W trakcie pracy w samochodzie lub w innym miejscu o wyższym i często zmieniającym się poziomie zakłóceń akustycznych konieczne bywa częste dopasowywanie siły głosu do bieżącej sytuacji, co nieraz może być uciążliwe. Pomocny okazuje się wówczas układ automatycznej regulacji siły głosu. Sygnał akustyczny odebrany z najbliższego otoczenia po wzmocnieniu i wyprostowaniu reguluje wzmocnienie toru m.cz. odbiornika za pośrednictwem tranzystora polowego 2N3819. Wzmocnienie (czułość) toru regulacji nastawia się w zakresie 40 – 70 dB za pomocą potencjometru 10 k Ω . Mikrofon należy umieścić w możliwie dużej odległości od głośnika. Zakres regulacji wzmocnienia wynosi 20 – 40 dB. Układ opisany przez DL7VFS opublikowano w nrze 3/2004 miesięcznika *Funk*.



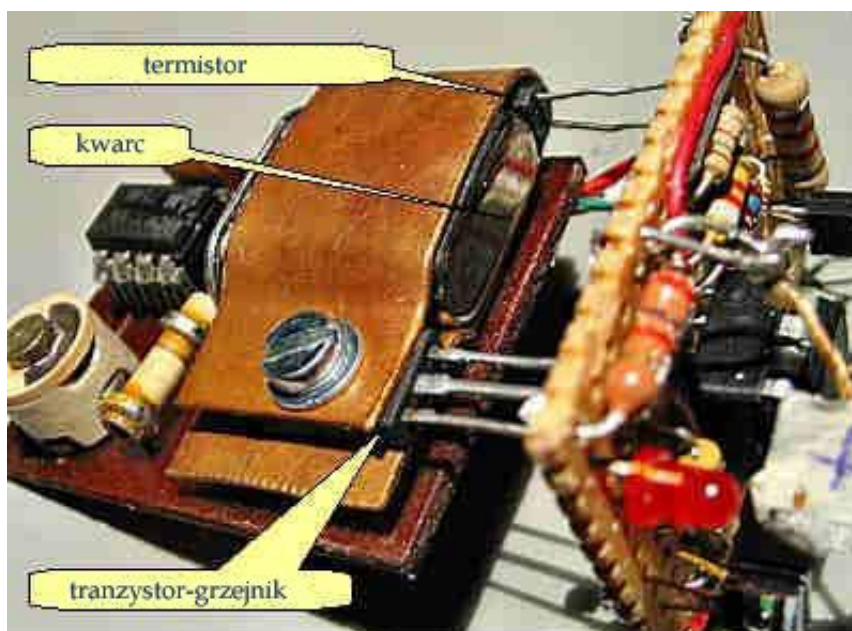
Rys. 8.10.1. Schemat ideowy automatycznej regulacji głośności

8.11. Termostat dla kwarców

Stołość częstotliwości generatorów kwarcowych można zwiększyć uniezależniając ją od wpływu temperatury otoczenia, a więc przez dodanie termostatu podgrzewającego rezonator i utrzymującego go w prawie stałej temperaturze. Jej dobór jest zależny od cięcia kwarcu. Dla kwarców o cięciu AT przy temperaturze około 40 stopni zmienia się znak współczynnika temperaturowego częstotliwości, a więc w tym zakresie leży on w pobliżu zera.



Rys. 8.11.1. Schemat ideowy termostatu

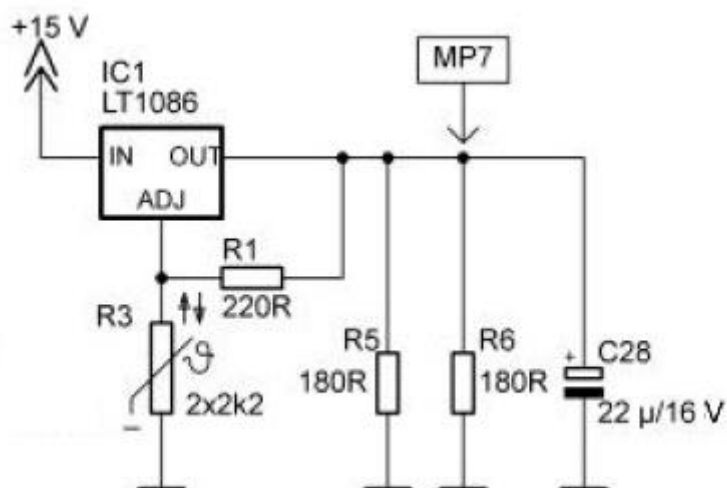


Fot. 8.11.2. Przykład wykonania. Kwarc, termistor i tranzystor grzejny są objęte obejmą z blachy miedzianej

Proste rozwiązanie termostatu przedstawia schemat z rysunku 8.11.1. Jako czujnik temperatury pracuje w nim termistor typu KTY 81-1xx, a jako elementu grzejnego użyto tranzystora BD135. Zasadniczo typy elementów są mało krytyczne. Opornik R1 i układ scalony TL431A stanowią stabilizator napięcia 2,5 V dla dzielników oporowych znajdujących się na wejściach wzmacniaczy operacyjnych. Opornik R2 jest włączony w szereg z termistorem, którego oporność w temperaturze 25° wynosi 1 kΩ. Dokładny typ termistora nie jest krytyczny, mogą to być termistory o oznaczeniach 110, 120, 121 itd. po kresce. Dla termistorów KTY81-2xx należy wartość opornika R2 zmienić na 3,3 kΩ. Dzielnik R3/R4 ustala napięcie progowe dla komparatora na pierwszym wzmacniaczu operacyjnym. Dla jego dobrania należy

zmierzyć oporność termistora przy stabilizowanej temperaturze. Dzielnik należy dobrać tak, aby na jego wyjściu panowało takie samo napięcie jak w gałęzi z termistorem dla stabilizowanej temperatury. Prąd płynący przez dzielnik wynosi około 200 μA . Wartości wynikające z obliczeń otrzymuje się przez odpowiednie szeregowe lub równoległe połączenie oporników stałych, gdyż potencjometry montażowe nie są dostatecznie stabilne w funkcji czasu. Jako R2, R3 i R4 należy użyć oporników metalizowanych. Drugi ze wzmacniaczy operacyjnych pracuje jako źródło prądowe sterujące prądem płynącym przez tranzystor służący jako grzejnik. Typ tranzystora jest nieistotny, ale wygodnie jest aby miał płaską obudowę, ale i to jest w sumie mało krytyczne i wymaga jedynie dostosowania do niej konstrukcji mechanicznej. Prąd płynący przez tranzystor jest ustalany za pomocą dzielnika oporowego R6, R7 i opornika R8. Na wyjściu dzielnika panuje w przybliżeniu napięcie 0,9 V, i takie samo napięcie panuje także na oporniku R8. Dla podanych wartości prąd grzejnika jest ograniczony do 100 mA. Czerwona dioda elektroluminescencyjna (DEL) w bazie pierwszego tranzystora świeci przy wyłączonym grzaniu.

Na rysunku 8.11.3 przedstawiony jest przykład termostatu o regulacji płynnej, w którym zastosowany jest regulowany stabilizator napięcia. Oprócz typu podanego na schemacie dobrze nadaje się do tego celu LM317. Jako czujnik temperatury służy termistor, a jako grzejniki oporniki R5 i R6. Prąd grzejnika ustala się przez dobór oporności R5 i R6 albo przez zmianę napięcia wyjściowego po dobraniu dzielnika R1, R3. Zasada działania jest bardzo prosta. Spadek oporności termistora przy wzroście temperatury powoduje zmniejszenie napięcia wyjściowego stabilizatora i przez to zmniejszenie prądu i mocy grzania. Przy obniżeniu się temperatury grzanego obiektu rośnie oporność termistora, a wraz z nią wartość napięcia wyjściowego, prądu i więc mocy grzania.

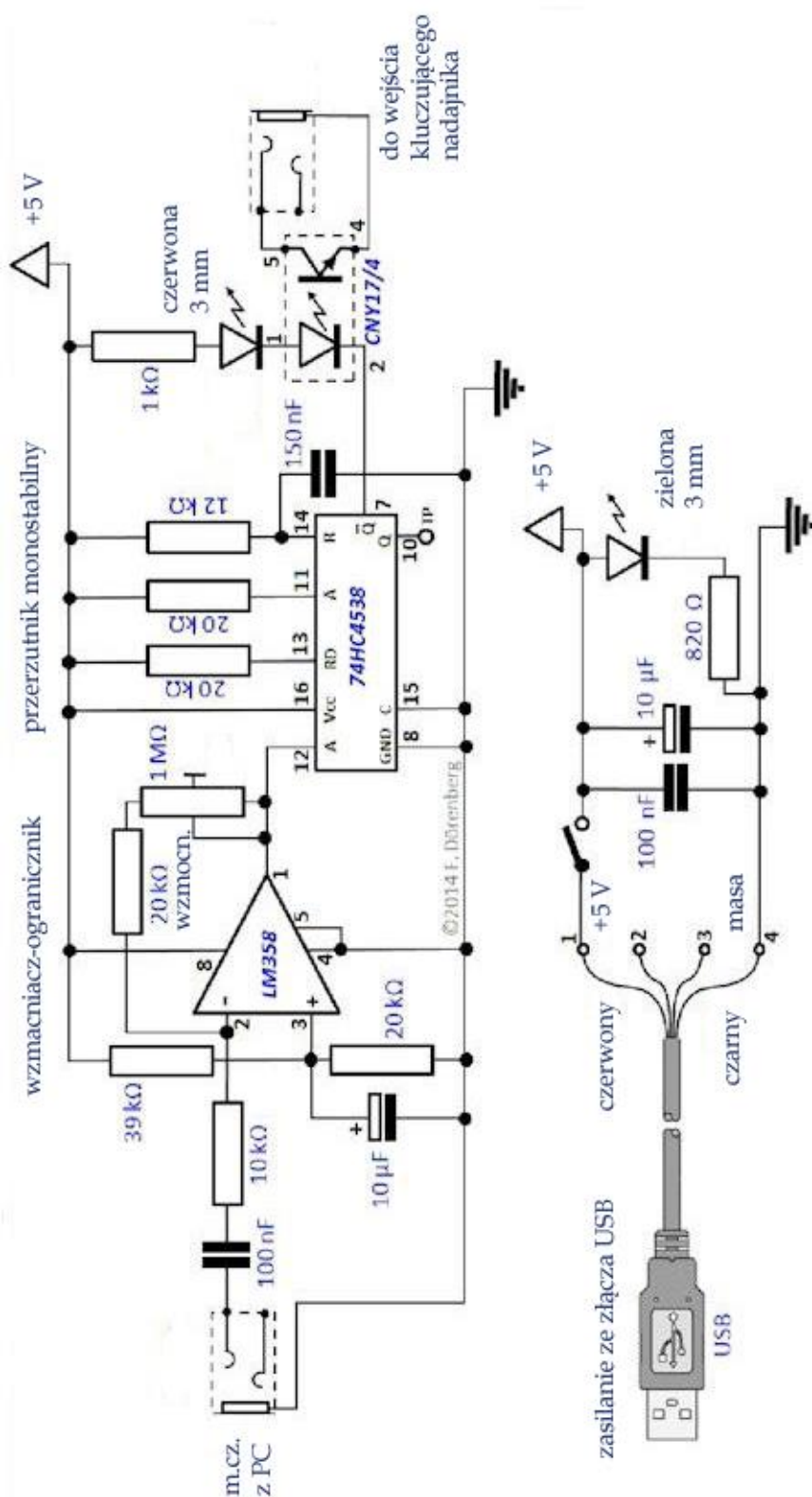


Rys. 8.11.3. Schemat płynnego regulatora temperatury

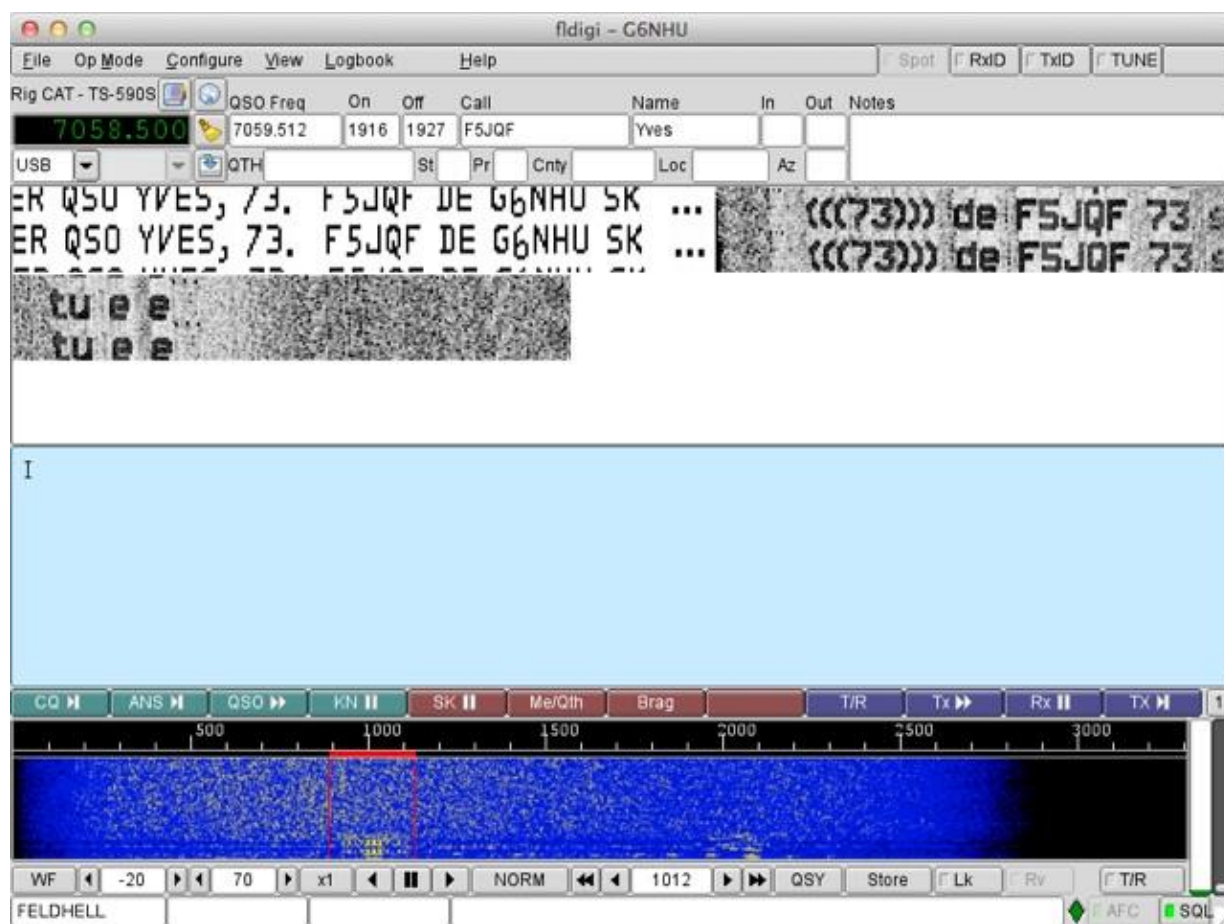
8.12. Kluczowanie nadajnika telegraficznego sygnałem Hella

Programy terminalowe dla emisji cyfrowych generują podnośną akustyczną kluczowaną lub modulowaną sygnałem danej emisji. Standardowo podnośna taka jest doprowadzana do wejścia mikrofonowego nadajników SSB (dla emisji takich jak Olivia, MT63, SSTV, RTTY może być to również nadajnik FM w łącznościach UKF-owych), a kluczowania nadajnika (przełączania nadawanie-odbior) dokonuje program terminalowy przez złącze szeregowe COM. Sygnał dalekopisowy Hella w normie podstawowej kluczuje podnośną tak jak w zwykłej telegrafii. Po odzyskaniu obwiedni można wykorzystać ją do kluczowania nadajników telegraficznych. W układzie opracowanym przez DM2AUO sygnał akustyczny po wzmocnieniu we wzmacniaczu operacyjnym LM358 tak, aby otrzymać z niego falę prostokątną. Służy ona następnie do ciągłego (wielokrotnego) wyzwalania przerzutnika monostabilnego 74HC4538. Wjściowy sygnał prostokątny jest podawany na wejście kluczujące nadajnika telegraficznego przez optoizolator CNY17. Czas trwania impulsu odpowiadający opóźnieniu przy kluczowaniu ustalają opornik 12 k Ω i kondensator 150 nF.

Stała czasu przerzutnika monostabilnego jest dobrana tak, aby układ pracował w zakresie częstotliwości podnośnej 500 – 1500 Hz. Najlepsze wyniki uzyskuje się dla częstotliwości środkowych zakresu około 900 – 1000 Hz. Do zasilania układu służy napięcie 5 V ze złącza USB komputera.



Rys. 8.12.1. Układ kluczący



Rys. 8.12.2. Odbiór transmisji dalekopisowej Hella w oknie programu fldigi

Dodatek A

Cyfrowa synteza częstotliwości

Synteza częstotliwości polega na wykorzystaniu generatorów sterowanych kwarcowo i ewentualnych generatorów pomocniczych (XO, VCO itp.) w celu wygenerowania przebiegów sinusoidalnych sygnałów zegarowych lub sygnałów o innych kształtach o programowanej częstotliwości i stabilności kwarcowej lub lepszej. Syntezy częstotliwości znajdują szerokie zastosowanie w radiokomunikacji, technice pomiarowej, medycznej, w nawigacji itp. Do najważniejszych problemów należą tutaj zapewnienie wymaganej stabilności częstotliwości i odpowiednio niskiego poziomu szumów fazowych.

Jakość generowanego sygnału zależy w istotny sposób od parametrów przetwornika cyfrowo-analogowego i wyjściowego filtra dolnoprzepustowego. Zaletami są w pełni cyfrowa konstrukcja zapewniająca niezależność od wpływów czasu, zmian napięcia zasilania i zmian temperatury, duża rozdzielczość częstotliwości (rzędu mHz lub μ Hz) oraz możliwość utrzymania ciągłości fazy przy modulacji częstotliwości lub fazy. Łatwość synchronizacji syntezerów pracujących równolegle, ale np. ze stałym przesunięciem fazy.

Bezpośrednia cyfrowa synteza częstotliwości rozpowszechniła się w radiotechnice i elektronice już od końca XX wieku. Brak sprzężenia zwrotnego występującego w pętli synchronizacji fazy (PLL) oznacza wyeliminowanie przyczyn potencjalnej niestabilności. Dodatkową zaletą tego rozwiązania jest prostota układowa. Kształt otrzymanej krzywej odbiega w przypadku ogólnym od sinusoidy, co oznacza konieczność starannej filtracji sygnału wyjściowego. Dodatkowo występują w nim szumy fazowe.

A.1. Generacja fali sinusoidalnej

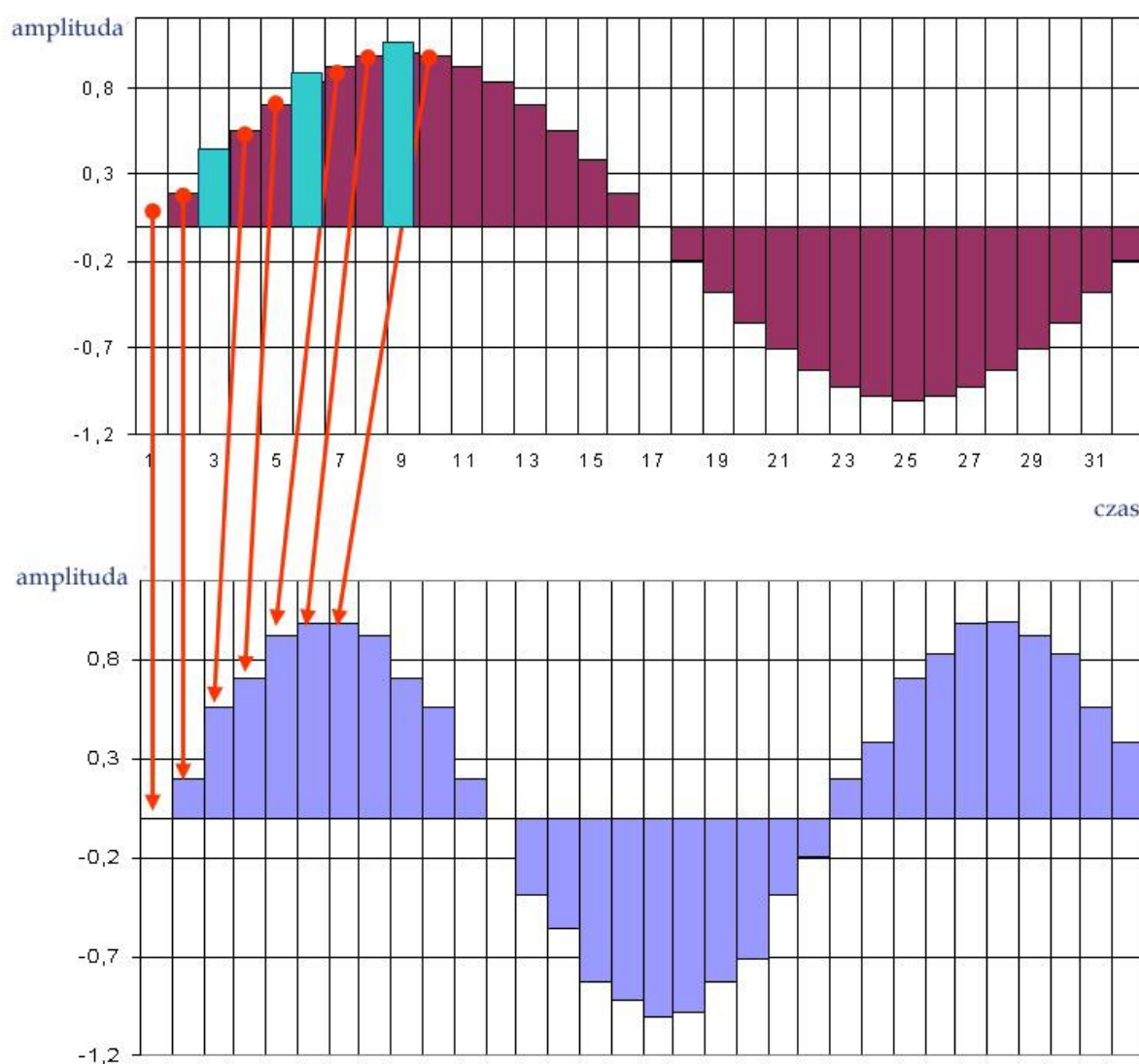
Bezpośrednia cyfrowa synteza sygnałów m.cz. lub w.cz. polega na cyklicznym odczytywaniu próbek sygnału (najczęściej jest to sinusoida) z pamięci stałej. Do jej adresowania służy specjalny licznik adresowy zwany również licznikiem fazy lub akumulatorem fazy. Same próbki nie ulegają żadnym zmianom i dlatego mogą być zapisane w pamięci stałej syntezeru.

Odczytane z pamięci wartości próbek (u góry na rys. A.1.1) podawane są na przetwornik cyfrowo-analogowy, na którego wyjściu otrzymuje się schodkowe przybliżenie sygnału wyjściowego (na rys. A.1.1 u dołu). Dla uzyskania dostatecznie czystego sinusoidalnego sygnału wyjściowego konieczne jest odfiltrowanie go za pomocą filtra dolnoprzepustowego.

Próbki odczytywane są z ustaloną częstotliwością zegarową – taktem. W najprostszym przypadku gdy stan licznika fazy zmienia się w każdym cyklu zegarowym o 1 na wyjściu syntezeru otrzymujemy sinusoidę złożoną z pełnej liczby próbek i częstotliwości równej częstotliwości zegarowej podzielonej przez liczbę próbek. W przykładzie z rys. A.1.1 dla zawartych w pamięci 32 próbek przy częstotliwości zegarowej 32 kHz na wyjściu otrzymywany jest sygnał sinusoidalny o częstotliwości 1 kHz. Ten sygnał można nazwać sygnałem naturalnym lub sygnałem symetrii dla danego syntezeru i danej częstotliwości zegarowej. Dla otrzymania sygnałów o wyższych częstotliwościach konieczne jest opuszczanie – pomijanie w odczycie – pewnych próbek, a dla otrzymania sygnałów o częstotliwościach niższych powtarzanie w odczycie niektórych z nich. Sytuacja nie jest jednak taka prosta jak mogłoby się wydawać na pierwszy rzut oka. Odczyt co drugiej albo co trzeciej próbki da wprawdzie przebieg stosunkowo ładny i symetryczny (dla dużej liczby próbek wyjściowych) ale skok częstotliwości będzie duży. Na wyjściu otrzymanoby częstotliwości dwu- lub trzykrotnie większe itd.

Przy opuszczaniu 1/3 próbek (jednej na trzy jak na rysunku) uzyskuje się częstotliwość półtora raza większą. Opuszczenie jednej próbki na 1000 dawałoby wzrost częstotliwości o 1/1000 i w ten sposób zbliżamy się już do zasady pracy rzeczywistego syntezeru. Opuszczanie lub powtarzanie próbek w tak dużych lub jeszcze większych stosunkach najłatwiej zrealizować gdy licznik fazy zmienia swoją wartość o ułamki adresu pamięci próbek (skok fazy jest ułamkowy). Przykładowo gdy stan licznika (akumulatora) będzie się zmieniał o 1,001 to po tysiącu kroków jego stan przeskoczy o dwa adresy i w odczycie zostanie pominięta jedna próbka. Dla skoków fazy 1,002 próbka zostanie pominięta co 500 kroków, dla zmian o 0,999 co 1000 kroków jedna z próbek zostanie odczytana dwukrotnie (powtórzona), a dla zmian stanu licznika o 0,998 – dwukrotny odczyt wystąpi co 500 kroków. Licznik pracuje jak widzimy na ułamkach ale do adresowania pamięci używane są wyłącznie części całkowite, a części ułamkowe są ignorowane. Ponieważ próbki są odczytywane z pamięci cyklicznie (po dojściu do ostatniej licznik wraca do stanu zerowego) ten cykl opuszczania lub powtarzania próbek może być

znacznie dłuższy od długości tabeli, ale może też być od niej krótszy w zależności od generowanej częstotliwości. Nie musi on być też w żaden sposób zsynchronizowany z cyklem odczytu tabeli.

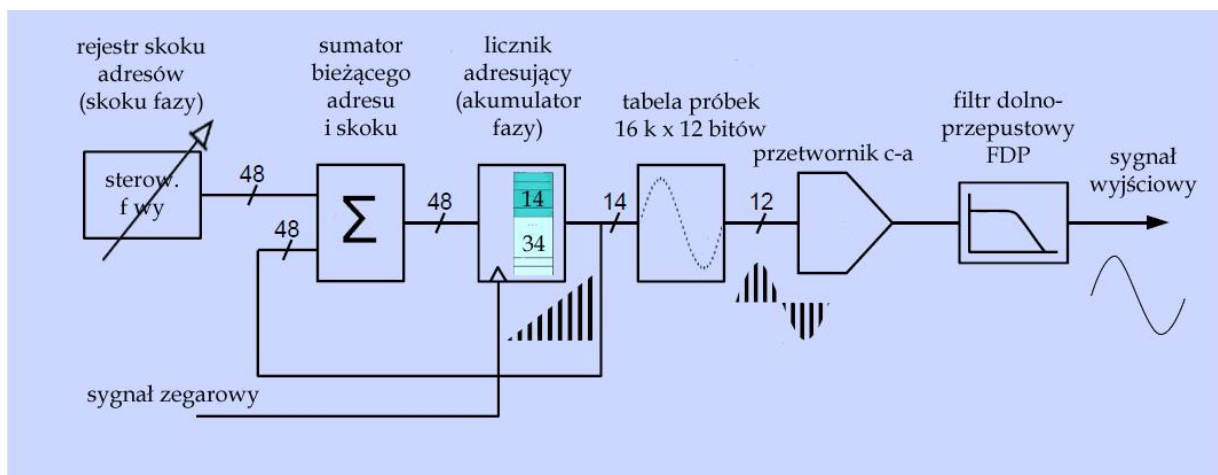


Rys. A.1.1. Zasada bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości

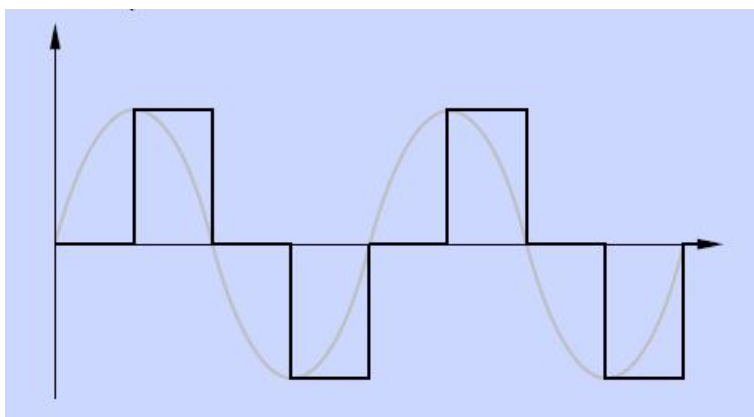
Przykładowo dla tabeli o długości 256 próbek przy opuszczaniu co tysięcznej sytuacja taka wystąpi dopiero w czwartym cyklu odczytu tabeli. W pierwszych trzech odczytywana byłaby cała jej zawartość. Oczywiście w rzeczywistych rozwiązaniach licznik pracuje dwójkowo i ma długość wyrażaną w bitach o wiele z nich dłuższą od części (górnej) używanej do adresowania. Przykładowo z 48 bitów do adresowania wykorzystywanych jest górnych 14, a pozostałych 34 niższe stanowi tą umowną część ułamkową adresu. Długości liczników i ich podział na części różnią się dla poszczególnych realizacji syntezerów.

Sygnał wyjściowy ma przebieg nierównomierny – w pewnych momentach występują skoki amplitudy powodujące zwiększenie jego odchyłki od poprawnej sinusoidy. To oraz jego schodkowy charakter spowodowany dyskretnym, a nie ciągłym wydawaniem wartości powodują konieczność filtrowania go za pomocą mniej lub bardziej (a przeważnie bardziej) rozbudowanych filtrów dolnoprzepustowych. Teoretycznie z zasady próbkowania Nyquista wynika, że najwyższa częstotliwość wyjściowa jest równa połowie częstotliwości zegarowej syntezeru. W praktyce użyteczne wartości dochodzą do około jej 40%. Zasadniczo rozdzielczość amplitudy powinna być o 2 lub więcej bitów większa od rozdzielczości fazy i dla podanego dalej rozwiązania powinna wynosić co najmniej 10 bitów – jednak w przykładach dydaktycznych (tomy 20 i 36 serii) w procesorze 8-bitowym przyjęto obie rozdzielczości wynoszące po 8 bitów – po 256 wartości. Dla uzyskania wysokich częstotliwości stosuje się specjalne

scalone układy cyfrowych syntezerów pracujące z częstotliwościami zegarowymi od kilkudziesięciu do kilkuset MHz. Zawierają one oczywiście pamięci próbek o większej pojemności i długości słowa aniżeli w powyższym przykładzie.



Rys. A.1.2. Schemat blokowy syntezy cyfrowej. 14 najwyższych bitów licznika 48-bitowego służy do adresowania tabeli próbek, a pozostałe 34 stanowi część ułamkową adresu. Wartość zapisana w rejestrze skoków jest każdorazowo dodawana do zawartości licznika adresów czyli fazy. Rozdzielczość częstotliwości wynosi 2^{47} , czyli w przybliżeniu 10^{14} , co dla częstotliwości wyjściowej 10 MHz daje skok mniejszy od 1 μ H. Tabela może zawierać próbki przebiegów o innych kształtach. Typowym zakresem częstotliwości zegarowych jest obecnie 25 – 1000 MHz



Rys. A.1.3. Schodkowe przybliżenie przebiegu wyjściowego syntezy oznacza, że jest on bogaty w harmoniczne i wymaga starannej filtracji

Ograniczona rozdzielczość akumulatora fazy powoduje powstawanie odchyłek fazowych objawiających się w postaci szumu kwantyzacji, albo mówiąc inaczej szumów fazowych zawartych w generowanym sygnale. Szum ten różni się od szumów powstających w układach synchronizacji fazy (PLL) i jego widmo zawiera mniejszą lub większą liczbę dyskretnych prążków.

Ograniczona rozdzielczość tabeli wartości powoduje także powstawanie w większości momentów odchyłek amplitudy, czyli szumu kwantyzacji amplitudy. Identycznie jak w przypadku szumów fazowych cykliczna powtarzalność sytuacji (występujących odchyłek) powoduje, że widmo szumu składa się z dyskretnych prążków. Ich położenie zależy od częstotliwości próbkowania, rozdzielczości bitowej oraz od konkretnie generowanej częstotliwości. Ta ostatnia zależność jest związana z cyklicznym opuszczaniem lub powtarzaniem próbek składających się na sygnał wyjściowy.

Maksymalny poziom szumów fazowych syntezy w odniesieniu do poziomu nośnej można obliczyć z przybliżonego wzoru:

$S_{PM} = - (6,02p + 5,17)$ [dBc], gdzie p jest rozdzielczością bitową akumulatora fazy.

Dla obliczenia maksymalnej wartości poziomu szumów amplitudowych w stosunku do poziomu nośnej stosowany jest wzór

$S_{AM} = -(6,02a + 1,75)$ [dBc], gdzie a jest rozdzielczością bitową amplitudy w tabeli próbek.

Poziom szumów fazowych ulega obniżeniu w przypadku użycia licznika fazy o długości większej niż niezbędna do adresowania tabeli. W syntezerach sygnałów w.cz. typowymi wartościami są 32 bity długości całkowitej przy 20 bitach używanych do adresowania tabeli. Dłuższa część ułamkowa adresu oznacza także zwiększenie rozdzielczości częstotliwościowej syntezy. Dwudziestobitowa długość adresu oznacza, że tabela zawiera 2^{20} czyli 1 048 576 próbek czyli 1 MB lub w przypadku większej rozdzielczości amplitudowej kilka MB.

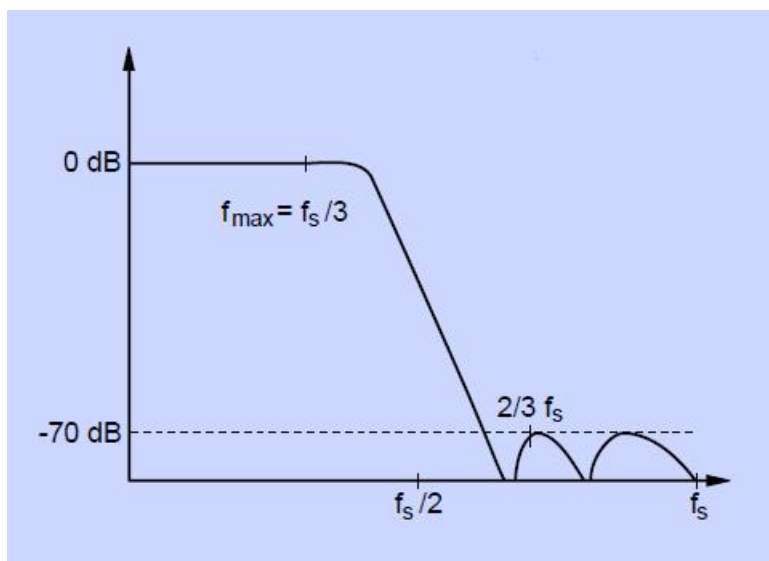
Minimalny krok częstotliwości (rozdzielczość częstotliwościową) oblicza się ze wzoru

$$\Delta f = f_{zegar} / 2^p$$

gdzie f_{zegar} jest częstotliwością zegarową, a p – całkowitą długością akumulatora fazy. Rozdzielczość ma stałą wartość w całym zakresie pracy syntezy. Przykładowo dla 32-bitowego akumulatora i częstotliwości zegarowej 10 MHz wynosi ona 2,3 mHz (miliherca).

Przetwornik cyfrowo-analogowy musi pracować synchronicznie co oznacza, że wszystkie bity na jego wejściach muszą ulec zmianie w tym samym czasie. W przeciwnym wypadku zbyt duża część energii sygnału wyjściowego jest zawarta w – niepożądanych – stanach przejściowych. W miarę wzrostu częstotliwości próbkowania udział stanów przejściowych w sygnale całkowitym rośnie i trudniej jest zapewnić synchronizm pracy przetwornika.

Nieliniowości przetwornika cyfrowo-analogowego powodują powstawanie składowych harmoniczných sygnału wyjściowego i produktów ich mieszania, z których część zawarta jest paśmie sygnału wyjściowego, a tylko część daje się stosunkowo łatwo odfiltrować. Dynamika przetwornika jest ograniczona przez poziom szumów kwantyzacji. Typowe rozdzielczości bitowe przetworników cyfrowo-analogowych leżą w zakresie 10 – 16 bitów.



Rys. A.1..4. Typowa charakterystyka wyjściowego filtra eliptycznego (filtru Cauera). Często stosowane są też filtry Bessela zapewniające liniową charakterystykę fazową, istotną zwłaszcza dla przebiegów niesinusoidalnych, f_s jest częstotliwością próbkowania

Przestrajanie częstotliwości syntezy polega na wprowadzeniu odpowiedniej wartości skoku do rejestru skoków fazy. Zmiana częstotliwości generowanego sygnału nie następuje jednak natychmiast, a po czasie zależnym od stosunku podziału licznika adresowego na część adresującą i ułamkową. Dla rejestru o długości m bitów i części adresującej o n bitów zmiana wartości najniższego bitu wymaga 2^{m-n} cykli zegarowych zanim nie spowoduje to zmiany w części adresującej licznika. Przykładowo dla licznika 32-bitowego o 12-bitowej części adresującej zmiana wartości najniższego bitu przeniesie się do adresu po 2^{20} cykli zegarowych. Oprócz tego czasu wynikającego z samej zasady działania syntezy do czasu przełączenia częstotliwości dochodzą czasy reakcji obwodów cyfrowych (sumowania, zmiany stany licznika, odczytu pamięci, zmiany stanu wyjścia przetwornika cyfrowo-analogowego) i czas trwania stanów przejściowych filtra dolnoprzepustowego. Przeważnie dane sterujące częstotliwością wyjściową są transmitowane szeregowo, a czas ich transmisji oznacza dodatkowe opóźnienie.

Przy zmianie częstotliwości wyjściowej, a także przy jej kluczkowaniu zostaje zachowana ciągłość fazy. Niektóre typy syntezerów cyfrowych posiadają dodatkowy rejestr dla kluczkowania lub modulacji fazy, którego zawartość jest dodawana do górnej (adresującej) części licznika albo podwójne rejestry częstotliwości dla jej szybkiego kluczkowania.

W niektórych zastosowaniach synteza jest realizowana programowo, a sam sygnał w postaci cyfrowej jest wykorzystywany w dalszej obróbce cyfrowej. W zależności od możliwości procesora sygnałowego długości akumulatora fazy i pojemności tabel próbek są ograniczone w porównaniu z syntezerami układowymi. Jedną z możliwości ograniczenia pojemności tabel jest (dla przebiegów sinusoidalnych) wykorzystanie symetrii przebiegu. Pozwala to na ograniczenie zawartości tabeli do jednej czwartej okresu. Powoduje to wprawdzie niewielki wzrost obciążenia obliczeniowego, ale nie wnosi żadnych dodatkowych zniekształceń sygnału. Skorzystanie z interpolacji (wprowadzania pseudopróbek pomiędzy próbkami rzeczywistymi) pozwala na dalsze zmniejszenie rozmiarów tablicy próbek, ale odbywa się to kosztem przedłużenia czasu trwania obliczeń.

Wartości przebiegów sinusoidalnych i kosinusoidalnych można także obliczać korzystając z szeregów McLaurina co całkowicie eliminuje konieczność korzystania z tabeli. Szeregi potęgowe McLaurina są teoretycznie szeregami nieskończonymi, szybko jednak dążącymi (zbieżnymi) do wartości granicznej. W praktyce dla obliczenia wartości przebiegu sinusoidalnego lub kosinusoidalnego wystarczy tylko kilka pierwszych wyrazów szeregu, a niewielki błąd równy jest wartości pozostałych opuszczonych wyrazów (reszcie szeregu). Dla przebiegu sinusoidalnego użycie tylko pierwszych czterech wyrazów daje dla kąta $\pi/2$ błąd na poziomie -82 dBc. Dla przebiegu kosinusoidalnego wystarczy skorzystanie z pierwszych pięciu wyrazów dla uzyskania podobnego rezultatu. Warto jednak zauważyć, że pierwszy wyraz ma wartość 1, co nie wymaga żadnych dodatkowych obliczeń.

$$\sin x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)!} = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots$$

$$\cos x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{(2n)!} = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots$$

Wzory A.1.1. Rozwinięcie funkcji $\sin x$ i $\cos x$ na szeregi McLaurina

Tabela A.1.1. Parametry niektórych scalonych syntezerów cyfrowych

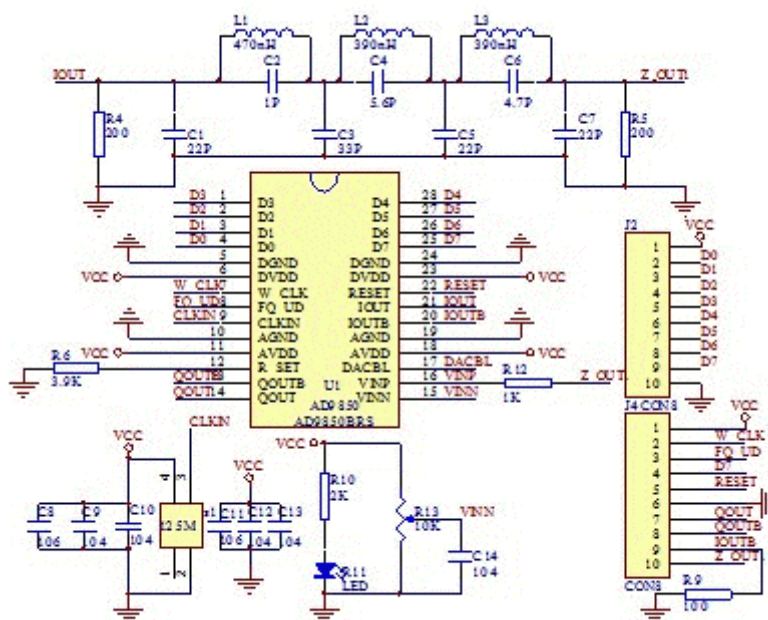
Typ	Częstotliwość zegarowa [MHz]	Rozdzielczość przetwornika A-C [bit]	Złącze sterujące
AD9833	25	10	szeregowe
AD9834	50	10	szeregowe
AD9850	125	10	szer./równ.
AD9851	180	10	szer./równ.
AD9852	300	12	szer./równ.
AD9854	300	12	szer./równ.
AD9857	200	14	szeregowe
AD9858	1000	10	szer./równ.
AD9914	3500	12	szer./równ.
AD9915	2500	12	szer./równ.

Uwagi:

Maksymalna użyteczna częstotliwość wyjściowa wynosi w przybliżeniu 40% częstotliwości zegarowej



Fot. A.1.5. Chiński moduł syntezy na AD9850. W góry widoczne są kontakty równoległego złącza sterującego, a u dołu wyjścia fal sinusoidalnej i prostokątnej. Generator częstotliwości zegarowej znajduje się po lewej stronie. Do sterowania modułu można w konstrukcjach amatorskich użyć „Arduino” (temat ten poruszono szerzej w tomie 36 „Biblioteki polskiego krótkofalowca”)



Rys. A.1.6. Schemat ideowy płytki syntezy cyfrowego na AD9850. Użyteczny zakres częstotliwości: 0 – 40 MHz

Literatura i adresy internetowe

- [Chojn1979] „Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców”, Wiktor Chojnacki SP5QU, WKŁ Warszawa 1979, ISBN-83-206-0014-6
- [Hahn1964] „Podstawy radiokomunikacji”, Stefan Hahn, WKŁ, Warszawa 1964
- [Poradnik1977] „Poradnik radioamatora”, praca zbiorowa, WKŁ, Warszawa 1977
- [Radioel1969] „Poradnik inżyniera radioelektryka”, pod red. doc. dr inż. Andrzeja Wojnara, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1969
- [Rach1994] „Das QRP-Baubuch. Entwurf und Bau von Amateurfunkgeräten mit kleiner Leistung“, Peter Rachow, Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden 1994, ISBN 3-88180-327-0
- [Rauhut1992] „QRP: mit kleiner Leistung um die Welt“, Matthias Rauhut, Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden 1992, ISBN 3-88180-317-3
- [Rot1955] „Technika odbioru radiowego“, Wilhelm Rotkiewicz, tom 1, PWT Warszawa 1955, wyd. 2

Roczniki czasopism wymienionych w tekście.

Literatura i adresy internetowe do poszczególnych podrozdziałów

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

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

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

W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:

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

Nr 54 – „Proste odbiorniki amatorskie” Tom 1
Nr 55 – „Proste odbiorniki amatorskie” Tom 2
Nr 56 – „Proste nadajniki amatorskie” Tom 1
Nr 57 – „Proste nadajniki amatorskie” Tom 2

