

Projekty konkursowe PUK 2016

Transceiver KaeFeLek



Wśród czterech projektów amatorskich transceiverów zgłoszonych w ubiegłorocznym konkursie PUK, dwa z nich zostały opracowane przez Pawła Bożendę SP2FP (ex SP2OFP): KaeFeLek i Scorpion. Dwupasmowy TRX CW/SSB na pasma 80 m i 40 m o nazwie KaeFeLek został zbudowany we wrocławskim klubie SP2KFL. Zamieszczamy skrócony opis tego ciekawego TRX-a, sporządzony na bazie dokumentacji konstruktora.

Transceiver KaeFeLek to urządzenie nadawczo-odbiorcze na dwa popularne pasma amatorskie 3,5 MHz i 7 MHz o bardzo dobrych parametrach użytkowych.

Część odbiorcza charakteryzuje się wysokim współczynnikiem dynamicznym – IP3 na poziomie + 23 dBm, zaś czułość odbiornika poniżej 1 uV.

Moc nadajnika przy napięciu zasilania 12V dochodzi do 20 W (maleje do 10 W przy napięciu 10,5 V, przy zachowaniu pozostałych parametrów).

Dużą selektywność odbiornika (tłumienie górnej wstęgi bocznej) zapewniają dwa filtry 6 kwarcowe 10 MHz o szerokościach 2600 Hz i 500 Hz plus regulowany filtr 3 kwarcowy w zakresie 500–2800 Hz umieszczony przed detektorem.

Schemat blokowy urządzenia

pokazuje rysunek 1.

Na wejściu odbiornika, są zastosowane bloki oparte o specjalizowane układy scalone Analog Devices, zapewniające wspomniane powyżej bardzo dobre parametry dynamiczne: mieszacz AD831, wzmacniacz p.c.z. 2 × AD602, demodulator NE 602.

W obwodach pasmowych nadawczo-odbiorczych są zastosowane cewki TOKO i kondensatory smd COG. W układzie ARW pracuje detektor AD8307 z układem regulacji automatyki o zakresie 88 dB, z dodatkową ręczną regulacją wzmacnienia. Synteza DDS z oprogramowaniem SP2FET. Wszystkie ważne obwody są przełączane przełącznikami.

Wspólne układy N/O to: filtry LPF, filtry pasmowe, mieszacz, filtry kwarcowe, DDS, BFO (zasilanie

większości modułów poprzez stabilizator super LDO 10 V).

Założeniem konstrukcyjnym jest brak połączeń stałych między płytkami i wykorzystanie obudów od radiotelefonów Radmor. Rozmieszczenie elementów na płycie pozwala na montaż dla osób nie mających wprawy z techniką SMD – zastosowano rozmiar el. smd nie mniejszych jak 1206 (3,2×1,6 mm) oraz część elementów przewlekanych.

Odbiornik

Na rysunku 2 jest pokazany schemat płyty głównej TRX-a, który zawiera odbiornik: obwody pasmowe, mieszacz, filtry kwarcowe, wzmacniacz p.c.z., demodulator, układ ARW, filtr m.c.z. i kilka innych mniejszych układów.

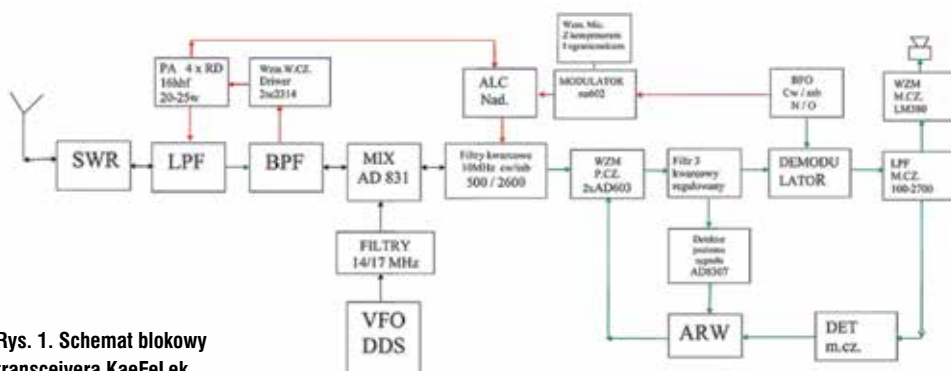
W celu lepszego zrozumienia działania toru odbiorczego zostanie najpierw opisana część w.c.z.

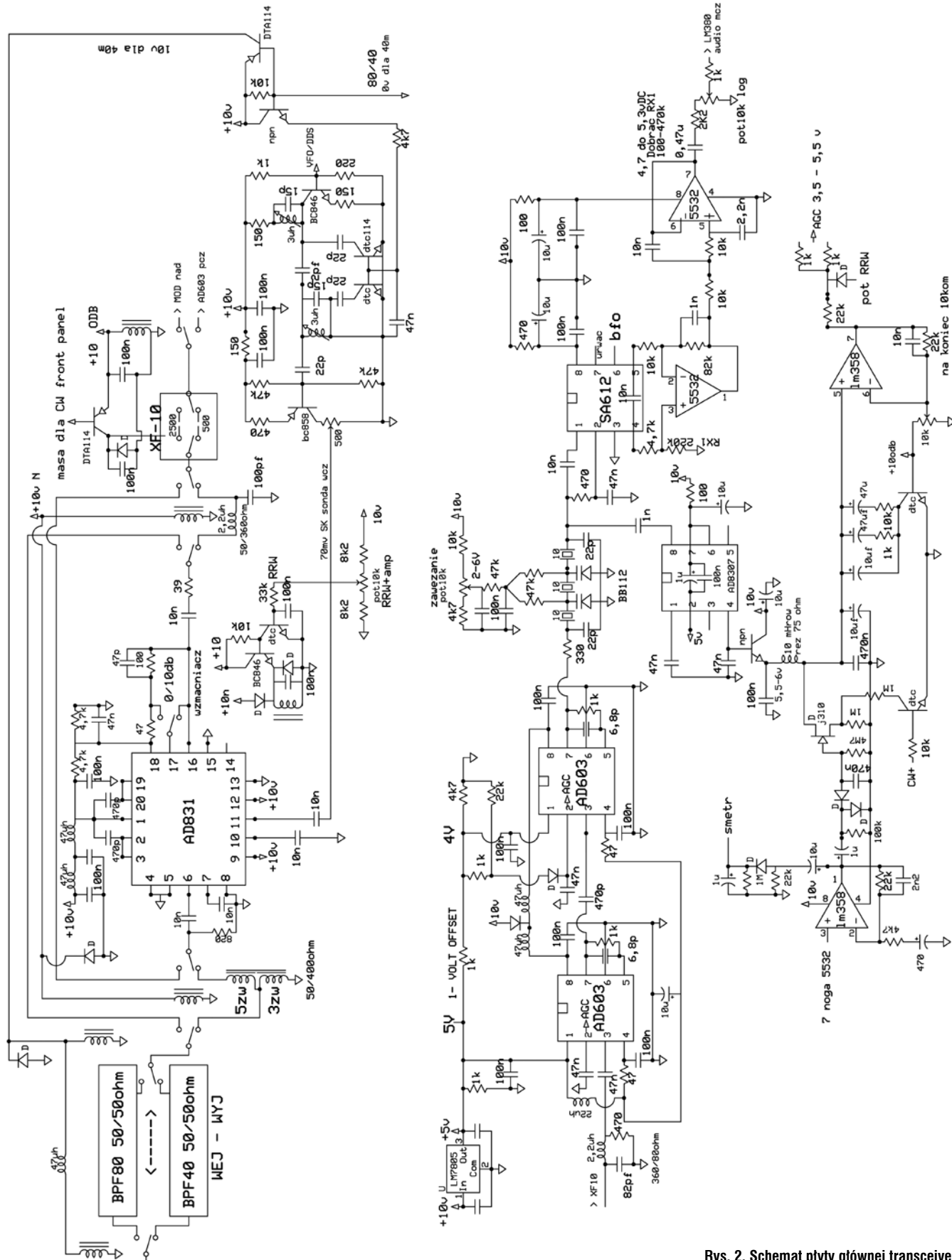
Sygnal z anteny doprowadzony jest do gniazda UC1, po nim kolejno trafia na układ SWR, dalej na filtry dolnoprzepustowe przełączane przełącznikami dla pasm 40 i 80 m. Poprzez przełącznik nadawanie/odbiór w.c.z. sygnał następnie odfiltrowany dochodzi do płytki odbiornika.

Następnie poprzez przełącznik 40/80 trafia na filtry pasmowe i dalej na transformator 50/400 Ω dopasowujący do wejścia układu scalonego AD831. Wejście jest terminowane rezystorem 820 Ω, który łącznie z równoległą opornością wejściową mieszacza daje około 400 Ω.

Struktura mieszacza AD831 zawiera komórkę Gilberta, czyli układ jest podwojenie zrównoważony. Układ charakteryzuje się bardzo wysokim parametrem IP3 wynoszącym ponad 23 dBm. Wewnątrz struktury znajduje się również wzmacniacz który odpowiednio korzysta z obydwo wyjść mieszacza, sumuje sygnał i umożliwia przełączanie wzmacnienia na wartość 1lub 4. W trakcie odbioru na niskich pasmach korzystanie ze wzmacniacza w zasadzie nie jest potrzebne, ale może być ewentualnie wykorzystane przy skróconej antenie. Większe wzmacnienie jest wykorzystywane podczas nada-

Rys. 1. Schemat blokowy transceivera KaeFeLek



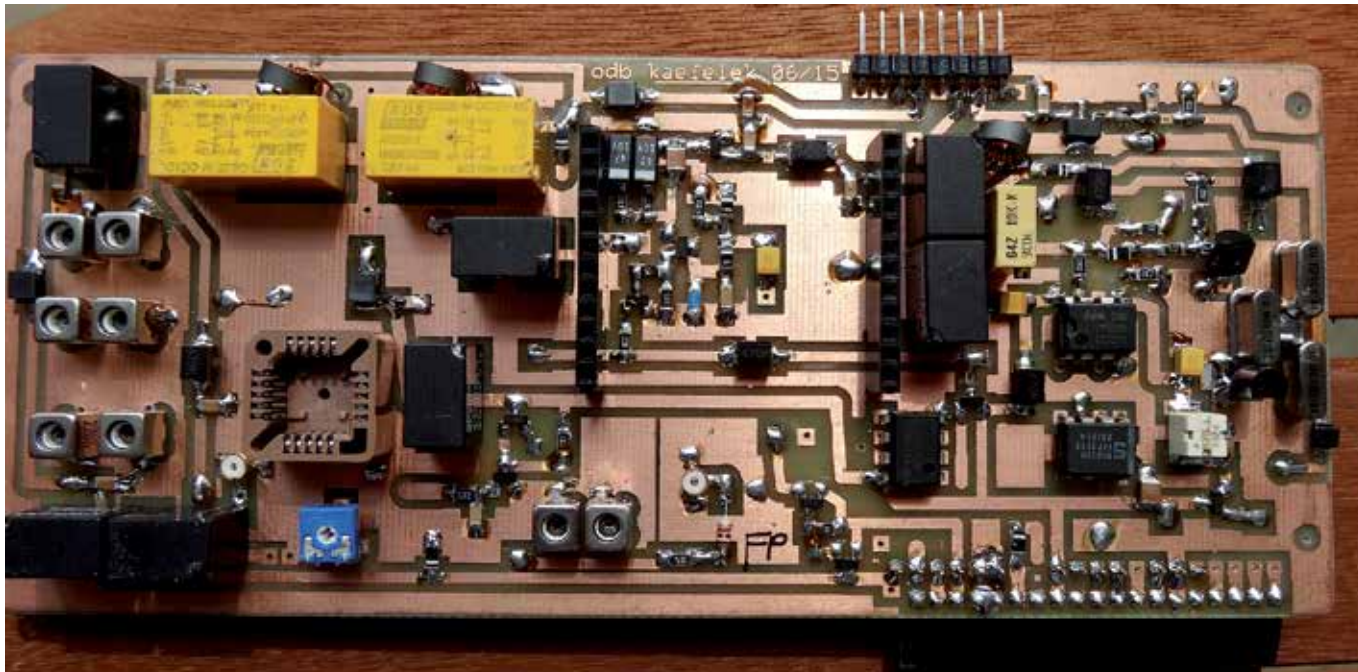


Rys. 2. Schemat płyty głównej transceiwera

wania. Po mieszaczu znajduje się rezystor terminujący wyjście do 50 omów, a następnie jest układ L dopasowujący do 400 Ω oporności filtrów kwarcowych SSB i CW. Po przełączanych przekaznikach

mi filtrach, sygnał wchodzi na tor wzmacniaczy pośredniej częstotliwości z dwoma układami AD603. Układ ma oporność wejściową 100 Ω i poprzedza go również dopasowanie L. Wzmocnienie tych ukła-

dów może wynosić w zależności od częstotliwości i konfiguracji od 30–50 dB na jeden układ. Taka wartość może sprzyjać wzbudzeniom więc konstruktor zastosował maksymalne środki ostrożności zale-



Płyta główna transceivera

cane przez producenta. Wszystkie odgałęzienia DC posiadają kondensatory do masy i dławiki szeregowo. Odpowiednie prowadzenie masy na PCB dało poprawne działanie bez wzbudzeń. Tor p.c.z. ma regulowane wzmocnienie w zakresie 88 dB i podobne maksymalne wzmocnienie. Na wyjściu AD603 jest rezystor terminujący 330 Ω dopasowujący do regulowanego filtra kwarcowego. Filtr ten, to 3 kwarcowa drabinka ze zmienną szerokością pasma w zakresie 3 kHz do 500 Hz. Regulację zapewniają dwie diody pojemnościowe zasilane napięciem DC zmieniającym w zakresie 2–6 V, z potencjometru na front panelu. Dzięki temu zostało ograniczone widmo szumowe oraz uzyskano możliwość zawężania pasma przed detektorem, co korzystnie wpływa na demodulator i ucho użytkownika. Po filtrze sygnał wchodzi równo-

legle na sondę napięcia AD8307 oraz demodulator NE602. Do demodulatora dochodzi również sygnał GFN, który jest umieszczony możliwie daleko na płycie nadajnika, aby nie nanosił się na tor wzmacniaczy p.c.z. Z demodulatora wykorzystywane są obydwa sygnały wyjściowe w fazie i przeciw fazie, co daje dodatkową poprawę wzmocnienia o 6 dB i polepsza stosunek S/N (wchodzą na pierwszą część wzmacniacza NE5532 który je sumuje i wstępnie ogranicza pasmo przenoszenia). Drugi wzmacniacz jest filtrem dolnoprzepustowym 2go rzędu ograniczającym pasmo powyżej 3 kHz. Odfiltrowany sygnał m.c.z. jest podawany na potencjometr głośności front panelu i dalej na wzmacniacz LM380 umieszczony na „płytki radiatora” z LPF. Całość działa bardzo poprawnie dając silny i czysty sygnał audio. Przydałby się większy głośniczek ale zastosowanie małej gotowej obudowy ma tu swoje prawa. Tor automatycznej regulacji wzmocnienia „ARW” okazał się dla autora najtrudniejszym wyzwaniem, a na pewno najbardziej pouczającym elementem działania odbiornika. Uzyskanie czystego audio równorzędnego z jakością ręcznej regulacji wzmocnienia bez efektu zmiany głośności nie było łatwe. Aby czas reakcji był bardzo szybki został zastosowany pomiar sygnału na częstotliwości pośredniej 10 MHz (detekcja na m.c.z. miała by większą zwłokę przy niskich częstotliwościach).

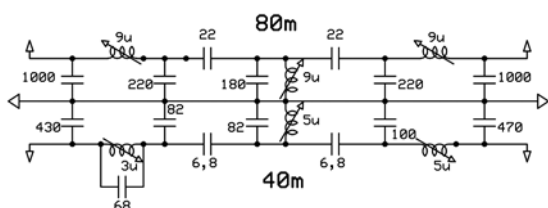
Najpierw po detektorze na AD8307 był stosowany detektor szczytowy (aplikacja na wzmacnia-

czu operacyjnym z diodą i tranzystorem na wyjściu), ale zbyt szybko reagował na przyrost sygnału, w tym trzaski burzowe. Bardzo szybka automatyka bez filtrowania trzasków nie działała prawidłowo, spowolnienie – wydłużenie stałej czasowej nie dawało szybkiego powrotu sygnału, kiedy po silnej stacji pojawiła się słaba – np. praca w zawodach itd. Trzeba było znaleźć kompromis, a przy tym nie projektować automatyki większej od całego TRXa.

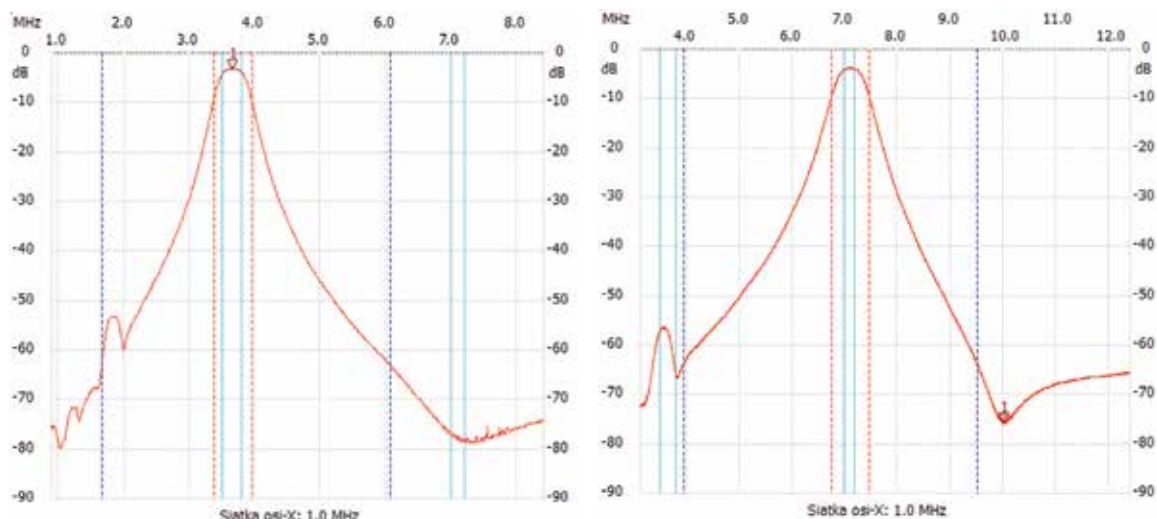
Z tego względu po sondzie logarytmicznej jest wtórnik emiterowy bez rezystora do masy – działa on jak detektor szczytowy ładując bardzo szybko kondensator 100 nF, a dalej poprzez dławik ładuje kolejny zestaw kondensatorów stałej czasowej. Dławik pełni rolę opóźniającą dla krótkich impulsów redukując wpływ zakłóceń impulsowych na działanie ARW. W układzie rozładowania jest zastosowany patent z tak zwanym zawieszaniem automatki. Jego działanie polega na płynnej zmianie stałej czasowej ARW poprzez zmianę wartości rezystancji rozładowującej kondensatory, realizowanej za pomocą feta j310. W trakcie kiedy słuchamy czytelnie korespondenta sygnał m.c.z. jest wyższy od poziomu tła i szumu. W tym momencie dodatkowy prostownik diodowy, niejako czyta poziom modulacji na torze m.c.z. Po odpowiednim wzmocnieniu uzyskiwane jest ujemne napięcie stałe zmieniające się w takt tej modulacji – ale z wygładzeniem i podtrzymaniem około 1s. Napięcie to podawane jest na wcześniej opisanego Feta i dzięki



FILTRY PASMOWO PRZEEPUSTOWE



Rys. 3. Schemat filtrów pasmowych 80 i 40 m



Rys. 4. Charakterystyki przenoszenia filtrów pasmowych 80 i 40 m

temu oporność kanału dren-źródło wzrasta do blisko 10 MΩ. Taka wartość w efekcie daje stałą czasową ARW bliską 15–20 s. w zależności od siły sygnału i stosunku S/N. Sygnał audio jest wtedy bardzo gładko sterowany, tak jak byśmy delikatnie i wolno sterowali RRW, co daje to bardzo wysoki komfort odbioru. Dla emisji CW rezystor w źródle jest zmniejszony, skracając czas opadania automatyki, co przy tej emisji było konieczne. Przy zaniku sygnału rezystancja kanału feta maleje i następuje szybsze rozładowanie pojemności kondensatorów ARW, skracając czas powrotu do pełnego wzmocnienia odbiornika.

Filtry pasmowe

Widoczne na schemacie płyty głównej dwa przełączane bloki BPF to filtry pasmowe 80 i 40 m zrealizowane według schematu z rysunku 3.

Zawierają dwie konstrukcje ogniwi PI (filtrów dolnoprzepustowych) z dodanym trzecim

obwodem LC. Taka konstrukcja nie wymaga wielkiej dokładności w nawijaniu cewek, ani robienia odczepu czy uzwojenia sprzęgającego.

Ogniwa PI działają jak PI filer w obwodzie anodowym wzmacniacza – w tym wypadku transformują 50/1600 Ω – podbijając napięcie o 15 dB, i z powrotem 1600/50.

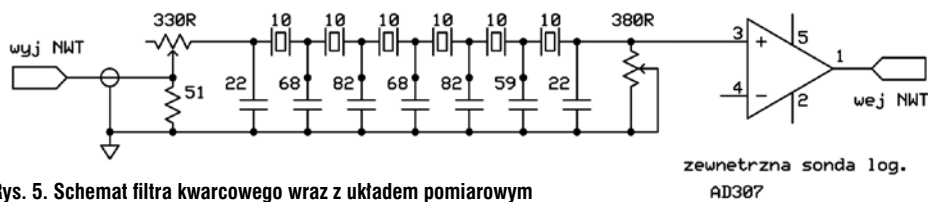
Mniejsza dobroć zapewnia szersze pasmo przenoszenia i mniejszą wrażliwość na niedopasowanie wej./wyj. Aby wyeliminować trymery autor zastosował gotowe cewki strojone rdzeniami firmy TOKO oferowane przez RS i Mercateo.

Dla pasma 80 m zostały użyte cewki i indukcyjności 8,2 μH, które mają zakres regulacji około –5 do

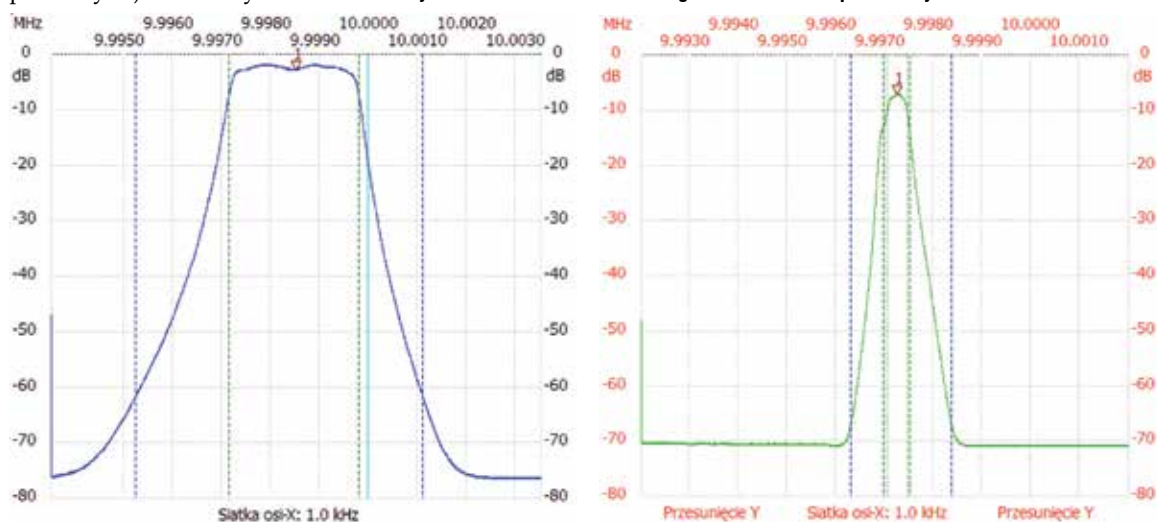
+20 %, więc bez problemu użykuje 10 μH.

Z kolei dla pasma 40 m zostały zastosowane 2 sztuki 4,7 μH oraz jedna 2,7 μH tworząc z dodatkowym kondensatorem 68 pF pułapkę dla f pośredniej 10 MHz.

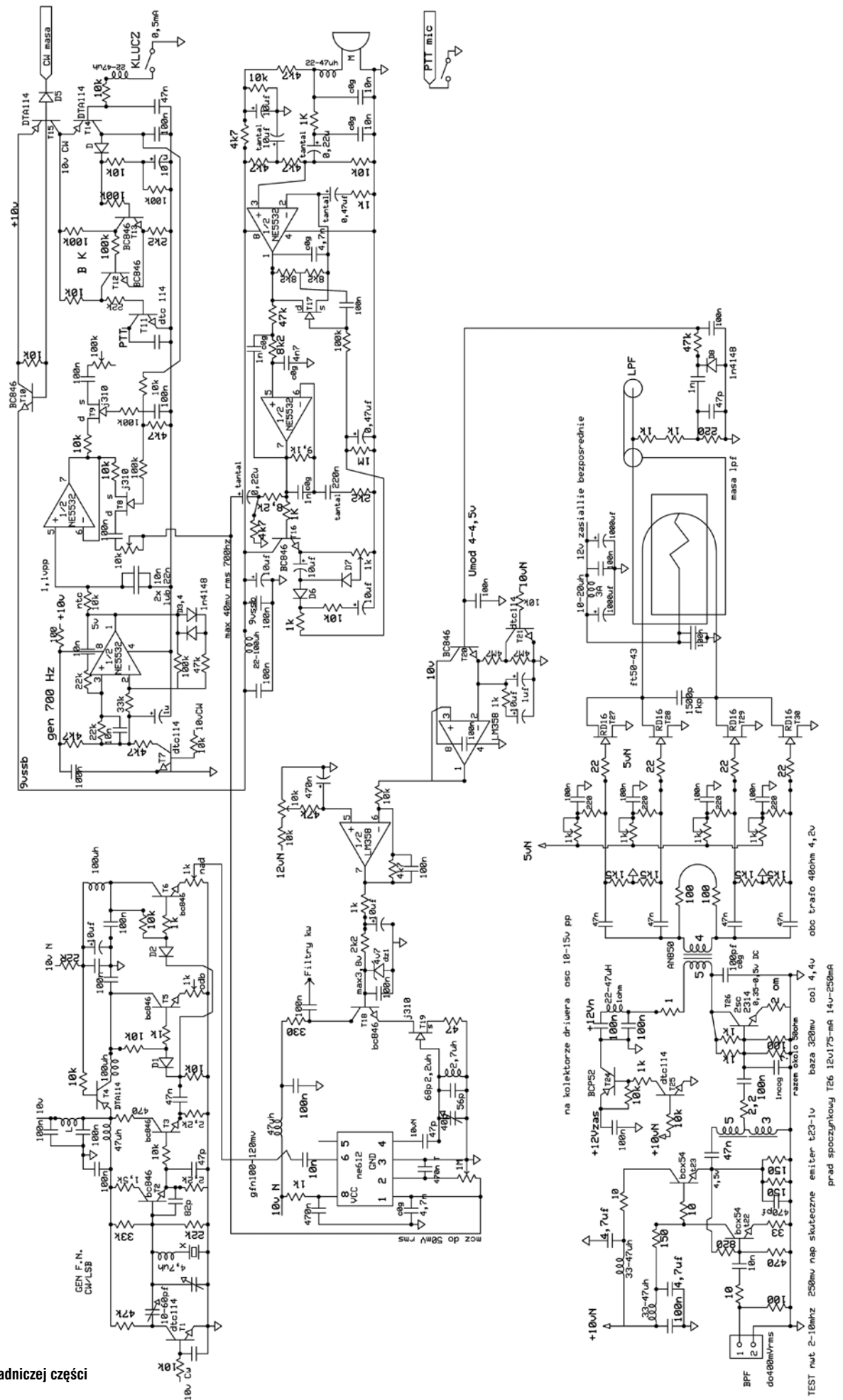
Wykorzystane zostały kondensatory SMD z dielektrykiem typu



Rys. 5. Schemat filtra kwarcowego wraz z układem pomiarowym



Rys. 6. Charakterystyki filtrów kwarcowych SSB i CW w obudowach AT51



Rys. 7. Schemat zasadniczej części nadawczej



Płytki nadawcza

COG dla zapewnienia większej dobroci. Choć pomiary ukazały wady miniaturowanych cewek, uzwojenia mają już widoczną rezystancję drutu (np. 8,2 μ H mają 2,7 Ω), co przekłada się na większe tłumienie obwodu, to zdaniem konstruktora wyniki są doskonałe, łącznie ze stromością zboczy.

Charakterystyki filtrów mierzone analizatorem NWT7 są pokazane na rysunku 4.

Tłumienie wnoszone przez filtr wynosi około 3,5 dB, co nie powinno być zmartwieniem, bowiem przy częstotliwościach 3,5 i 7 MHz poziom sygnałów i tła jest na tyle duży, że 3 decybelowy tłumik na wejściu nie zaszkodzi.

Dodatkową zaletą samego typu układu BPF jest mała wrażliwość na dopasowanie wej-wyj do 50 Ω . Zmiana w zakresie 30–80 Ω nie zmienia wyraźnie pasma przenoszenia, ani częstotliwości środkowej (anteny nie mają w całym paśmie SWR 1:1).

Filtry kwarcowe

Przy budowie filtrów kwarcowych autor wykorzystał doświadczenia zdobyte podczas montażu konstrukcji Taurusa, a wykonanie analizatora NWT7 dało możliwość pomiaru charakterystyki filtrów. Ponieważ filtry drabinkowe lepiej dopasowują się dla impedancji 200–400 Ω , została wykonana dodatkowa sonda zewnętrzna na AD8307 o regulowanej oporności wejścia za pomocą pr-ków 500 Ω . Schemat filtra wraz z układem pomiarowym jest przedstawiony na rysunku 5.

Konstruktor nie korzystał z programów do obliczania filtrów tylko w układach badawczych, wykorzystywał trymery, które zamieniał na wartości stałe kondensatorów. W układzie były zastosowane rezonatory 10 MHz o średniej wysokości oznaczone symbolem 10.000MHZ NDK AT51. Podczas prób okazały się lepsze, od tych w obudowach HC49U.

Z zakupionych 350 sztuk kwarców, ponad 200 nadawało się do wykorzystania. Powstały dwie grupy o częstotliwościach rezonansu zbliżonych \pm 50 Hz, dzięki czemu zmontowano ponad 30 sztuk filtrów CW i SSB.

Na rysunku 6 zostały zamieszczone charakterystyki filtrów kwarcowych SSB i CW w obudowach AT51.

Nadajnik

Zamieszczony na rysunku 7 schemat płytki nadawczej zawiera następujące bloki (moduły): generator fali nośnej BFO, wzmacniacz-

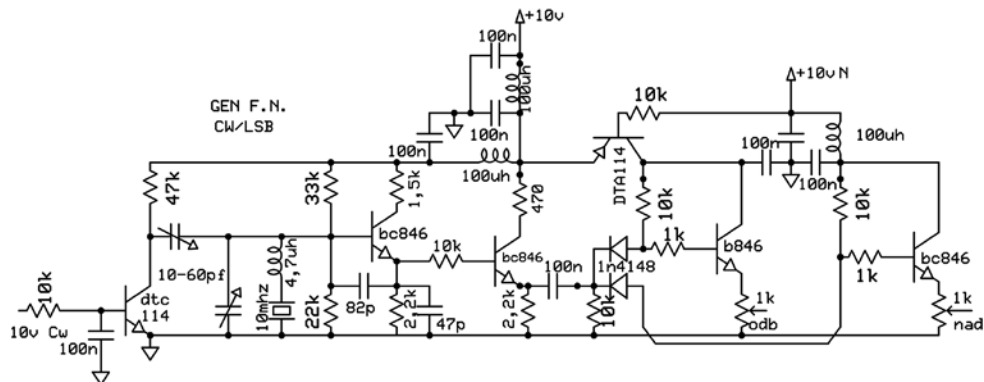
-limiter mikrofonowy, modulator DSB, generator CW – sin. 700 Hz, ALC, wzmacniacz w.cz. z końcówką mocy, układy realizujące przełączanie napięcia zasilania, moduł kluczkowania CW/BK. W dalszej części zostanie opisane działanie każdego modułu.

Generator BFO (Beat Frequency Oscillator)

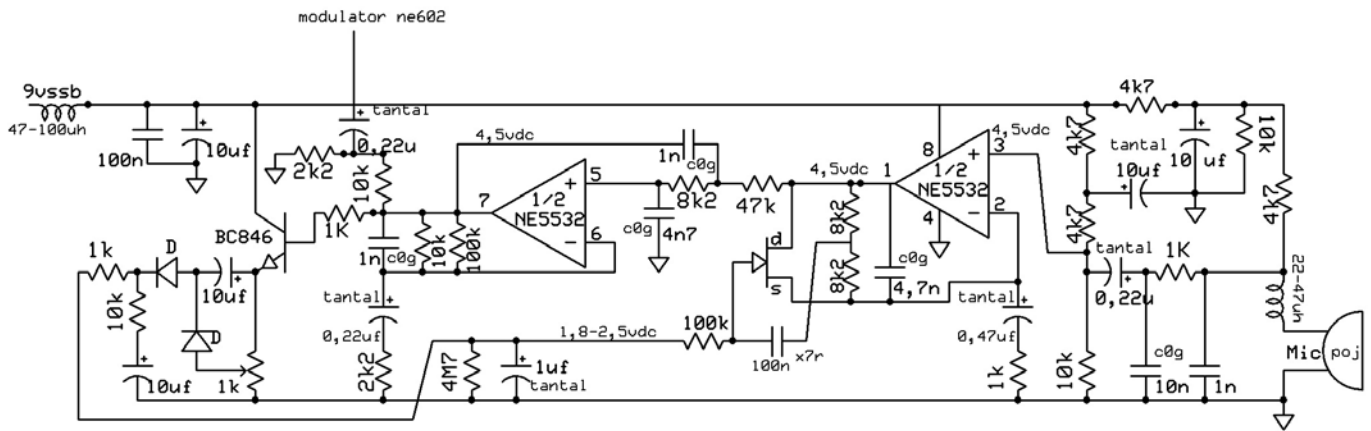
Generator BFO służy do wytworzenia tak zwanej fali nośnej potrzebnej przy demodulowaniu w torze odbiorczym oraz wytworzeniu sygnału nadawczego DSB – zawierającego dwie wstęgi boczne z wytlumioną falą nośną.

Schemat generatora fali nośnej BFO jest pokazany na rysunku 8. Zasadniczy układ

z tranzystorem i rezonatorem kwarcowym działa w układzie Colpittsa. Częstotliwość pracy wynosi około 9996,700 Hz i jest uzyskiwana z kwarcu 10 MHz poprzez włączony w szereg dławik 4,7 μ H oraz trymer. Dla emisji CW dołączany jest kolejny trymer obniżając ją o około 200 Hz. Punkty pracy zostały tak dobrane aby uzyskać możliwie czysty sygnał wyjściowy. Rozbudowana separacja ma na celu zniwelowanie efektu dewiacji częstotliwości pod wpływem zmian obciążenia. Przełącznik diodowy przełącza sygnał dla toru odbiorczego i nadawczego powodując zmniejszenie przenikania fali nośnej, tam gdzie jej nie potrzeba. Duża ilość dławików w zasilaniu, specjalne umiejscowienie i odpowiednio zaprojektowany fragment płytki ma na celu również zmniejszenie przenikania sygnału, który w torze odbiorczym zakłóca pracę automatyki i przenika do wzmacniacza pośredniej, a w torze nadawczym mogłoby przeniknąć poza modulator powodując zwiększenie poziomu fali nośnej w sygnale nadawczym.



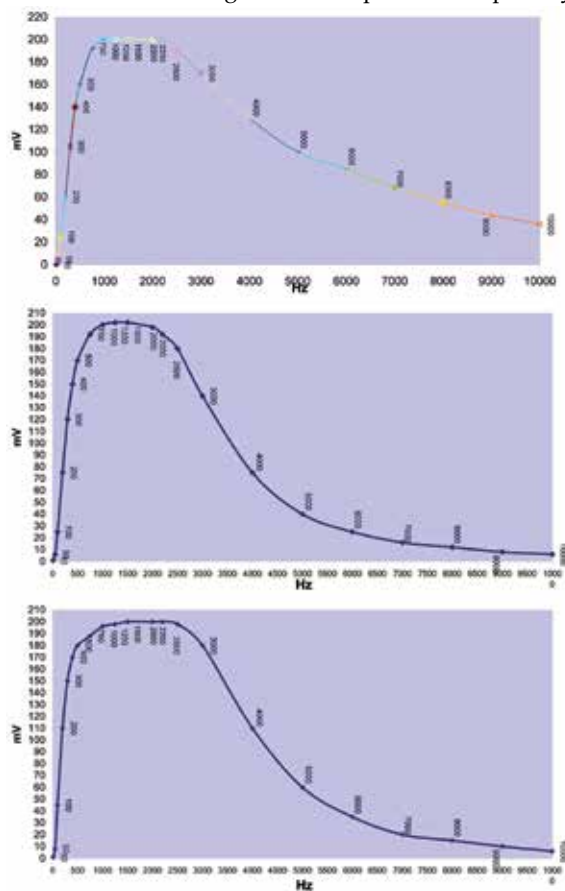
Rys. 8. Schemat generatora fali nośnej BFO



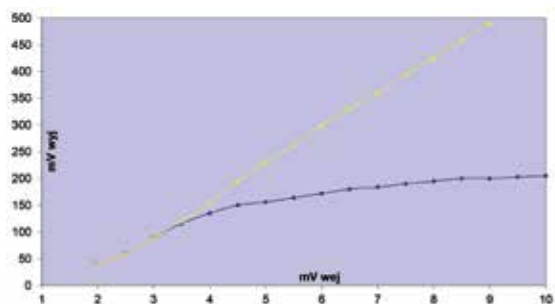
Rys. 9. Schemat wzmacniacza mikrofonowego z kompresorem limiterem i filtrem pasmowym

Wzmacniacz mikrofonowy

Układ m.cz. którego schemat jest zamieszczony na rysunku 9, służy do wzmocnienia sygnału z mikrofonu pojemnościowego, ograniczenia pasma i amplitudy



Rys. 10. Charakterystyki pasma przenoszenia wzmacniacza mikrofonowego



Rys. 11. Charakterystyka napięcia wyjściowego w zależności od napięcia wejściowego z mikrofonu

przed podaniem go na modulator. Działanie ogranicznika zaczyna się dopiero od pewnego poziomu, nie zwiększa on wzmocnienia dla cichych sygnałów, nie powodując efektu wzrostu szumów i innych zakłóceń w trakcie przerw między słowami. Po przekroczeniu głośności mowy detektor zaczyna podnosić napięcie na tranzystor regulacyjny i ogranicza amplitudę wyjściową układu. Ponieważ mikrofon ma wewnątrz przetwornik ze wzmacniaczem, to aby go zasilac przewodem sygnałowym został użyty odkłócający układ RC: 4,7 k, 10 k, 10 uF, 4,7 k (w zależności od typu mikrofonu napięcie oscyluje w granicach 4–6 V). Sygnał m.cz. poprzez filtr dolnoprzepustowy ograniczający dostęp w.cz. idzie na wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego. Jego wzmocnienie jest regulowane fetem w sprzężeniu zwrotnym w zakresie 1–15 razy. Odpowiednio dobrane kondensatory tworzą wstępny filtr pasmowy ograniczając pasmo dla dolnych i górnych częstotliwości m.cz. Sygnał jest podany na następny wzmacniacz z filtrem 3. rzędu. Odpowiednie dobrane wartości elementów filtru było dość krytyczne, ale opłacało się. Wzmocniony około 5 razy sygnał jest potrzebny do prostownika napięcia, które steruje wzmocnieniem pierwszego stopnia. Dla modulatora takie napięcie byłoby za wysokie, więc następuje jego ograniczenie dzielnikiem. Można było brać sygnał po pierwszym stopniu i tak było pierwotnie, ale dzięki filtrowi m.cz. w drugim stopniu, mamy lepsze ukształtowanie charakterystyki częstotliwościowej.

Stała czasowa automatyki jest na poziomie 5 s, aby nie było szybkich reakcji na wzmocnienie, a właściwie ograniczenie wzmocnienia. Tu bardzo ważna uwaga, konieczne należy zastosować kon-

densatory smd z dielektrykiem c0g i tantalowe. Przy zamontowaniu typowych elementów ceramicznych nastąpił efekt bardzo silnego mikrofonowania. Dotknięcie płytki czy jej poruszenie dawało na wyjściu nieprzyjemny efekt trzasków bez mikrofonu. Odpowiedzialne za taki efekt były kondensatory ceramiczne smd ze standardowym dielektrykiem, pierwotnie zastosowane do układu.

Na rysunku 10 są zamieszczone charakterystyki pasma przenoszenia układu. Pierwsza obrazuje działanie prototypu bez filtru górno-zaporowego. Drugi przebieg jest na wyjściu opisanego układu przy pełnym wzmocnieniu – dla małych sygnałów mikrofonu. Trzecia to już wykres z działającym limiterem na około 40% (zmienia się wtedy charakterystyka przenoszenia pierwszego stopnia). Jest to normalna praca przy nadawaniu. Tak uformowany sygnał jest doprowadzony do wejścia modulatora.

Kolejny wykres pokazany na rysunku 11 przedstawia charakterystykę napięcia wyjściowego w zależności od napięcia wejściowego z mikrofonu.

Generator telegrafii

Transceiver jest przystosowany do kluczkowania pojedynczym stykiem – czyli kluczem sztorcowym lub zewnętrznym manipulatorem z elektroniką.

Po przełączeniu radia na CW następuje załączenie wąskiego filtra kwarcowego o szerokości 500–600 Hz w torze pośredniej i skrócenie czasu działania ARW odbiornika. W torze nadawczym następuje wyłączenie zasilania wzmacniacza mikrofonowego oraz załączenie generatora 700 Hz i układu kluczkowania m.cz i BK.

Schemat generatora przebiegu sinusoidalnego podawanego

na wejście modulatora nadajnika (zamiast sygnału mikrofonowego) jest pokazany na rysunku 12. Układ pracuje z mostkiem Winea i jest częściowo oparty na pomysłu US5MSQ. W sprzężeniu są włączone dwie diody z odpowiednio dobranym rezystorem, zapewniając na wyjściu około 1,1 Vpp. Stosując podwójny wzmacniacz operacyjny konstruktor dodał termistor 10 k obciążony dobraną pojemnością i uzyskał amplitudę wyjściową dla temperatury 0–50°C w zakresie poniżej 5%. Termistor z kondensatorem tworzy filtr dolnoprzepustowy, który przy okazji zmniejsza zawartość harmonicznych w wyjściowym sygnale, ale nie zmienia stałej składowej DC, która jest potrzebna do prawidłowego kluczenia tranzystorami FET. Składowa stała jest często źródłem stuków przy kluczeniu, więc musi pozostać nie zmienna w trakcie załączania obciążenia generatora.

Pomysł kluczenia jest także zapożyczony z TRX-a US5MSQ. W układzie tym FET ma na źródle napięcie DC około 5 V a bramka jest na masie, taka różnica zapewnia zatkanie tranzystora (po kondensatorze nie ma śladów amplitudy generatora). Za pe-erkiem ustalającym amplitudę jest około 2 kΩ obciążenie modulatorem. Dzięki temu wysoka oporność złącza tranzystora FET tworzy super tłumik (to samo dotyczy się wyjścia na wzmacniacz głośnikowy, dający monitor podsłuchu). Podanie napięcia około 3,5 V DC na bramkę zwiera złącze D-S do wartości kilkudziesięciu Ω. Rezystory 10 k w źródle zapobiegają nierównością parametrów załączania i nie trzeba bardzo dokładnie dobierać napięcia bramki do pełnego załączenia (przekroczenie napięcia pogarsza sygnał i zmienia składową stałą, powodując stuki przy kluczeniu). Dzięki temu na

wyjściu występuje bardzo dobry sygnał płynnie taktowany kluczem.

Z samego klucza jest podawana masa (minus), która jest wykorzystywana do kluczenia generatora oraz do załączania nadajnika.

Masa jest zamieniana tranzystorem p-n-p na napięcie 10 V, które jest filtrowane, aby zapobiec trzaskom styku. Napięcie to jest podawane poprzez tranzystor i diodę na wejście przerzutnika Schmitta (ładowany kondensator podtrzymuje nadawanie).

Zastosowany przerzutnik zapobiega niekontrolowanym stanom N/O w zależności od parametrów użytych tranzystorów i temperatury. Za tym układem następuje kluczenie PTT.

Układ scalony generatora musi być zasilany również w trakcie odbioru i pracy SSB, aby tranzystory FET były zatkałe i nie przenosiły sygnału z mikrofonu do głośnika (wzmacniacz mikrofonowy jest zasilany cały czas przy trybie SSB, aby nie było stuku załączania przy nadawaniu). Przy tych założeniach generacja 700 Hz musi być wyłączona – realizuje to tranzystor odłączający dolny rezystor ustalający składową stałą generatora i w ten sposób wzmacniacz operacyjny jest zatkaany, dając na wyjściu około 8 V DC. Całość dopracowania pochłonęła autorowi sporo czasu, ale dała dobry efekt.

Podczas pracy CW występuje inna częstotliwość generatora BFO, dopasowana do filtra kwarcowego CW, dzięki temu uzyskuje się najwyższe wzmocnienie w okolicach częstotliwości środka filtru. Częstotliwość gfn. dla cw, jest odsunięta około 600 Hz od częstotliwości środkowej filtru kwarcowego, dzięki temu przenika ona w bardzo nieznacznym stopniu i jest też tłumiona poprzez modulator.

Poprawne jej ustawienie daje wytłumienie fali nośnej blisko 100

dB (nie łatwo zmierzyć). Po podaniu sygnału telegraficznego 700Hz na modulator, otrzymuje się dwie wstęgi odsunięte od siebie tylko 1400 Hz, ale filtr telegraficzny skutecznie tłumi bliską i niepożądaną wstęgę nadawczą (słuchając na odbiorniku obok nie stwierdza się żadnych innych prążków w sąsiedztwie).

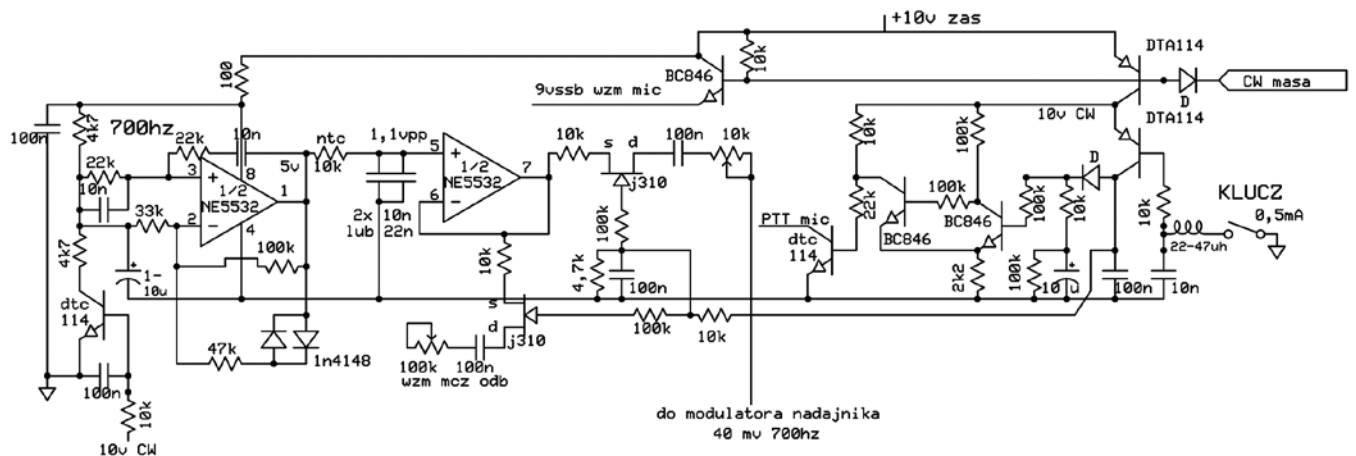
Modulator DSB

Tor formowania sygnału DSB jest widoczny w środkowej części rysunku 7. Sygnał z generatora fali nośnej jest doprowadzony do modulatora realizowanego na mieszaczu NE602 (zawiera komórkę Gilberta – układ dwóch par różnicowych). Doprowadzamy jest tam również sygnał modulujący m.cz., aby w efekcie zmieszania uzyskać na wyjściu dwie wstęgi boczne z wytłumioną falą nośną. Ważne jest zachowanie poziomów napięć, aby uzyskać możliwie najlepsze parametry pracy układu: 100 mV FN i do 50 mV m.cz. Nie przekraczanie tych wartości daje bardzo dobry efekt. Również usytuowanie modulatora z dala od BFO, daje wytłumienie fali nośnej z samego mieszacza na poziomie –60 dB (resztę wytłumia filtr kwarcowy).

Ważne jest, aby dołączając zewnętrzny sygnał z generatora pozostawić wolną nóżkę 7 NE602.

Co prawda podłączony pomiędzy masą a tą nóżką kondensator podnosi znacznie wzmocnienie wewnętrznego wzmacniacza, ale efektem jest gorsze wytłumienie fali nośnej i przesterowanie.

Za modulatorem znajduje się wzmacniacz typu kaskoda z regulowanym wzmocnieniem z którego sygnał trafia do filtru kwarcowego na płycie odbiornika. Mechaniczne odseparowanie tych elementów daje też poprawę działania całego toru formowania – sygnał nie przenika innymi ścieżkami do mieszacza, nie będąc



Rys. 12. Układ generatora telegrafii z kluczeniem sygnału i załączaniem nadajnika

filtrowany. Regulacja wzmacnienia po modulatorze, też nie była przypadkowa. Wcześniej projektowane wzmacniacze, podczas regulacji napięciem stałym, miały zmienne parametry (oporność wejścia, oporność na przesterowanie, zmiana zawartości harmonicznnych i oporność wyjściowa). Układ kaskody z połączenia FET-a i tranzystora bipolarnego, ze względu na dużą oporność wejściową oraz obwód wejściowy LC, zapewnia wstępne filtrowanie sygnału. Rezystor w kolektorze ustala oporność wyjściową wzmacniacza, potrzebną dla prawidłowej pracy filtrów kwarcowych. Układ charakteryzuje się małym prądem sterowania i wzmacnieniem napięciowym do 3 razy. Napięcie bazy T18 0–3,8 V. Zmniejszenie napięcia, daje kilkudziesięciu decybelowe tłumienie bez utraty liniowości wzmacniacza, co jest wykorzystane przy współpracy z układem ALC (opis w dalszej części).

Wzmacniacz nadajnika

Tor wzmacniaczy w.cz. sygnału nadawczego 80 i 40 m jest widoczny w dolnej części rysunku 7. Po zmieszaniu uformowanego

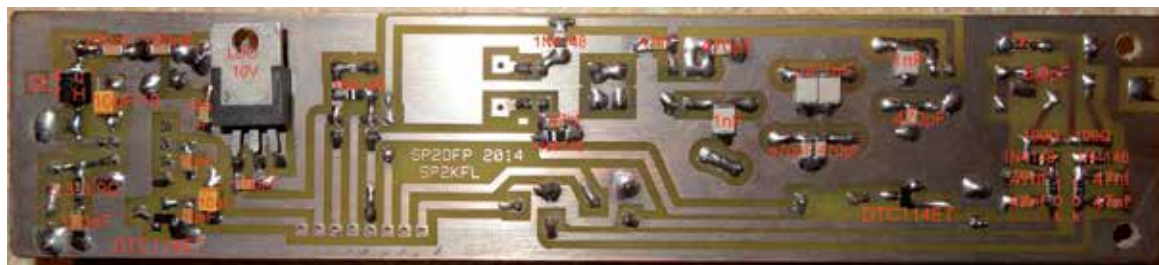
sygnału SSB z sygnałem heterodyny i odfiltrowaniu poprzez filtry pasmowe, otrzymuje się użyteczny sygnał nadawczy o wartości 400 mV sk.

Ponieważ filtry pasmowe mają impedancję 50 omów, również wzmacniacz powinien mieć taką samą wartość impedancji wejściowej. Pojemność tranzystorów, parametry odbicia itp. zmieniają dość mocno parametry wejścia, ale w zakresie 3,5–7 są one nieznaczne.

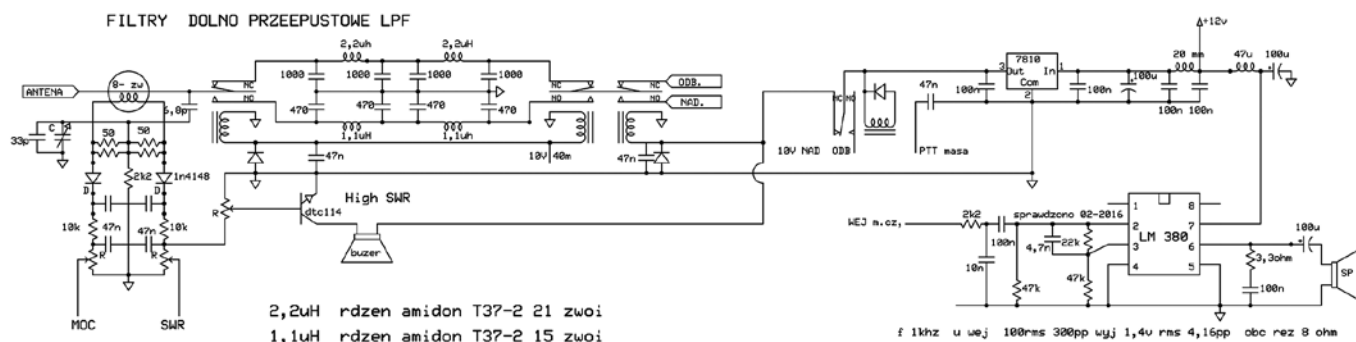
Wzmacniacz na tranzystorach T22 i T23 zapewnia wzmacnienie napięciowe 4krotnie, dając na wyjściu poziom skuteczny 1,5 V. Zastosowane sprzężenie zwrotne zapewnia wysoką liniowość i nie ma potrzeby dobierania punktów pracy. Ponieważ oporność wyjściowa nie jest wystarczająco niska do wysterowania drivera, została obniżona transformatorem 5/3 zwoje. Powoduje to 3-krotny spadek napięcia, ale daje 3-krotne zwiększenie prądu (na bazie T26 występuje 500 mV sk. w.cz.). Takie rozwiązanie wysterowania dla 2SC2314 z małą wartością rezystancji emitera daje pełne wysterowanie tranzystora (zostaje spory zapas zapewniający

liniowość pracy).

Dodanie kondensatorów 470 pF na wyjściu T23 i 1 nF w bazie T26, wraz z transformatorem obniżającym, tworzy układ rezonansowy o małej dobrotli – powoduje to poprawę wzmacnienia w paśmie użytkowym i zmniejszenie wzmacnienia powyżej 10 MHz, co daje niższy poziom harmonicznnych. W efekcie wzmacnienie drivera jest wyrównane w zakresie 2–10 MHz. Driver pracuje w klasie A z prądem spoczynkowym 200–250 mA, zależnym od napięcia zasilania TRXa. Oddaje on już moc ponad 500 mW i wymaga chłodzenia. Taka moc z zapasem steruje końcówką mocy. Zastosowanie aż 4 tranzystorów RD16HFHF1 miało na celu nie tylko uzyskanie zakładanej mocy, ale również ogranicza możliwość ich uszkodzenia. Przełożenie 1:2 transformatora wyjściowego, przy napięciu zasilania 11–14 V, zapewnia 12–16 W na 50 omach w układzie przeciwobnym dwu tranzystorowym. Zrównoleglenie w każdej gałęzi powoduje rozkład prądów na dwa tranzystory i uzyskanie mniejszej oporności złącza przy pełnym wysterowaniu. Zaletą zastosowanych



Płytki umieszczone na radiatorze



Rys. 13. Schemat układów dodatkowych



tranzystorów jest wyprowadzenie źródła (minus) na obudowie, dzięki czemu można przykręcić je wprost do radiatora. Przy lutowaniu bramki należy zachować duże środki ostrożności i zwrócić uwagę na elektrostatykę (niskie napięcie przebicia). Najlepiej wcześniej wstawić rezystory obciążające bramkę do masy, dzięki którym statyka nie będzie już taka groźna. Ze względu na możliwość wzbudzenia się na częstotliwościach UKF-owych, trzeba zastosować rezystory szeregowo z bramką. Ścieżka o długości ponad 15 mm może już powodować kłopoty. Prąd spoczynkowy został ustawiony po 150 mA/tranzystor przy 20°C. Podgrzanie radiatora suszarką do temperatury bliskiej 70°C zwiększyło prąd spoczynkowy do 200 mA, wartość do przyjęcia, dlatego konstruktor nie zastosował kompensacji temperatury dla biasu. Testy z czterema tranzystorami zapewniły moc do 20 W. Dodanie pojemności 1 nF równoległe do uzwojenia pierwotnego spowodowało efekt pracy rezonansowej i dla naszych pasm pozwoliło uzyskać ponad 25 W. Oczywiście ograniczyło moc powyżej 10 MHz ale ograniczyło też poziom widocznych harmonicznym. Bez filtrów LPF sama końcówka na pełnej mocy emituje około -45 dB drugiej -35 dB trzeciej i ślady piątej harmonicznej. Po filtrach nie mam już czym zmierzyć tych poziomów, bo są poniżej 60 dB.

Układ ALC

ALC to układ kontroli mocy wyjściowej, usytuowany w centralnej części rysunku 7, daje komfort trzymania zadanego poziomu mocy w całym paśmie, niezależnie od tłumienia w danej części filtrów pasmowych i samego pasma pracy (pod warunkiem że jest zapas mocy iysterowania, nie są wymuszane na siłę parametry wzmocnienia). ALC kontroluje poziom napięcia w.cz. mierząc je na dzielniku po końcówce mocy oraz,

sprawdza napięcie zasilania transceivera. Właśnie napięcie zasilania jest czynnikiem który bezpośrednio wpływa na moc zadaną. Przy słabym akumulatorze napięcie zasilania może wynosić poniżej 11 V.

Dochodzą straty na kablu, wtyczce itp. Dla takiej wartości normalny układ ALC ustawiony np. na 20 W wyjścia podciągałby wzmocnienie regulowanego wcześniej opisywanego wzmacniacza, a po nim na siłę wymuszał uzyskanie takiej mocy. Niestety, przy takim napięciu nie jest możliwe już jej uzyskanie, bez wzrostu zniekształceń. Dlatego też napięcie odniesienia jest zależne od napięcia zasilania i przy jego spadkuysterowanie jest również ograniczone. Podczas testów przy 10,5 V zasilania udało się uzyskać 12 W out, a podniesienie zasilania do wartości 14,2 V zwiększyło możliwości mocy końcówki i drivera (odniesienie ALC ustawia parametr na moc 25 Wat, dając większą moc pracy przy wyższym zasilaniu).

Układy dodatkowe

Układy dodatkowe są umieszczone na dodatkowej płytce przytwierdzonej do radiatora.

Schemat tego bloku pokazany na rysunku 13 zawiera: układ pomiaru mocy padającej i odbitej, filtry dolnoprzepustowe, stabilizator 10 V, wzmacniacz m.cz., zestaw przełączników przełączających, układ sygnalizacji dźwiękowej wysokiego SWR.

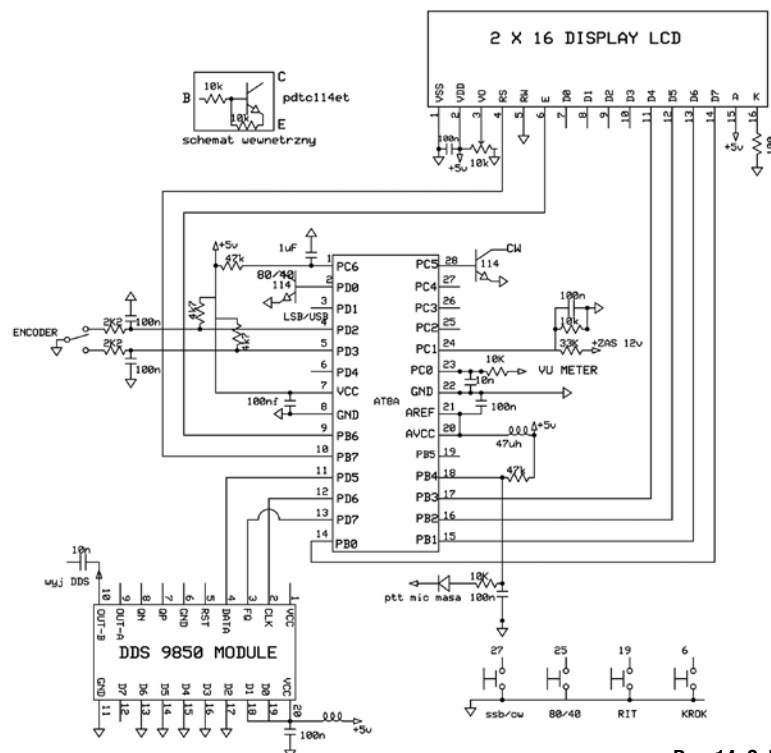
Płyta przednia

Płyta przednia (front panel) zawiera sterownik TRX-a: syntezę DDS, wyświetlacz, procesor Atmega, zestaw potencjometrów, przycisków itd. Schemat układu jest pokazany na rysunku 14. Początkowo wykorzystana była synteza napisana przez Wojtkę SQ9PXB. W 2016 roku Kolega Bartek SP2FET napisał nową syntezę tego TRX-a, która bazuje na Atmedze 328 i pasuje zamiennie do poprzedniego projektu.

Zaprezentowany projekt KaeFeLek nie jest komercyjny i autor nie dysponuje możliwością wykonania kompletu PCB (podzieli się pełną dokumentacją zebraną w czasie tworzenia i składania TRX-ów).

W jednym z kolejnych numerów ŚR zostanie opisany transceiver Scorpion 80, jako jednopasmowy TRX przygotowany w formie zestawu części do samodzielnego montażu i rozprowadzany przez autora.

www.sp2fp.profiomot.pl/kaefelek.html



Rys. 14. Schemat sterownika TRX-a