



Podstawowe parametry:

- Tor odbiorczy z bezpośrednią przemianą częstotliwości.
- Odbiór transmisji DSB lub SSB (w sprzyjających warunkach).
- Załączany za pomocą przełącznika filtr wąskopasmowy do odbioru sygnałów CW, FSK, PSK, itp.
- Pokrętła zgrubnego i precyzyjnego przesłajania.
- Wyjście kontrolne częstotliwości VFO do podłączenia częstotściomierza.
- Zintegrowany wzmacniacz słuchawkowy 2x1 W/8 Ω.

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

- AVT6017 RX Ewa 40 m – odbiornik początkującego radioamatora (EP 12/2023)
- AVT5900 Dwupasmowy odbiornik nastuchowy KF RX Wiesia 80/40 m (EP 11/2021)
- AVT3198 Modułowy odbiornik nastuchowy na pasmo 80 m i 40 m „Dosia” – mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (EP 2-3/2020)
- AVT3230 Czteropasmowy odbiornik „Staś” – odbiornik CW/SSB początkującego nastuchowca (80/40/30/20 m) (EdW 8/2018)
- Odbiornik nastuchowy na pasmo 80 m (EP 6/2015)
- AVT2970 Odbiornik SDR na pasmo 2 m (EdW 2/2011)

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB),
 - wersja [A] – płytką drukowaną bez elementów i dokumentacji.
- Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytką drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja,
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! <http://sklep.avt.pl>

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

W ofercie AVT*

AVT5990

Odbiornik nastuchowy na pasmo KF 80 m „Kubus” (1)

Odbiorniki nastuchowe stanowią pierwszy znaczący krok do magicznego świata konstrukcji i łączności radiowych. W podanych dziedzinach pomagają one rozwijać pasję, które z czasem mogą przerodzić się w profesjonalne umiejętności techniczne i komunikacyjne (także interpersonalne). Prezentowane urządzenie powstało w odpowiedzi na znaczne zainteresowanie Czytelników jako nieco okrojona i zintegrowana na pojedynczej PCB wersja projektów z serii „AVT-319x – Modułowy odbiornik nastuchowy Dosia”. W pierwszym odcinku z cyklu artykułów została przedstawiona koncepcja działania urządzenia. Projekt ten dedykuję mojemu synowi – Jakubowi.

Radiokomunikacja amatorska w pasmie 80 m

Amatorska komunikacja radiowa w pasmie częstotliwości, w którym długość fali wynosi około 80 m, to zazwyczaj początek wspaniałej przygody z łącznościami krótkofalowymi. Przyczyną takiego stanu rzeczy jest fakt, że popularna „osiemdziesiątka” pozwala na prowadzenie lokalnych transmisji (albo choćby samych nasłuchów), w których nadawcami są polskojęzyczni operatorzy krajowi, prowadzący łączności foniczne emisją SSB (jednowstęgową). Już same nasłuchy operatorów krajowych pozwalają na stosunkowo łatwe poznawanie obyczajów komunikacyjnych, panujących w świecie radioamatorów, a także na oswajanie się z technicznymi aspektami przedmiotowych łączności.



Tabela 1. Podział pasma 80 m, obowiązujący w Polsce

| Zakres częstotliwości [kHz] | Maksymalna szerokość pasma sygnału [Hz] | Rodzaje emisji oraz ich przeznaczenie |
|-----------------------------|---|---|
| 3500...3510 | 200 | CW, pierwszeństwo dla łączności międzykontynentalnych |
| 3510...3560 | 200 | CW, preferencja dla zawodów |
| 3560...3570 | 200 | CW w trybie QRP |
| 3570...3580 | 200 | Wąskopasmowe emisje cyfrowe |
| 3580...3590 | 500 | Wąskopasmowe emisje cyfrowe |
| 3590...3600 | 500 | Wąskopasmowe emisje cyfrowe (stacje bezobsługowe) |
| 3600...3620 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji |
| 3600...3650 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji, preferencja dla zawodów w trybie SSB |
| 3650...3700 | 2700 | SSB w trybie QRP |
| 3700...3800 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji, preferencja dla zawodów w trybie SSB |
| 3775...3800 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji, preferencja dla łączności międzykontynentalnych |

W tym pasmie częstotliwości radioamatorskich, w zależności od warunków propagacyjnych (atmosferycznych i jonosferycznych), w ciągu dnia zasięg łączności może wynosić do około 400 km (łączności rozumiane jako

tw. lokalne). Natomiast wieczorem i nocą maksymalny zasięg może wrosnąć nawet do kilku tysięcy kilometrów, przy czym zjawisko to występuje szczególnie zimą – z uwagą na istotnie mniejsze szumy atmosferyczne.



Fotografia 1. Widok odbiornika w obudowie

W tabeli 1 [1] przedstawiono podział pasma 80 m, obowiązujący w Polsce (stan aktualny na dzień 16.10.2020 r.) Jak nie trudno zauważyć, „od dołu” dostępnego pasma dominują emisje wąskopasmowe – głównie CW (Continuous Wave), czyli klasyczna telegrafia oraz wszelkiego rodzaju emisje cyfrowe. Natomiast w górnej części pasma 80 m dozwolone są tzw. emisje szerokopasmowe – głównie foniczna SSB (Single Side Band) ale także np. wolna amatorska emisja telewizyjna SSTV (Slow Scan Television).

Jak nietrudno zauważyć, każdy z potencjalnych radioamatorów może więc znaleźć w pasmie 80 m coś interesującego dla siebie. Na koniec tego ustępu warto podkreślić fakt, że do wykonywania nasłuchów (tylko odbiór nadawanych sygnałów) nie jest wymagane posiadanie aktywnej licencji krótkofalarskiej, co zdecydowanie ułatwia „miękki start” w świecie radiokomunikacji amatorskiej. Dodatkowo, konstruowanie urządzeń radiokomunikacyjnych, przeznaczonych na niższe pasma częstotliwości, jest potencjalnie znacząco łatwiejsze i mniej kosztowne od realizacji projektów dedykowanych wyższym pasmom HF (High Frequencies) – jak np. 40 m, 30 m, 20 m, 15 m, 10 m i jeszcze wyższym: VHF (Very High Frequencies) oraz UHF (Ultra High Frequencies).

Podstawowe właściwości urządzenia

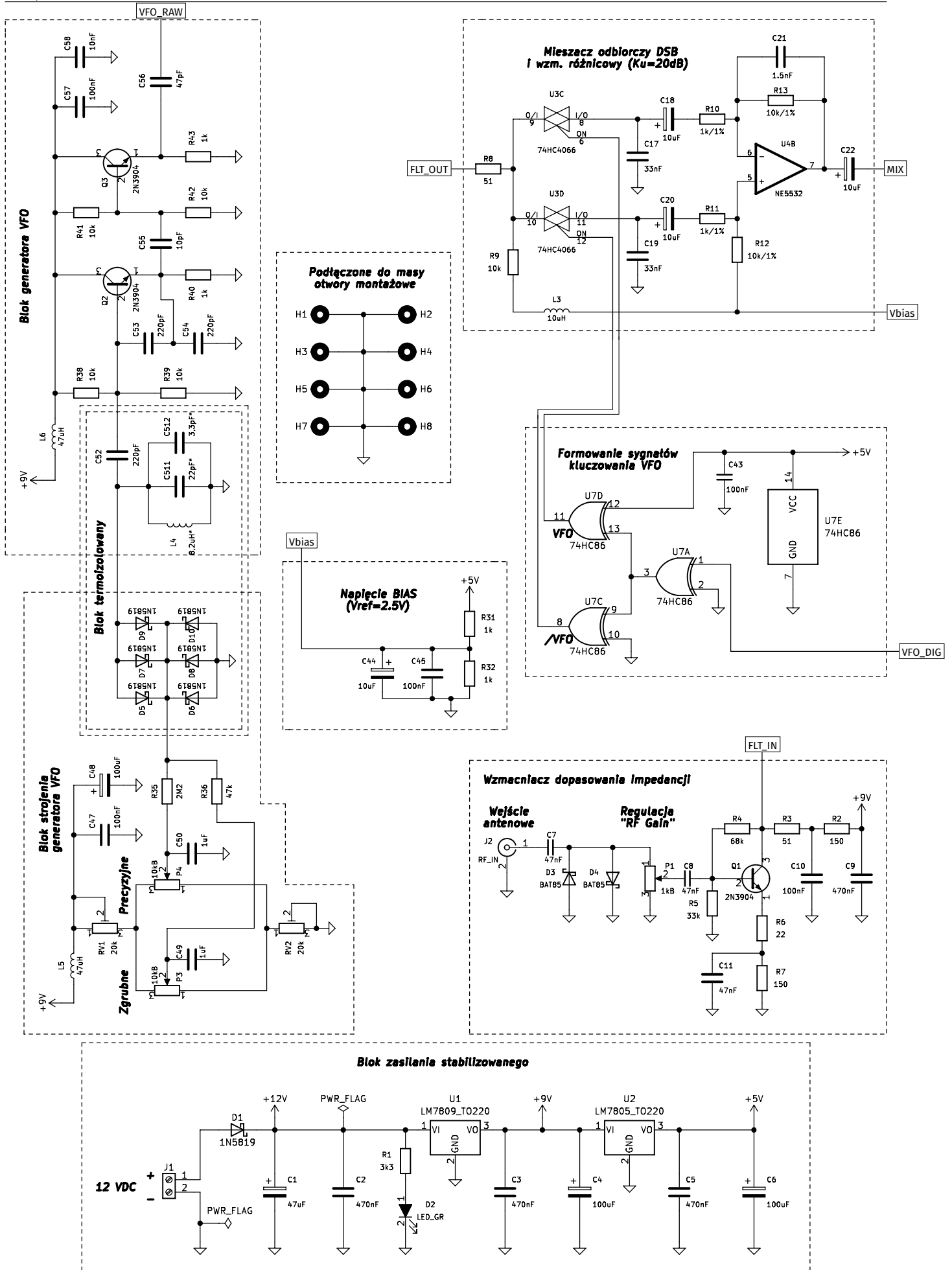
Prezentowany w tym artykule projekt dotyczy stosunkowo prostego, niemal w 100% analogowego odbiornika krótkofalowego na pasmo KF 80 m, w którym

podzespoły cyfrowe stanowią jedynie niewielkie uzupełnienie – głównie w zakresie nieskomplikowanych funkcji kontrolno-sterujących. Urządzenie pracuje z tzw. bezpośrednią przemianą częstotliwości DC (Direct Conversion) i zasadniczo przeznaczone jest do odbioru fonicznej emisji dwuwstęgowej DSB (Double Sideband), jednak w sprzyjających warunkach radiowych (brak niepożądanych, zakłócających sygnałów w lustrzanej wstędze odbieranego sygnału) możliwy jest prawidłowy odbiór także jednowstęgowej emisji fonicznej SSB. Dodatkowo, zastosowanie w układzie opcjonalnie załączanego filtra wąskopasmowego, umożliwi także w sprzyjających warunkach odbiór emisji wąskopasmowych, jak np.: CW, FSK, PSK itp. Warto podkreślić, że w pasmie 80 m obowiązuje zasada prowadzenia łączności fonicznych SSB z wykorzystaniem dolnej wstęgi zmodulowanego sygnału LSB (Lower Sideband). Świadomość tego faktu będzie przydatna w trakcie przestrajania częstotliwości pracy odbiornika – w celu znalezienia interesującej nas emisji głosowej SSB wygodniej będzie przestrajać odbiornik od góry do dołu stosownego wycinka pasma.

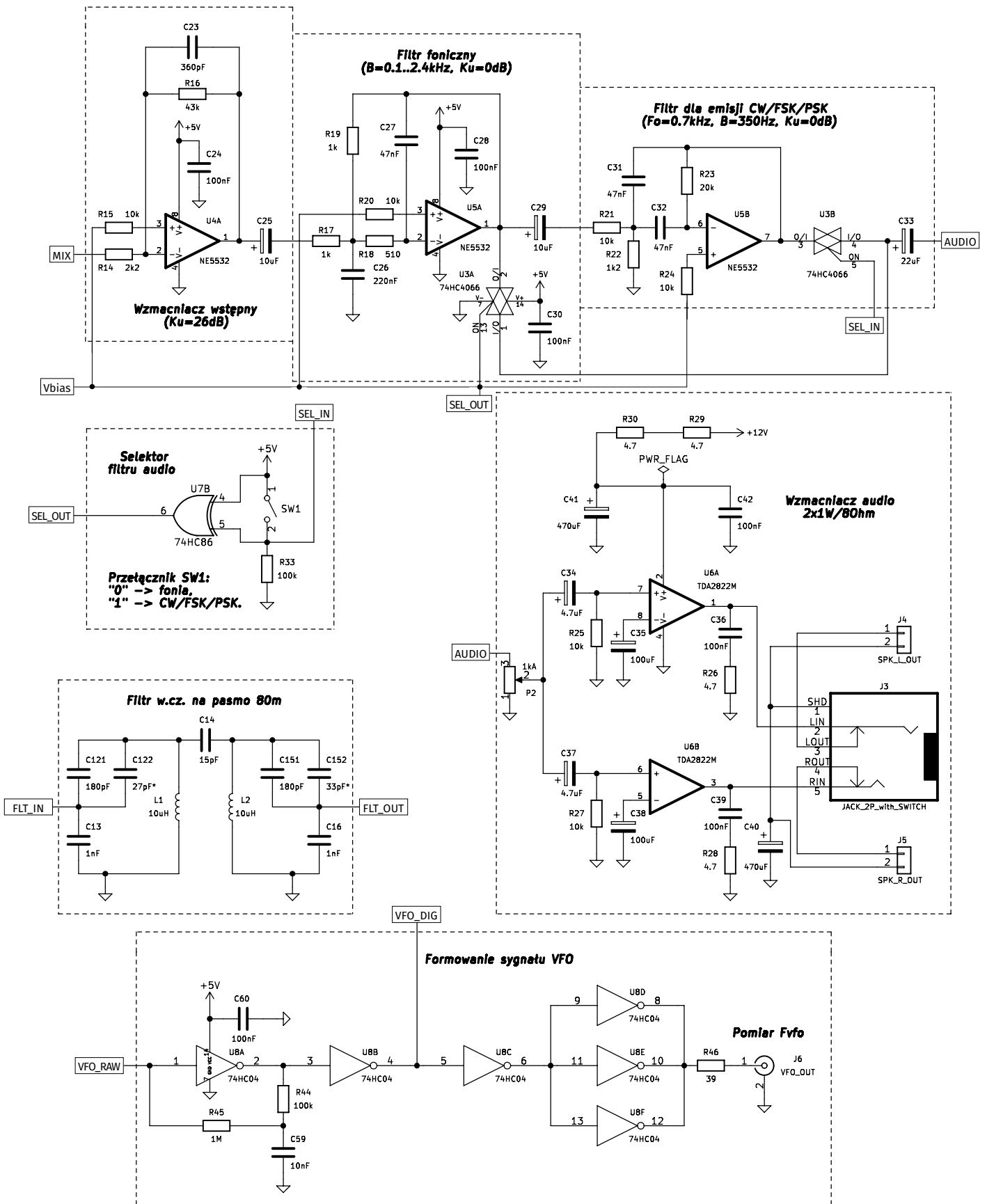
Przedstawione w artykule urządzenie zasadniczo bazuje na rozwiązaniach zastosowanych w modułowym odbiorniku nastuchowym „Dosia”, opisywanym na łamach „Elektroniki Praktycznej” w latach 2017...2019 [2], jednak dla uproszczenia konstrukcji (ukłon w stronę początkujących konstruktorów-radioamatorów) zrezygnowano z drugiego pasma KF (40 m) oraz funkcji: ARW (Automatyczna Regulacja Wzmocnienia),

S-metra (miernika poziomu odbieranego sygnału radiowego) a także F-metra (cyfrowego pomiaru częstotliwości odbieranego sygnału radiowego). Dodatkowo, cały odbiornik umieszczono na pojedynczej, dwustronnej płytce drukowanej, dopasowanej do kompaktowej obudowy, dostępnej w handlu w umiarkowanej cenie. Opisane podejście projektowe niewątpliwie powinno ułatwić i przyspieszyć poprawny montaż oraz uruchomienie urządzenia – tym samym dając większe szanse jego potencjalnemu przyszłemu użytkownikowi na szybsze i mniej bolesne rozpoczęcie przygody z radiokomunikacją amatorską. W tym miejscu warto także podkreślić fakt, że zastosowane w projekcie rozwiązania konstrukcyjne, chociaż w XXI wieku nie stanowiące „awangardy aktualnej myśli technicznej”, to jednak odbiegają one dość znacząco od koncepcji stosowanych dość powszechnie w prostych radioodbiornikach amatorskich. Tym samym, pozwalają one nie tylko krok po kroku poznać podstawy skutecznego konstruowania tego typu urządzeń, ale także, przy poprawnej realizacji projektu, wejść w posiadanie prostego urządzenia o całkiem atrakcyjnych parametrach użytkowych.

W końcowej części publikacji zostały przedstawione m.in.: metodyka oraz rezultaty podstawowych pomiarów kontrolnych, które to informacje powinny pomóc konstruktorowi urządzenia nie tylko zweryfikować jakość „produkcji” własnego odbiornika nastuchowego, ale także wykonać pierwszy pomiarów urządzeń radiokomunikacyjnych.



Rysunek 1. Schemat ideowy odbiornika



Budowa urządzenia

Szczegóły aplikacji opisanego w publikacji odbiornika nastuchowego przedstawiono na rysunku 1 (schemat elektryczny). Poszczególne bloki funkcjonalne układu zostały wyodrębnione przerywanymi liniami oraz oznaczone odpowiednimi etykietami.

Blok zasilania stabilizowanego stanowi swego rodzaju fundament pracy całego układu. Dostarczone na złącze J1 główne napięcie zasilania (12 V prądu stałego) wdręduje dalej przez diodę Schottky średniej mocy D1, której rolą jest zabezpieczenie całego urządzenia przed odwrotną (błędna) polaryzacją napięcia

zasilania zewnętrznego przy możliwie jak najmniejszej stracie tegoż napięcia. Kondensatory C1 i C2 mają za zadanie filtrować główne, niestabilizowane napięcie zasilania +12 V całego układu na wejściu stabilizatora U1, przy czym to napięcie jest wykorzystywane wprost wyłącznie do zasilania

wyjściowego wzmacniacza mocy m.cz. z układem U6. Podanie zasilania urządzenia sygnalizuje świecenie diody LED D2, której roboczy prąd pracy jest ograniczany przez rezystor R1 do wartości około 3 mA, w zupełności wystarczającej do czytelnej indykacji obecności zasilania urządzenia. Zasilany głównym napięciem +12 V stabilizator U1 (wraz z pojemnościami C3 i C4) dostarcza napięcie stabilizowane +9 V. Jest ono wykorzystywane wprost przez: blok wzmacniacza wejściowego w.cz. (dopasowania impedancji), blok generatora VFO (wraz ze swoim układem strojenia) oraz przez stabilizator U2, który razem z pojemnościami C5 i C6 dostarcza w odborniku napięcia stabilizowanego +5 V.

Zadaniem sekcji generatora VFO (Variable Frequency Oscillator), będącego „motorem napędowym” całego odbornika, jest dostarczanie do mieszacza sygnału o częstotliwości równej częstotliwości nośnej odbieranego sygnału. Na schemacie wyróżniono trzy bloki, należące do jego sekcji: główny blok generatora VFO, blok strojenia generatora VFO oraz blok formowania sygnału VFO. Główny blok generatora VFO pracuje w układzie w układzie Seilera, dość popularnym w klasycznych amatorskich urządzeniach radiokomunikacyjnych. Jest on zasilany napięciem stabilizowanym +9 V przez diodę L6, który razem z kondensatorami C57 i C58 separuje zasilanie generatora od zasilania reszty układu oraz chroni go przed pasożytniczymi podwzbudzeniami na wyższych niż pożądana częstotliwościach. Funkcję elementu aktywnego (generacyjnego) pełni tranzystor Q2 (popularny 2N3904) wraz z rezystorami: R38...R40 (polaryzacja bazy i ujemne sprzężenie emiterowe) oraz pojemnościami C53 i C54, realizującymi pętlę sprzężenia zwrotnego. Wyjście generatora (emiter Q2) przez kondensator sprzęgający C55 o stosunkowo niewielkiej pojemności, jest podawane na stopień wtórnika-bufora z tranzystorem Q3 (2N3904) i rezystorami: R41...R43. O częstotliwości pracy generatora decyduje przede wszystkim równoległy obwód rezonansowy LC, dołączony do aktywnego bloku generacyjnego za pośrednictwem pojemności sprzęgającej C52. Tworzą go elementy: L4, C511 i C512, przy czym może zaistnieć potrzeba niewielkiej korekty ich wartości (względem tych podanych w artykule) dla uzyskania pożądanego, jak najszerzego zakresu przestrajania generatora (więcej informacji na ten temat podano w części publikacji dedykowanej montażowi i uruchomieniu).

Dostrajanie stałego obwodu LC do wybranej częstotliwości odbywa się za pomocą zespołu diod D5...D10 w bloku strojenia generatora VFO. W tym celu wykorzystano dwie trójki popularnych prostokątnych diod Schottky małej mocy typu 1N5819. Okazały się one niezłymi zamiennikami dla coraz trudniej dostępnych w sprzedaży diod pojemnościowych

(warikapów) w obudowach dostosowanych do montażu przewlekanego THT. Obie trójki równolegle połączonych diod są połączone w parach: szeregowo i przeciwsobnie dla składowej zmiennej oraz równolegle dla składowej stałej napięcia sterującego ich pojemnościami. Dla składowej stałej napięcia anody diod: D6, D8 i D10 są dołączone do masy wprost, natomiast anody diod: D5, D7 i D9 są dołączone do masy przez diodę L4. Natomiast dla składowej zmiennej napięcia: diody D5, D7 i D9 oraz D6, D8 i D10 są połączone równolegle oraz szeregowo względem siebie (w ramach danej trójki diod). Dzięki zastosowaniu takiego rozwiązania uzyskane zostały: zwiększony zakres pojemności przestrajania Cd oraz poprawa symetrii pracy przestrajanego bloku diod pojemnościowych, skutkująca m.in. mniejszą zawartością pasożytniczych harmonicznych (głównie tych parzystych) na wyjściu generatora. Jeśli przyjąć, że pojemność każdej spośród pojedynczych diod D5...D10, zależna od jej napięcia polaryzacji wstecznej U_r , wynosi $C_j(U_r)$, to pojemność wypadkowa całego bloku strojenia wyniesie:

$$C_d(U_r) = \frac{(3 \cdot C_j(U_r))}{2} = 1,5 \cdot C_j(U_r) \quad (1)$$

Ostatecznie, uzyskiwana częstotliwość drgań zastosowanego w tym projekcie generatora Seilera będzie określona popularnym wzorem Thomsona:

$$f_{vfo} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L4 \cdot Cr)})} \quad (2)$$

w którym pojemność C_r jest wypadkową pojemności: przestrajanej $C_d(U_r)$ oraz wszelkich stałych pojemności, dołączonych do diod L4. Dostrajanie zespołu diod D5...D10 do pożądanego wartości $C_d(U_r)$ odbywa się na drodze regulacji napięcia polaryzacji wstecznej U_r , podawanego przez rezystory R35 i R36 z potencjometrów: P3 (przestrajanie zgrubne „coarse”) oraz P4 (przestrajanie precyzyjne „fine”). Wartość rezystora R36 zapewnia prawidłową polaryzację wsteczną zestawu sześciu diod Schottky o dość znacznych prądach wstecznych. Natomiast oporność R35, o wartości znacznie większej od R36, zapewnia możliwość podstrajania generatora VFO w niewielkim zakresie (tzw. precyzer fine). Rezystor R35 w zasadzie można dobrać wg własnych upodobań – pamiętając jednak o tym, że zgodnie z elektrotechniczną zasadą superpozycji uzyskany zakres dostrajania dokładnego będzie w przybliżeniu równy takiemu ułamkowi pełnego pasma przestrajania B_{vfo} , ile wynosi stosunek oporności R36/R35. W przypadku wartości zaproponowanych w projekcie będzie to 47 kΩ/2,2 MΩ, czyli około 2,14%. Przykładowo, dla całkowitego pasma przestrajania $B_{vfo}=300$ kHz, wynikowy zakres podstrajania będzie wynosił około 6,4 kHz, czyli $\pm 3,2$ kHz. Jest to o tyle korzystne, że maksymalne odstrojenie

precyzerem nieco przekracza pasmo częstotliwości dla emisji fonicznej (SSB). Indukcyjność L5 separuje blok strojenia VFO od reszty zasilania +9 V w całym układzie odbornika, natomiast pojemności C47 i C48 zabezpieczają ten blok przed pasożytniczymi zakłóceniami, wzbudzeniami i modulacjami częstotliwości generatora. Z kolei potencjometry montażowe RV1 i RV2 są przeznaczone do ustalenia zakresu przestrajania generatora VFO.

Buforowany sygnał, pochodzący z w pełni analogowej części generatora VFO, poprzez pojemność sprzęgającą C56, kierowany jest na wejście inwertera NOT (U2A) w układzie 74HC04. Bramka ta pracuje w quasi-analogowym układzie formowania przebiegu prostokątnego o poziomach logicznych CMOS 0/+5 V. W szczególności, realizuje też dodatkową funkcję symetryzacji tego przebiegu – tak, aby jego współczynnik wypełnienia był jak najbardziej zbliżony do wartości $D=50\%$. Na jej wyjściu dołączono prosty filtr dolnoprzepustowy RC z elementami R44 i C59, którego zadaniem jest ustalenie wartości średniej napięcia formowanego przebiegu prostokątnego. Wartość tego napięcia, odłożona na kondensatorze C59, jest wprost proporcjonalna właśnie do wartości współczynnika wypełnienia D i powinna być jak najbardziej zbliżona do wartości $5V \cdot 50\% = 2,5V$. Rezystor R45, o wartości relatywnie dużej względem oporności R44 (zatem niezbyt mocno obciążający wyjście filtra dolnoprzepustowego z elementami R44 i C59), pracuje w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego i podaje wartość średnią (odfiltrowaną dolnoprzepustowo) przebiegu prostokątnego na wejście bramki U8A – jako składową stałą (offset/BIAS) dla wejściowego analogowego sygnału zmiennego z wyjścia bufora generatora Seilera. Zabieg ten ma na celu przesunięcie punktu pracy bramki U8A tak, aby uzyskać zamierzony efekt symetryzacji przebiegu prostokątnego ($D=50\%$), albowiem bramka-inwerter NOT w środkowej części swojej charakterystyki przejściowej zachowuje się bardzo podobnie do wzmacniacza odwracającego o dość znacznym, ujemnym wzmocnieniu. Kolejne bramki NOT (U8B oraz U8C), połączone szeregowo, realizują funkcję regeneracji kształtu sygnału prostokątnego. Do wyjścia bramki U8C dołączone zostały wejścia trzech połączonych równolegle inwerterów U8D..U8F, realizujących funkcję bufora wyjściowego o łącznej wypadkowej impedancji wyjściowej równej około $(45 \Omega || 45 \Omega || 45 \Omega = 15 \Omega)$. Szeregowy rezystor R46 zapewnia zstandaryzowaną impedancję wyjściową modułu generatora VFO, zbliżoną do wartości 50 Ω, widzianą na zewnętrznym wyjściu J6 odbornika. Ma on istotne znaczenie (aspekt dopasowania impedancji) przede wszystkim w przypadku, gdy sygnał prostokątny z modułu VFO będzie prowadzony

dalej dłuższym przewodem koncentrycznym o impedancji charakterystycznej równej 505 Ω. Natomiast przy krótkim, bezpośrednim połączeniu do wejścia kolejnego modułu (np. tak, jak to ma miejsce w odbiorniku „Dosia”) można go po prostu zmostkować – np. zastępując zworką, zrobioną z kawałka cienkiej srebrzanki. Kondensator C60 odspręga zasilanie omawianego bloku cyfrowego z układem U8 dla występujących w nim zakłóceń impulsowych.

Przejdźmy teraz do omówienia toru przetwarzania sygnału analogowego w odbiorniku „Kubus”. Zadaniem tego toru jest prawidłowa zamiana szerokopasmowego sygnału radiowego, doprowadzonego do portu antenowego J2 (RF_IN) na sygnał audio (czytelny dla ucha ludzkiego) i wyprowadzenie go na porty J3...J5 (gniazdo słuchawkowe „mini-jack” oraz opcjonalne wyprowadzenia na dwa głośniki zewnętrzne). Pierwszym blokiem toru przetwarzania sygnału analogowego jest blok wzmacniacza dopasowania impedancji, w którym sygnał wejściowy w.c.z. z gniazda antenowego, podawany na port J2 odbiornika, przez kondensator szeregowy C7 wędruje dalej na równoległy ogranicznik amplitudy z diodami D3 i D4. W tej roli zastosowano popularne, małosygnalowe diody Schottky. Mają one większe rezystancje dynamiczne w zakresie przewodzenia oraz bardziej łagodne przejście z obszaru zapornego do obszaru przewodzenia od zwykłych małosygnalowych diod krzemowych. Dzięki temu ograniczanie amplitudy nadmierne silnych sygnałów odbywa się w sposób bardziej „miękki”, powodując tym samym mniej uciążliwych dla ucha skutków ewentualnych przesterowań. Umieszczony za ogranicznikiem z diodami D3 i D4 potencjometr P1 (RF GAIN) umożliwi ewentualne osłabienie sygnału odbieranego do poziomu

właściwego dla danych warunków propagacyjnych na drodze ręcznej regulacji. Dalej odebrany sygnał, przez pojemność sprzęgającą C8, trafia na stopień wzmacniacza małosygnalowego z tranzystorem Q1, pracującego dla składowej zmiennej przetwarzanego sygnału w konfiguracji zbliżonej do wspólnego emitera – jednak z dodatkowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym w obwodach emitera (elementy: R6, R7 i C11) a także w obwodach kolektora oraz polaryzacji bazy (elementy: R2, R3 i C10 oraz R4 i R5). Zastosowane ujemne sprzężenia zwrotne nie tylko poprawiają stabilność temperaturową punktu pracy, ale także znacznie polepszają liniowość omawianego stopnia wzmacniającego, czyniąc go bardziej odpornym na przesterowania i intermodulacje. Należy w tym miejscu podkreślić fakt, że kluczowym zadaniem wzmacniacza z tranzystorem Q1 jest zapewnienie stałego dopasowania impedancyjnego na wejściu kolejnego bloku, jakim jest filtr w.c.z. W szczególności, jego zastosowanie zostało podyktowane tym, że znacznie różnicowane impedancje potencjalnych anten odbiorczych (w praktyce: od kilku omów dla anten bardzo krótkich, do kilkuset i więcej omów dla długich anten drutowych typu LW, czyli „Long Wire”). Taka sytuacja może powodować znaczne pogorszenie dopasowania pomiędzy anteną a zestrojonym na stałe filtrem w.c.z. i – w konsekwencji – popsuć poprawnie ustalonych charakterystyk przenoszenia tegoż filtru. I tak, impedancję wyjściową omawianego wzmacniacza dopasowującego zbliżoną do 50 Ω, zapewnia rezystor R3, który od strony zasilania jest dla składowej zmiennej zwarty do masy kondensatorem C10, natomiast elementy R2 i C9 gwarantują bardzo dobrą separację tego bloku funkcjonalnego dla szkodliwych zakłóceń, które mogłyby przenikać do kolejnych stopni

przetwarzania sygnału od strony zasilania +9 V (np. z bloku generatora VFO). Omówiony wzmacniacz dopasowania impedancji posiada stosunkowo niewielkie wzmocnienie napięciowe, zbliżone do 6 dB, wynikające głównie ze stosunku wartości oporności rezystorów R3 i R6.

Sygnał ze wzmacniacza dopasowania impedancji trafia następnie do bloku filtru w.c.z. na pasmo 80 m. Warto tu zwrócić uwagę nieco mniej doświadczonych konstruktorów na fakt, że to szeregowo połączenie nie zawiera dedykowanej pojemności sprzęgającej (i jednocześnie separującej dla składowej stałej), ponieważ nie jest ona potrzebna – w obwodach wejściowych filtru pasmowego w.c.z. nie występuje żadne połączenie do masy czy zasilania dla składowej stałej. Sam filtr pasmowy został zrealizowany w prostej, dwubiegunowej topologii – z dwoma równoległymi obwodami rezonansowymi LC (L1, C121, C122, C13 oraz L2, C151, C152, C16), sprzężonymi niewielką pojemnością C14. Filtr jest sprzężony z poprzednim oraz z kolejnym stopniem sygnałowym za pomocą dzielonych pojemności: (C121+C122) i C13 oraz (C151+C152) i C16. Takie rozwiązanie zapewnia większą odporność charakterystyk przenoszenia filtru na wpływ impedancji sąsiednich stopni przy jednoczesnej prostocie implementacji, bowiem alternatywne sprzężenie indukcyjne zapewne okazałoby się znacznie bardziej kłopotliwe w realizacji – zwłaszcza dla nieco młodszych konstruktorów. Strojenie omawianego tu filtru w.c.z. w zasadzie nie jest wymagane, jednak w przypadku istotnego rozrzutu wartości jego elementów konieczne mogłyby okazać się jego podstrajanie za pomocą korekty wartości pojemności C122 oraz C152. Aspekt ten bardziej szczegółowo omówiono w dalszej części artykułu,

Wykaz elementów:

Rezystory: (0,25 W/5% lub jak w opisie)

R1: 3,3 kΩ
R2, R7: 150 Ω
R3, R8: 51 Ω
R4: 68 kΩ
R5: 33 kΩ
R6: 22 Ω
R9, R15, R20, R21...R24, R25, R27, R38...R39, R41, R42: 10 kΩ
R10, R11: 1 kΩ/1%
R12, R13: 10 kΩ/1%
R14: 2,2 kΩ
R16: 43 kΩ
R17, R19, R31, R32...R40, R43: 1 kΩ
R18: 510 Ω
R22: 1,2 kΩ
R23: 20 kΩ
R26, R28, R29, R30: 4,7 Ω
R33, R44: 100 kΩ
R35: 2,2 MΩ
R36: 47 kΩ
R45: 1 MΩ
R46: 390 Ω
P1: 1 kΩ B (liniowy, obrotowy, wyprowadzany na tylny panel)
P2: 1 kΩ A (logarytmiczny, obrotowy, wyprowadzany na przedni panel)
P3, P4: 10 kΩ B (liniowe, obrotowe, wyprowadzane na przedni panel)
RV1, RV2: 20 kΩ B (liniowe, montażowe, w obudowach RM-065)

Kondensatory:

C1: 47 μF/16 V

C2, C3, C5, C9: 470 nF/50 V
C4, C6, C35, C38...C48: 100 μF/16 V
C7, C8, C11, C27...C31, C32: 47 nF/50 V
C10, C24, C28, C30...C36, C39, C42, C43...C45, C47, C57, C60: 100 nF/50 V
C13, C16: 1 nF/50 V
C14: 15 pF/50 V
C17, C19: 33 nF/50 V
C18, C20, C22, C25...C29, C44: 10 μF/16 V
C21: 1,5 nF/50 V
C23: 360 pF/50 V
C26: 220 nF/50 V
C33: 22 μF/16 V
C34, C37: 4,7 μF/16 V
C40, C41: 470 μF/16 V
C49, C50: 1 μF/50 V
C52, C53, C54: 220 pF/50 V
C55: 10 pF/50 V
C56: 47 pF/50 V
C58, C59: 10 nF/50 V
C121, C151: 180 pF/50 V
C122: 27 pF*50 V
C152: 33 pF*50 V
C511: 22 pF*50 V
C512: 3,3 pF*50 V

Półprzewodniki:

D1, D5, D6, D7...D8, D9, D10: 1N5819 (obudowa: DO-41)
D2: LED (np. zielona, Ø 3,0 mm)
D3, D4: BAT85 (obudowa: DO-35)
Q1, Q2, Q3: 2N3904 (NPN, obudowa: TO-92)
U1: LM7809 (obudowa: TO-220)

U2: LM7805 (obudowa: TO-220)
U3: 74HC4066 (obudowa: DIP-14)
U4, U5: NE5532 (obudowa: DIP-8)
U6: TDA2822M (obudowa: DIP-8)
U7: 74HC86 (obudowa: DIP-14)
U8: 74HC04 (obudowa: DIP-14)

Pozostałe:

L1, L2, L3: 10 μH (osiowy)
L4: 8,2 μH* (osiowy)
L5, L6: 47 μH (osiowy)
SW1: Włącznik elektromech. bistabilny + złącze goldpin proste męskie (2 piny)
J1: Złącze śrubowe ARK-2 (raster 5 mm)
J2, J6: Gniazda BNC 50W lutowane do PCB
J3: Gniazdo minijack stereo (Ø 3,5 mm) z przełącznikiem wewn.
J4, J5: Złącze goldpin proste męskie (2 piny) obudowa Z112A Kradex lub inna o odpowiednich wymiarach gniazda zasilania, np. koncentryczne 5,5/2,1 mm, montowane na panelu
Włącznik zasilania 12 V/0,5 A
podstawki pod układy scalone: DIP-8 (2 szt.) oraz DIP-14 (3 szt.)
gałki na potencjometry P1..P4 (4 szt.)
śruby, nakrętki i podkładki M2,5/M3 (wg opisu w tekście) srebrzanka Ø 0,7 mm ok. 20 cm

* – możliwa potrzeba korekty wartości elementu w procesie optymalizacji parametrów układu

poświęconej montażowi i uruchomieniu urządzenia. Należy także zwrócić uwagę na fakt, że niewielka pojemność sprzęgająca C14 w zasadzie mogłaby być jeszcze mniejsza, oferując tym samym możliwość uzyskania filtra o nieco węższym paśmie. W projekcie odbiornika „Kubuś” zrezygnowano jednak z takiego rozwiązania, ponieważ nieco mniej doświadczonym konstruktorom mogłoby ono znacznie utrudnić skuteczne, prawidłowe zestrojenie omawianych filtrów w.cz. poprzez dalsze zwiększenie wrażliwości charakterystyk przenoszenia filtra na rozrzut wartości pozostałych jego elementów.

Odebrany szerokopasmowy sygnał radiowy w.cz. (RF), odfiltrowany wstępnie dla całego pasma 80 m, kierowany jest dalej do bloku mieszacza odbiorczego DSB, powiązanego ze wzmacniaczem różnicowym o wzmacnieniu K_u równym około 20 dB. Serce układu jest układ scalony U3 (74HC4066), który zawiera w sobie cztery przełączalne poziomami logicznymi CMOS (0/+5 V) analogowe klucze półprzewodnikowe. Sygnał radiowy jest wprowadzany przez rezystor dopasowujący R8 – jednocześnie na dwa z czterech kluczy w układzie U3: U3C oraz U3D. Ich rezystancja szeregową (przy zasilaniu układu U3 napięciem +5 V) jest zbliżona do 50 Ω , wraz z rezystorem R8 oraz pojemnościami C17 i C19, stanowi filtr dolnoprzepustowy RC, który na symetrycznych wyjściach mieszacza odbiorczego z kluczami U3C i U3D odcina wysokoczęstotliwościowe produkty przemiany (mieszania). Do poprawnej pracy z analogowymi sygnałami zmiennymi klucze w układzie U3 (74HC4066) wymagają wstępnej polaryzacji napięciem stałym BIAS o wartości jak najbardziej zbliżonej do połowy ich napięcia zasilania (czyli w tym przypadku +2,5 V), co zapewnia minimalne zniekształcenia nieliniowe przenoszonych sygnałów. Takie napięcie jest podawane na oba klucze (U3C i U3D) poprzez połączone szeregowo elementy L3 i R9, zapewniające dużą impedancję dla sygnałów w.cz. (nie tłumia sygnału wejściowego w.cz., który ma zostać poddany mieszaniu odbiorczemu). Poziom stałego napięcia polaryzującego BIAS ($V_{ref}=2,5$ V), wykorzystywany także do polaryzacji wejść wzmacniaczy operacyjnych w układach scalonych U4 i U5, jest ustalany przez zasilany napięciem stabilizowanym +5 V dzielnik rezystancyjny z opornikami R31 i R32 oraz kondensatorami filtrującymi C44 i C45. Z kolei klucze U3C i U3D są naprzemiennie załączane sygnałami logicznymi w przeciwnych fazach (0 i 180°), które to sygnały są wytwarzane przez bramki: A, C i D układu U7 (74HC86), zawierającego łącznie cztery dwuwejściowe bramki logiczne XOR. Podstawowy cyfrowy sygnał przełączający w.cz. z generatora przestrajonego VFO (o częstotliwość F_{vfo} równej częstotliwości nośnej

F_c odbieranego sygnału w.cz. o współczynniku wypełnienia maksymalnie zbliżonym do wartości $D=50\%$ (przebieg symetryczny), jest wprowadzany na wejście nr 1 bramki U7A. W tym miejscu należy podkreślić, że niesymetryczny przebieg przełączający klucze U3C i U3D ($D \neq 50\%$) spowodowałby nierównoważenie mieszacza odbiorczego, skutkujące generowaniem przez mieszacz nieprawidłowego sygnału m.cz. W dyskusowanym tutaj układzie formowania sygnałów kluczowania VFO bramka XOR U7A jest skonfigurowana jako prosty bufor (jedno z wejść jest na stałe podłączone do masy zasilania) dla cyfrowego sygnału, podawanego z generatora VFO, i jej zadaniem jest wyłącznie lokalna regeneracja kształtu tego sygnału. Z wyjścia tej bramki sygnał przełączający mieszacz jest kierowany na wejścia dwóch kolejnych bramek XOR (U7C i U7D), z których pierwsza jest skonfigurowana także jako bufor, a druga jako inwerter NOT sygnału (jedno z wejść podłączone na stałe do +5 V zasilania). Na wyjściach tych bramek mamy już do dyspozycji dwa sygnały przełączające dla mieszacza – ale w przeciwnych fazach. W tym miejscu należy wyjaśnić to, dlaczego w roli układu generującego sygnały w przeciwnych fazach zastosowano dwie bramki XOR, należące do tego samego układu scalonego – zamiast np. pojedynczej bramki NOT czy NAND. Otóż, sygnały w przeciwnych fazach, przełączające klucze U3C i U3D w mieszaczu odbiornika, powinny mieć przesunięcie fazowe jak najbardziej zbliżone do 180°, co, jak wspomniano powyżej, jest wymogiem dla prawidłowej pracy mieszacza. Tymczasem zastosowanie w celu uzyskania sygnału w przeciwnej fazie wyłącznie pojedynczej bramki odwracającej (czyli tylko w jednej gałęzi sygnału) sprawiłoby, że jej niezerowe opóźnienie propagacji zniweczyłoby ten cel. Oczywiście, uzyskane tą drogą rezultaty byłyby tym gorsze, im większa byłaby częstotliwość przełączania kluczy oraz opóźnienie propagacji zastosowanego negatora (inwertera NOT). Przykładowo, przy częstotliwości $F_{vfo}=F_c=10$ MHz (okres sygnału równy 100 ns) różnica opóźnień propagacji między obiema gałęziami sygnałów równa 10 ns spowodowałaby różnicę faz równą aż 10 ns/100 ns $\cdot 360^\circ = 36^\circ$ kątowych!!! Tymczasem, obie bramki XOR (U7C i U7D), skonfigurowane jako bufor oraz jako inwerter (negator), mają bardzo zbliżone (niemal identyczne) opóźnienia propagacji, co gwarantuje uzyskanie bardzo dobrej przeciwfazowości sygnałów, które przełączają klucze U3C i U3D. Wracając do układu przemiany, odfiltrowane dolnoprzepustowo sygnały z obu kluczy mieszających są podawane przez kondensatory C18 i C20 na wejście dokładnego wzmacniacza różnicowego. Wykorzystano w nim jeden z dwóch niskoszumnych wzmacniaczy operacyjnych (konkretnie U4B), dostępnych

w układzie NE5532. Rezystory R10...R13 odpowiadają za wzmacnienie tego stopnia, ustalone na poziomie +20 dB. Powinny one mieć tolerancję nie gorszą niż 1% – z uwagi na konieczność zrównoważenia mieszacza, warunkowaną także przez symetryczność omawianego tutaj wzmacniacza różnicowego. Kondensator C21 wstępnie ogranicza pasmo przenoszenia tego pierwszego stopnia m.cz., natomiast przez rezystor R12 podawane jest dodatkowo napięcie ustalające punkt pracy (BIAS) wzmacniacza operacyjnego.

Zdemodulowany a także wzmacniony i odfiltrowany dolnoprzepustowo (po raz pierwszy) sygnał m.cz. jest podawany przez kondensator C22 do wzmacniacza wstępnego o wzmacnieniu równym około +26 dB, pracującego w prostej topologii wzmacniacza odwracającego. Wykorzystuje on kolejny niskoszumny wzmacniacz operacyjny U4A oraz rezystory R14...R16 i kondensator C23, które ustalają jego wzmacnienie i pasmo przenoszenia. Natomiast kondensator C24 zwiera do masy zakłócenia w zasilaniu +5 V obu wzmacniaczy operacyjnych: U4A i U4B.

Za wzmacniaczem wstępnym odebrany sygnał audio (o częściowo już ograniczonym pasmie) jest podawany przez pojemność C25 na wejście pierwszego z dwóch właściwych filtrów akustycznych. Jest to filtr foniczny o pasmie przenoszenia dostosowanym do odbioru emisji SSB ($B=0,1...2,4$ kHz) i wzmacnieniu jednostkowym ($K_u=0$ dB). Pracuje on w dolnoprzepustowej topologii tzw. filtru Sallena-Key'a (jest to tzw. filtr kratowy). Wykorzystano w nim kolejny, niskoszumny wzmacniacz operacyjny U5A – także oparty o popularną wciąż kostkę NE5532. Jego parametry ustalają: rezystory R17...R20 oraz pojemności C26 i C27, natomiast kondensator C28 filtruje zasilanie +5 V, wspólne dla obu wzmacniaczy (U5A i U5B) w zastosowanym tutaj układzie scalonym. Wyjście filtru fonicznego zostało rozgałęzione i trafia zarówno wprost na wejście kolejnego filtru, przeznaczanego dla emisji wąskopasmowych (poprzez pojemność sprzęgającą C29) jak i do klucza analogowego przełączanego cyfrowo U3A, przez który rozpoczyna się droga obejściowa (tzw. „bypass”), pozwalająca obejść filtr wąskopasmowy. Kondensator C30 zwiera do masy zakłócenia w zasilaniu +5 V wszystkich czterech kluczy U3A..U3D, które znajdują się wewnątrz wspólnego układu scalonego.

Kolejny filtr, przeznaczony dla emisji wąskopasmowych jak CW, FSK czy PSK, jest filtrem środkoprzepustowym o jednostkowym wzmacnieniu ($K_u=0$ dB), środkiem pasma przenoszenia w okolicach $F_o=700$ Hz i jego szerokości równej około $B=350$ Hz. Został on zrealizowany w środkoprzepustowej topologii tzw. filtru kratowego (Sallena-Key'a). Elementem aktywnym (wzmacniającym) jest w nim kolejny

niskoszumny wzmacniacz operacyjny U5B, natomiast jego parametry robocze ustalają: rezystory R21...R24 oraz pojemności C31 i C32. Odfiltrowany wąskopasmowo sygnał trafia na klucz analogowo-cyfrowy U3B.

W tym miejscu widać już jasno to, że para kluczy U3A i U3B realizuje swoisty przełącznik-selektor sygnału audio: fonicznego albo wąskopasmowego, przy czym sygnał wąskopasmowy jest i tak zawsze wstępnie filtrowany przez filtr foniczny, co tylko poprawia jego praktyczne walory użytkowe. Należy też tutaj wyjaśnić fakt, że stałonapięciowa polaryzacja obu wymienionych kluczy odbywa się wprost z wyjść wzmacniaczy operacyjnych U5A i U5B, które dla składowych stałych swoich napięć wejściowych (czyli napięć polaryzujących BIAS o $V_{ref}=2,5\text{ V}$) są po prostu wtórnymi. Naprzemienne (alternatywne) załączanie kluczy U3A i U3B odbywa się za pomocą sterującego sygnału logicznego, pobieranego z bloku selektora filtru audio. Został on zrealizowany w oparciu o bramkę XOR U7B, która została skonfigurowana jako inwerter (negator) poprzez podłączenie jednego z jej wejść na stałe do szyny zasilania +5 V. Dodatkowo, dedykowany przełącznik elektromechaniczny SW1 wraz z rezystorem R33 zapewniają sterujące sygnały logiczne: wprost dla klucza U3B oraz odwrócony dla klucza U3A, przy czym przełącznik SW1 otwarty wybiera filtrację dla emisji fonicznych natomiast SW1 zamknięty wybiera dodatkową filtrację wąskopasmową.

Odfiltrowany (zgodnie z wyborem nastawionym przez operatora odbiornika przełącznikiem SW1) sygnał audio poprzez pojemność C33 trafia do bloku wyjściowego wzmacniacza mocy audio – na „gorącą” końcówkę potencjometru P2. Potencjometr P2 jest potencjometrem logarytmicznym,

co zapewnia odczucia słuchowe zmian głośności wprost proporcjonalne do zmian nastawień potencjometru. Wzmacniacz mocy m.c.z. Został oparty o popularny i niedrogi układ scalony TDA2822M (U6), który przy zasilaniu +12 V jest w stanie oddać nawet do 1 W na kanał (jest to wzmacniacz stereofoniczny) na obciążeniu 8W przy częstotliwości $f=1\text{ kHz}$ i całkowitych zniekształceniach nieliniowych $d=10\%$. Większe moce wyjściowe są co prawda możliwe do uzyskania w konfiguracji mostkowej (monofonicznej) „bridge”, jednak w tym zastosowaniu nie jest to celowe – głównie z uwagi na możliwe zbyt wysokie straty termiczne i zniekształcenia nieliniowe. Wzmacniacz zaimplementowano zgodnie z notą aplikacyjną producenta – z tą jednak różnicą, że oba wejścia stereo połączono ze sobą – tak, by na obu wyjściach uzyskać takie same sygnały o jak najbardziej zbliżonych poziomach. Dla uzyskania większej mocy wyjściowej cały blok wzmacniacza audio zasilany jest bezpośrednio głównym napięciem +12 V, dostarczanym wprost do odbiornika (bez dodatkowej wewnętrznej stabilizacji). Para rezystorów R29 i R30, połączonych szeregowo dla uzyskania ich większej łącznej maksymalnej mocy strat termicznych, ma dwa zadania. Głównym z nich jest ograniczenie mocy strat termicznych, wydzielanych we wzmacniaczach U6A i U6B w przypadku zbyt silnego ich wysterowania. Może także w pewnym stopniu separować ich zasilanie od potencjalnych zakłóceń w zewnętrznym zasilaniu +12 V, np. przydźwięku sieciowego czy tętnień pochodzących od przetwornicy impulsowej. Kondensatory C41 i C42 współtworzą z rezystorami R29 i R30 filtr dolnoprzepustowy RC, blokujący ewentualne zakłócenia w napięciu zasilania wzmacniaczy U6A i U6B. Przede wszystkim jednak znacząco zwiększają chwilową wydajność

prądową źródła napięcia zasilania wzmacniaczy końcowych audio w momentach szczytów poboru mocy, czym istotnie przyczyniają się do zmniejszenia zniekształceń nieliniowych w odsłuchiwanym dźwięku. Sygnał wyjściowy audio został wyprowadzony na gniazdo J3 typu „minijack” stereo ($\varnothing 3,5\text{ mm}$), które zawiera w sobie przełącznik sygnałów. Po odłączeniu słuchawek stereo sygnał audio będzie dostępny na portach J4 i J5, skąd można go podać na jeden lub dwa głośniki zewnętrzne.

Na schemacie odbiornika ukazano także podłączenie do masy urządzenia otworów montażowych H1...H8. Informacja ta, z pozoru trywialna, ma za zadanie podkreślić potencjalnemu konstruktorowi fakt, że otwory montażowe w płytce drukowanej odbiornika można wykorzystać bezpośrednio do połączenia masy urządzenia z metalową obudową ale i to, że nie są one elektrycznie obojętne i w związku z tym w trakcie montażu i uruchomienia należy unikać zwierania ich z innymi obwodami elektrycznymi.

Podsumowanie

W tej części publikacji przedstawiono koncepcję działania odbiornika oraz szczegóły jego działania. Przeprowadzono także wstęp do łączności radiowych w pasmie 80 m. W kolejnych artykułach zostanie przedstawiony montaż i uruchomienie urządzenia a także pomiary kontrolne, które podpowiedzą to, jak można samodzielnie konstruować urządzenia radiokomunikacyjne.

Adam Sobczyk SQ5RWO
sq5rwo@gmail.com

Źródła:

[1] <https://tiny.pl/csvcp>

[2] <https://tiny.pl/csvcl>

REKLAMA

Arduino – otwiera drzwi do świata elektroniki
www.kamami.pl

-10%
z kodem: EP10

*Kod promocyjny "EP10" na produkty Arduino jest ważny do 29.02.2024 r.

KAMAMI



Podstawowe parametry:

- tor odbiorczy z bezpośrednią przemianą częstotliwości,
- odbiór transmisji DSB lub SSB (w sprzyjających warunkach),
- załączany za pomocą przetrzaskacza filtr wąskopasmowy do odbioru sygnałów CW, FSK, PSK, itp.,
- pokrętła zgrubnego i precyzyjnego przesłajania,
- wyjście kontrolne częstotliwości VFO do podłączenia częstotłomiernika,
- zintegrowany wzmacniacz słuchawkowy 2x1 W/8 Ω.

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlotować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

- AVT6017 RX Ewa 40 m – odbiornik początkującego radioamatora (EP 12/2023)
- AVT5900 Dwupasmowy odbiornik nastuchowy KF RX Wiesia 80/40 m (EP 11/2021)
- AVT3198 Modułowy odbiornik nastuchowy na pasmo 80 m i 40 m „Dosia” – mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (EP 2–3/2020)
- AVT3230 Czteropasmowy odbiornik „Staś” – odbiornik CW/SSB początkującego nastuchowca (80/40/30/20 m) (EdW 8/2018)
- Odbiornik nastuchowy na pasmo 80 m (EP 6/2015)
- AVT2970 Odbiornik SDR na pasmo 2 m (EdW 2/2011)

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlotowane w płytkę PCB),
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji.
- Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja,
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! <http://sklep.avt.pl>

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

W ofercie AVT*
AVT5990

Odbiornik nastuchowy na pasmo KF 80 m „Kubuś” (2)

Odbiorniki nastuchowe stanowią pierwszy znaczący krok do magicznego świata konstrukcji i łączności radiowych. W podanych dziedzinach pomagają rozwijać pasję, które z czasem mogą przerodzić się w profesjonalne umiejętności techniczne i komunikacyjne (także interpersonalne). Prezentowane urządzenie powstało w odpowiedzi na znaczne zainteresowanie Czytelników jako nieco okrojona i zintegrowana na pojedynczej PCB wersja projektów z serii „AVT319x – Modułowy odbiornik nastuchowy Dosia”. W drugim odcinku z cyklu artykułów zostały poruszone aspekty montażu, uruchomienia oraz obsługi urządzenia. Projekt ten dedykuję mojemu synowi – Jakubowi.



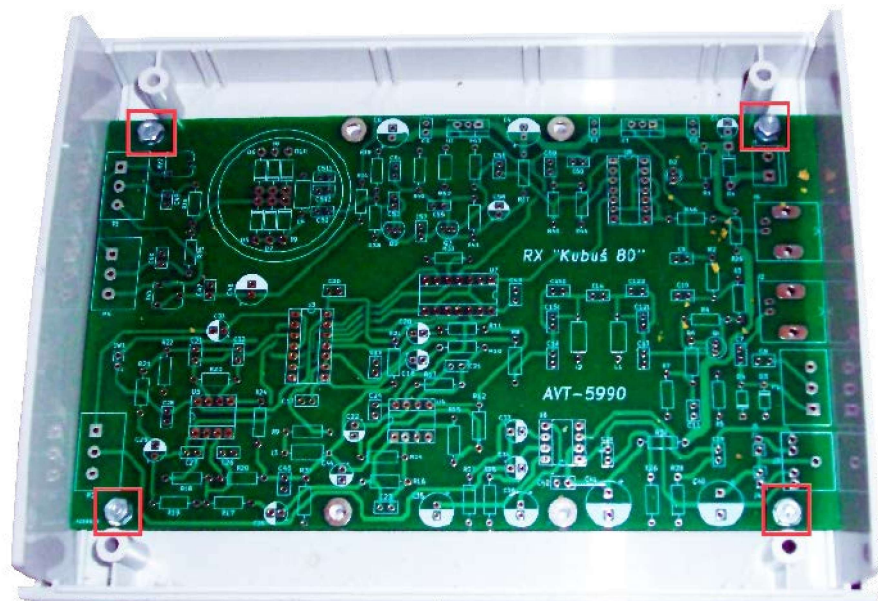
Pierwsza część projektu znajduje się pod adresem: <https://ulubionykiosk.pl/media>

Montaż, uruchomienie i obsługa odbiornika

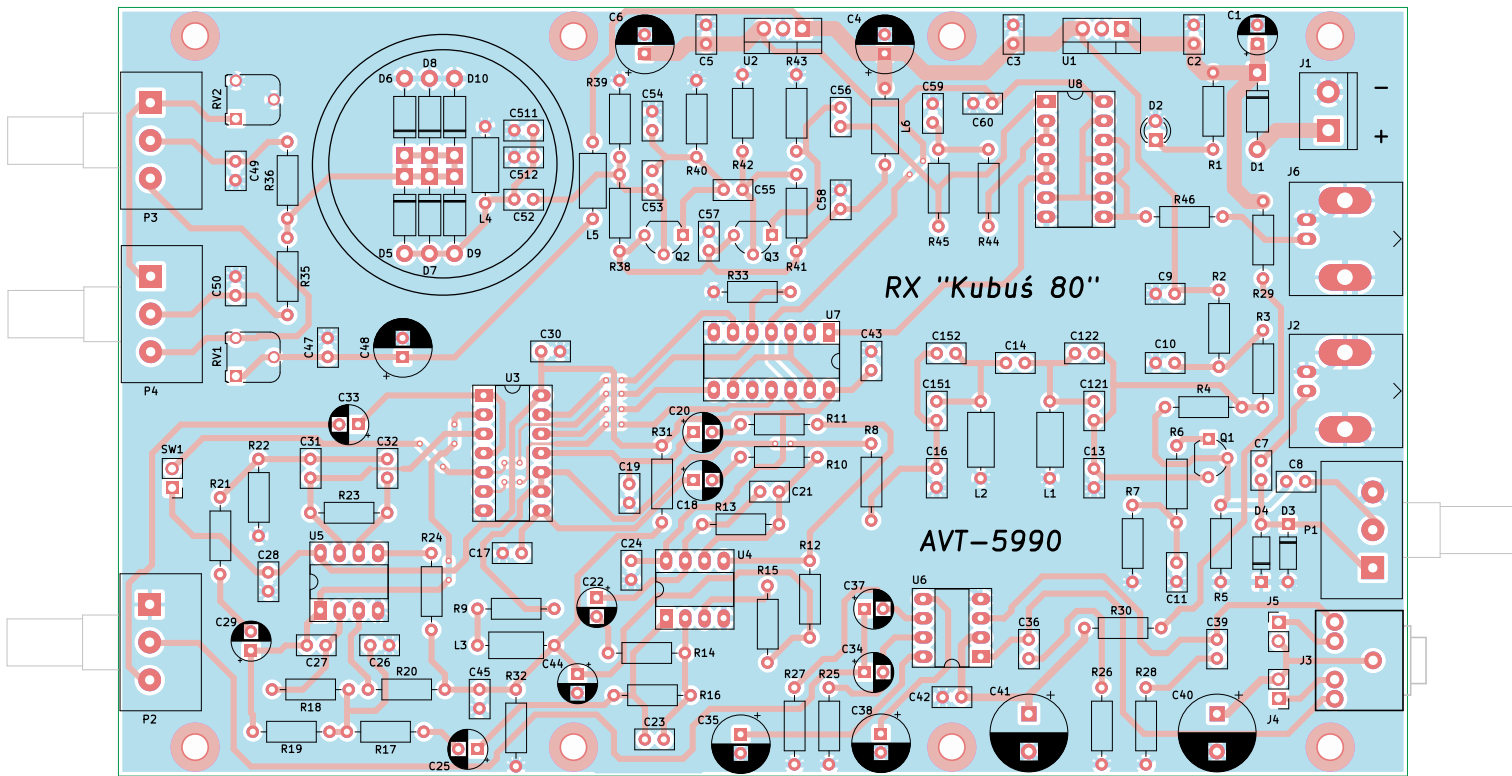
Na rysunku 2 zamieszczono schemat montażowy płytki drukowanej odbiornika. Dla ułatwienia skutecznego, poprawnego i w pełni satysfakcjonującego ukończenia konstrukcji odbiornika nastuchowego „Kubuś”, już na etapie projektowania PCB wybrano obudowę, która spełniałaby wymagania projektowe. Jest nią, wykonana z tworzywa sztucznego, kompaktowa obudowa typu Z112A produkcji firmy Kradex. Charakteryzuje się ona bardzo starannym wykonaniem i pasowaniem elementów oraz (w opinii autora tego projektu) wysoce estetycznym wyglądem. Dlatego, jeszcze przed rozpoczęciem montażu elementów elektronicznych, zachęca się do dokonania wstępnego pasowania

płytki drukowanej do właściwej obudowy. Rezultaty takiego pasowania (w prototypowym urządzeniu autora) pokazano na fotografii 2. W PCB zostało wykonanych osiem

metalizowanych otworów o średnicy 3,2 mm, które można wykorzystać (niekoniecznie wszystkie z nich) do zamocowania płytki drukowanej w obudowie. Otwory montażowe



Fotografia 2. Pasowanie PCB odbiornika do obudowy Z112A

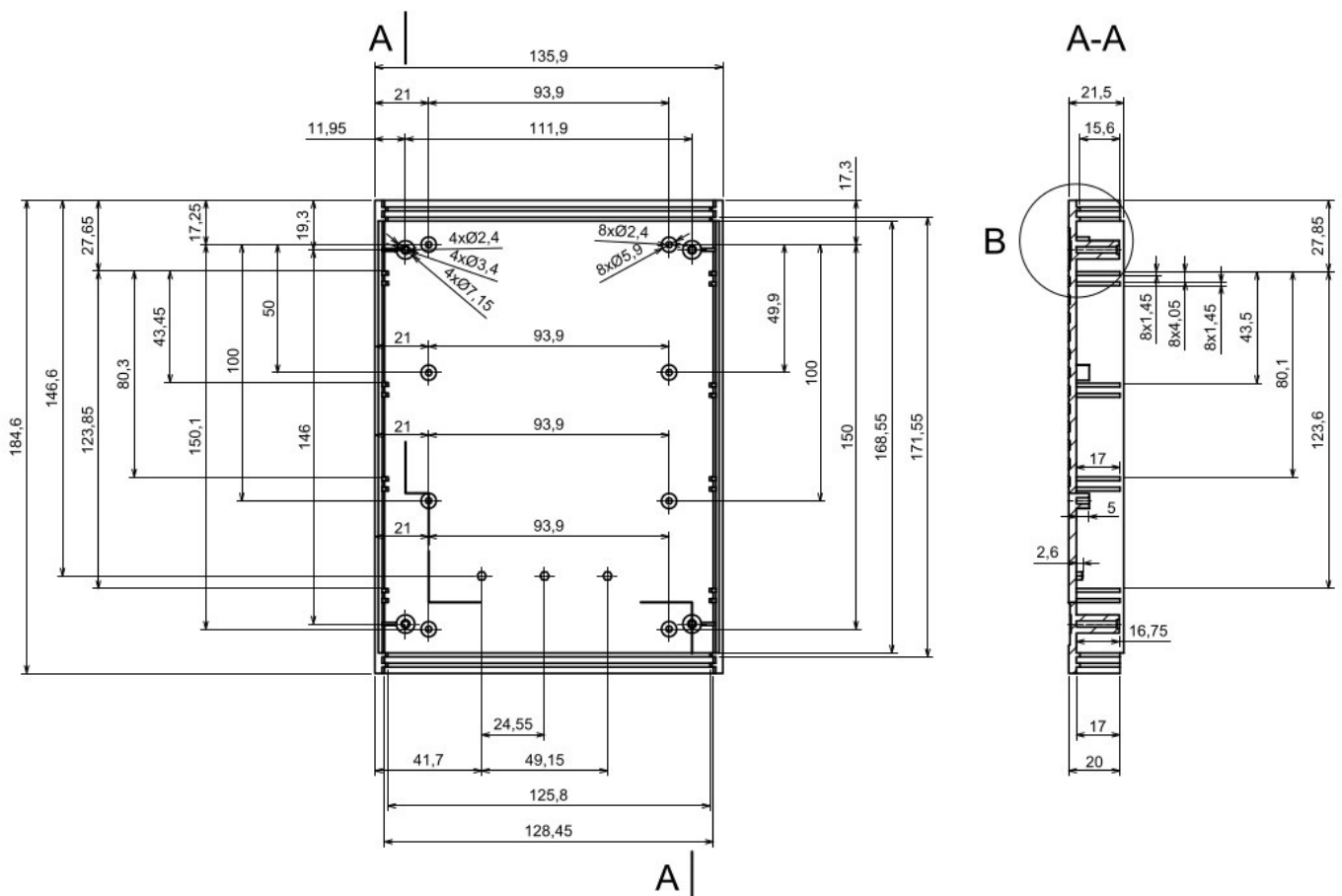


Rysunek 2. Schemat układu w płytce odbiornika „Kubuś”

w płytce drukowanej są dokładnie dopasowane do wyniesionych pól montażowych w obudowie Z112A, której kluczowe wymiary można znaleźć na rysunku 3. Przykładowo, pokazane na fotografii 2 mocowanie PCB

do obudowy zakłada wykorzystanie czterech skrajnych otworów montażowych, dostępnych w płytce drukowanej. Już na tym etapie prac warto rozważyć aplikację prostego ekranowania wewnątrz obudowy

za pomocą metalowej folii samoprzylepnej. Na fotografii 3 pokazano wnętrze obudowy w trakcie ekranowania. Wskazane jest staranne wykłeszenie jak największej powierzchni wnętrza obudowy – tak aby poszczególne



Rysunek 3. Kluczowe wymiary obudowy Z112A



Fotografia 3. Wnętrze obudowy w trakcie ekranowania

fragmenty metalowej folii miały połączenie galwaniczne ze sobą oraz z masą układu elektronicznego. W przykładowym rozwiązaniu wykorzystano stosunkowo niedrogą folię aluminiową produkcji dobrze znanej od lat na rynku firmy 3M, jednak lepsze rezultaty powinno przynieść zastosowanie folii miedzianej (niestety, znacznie droższej).

Mając wstępnie rozwiązane zagadnienie mocowania PCB w obudowie, można przystąpić do montażu i uruchomienia kluczowej części elektronicznej. Standardowo, rekomendowane jest rozpoczęcie montażu od elementów najniższych, a kończąc na najwyższych. Następnie należy przejść do uruchomienia i regulacji całości urządzenia. Autor projektu chciałby jednak zaproponować nieco alternatywne podejście. Po pierwsze, dla wygody realizacji dalszych prac montażowych faktycznie warto jest w pierwszej kolejności zalutować wszystkie rezystory stałe oraz podstawki pod układy scalone. Następnie należy wykorzystać śruby mocujące płytkę drukowaną do obudowy poprzez tymczasowe przykręcenie ich w czterech narożnych otworach PCB – w taki sposób, aby stanowiły swisty „roboczy stojak”, zapewniający fizyczny dystans (a więc także izolację galwaniczną) względem podłoża (np. biurka), na którym wykonywane są prace montażowe i uruchomieniowe. W dalszej kolejności można przystąpić do uzupełniania (zalutowywania) brakujących elementów – jednak tylko w wybranych blokach odbiornika i – w połączeniu

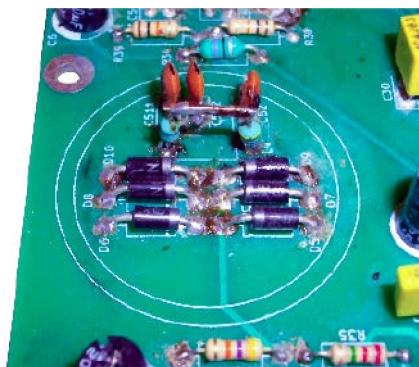
z następującymi po takich montażach uzupełniających – pracami uruchomieniowymi oraz niezbędnymi pomiarami kontrolnymi.

W pierwszej kolejności rekomendowane jest oczywiście uzupełnienie wszystkich brakujących elementów w bloku zasilania stabilizowanego. Następnie należy (po raz pierwszy) podać na wejście odbiornika J1 napięcie zasilające +12 V prądu stałego (powinno oczywiście zaświecić się roboczo podłączona dioda LED D2) a następnie sprawdzić na wyjściach stabilizatorów U1 i U2 obecność napięć zasilających +9 V oraz +5 V.

Na dalszym etapie prac należy przystąpić do uruchomienia bloku generatora VFO. W tym celu, w pierwszej kolejności trzeba wylutować wyłącznie tranzystory Q2 i Q3, a następnie sprawdzić poprawność uzyskanych napięć w stałoprądowym punkcie pracy (przy nieczynnym jeszcze generatorze). Napięcia na bazach obu tranzystorów Q2 i Q3 powinny wynosić około $9,0 V/2 = 4,5 V$, natomiast napięcia na ich emiterach powinny być niższe o około 0,65 V, przy czym należy liczyć się z niewielkim (<5%) rozrzutem wartości tych parametrów. Jeśli podane warunki zostały spełnione, to (po odłączeniu

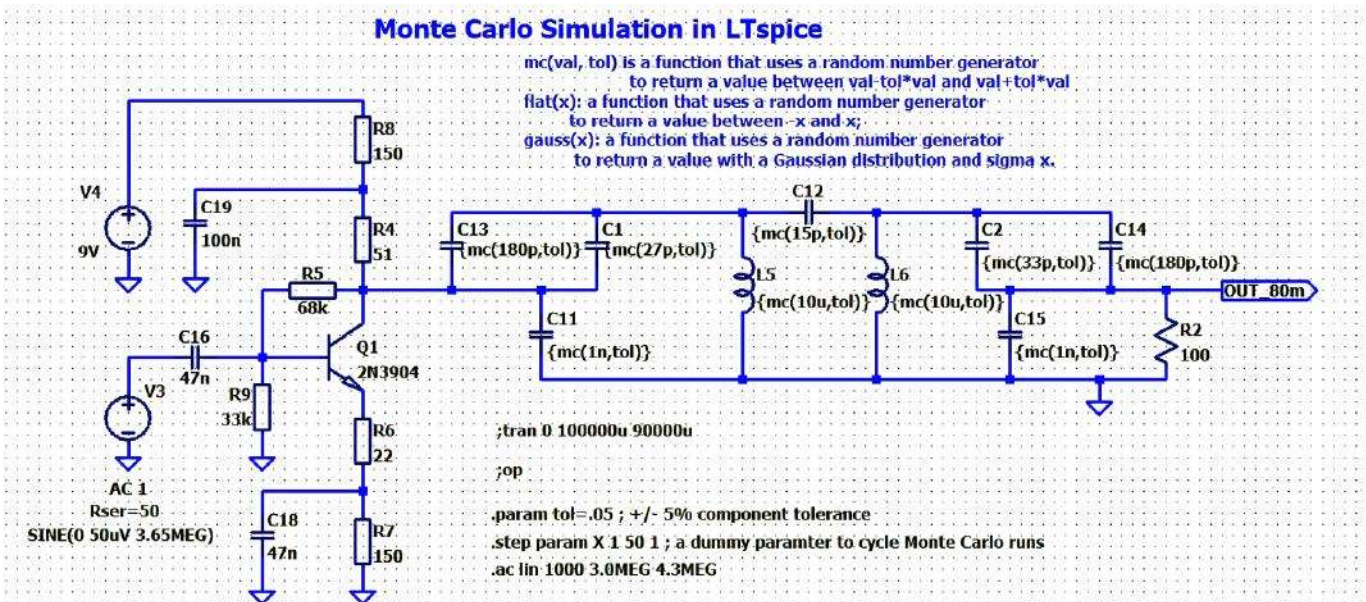
zasilania) można przystąpić do wlotowania pozostałych elementów w blokach: generatora VFO, strojenia generatora VFO oraz formowania sygnału VFO. Do strojenia generatora potrzebny będzie cyfrowy miernik częstotliwości lub (lepiej) oscyloskop cyfrowy, które umożliwią stwierdzenie obecności sygnału wyjściowego z VFO na porcie wyjściowym J6 oraz pomiar częstotliwości tego sygnału – z dokładnością nie gorszą od przynajmniej 1 kHz. Na fotografii 4 pokazano kluczowe elementy VFO (przed końcową termoizolacją). Strojenie generatora VFO powinno przebiegać według poniższego algorytmu:

1. Potencjometry montażowe RV1 oraz RV2 ustawiamy wstępnie w skrajnych położeniach tak, by na suwakach potencjometrów obrotowych regulacji częstotliwości Fvfo (P3 i P4) uzyskać maksymalny możliwy zakres napięć, tzn. 0...9 V.
2. Potencjometry obrotowe regulacji częstotliwości Fvfo (P3 i P4) ustawiamy w środkowych położeniach. Napięcie na ich suwakach powinno wynosić wówczas około $9 V/2 = 4,5 V$.
3. W razie konieczności dobieramy wartości pojemności C511 i C512 tak, aby na wyjściu pomiarowym VFO (port J6) uzyskać częstotliwość Fvfo maksymalnie zbliżoną do środka pasma 80 m, tzn. $(3,5+3,8)/2 = 3,65 MHz$. W przypadku zastosowania tej procedury najpierw należy dobrać wartość C511 na $Fvfo \geq 3,65 MHz$ (ale jak najbliższą podanej wartości częstotliwości), a następnie skorygować Fvfo wg potrzeb poprzez równoległe dołączenie niewielkiej pojemności C512; dobieranie to realizujemy „na pająku”, dolutowując kondensatory C511 i C512 (z jak najkrótszymi końcówkami) wprost do wyprowadzeń dławika L4.
4. Sprawdzamy uzyskany zakres przestrajania częstotliwości Fvfo w skrajnych



Fotografia 4. Kluczowe elementy VFO przed termooizolacją

| Zakres częstotliwości [kHz] | Maksymalna szerokość pasma sygnału [Hz] | Rodzaj emisji i ich przeznaczenie |
|-----------------------------|---|---|
| 3500...3510 | 200 | CW, pierwszeństwo dla łączności międzykontynentalnych |
| 3510...3560 | 200 | CW, preferencja dla zawodów |
| 3560...3570 | 200 | CW w trybie QRP |
| 3570...3580 | 200 | Wąskopasmowe emisje cyfrowe |
| 3580...3590 | 500 | Wąskopasmowe emisje cyfrowe |
| 3590...3600 | 500 | Wąskopasmowe emisje cyfrowe (stacje bezobsługowe) |
| 3600...3620 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji |
| 3600...3650 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji, preferencja dla zawodów w trybie SSB |
| 3650...3700 | 2700 | SSB w trybie QRP |
| 3700...3800 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji, preferencja dla zawodów w trybie SSB |
| 3775...3800 | 2700 | Wszystkie rodzaje emisji, preferencja dla łączności międzykontynentalnych |



Rysunek 4. Schemat układu (z komendami i uruchomieniem) w celu uzyskania do symulacji modelu w celu zbadania do pasma w ania im pędacji fitu w.cz. w śródo w isku LSpice

położeniach potencjometru P3. Jeśli jest on szerszy od oczekiwanego maksymalnego zakresu (3,5...3,8 MHz), to możemy go zawęzić na drodze iteracyjnych, naprzemiennych korekt ustawień potencjometrów montażowych RV1 i RV2.

5. Jeśli uzyskany zakres przestrajania jest zbyt wąski lub w ogóle nieodpowiedni względem pasma KF 80 m, to konieczna może okazać się wymiana indukcyjności L4 na nieco mniejszą lub nieznacznie większą wartość. Należy przy tym pamiętać o zasadach, że w pierwszym z podanych przypadków przestrajane pasmo Fvfo powędruje „w górę” a w drugim – „w dół” skali częstotliwości. Warto mieć także na uwadze fakt, że im mniejsza będzie suma pojemności C511+C512, tym szerszy będzie względny zakres przestrajanego pasma i odwrotnie, tzn. im większa będzie suma pojemności C511+C512, tym węższy będzie względny zakres przestrajanego pasma. Zależności te wynikają z faktu, iż zakres zmian pojemności Cvar zestawu diod D5...D10 pozostaje niezmienny, a względny zakres przestrajania Fvfo zależy wprost od względnego udziału Cvar w wypadkowej pojemności obwodu rezonansowego LC – z indukcyjnością L4 i wypadkową pojemnością $C=C511+C512+Cvar$.

6. Ostatecznie, w przypadku trudności z uzyskaniem pełnego pokrycia pasma KF 80 m (Fvfo=3,5...3,8 MHz), nie należy zrażać się tym faktem, ale po prostu zestroić generator VFO na taki wycinek pasma 80 m, który będzie najbardziej interesujący dla przyszłego użytkownika urządzenia. Wybierając stosowny wycinek pasma, warto posłużyć się informacjami o przeznaczeniu poszczególnych

fragmentów pasma KF 80 m, zamieszczonymi w początkowej części tego artykułu (tabela 1).

Po satysfakcjonującym zestrojeniu generatora VFO można przystąpić do uruchomienia wzmacniacza dopasowania impedancji. Po uzupełnieniu kompletu elementów w tym bloku i ponownym załączeniu zasilania +12 V, należy zweryfikować stałoprądowy punkt pracy tranzystora Q1. Do uruchomienia tego oraz kolejnego w torze sygnałowym bloku filtru w.cz. na pasmo 80 m posłużono się symulacją komputerową, wykonaną za pomocą programu LTSpice. Rysunek 4 pokazuje schemat układu, który posłużył m.in. do tego celu (wraz z niezbędnymi komendami uruchomieniowymi oraz przydatnymi komentarzami). Napięcia na bazie, emiterze i kolektorze tranzystora Q1, uzyskane w wyniku symulacji zamodelowanego układu, powinny wynosić kolejno około: $V_b(Q1)=1,95$ V, $V_e(Q1)=1,24$ V oraz $V_c(Q1)=7,54$ V. Oczywiście, należy liczyć

się z możliwymi niewielkimi odstępstwami od uzyskanych dla modelowego układu wartości napięć, które jednak w przypadku zastosowania odpowiednich, pełnowartościowych podzespołów nie powinny przekraczać 5%.

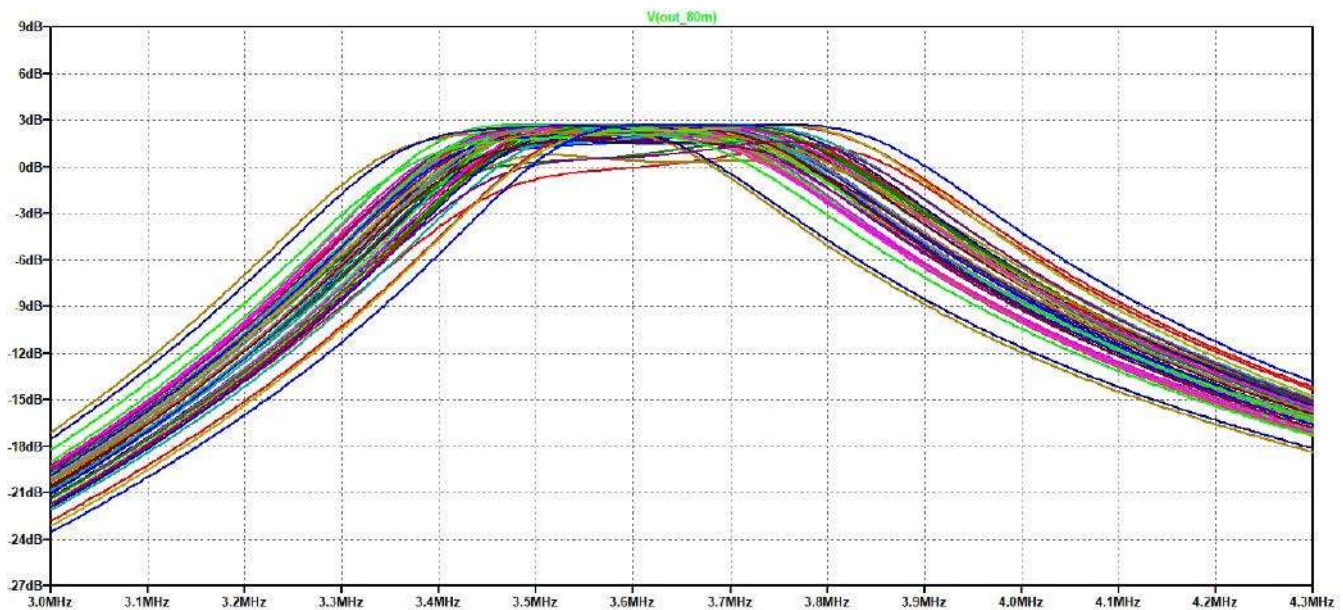
Skonfigurowany układ z rysunku 4 posłużył też do komputerowej symulacji kolejnego bloku, jakim jest pasmowy filtr w.cz. Nie była to jednak analiza stałoprądowego punktu pracy, która w tym zastosowaniu praktycznie nie ma sensu, a symulacja wpływu rozrzutu elementów LC filtru na łączną (wypadkową) charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza i filtru. W tym celu zastosowano tzw. analizę Monte Carlo, która polega na powtarzaniu kolejnych symulacji – jednak z wybranymi parametrami losowo zmieniającymi się w dozwolonych przedziałach wartości. Na rysunku 5 można zobaczyć rezultaty takiej właśnie analizy, wykonanej w oparciu o rezultaty 50 symulacji,

REKLAMA

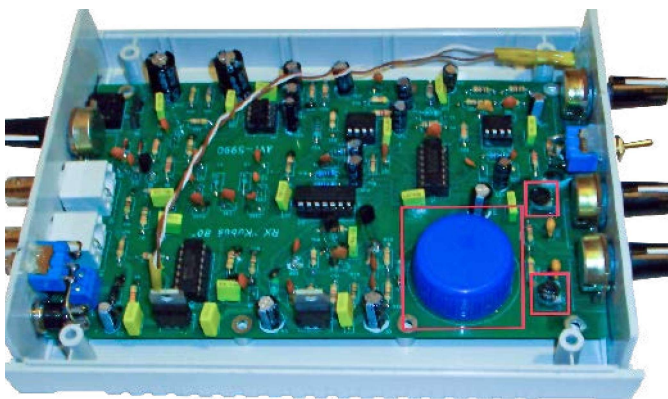
Hurtownia elementów elektronicznych "AKSOTRONIK" zaprasza do swojego sklepu internetowego
 Zaloguj się i kupuj ON-LINE na naszej stronie:
WWW.AKSOTRONIK.COM.PL

Aksotronik
ELEMENTY ELEKTRONICZNE

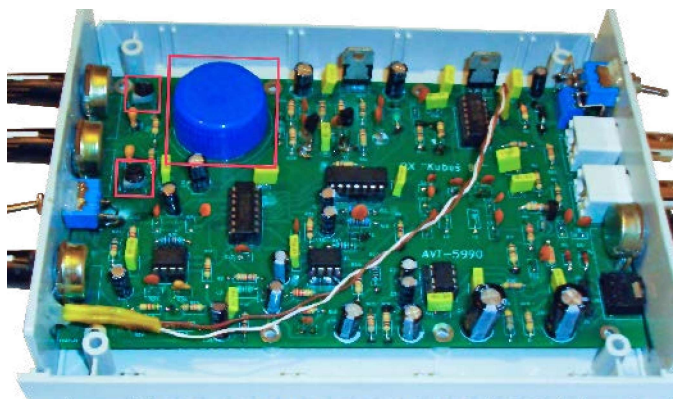
Uwaga!! Powyższe ceny dotyczą zakupów minimalnych ilości hurtowych, poprzez nasz sklep internetowy.
 W swojej ofercie posiadamy m.in.: półprzewodniki (diody, układy scalone, tranzystory, triaki, elementy optoelektroniczne),
 elementy dystansowe, złącza, przelączniki, elementy akustyczne, rezystory, kondensatory, kwarce, podstawki, moduły Arduino
 Zapraszamy do kontaktu: INFO@aksotronik.com.pl, tel: (22) 783-20-51



Rysunek 5. Rezultaty części twórczo w symulacji Monte Carlo, w której naneżona była wartość wzmocnienia i filtra w.cz.



Fotografia 5. Montaż PCB odbiornika (widok z lewej strony)



Fotografia 6. Montaż PCB odbiornika (widok z prawej strony)

w trakcie których parametry wszystkich elementów LC filtra w.cz. zmieniały się losowo w zakresie maksymalnej tolerancji $\pm 5\%$. Jak widać z zaprezentowanej rodziny charakterystyk, w podanych warunkach granice pasma przenoszenia wzmacniacza wstępnego i filtra w.cz. mogą przesunąć się nawet o około ± 200 kHz a jego transmitancja w środku pasma fluktuuje od około 0 do +3 dB. Wniosek z rezultatów tej symulacji jest taki, że warto zastosować w filtrze w.cz. podzespoły o jak najlepszych parametrach (tj. możliwie najmniejszych tolerancjach), a idealnym rozwiązaniem byłby pomiar kontrolny wartości elementów przed montażem oraz pomiar rzeczywistych charakterystyk częstotliwościowych uruchomionego układu. Oczywiście, w przypadku zastosowania elementów LC o większych rozrzutach produkcyjnych uzyskane rezultaty byłyby jeszcze gorsze.

Montaż i uruchomienie pozostałych bloków odbiornika: mieszacza ze wzmacniaczem różnicowym, wzmacniacza wstępnego, obu filtrów m.cz. oraz końcowego wzmacniacza audio wraz z podzłakami towarzyszącymi, przeprowadzony z właściwych, pełnowartościowych

elementów, nie powinny nastęrczać najmniejszych trudności.

W pełni zmontowany i uruchomiony układ odbiornika należy zamocować w odpowiedniej obudowie. Przykłady takiego montażu, wykonanego w rekomendowanej

dla tego projektu obudowie Z112A, pokazano na **fotografii 5** (widok z lewej strony) oraz **fotografii 6** (widok z prawej strony). Poprawę stabilności częstotliwości pracy generatora VFO powinna zapewnić dodatkowa, prosta termoizolacja jego kluczowych



Fotografia 7. Montaż przedniego panelu odbiornika w obudowie



Fotografia 8. Montaż tylnego panelu odbiornika w obudowie



Fotografia 9. Przedni panel odbiornika



Fotografia 10. Przedni panel odbiornika

elementów, odpowiedzialnych właśnie za ten parametr roboczy. Wykonano ją z wykorzystaniem zwykłej nakrętki od popularnej butelki z tworzywa sztucznego typu PET, której krawędzie uprzednio wyrównano drobnym papierem ściernym, a samą nakrętkę doklejono do PCB klejem typu BUTAPREN. Przed końcowym montażem układu w obudowie należy pochylić się nad starannym wykończeniem i mocowaniem przedniego i tylnego panelu odbiornika. Szczegóły takich rozwiązań w modelowym egzemplarzu autora projektu, widziane od strony wnętrza obudowy, pokazano na **fotografii 7** (przedni panel) oraz na **fotografii 8** (tylny panel). Przy wytyczaniu miejsc pod otwory w panelach obudowy warto podeprzeć się projektem płytki drukowanej w wersji komputerowej oraz suwmiarką. **Fotografie 9 i 10** prezentują szczegóły przykładowego wykończenia obu paneli, widziane od zewnątrz. Elementy opisowe wydrukowano na specjalnym papierze samoprzylepnym – ich wzory są dostępne w materiałach dodatkowych do projektu odbiornika.

Obsługa poprawnie zmontowanego, uruchomionego i zestrojonego odbiornika nie wymaga obszernego komentarza. Urządzenie warto zasilic ze źródła bateryjnego lub akumulatorowego, ponieważ wszelkiego rodzaju (tak popularne w dzisiejszych czasach) zasilacze z przetwornicami impulsowymi, w większości przypadków – pomimo zastosowania rozbudowanych układów filtrujących – będą źródłem silnych, uciążliwych zakłóceń, bardzo wyraźnie słyszalnych w odbiorniku. Do wyjścia wzmacniacza audio

można podłączyć standardowe słuchawki stereofoniczne o impedancji 32 Ω lub parę małych głośników o minimalnych: impedancji i mocy znamionowych 8 $\Omega/1$ W. Oczywiście, kluczem do uzyskania poprawnego odbioru jest odpowiednia antena. Konstrukcja takiej anteny stanowi osobne dość obszerne zagadnienie i dlatego nie będzie tu szczegółowo poruszana (w Internecie istnieje sporo dostępnych, także za darmo, materiałów na ten temat). Jakkolwiek do wykonania pierwszych nasłuchów lokalnych stacji wystarczy najprostszy dipol półfalowy o wymiarach 2×20 m lub choćby najprostsza antena typu Long Wire o długości kilkunastu metrów. Osobom, które napotykają trudności z instalacją (choćby tymczasowej) anteny o zbliżonych wymiarach, autor projektu proponuje zapoznanie się z konstrukcjami wszelkich anten o wymiarach znacząco skróconych względem przytoczonych powyżej. Regulacja odbiornika odbywa się „na słuch”: głośność audio oraz

ewentualne tłumienie w torze w.cz. dobieramy do własnych preferencji oraz do siły sygnału odbieranej stacji. Strojenie częstotliwości, po wstępnym wygrzaniu generatora VFO, które zwykle trwa od kilku do kilkunastu minut, należy realizować najpierw za pomocą dedykowanych potencjometrów obrotowych, przy czym oczywiście strojenie zgrubne należy wykonywać dość ostrożnie (powoli). Dokładne dostrojenie do odbieranej stacji wykonujemy za pomocą potencjometru precyzyjnego. W przypadku odbioru emisji fonicznych (SSB), z uwagi na fakt, że w pasmie 80 m zwyczajowo pracuje się z wykorzystaniem dolnej wstęgi bocznej (LSB), zdecydowanie wygodniejsze będzie szukanie aktywnych stacji na skali częstotliwości „od góry” pasma, czyli od częstotliwości 3,8 MHz. Idealnym miejscem do prowadzenia nasłuchów może być na przykład działka rekreacyjna, oddalona od miejskich źródeł zakłóceń radiowych i dająca dogodne warunki do eksperymentów z instalacjami antenowymi.

Podsumowanie

W drugiej części publikacji, poświęconej odbiornikowi nasłuchowemu „Kubuś”, szczegółowo omówiono aspekty związane z montażem i uruchomieniem urządzenia. Podano także wskazówki odnośnie do obsługi i eksploatacji radioodbiornika. W następnej, ostatniej już części opisu zostaną przede wszystkim omówione: metodyka oraz rezultaty pomiarów kontrolnych odbiornika. Nakreśliśmy także możliwości jego dalszej rozbudowy.

Adam Sobczyk, SQ5RWQ
sq5wq@gmail.com

REKLAMA



OBWODY DRUKOWANE

Produkcja, Projektowanie, Montaż

| | | |
|---|--|--|
| Zakład produkcyjny: 05-660 Warka ul. M. Ropielewskiej 17 tel. 22 781 63 95 22 761 95 80 fax. 22 781 63 95 w 23 www.elmax.waw.pl elmax@elmax.waw.pl | Płytki jednostronne Płytki dwustronne Płytki na podłożu aluminium Płyty czołowe FR4 | Serie dowolne Prototypy Maksymalny wymiar płytek 1w 630 mm |
| Dokumentacja technologiczna Dokumentacja konstrukcyjna Trawione szablony SMD | Montaż elektroniki Krótkie terminy Wykonania super expresowe | Pokrycie Sn lub SnPb inne na życzenie Maski, opisy montażowe w różnych kolorach |



**Podstawowe parametry:**

- tor odbiorczy z bezpośrednią przemianą częstotliwości,
- odbiór transmisji DSB lub SSB (w sprzyjających warunkach),
- załączany za pomocą przetwornika filtr wąskopasmowy do odbioru sygnałów CW, FSK, PSK, itp.,
- pokrętła zgrubnego i precyzyjnego przestrajania,
- wyjście kontrolne częstotliwości VFO do podłączenia częstościomierza,
- zintegrowany wzmacniacz słuchawkowy 2x1 W/8 Ω.

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wzlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wzlutowane w płytkę PCB),
 - wersja [A] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.
- Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytka drukowana [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja,
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

- | | |
|---------|---|
| AVT6017 | RX Ewa 40 m – odbiornik początkującego radioamatora (EP 12/2023) |
| AVT5900 | Dwupasmowy odbiornik nasłuchowy KF RX Wiesia 80/40 m (EP 11/2021) |
| AVT3198 | Modułowy odbiornik nasłuchowy na pasmo 80 m i 40 m „Dosia” – mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (EP 2-3/2020) |
| AVT3230 | Czteropasmowy odbiornik „Staś” – odbiornik CW/SSB początkującego nasłuchowca (80/40/30/20 m) (EdW 8/2018) |
| ----- | Odbiornik nasłuchowy na pasmo 80 m (EP 6/2015) |
| AVT2970 | Odbiornik SDR na pasmo 2 m (EdW 2/2011) |

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
<http://sklep.avt.pl>

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

W ofercie AVT*

AVT5990

Odbiornik nasłuchowy na pasmo KF 80 m „Kubuś” (3)


Odbiorniki nasłuchowe stanowią pierwszy znaczący krok ku magicznemu światu konstrukcji i łączności radiowych. W podanych dziedzinach pomagają one rozwijać pasje, które z czasem mogą przerodzić się w profesjonalne umiejętności techniczne i komunikacyjne (także interpersonalne). Prezentowane urządzenie powstało w odpowiedzi na spore zainteresowanie Czytelników – jako nieco okrojona i zintegrowana na pojedynczej PCB wersja projektów z serii „AVT319x – Modułowy odbiornik nasłuchowy Dosia”. W trzecim i ostatnim już odcinku z cyklu artykułów o „Kubusiu” zostały poruszone przede wszystkim aspekty pomiarów kontrolnych odbiornika. Narysowano też koncepcję jego rozbudowy o specjalną przystawkę nadawczą. Projekt ten dedykuję mojemu synowi – Jakubowi.

Pomiary kontrolne odbiornika

Opisane w dalszej części artykułu pomiary kontrolne odbiornika nasłuchowego „Kubuś” w zasadzie nie są niezbędne do jego prawidłowego uruchomienia i eksploatacji, jednak bardziej wnikliwym i ambitnym konstruktorom niewątpliwie dostarczą wiedzę, którą będą oni mogli wykorzystać m.in. przy konstruowaniu znacznie bardziej rozbudowanych urządzeń. Należy tutaj zastrzec, że do realizacji przedmiotowych pomiarów optymalne będzie następujące wyposażenie: zasilanie akumulatorowe lub bateryjne (gwarantujące brak zakłóceń w torach zasilania odbiornika, przenikających do jego obwodów sygnałowych), miernik częstotliwości, oscyloskop (najlepiej cyfrowy, z funkcją pomiaru częstotliwości i choćby najprostszym analizatorem widma), szerokopasmowy generator sygnałowy lub (lepiej) wobulator, tłumik ekranowany, pomiarowa sonda logarytmiczna oraz oczywiście multimetr cyfrowy dobrej klasy. Mimo to w dalszej części publikacji przedstawiono pomiary zrealizowane możliwie najtańszymi i najprostszymi metodami.

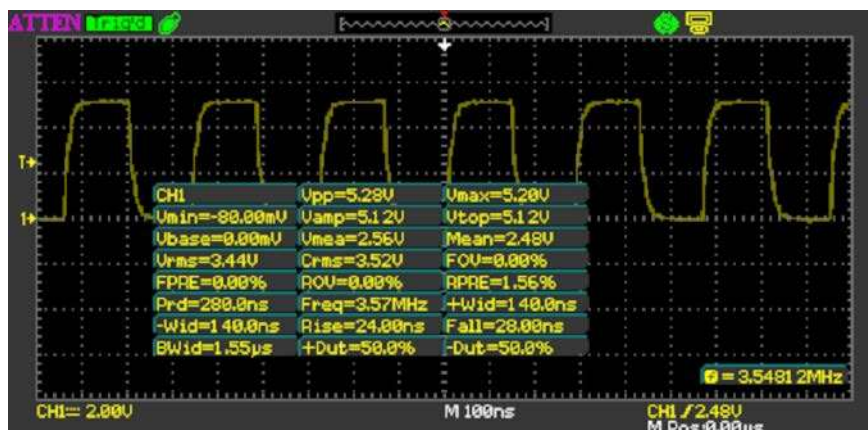
Pierwszy, stosunkowo prosty pomiar kontrolny miał na celu obserwację oscylogramu wyjścia cyfrowego sygnału z generatora VFO, dostępnego na porcie J6, przy

potencjometrach regulacji Fvfo (P3 i P4) ustawionych w środkowych położeniach. Dodatkowym elementem takiego pomiaru powinna być analiza podstawowych parametrów obserwowanego sygnału: częstotliwości Fvfo, skrajnych napięć Vmin i Vmax oraz współczynnika wypełnienia D. Na **fotografii 11** pokazano stosowny oscylogram wraz z wynikami pomiarów, wykonanych automatycznie za pomocą oscyloskopu cyfrowego. Do jednego z jego wejść Y podłączono sygnał z wyjścia J6 odbiornika krótkim kablem koncentrycznym o impedancji 50 Ω,

 **Poprzednie części projektu znajdują się pod adresem: <https://ulubionykiosk.pl/media>**

zakończonych łączówkami BNC. Rezultaty automatycznych pomiarów okazały się następujące: Fvfo=3,57 MHz, Vmin=-80 mV, Vmax=5,20 V, D=50%. Są one w pełni zgodne z oczekiwaniami autora projektu, jakkolwiek dwa aspekty wymagają w tym miejscu wyjaśnienia. Po pierwsze, niewielkie różnice w wartościach pomierzonych napięć Vmin i Vmax oraz występujących w odbiorniku poziomów logicznych 0 V i +5 V nie zaskakują i stanowią zapewne rezultat niedokładności stosunkowo szybkich (250 MS/s) pomiarów przetwornikiem analogowo-cyfrowym ADC (o rozdzielczości zaledwie ośmiu bitów) w oscyloskopie cyfrowym średniej klasy. Po drugie, wyświetlone częstotliwości Fvfo: chwilowa (3,54812 MHz) oraz średnia (3,57 MHz), różnią się dość wyraźnie i wynika to zapewne z zastosowanych przy nich różnych metod pomiarów i wyliczeń.

Kolejny pomiar miał za zadanie określić stabilność częstotliwości generatora VFO oraz wyznaczyć czas sukcesywnego dochodzenia

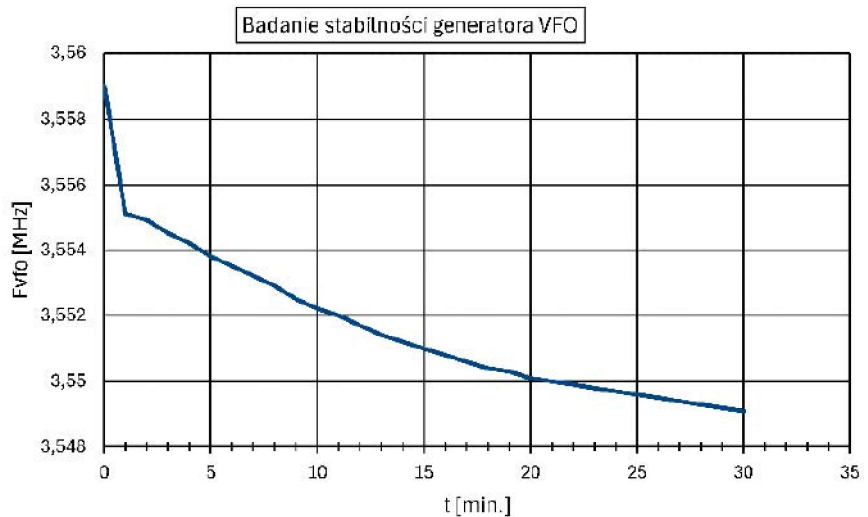


Fotografia 11. Oscylogram i pomiary sygnału z generatora VFO

Tabela 2. Badanie stabilności generatora VFO

| t [min.] | Fvfo [MHz] |
|----------|------------|
| 0 | 3,559 |
| 1 | 3,5551 |
| 2 | 3,5549 |
| 3 | 3,5545 |
| 4 | 3,5542 |
| 5 | 3,5538 |
| 6 | 3,5535 |
| 7 | 3,5532 |
| 8 | 3,5529 |
| 9 | 3,5525 |
| 10 | 3,5522 |
| 11 | 3,552 |
| 12 | 3,5517 |
| 13 | 3,5514 |
| 14 | 3,5512 |
| 15 | 3,551 |
| 16 | 3,5508 |
| 17 | 3,5506 |
| 18 | 3,5504 |
| 19 | 3,5503 |
| 20 | 3,5501 |
| 21 | 3,55 |
| 22 | 3,5499 |
| 23 | 3,5498 |
| 24 | 3,5497 |
| 25 | 3,5496 |
| 26 | 3,5495 |
| 27 | 3,5494 |
| 28 | 3,5493 |
| 29 | 3,5492 |
| 30 | 3,5491 |

do tego stanu. Badanie wykonano w temperaturze pokojowej, która – przez cały czas trwania pomiaru – w najbliższym otoczeniu odbiornika wzrastała powoli od około 16 do około 18°C. Odbiornik był wyłączony przez co najmniej godzinę przed rozpoczęciem pomiaru, dzięki czemu można było wyraźnie zaobserwować efekt nagrzewania się elementów w jego wnętrzu zaraz po włączeniu urządzenia. Do pomiaru wykorzystano dedykowany cyfrowy miernik częstotliwości, wykonany wg projektu AVT5398, opublikowanego w „Elektronice Praktycznej” 5/2013. Pomiar realizowano przez 30 minut co 1 minutę – począwszy od momentu włączenia odbiornika. Wyniki pomiarów zestawiono w tabeli 2, a także zwizualizowano na odpowiadającym tym danym wykresie na rysunku 6. Jak wynika z rezultatów pomiarów, częstotliwość Fvfo zmieniała się (maleła) zgodnie z trendem już na oko zbliżonym do wykładniczego. Jest to dość charakterystyczne w przypadku wszystkich układów fizycznych osiągających stan równowagi termodynamicznej, polegający na wyrównywaniu się



Rysunek 6. Badanie stabilności generatora VFO – graficzna interpretacja pomiarów

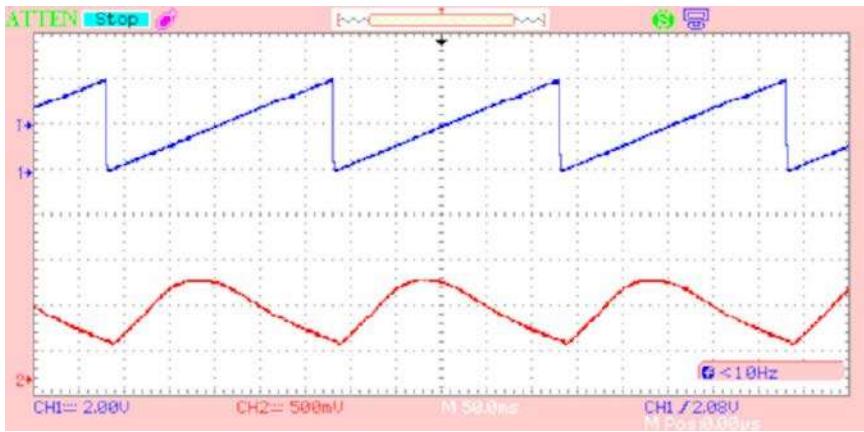
temperatur obiektów danego układu fizycznego w tempie proporcjonalnym do aktualnej różnicy temperatur tychże obiektów. I tak, najdynamiczniejsze zmiany Fvfo można było zaobserwować w ciągu dosłownie pojedynczych pierwszych minut od włączenia zasilania odbiornika. Natomiast w dalszym okresie trend był zdecydowanie mniej dynamiczny i przypominał łagodne zmiany liniowe, które zapewne w znacznym stopniu wynikały także ze zmian temperatury otoczenia o +2°C w trakcie trwania pomiaru. Panaceum na tego typu niedogodności, stosowanym w analogowych generatorach VFO, może być użycie elementów LC wzajemnie skompensowanych termicznie lub o zerowych współczynnikach temperaturowych. Innym rozwiązaniem, implementowanym współcześnie także w generatorach kwarcowych o podwyższonej dokładności OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator), jest podgrzewanie całego układu generacyjnego do stałej, wysoce stabilnej temperatury. Oczywiście w tak prostych urządzeniach, jak odbiornik „Kubuś”, wystarczy mieć świadomość opisanej niedogodności i, w celu poprawy komfortu pracy z urządzeniem, po prostu eksploatować je we w miarę stabilnych warunkach temperatury otoczenia oraz włączać zasilanie na kilka do kilkunastu minut przed rozpoczęciem zaplanowanych nasłuchów. W szczególności, jak wynika z rezultatów pomiarów, częstotliwość Fvfo w trakcie trwania całego pomiaru (30 minut) zmieniła się aż o około 10 kHz, ale w ciągu jego ostatnich 10 minut – już tylko o mniej niż 1 kHz. Oczywiście podobnych cech niestabilności częstotliwości generatora przestrajanego nie miałyby rozwiązania oparte o syntezy z zastosowaniem generatorów pracujących w technikach DDS lub PLL.

Na następnym etapie prac dokonano pomiaru częstotliwościowej charakterystyki przenoszenia wejściowego filtra pasmowego w.c.z. W tym celu skorzystano z logarytmicznej sondy

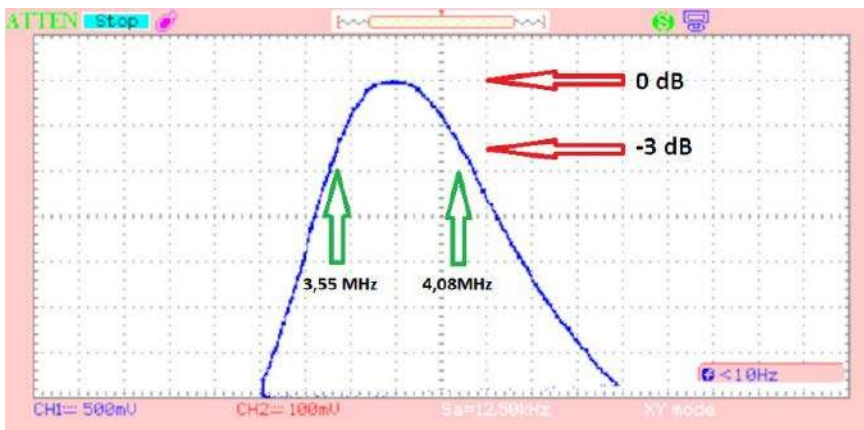
pomiarowej (wg projektu AVT1962, opublikowanego w „Elektronice Praktycznej” 5/2013), generatora-wobulatora (wg projektu AVT5980, opublikowanego w „Elektronice Praktycznej” 4...6/2023) oraz oscyloskopu cyfrowego. Celem ograniczenia wpływu sąsiadujących z filtrem w.c.z. bloków (wzmacniacz dopasowania impedancji oraz mieszacz odbiorczy) na rezultaty pomiarów zastosowano **tymczasowe (wyłącznie na czas pomiarów) elektryczne wyizolowanie** badanego filtra z reszty układu. W tym celu:

- przecięto ścieżki łączące węzeł kolektora tranzystora Q1 z wejściem filtra, czyli węzeł łączącym pojemności C121, C122 i C13,
- usunięto z podstawek układy scalone U3, U4 i U5,
- węzeł łączący rezystor R8 z kluczami U3C i U3D zaterminowano do masy odbiornika rezystorem 47 Ω – celem zapewnienia zgodnego z założeniami projektu filtra w.c.z. obciążenia jego wyjścia (zblizonego do 100 Ω).

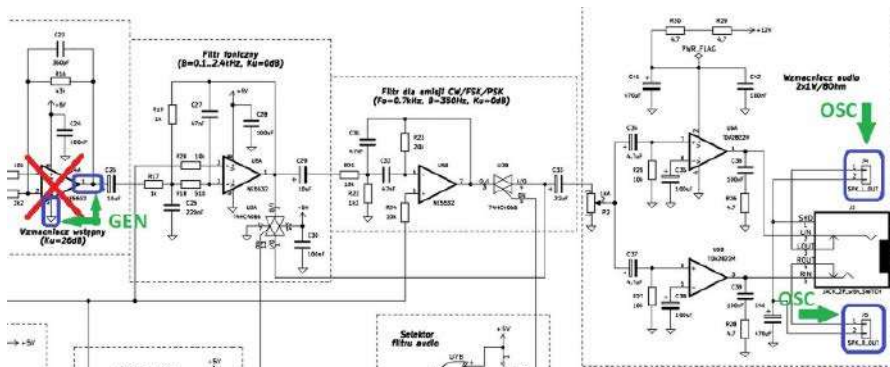
Oczywiście, po zakończeniu pomiarów filtra w.c.z. wszystkie opisane powyżej zmiany zostały cofnięte. Użyty w tym zadaniu generator-wobulator (AVT5980) ustawiono rzecz jasna do pracy w trybie wobulatora z następującymi ustawieniami: częstotliwość wobulacji Fvob=4 Hz, zakres przemieszczenia Fl...Fh=3,2...4,8 MHz (pasmo częstotliwości o szerokości 1,6 MHz), napięcie wyjściowe Uwy=2 Vp-p. Wyjście analogowe (z sygnałem sinusoidalnym) wobulatora podłączono do wejścia filtra, natomiast wyjście filtra podłączono do wejścia pomiarowej sondy logarytmicznej (AVT1962), ustawionej w trybie pracy w.c.z. (bez załączonych dodatkowych filtrów dolnoprzepustowych) i z bezpośrednim przetwarzaniem, tzn. bez użycia tłumika -20 dB i bez użycia wzmacniacza +20 dB. Do wejścia oscyloskopu cyfrowego podłączono: do kanału X – wyjście piłokształtnego sygnału podstawy czasu „SYNCHRO”, zmieniającego się w zakresie 0...4 V, natomiast do kanału Y – wyjście



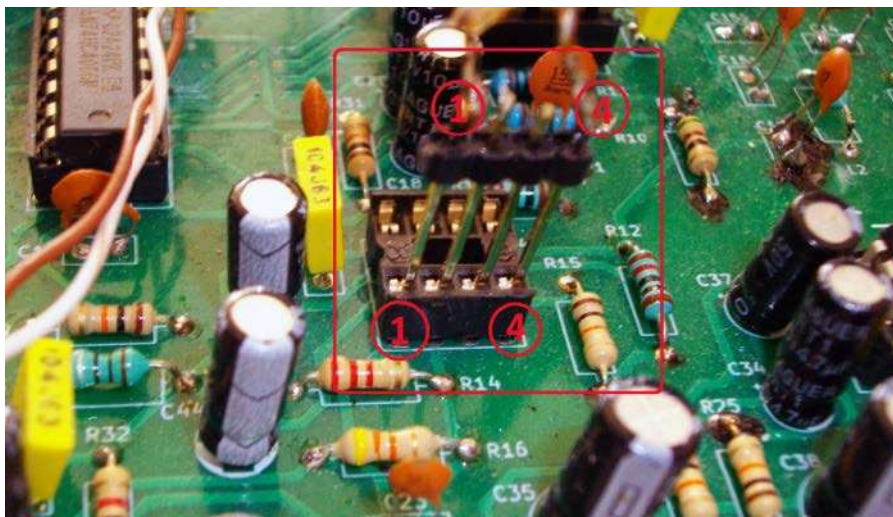
Fotografia 12. Pomiar filtru w.cz. odbiornika – sygnały z kanałów X i Y oscyloskopu w trybie YT



Fotografia 13. Pomiar filtru w.cz. odbiornika – obserwacja w trybie XY



Rysunek 7. Koncepcja układu do pomiarów charakterystyk filtrów audio



Fotografia 14 Sposób włączenia generatora sygnałowego do pomiarów charakterystyk filtrów audio

sondy logarytmicznej. Badany odbiornik nastuchowy w tym pomiarze nie wymagał zasilania, ponieważ mierzony filtr w.cz. jest obwodem czysto biernym. Na **fotografii 12** pokazano uzyskane na oscyloskopie sygnały obu kanałów X i Y w tzw. trybie YT, czyli z osi czasu na poziomej osi ekranu i współbieżnym wyświetlaniem obu kanałów (pozostałe ustawienia wykonano w trybie AUTO oscyloskopu). W zasadzie i w tym trybie pracy oscyloskopu można przeanalizować charakterystyki częstotliwościowe filtru w.cz., jednak jest to cokolwiek mało wygodne. Dlatego – mając do dyspozycji oscyloskop z dostępnym trybem pracy XY – warto użyć go w tym zastosowaniu. Na **fotografii 13** pokazano właśnie efekty takiej analizy. Po ustawieniu optymalnych nastaw wyświetlania (wzmocnienie i offset – osobno dla obu kanałów X oraz Y) uzyskano następujące parametry odczytu wykresu: oś częstotliwości (pozioma): 200 kHz na działkę, logarytmiczna oś poziomu sygnału (pionowa): 2 dB na działkę. Przy tej wiedzy, z wykresu analizowanej charakterystyki częstotliwościowej można odczytać, że uzyskane 3-decybelowe pasmo przepustowe badanego filtru w.cz. leży w przybliżonym zakresie od 3,55 MHz do 4,08 MHz. Zatem odbiega ono nieco od pierwotnych założeń projektowych, przyjętych dla dozwolonego w naszym regionie organizacji IARU zakresu częstotliwości emisji (3,5...3,8 MHz). Jakkolwiek, z punktu widzenia potrzeb autora tego projektu, przesunięcie maksimum pasma przepustowego filtru w.cz. w kierunku podpasma przeznaczanego do emisji fonicznych (patrz: tabela 1), a nawet rozszerzenie go „od góry” na zakres emisji dozwolonych w innych regionach organizacji IARU nie jest wadą. Dlatego w tym konkretnym przypadku żadne działania optymalizacyjne, opisane we wcześniejszej części publikacji, nie zostały podjęte.

Po przywróceniu funkcjonalności odbiornika, zaburzonych na czas pomiaru filtru w.cz. (tzn. jego połączenia z sąsiednimi blokami urządzenia), przystąpiono do badania

REKLAMA

LASEROWE SZABLONY DO MONTAŻU SMT

Materiał: stal nierdzewna CrNi
Zakres grubości blach: 0,020–1,000 mm
Wycinamy również detale o dowolnych kształtach



LASTENIC LASER & ELECTRONICS sp. z o.o.
58-100 Świdnica, ul. Husarska 5
tel. 74 851 48 77, 697 977 732
www.lastenic.com info@lastenic.com

charakterystyk częstotliwościowych filtrów audio: fonicznego (tzn. przeznaczonego dla SSB) oraz wąskopasmowego (tzn. przeznaczonego dla emisji CW/FSK/PSK). W celu uniknięcia interakcji z torami: w.cz., przemiany częstotliwości oraz wzmacniaczy

wstępnych m.cz. odbiornika, na czas omawianych tutaj pomiarów wyjęto z urządzenia układ scalony U4 (podwójny wzmacniacz operacyjny NE5532, zawierający układy U4A i U4B). Do pomiarów zastosowano ponownie generator-wobulator AVT5980, który był przestrajany ręcznie w zakresie od 50 Hz do 10 kHz, z minimalnym krokiem 50 Hz. Krok pomiarów był miejscowo odpowiednio zwiększany celem redukcji ilości danych pomiarowych, przeznaczonych do dalszej obróbki – w tych przedziałach częstotliwości, w których zmiany badanych charakterystyk wykazywały względną liniowość. **Rysunek 7** przybliży sposób włączenia bloków filtrów audio do prostego układu pomiarowego. Do gniazd 1 (żyła „gorąca”) i 4 (masa) podstawki pod (czasowo usunięty) układ scalony U4 dołączono wyjście generatora sygnałowego, natomiast mierzony sygnał pobierano – za pomocą sondy oscyloskopu

– z wyjścia J4 lub J5 wzmacniacza audio z układem U6. **Fotografia 14** pokazuje sposób fizycznego włączenia generatora do układu odbiornika, które wykonano za pomocą prowizorycznej wtyczki, wykonanej z rzędu czterech długich męskich styków typu goldpin, wciśniętej w podstawkę pod układ scalony U4. Zakończenia cienkiego przewodu koncentrycznego o impedancji charakterystycznej równej 50 Ω, doprowadzającego przebieg z generatora sygnałowego, dolutowano do dwóch skrajnych pinów w prowizorycznej wtyczce goldpin. W trakcie wykonywania pomiarów sygnał sinusoidalny na wyjściu zastosowanego generatora laboratoryjnego był utrzymywany na stałym poziomie, nieprzekraczającym 0,5 Vp-p – tak aby mierzony oscyloskopem sygnał na wyjściu jednego ze wzmacniaczy mocy m.cz. (złącze J4 lub J5) nie nosił wyraźnych znamion przesterowania. Podany

Tabela 3. Wyniki pomiarów charakterystyki filtru fonicznego (SSB)

| F [Hz] | Ku [dB] |
|--------|---------|
| 500 | 0,00 |
| 550 | -0,34 |
| 600 | -0,34 |
| 650 | -0,34 |
| 700 | -0,34 |
| 1000 | -0,34 |
| 1100 | -0,64 |
| 1200 | -0,74 |
| 1300 | -0,69 |
| 1400 | -0,79 |
| 1500 | -0,89 |
| 1600 | -0,95 |
| 1700 | -1,11 |
| 1800 | -1,27 |
| 1900 | -1,43 |
| 2000 | -1,55 |
| 2100 | -1,66 |
| 2200 | -1,89 |
| 2300 | -2,13 |
| 2400 | -2,37 |
| 2500 | -2,63 |
| 2600 | -3,02 |
| 2700 | -3,36 |
| 2800 | -3,64 |
| 2900 | -4,01 |
| 3000 | -4,31 |
| 3100 | -4,63 |
| 3200 | -5,12 |
| 3400 | -5,83 |
| 3600 | -6,31 |
| 3800 | -7,13 |
| 4000 | -7,91 |
| 4200 | -8,65 |
| 4400 | -9,45 |
| 4600 | -10,03 |
| 4800 | -10,65 |
| 5000 | -11,32 |
| 5500 | -13,00 |
| 6000 | -14,46 |
| 6500 | -15,64 |
| 7000 | -16,86 |
| 7500 | -17,99 |
| 8000 | -19,10 |
| 8500 | -20,24 |
| 9000 | -21,21 |
| 9500 | -22,07 |
| 10000 | -22,88 |

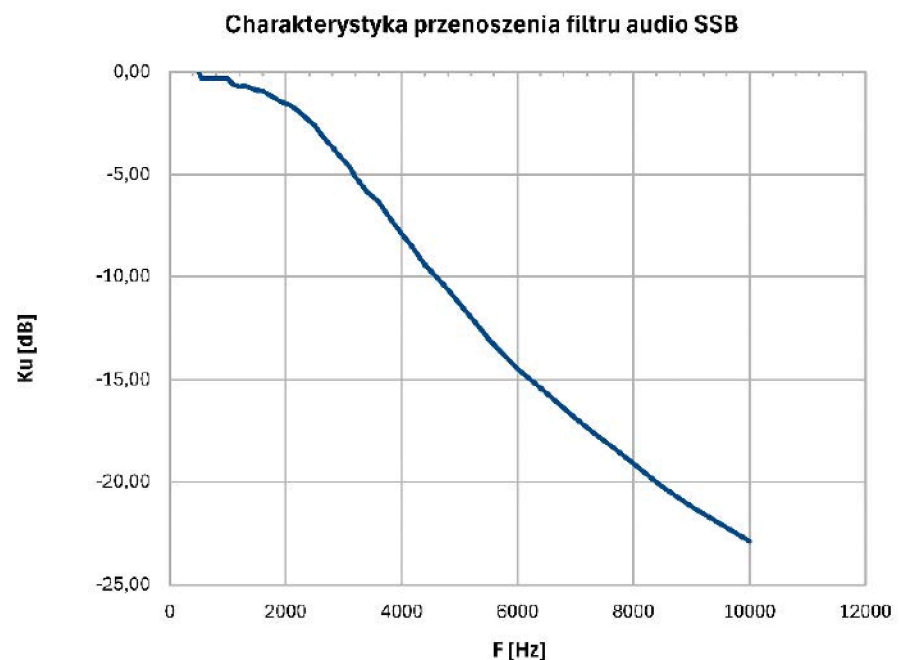
Tabela 4. Wyniki pomiarów charakterystyki filtru wąskopasmowego (CWFSKPSK)

| F [Hz] | Ku [dB] | F [Hz] | Ku [dB] |
|--------|---------|--------|---------|
| 50 | -27,5 | 1750 | -5,3 |
| 100 | -24,0 | 1800 | -5,9 |
| 150 | -22,0 | 1900 | -7,5 |
| 200 | -20,3 | 2000 | -8,3 |
| 250 | -18,7 | 2100 | -9,3 |
| 300 | -17,2 | 2200 | -10,2 |
| 350 | -15,6 | 2300 | -11,1 |
| 400 | -14,4 | 2400 | -11,8 |
| 450 | -13,2 | 2500 | -12,6 |
| 500 | -12,2 | 2600 | -13,4 |
| 550 | -11,2 | 2700 | -14,0 |
| 600 | -10,0 | 2800 | -14,6 |
| 650 | -8,9 | 2900 | -15,5 |
| 700 | -8,0 | 3000 | -16,2 |
| 750 | -6,9 | 3200 | -17,6 |
| 800 | -5,3 | 3400 | -19,0 |
| 850 | -4,4 | 3600 | -20,2 |
| 900 | -3,2 | 3800 | -21,5 |
| 950 | -2,6 | 4000 | -22,6 |
| 1000 | -1,6 | 4200 | -23,7 |
| 1050 | -0,9 | 4400 | -24,9 |
| 1100 | -0,3 | 4600 | -25,9 |
| 1150 | 0,0 | 4800 | -27,0 |
| 1200 | 0,0 | 5000 | -27,8 |
| 1250 | -0,1 | 5500 | -30,0 |
| 1300 | -0,4 | 6000 | -31,9 |
| 1350 | -0,9 | 6500 | -33,8 |
| 1400 | -1,4 | 7000 | -35,4 |
| 1450 | -2,2 | 7500 | -36,8 |
| 1500 | -3,1 | 8000 | -37,7 |
| 1550 | -3,2 | 8500 | -38,6 |
| 1600 | -3,7 | 9000 | -39,8 |
| 1650 | -4,2 | 9500 | -40,7 |
| 1700 | -4,7 | 10000 | -41,6 |

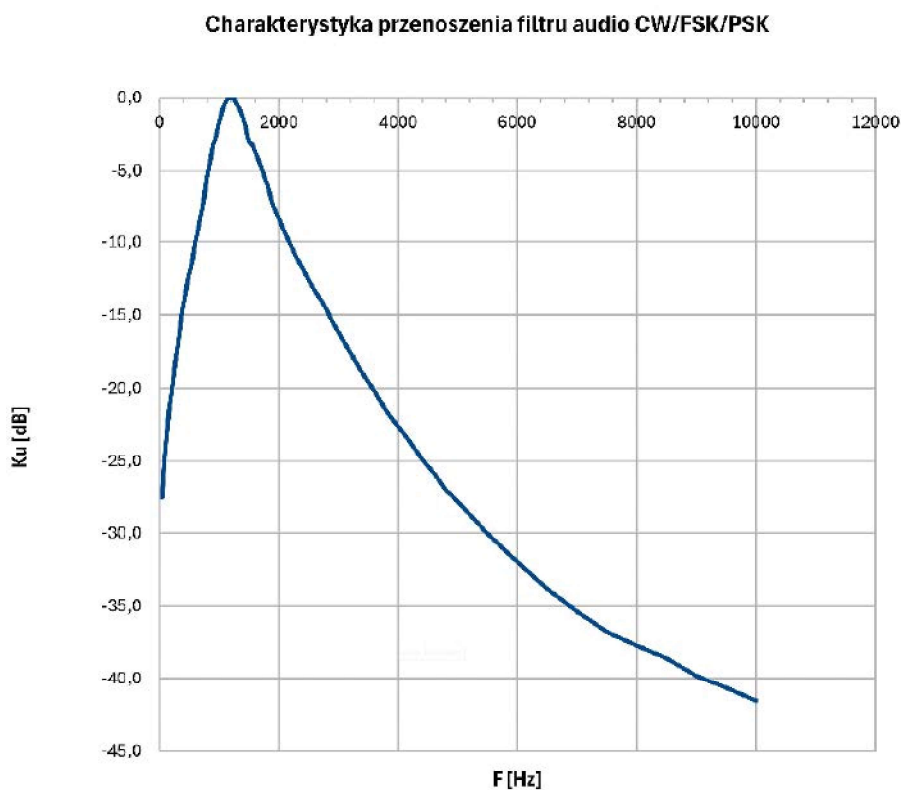
warunek udawało się z powodzeniem spełnić przy nastawieniu potencjometru regulacji głośności odbioru na około 20% pełnej skali logarytmicznej. Uzyskane rezultaty pomiarów charakterystyk częstotliwościowych filtrów audio, wykonanych osobno dla filtru fonicznego (dedykowanego dla emisji SSB) oraz wąskopasmowego (przeznaczonego dla emisji CW/FSK/PSK), podano w tabelach 3 i 4, a także zilustrowano na rysunkach 8 i 9. Pomiar dla filtru fonicznego były gromadzone od częstotliwości 500 Hz, ponieważ zasadniczo filtr ten jest po prostu filtrem dolnoprzepustowym, a pożądane odcięcie pasma przepustowego od dołu (na częstotliwości około 100 Hz) uzyskuje się dzięki wielokrotnym szeregowym sprzężeniom pojemnościowym w poprzednich stopniach przetwarzania sygnału. Jak wynika z przedstawionych danych tabelarycznych oraz wykresu, górna częstotliwość graniczna tego filtru jest zbliżona do około 2,6 kHz (200 Hz więcej od zakładanej $F_g=2400$ Hz), jednak w połączeniu z dolnoprzepustowymi własnościami wcześniejszych stopni przetwarzania sygnału będzie ona odpowiednio niższa. Podobny efekt niedokładności odwzorowania pierwotnego projektu można zaobserwować w przypadku filtru wąskopasmowego, którego częstotliwość środkowa leży około 1200 Hz (aż 500 Hz więcej od zakładanej $F_o=700$ Hz), a pasmo przeniesienia jest rzędu 600 Hz, czyli aż 250 Hz więcej od zakładanego w prototypie filtru pasma $B=350$ Hz. Co prawda uzyskane w obu przypadkach rezultaty w żadnym stopniu nie uniemożliwiają skutecznego odbioru, to jednak w tym miejscu należy wyraźnie podkreślić fakt, że zastosowane w projekcie tzw. filtry kratowe (Sallen-Keya) są bardzo wrażliwe na wszelkie odstępstwa wartości zastosowanych elementów RC od parametrów wyliczonych dla ich teoretycznych wzorców. Oczywiście, odstępstwa te mogą wiązać się zarówno z zaokrągleniami projektowymi, wynikającymi z dostępności elementów RC o konkretnych wartościach, jak i z tolerancją wartości użytych podzespołów.

Możliwości rozbudowy odbiornika

Konstrukcja opisanego w artykule urządzenia radiowego zasadniczo może wydawać się znacznie bardziej skomplikowana, niż jest to konieczne do uzyskania poprawnego odbioru sygnałów w pasmie amatorskim 80 m w najprostszy możliwy sposób. W szczególności, poza zastosowanymi rozwiązaniami układowymi w kluczowym tutaj torze przetwarzania sygnału radiowego na sygnał audio (wzmacniacze, mieszacz i filtry), odmiennymi od dość popularnych aplikacji jednokładowych (tzn. z zastosowaniem pojedynczego, specjalizowanego układu scalonego), zainteresowanie



Rysunek 8. Charakterystyka częstotliwościowa filtru fonicznego (SSB)



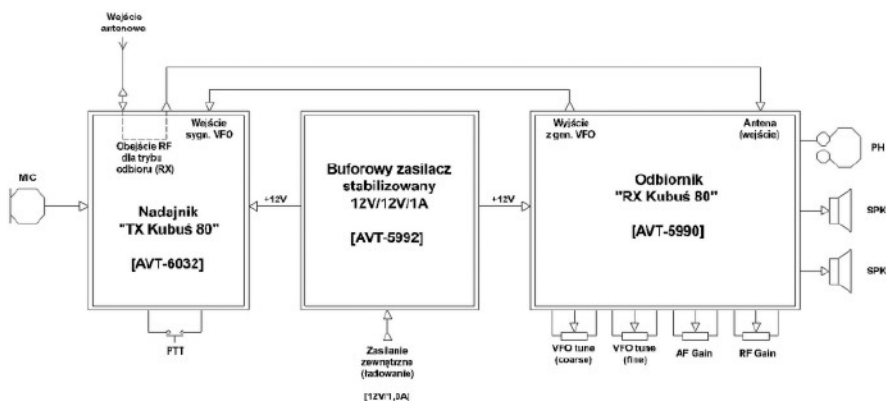
Rysunek 9. Charakterystyka częstotliwościowa filtru wąskopasmowego (CWFSKPSK)

mogą budzić dwie opisane dalej cechy konstrukcji.

Pierwsza z nich to użycie podwójnego (z założenia: stereofonicznego) układu scalonego wzmacniacza końcowego audio oraz brak wbudowanych głośników. Takie rozwiązanie pozwala na eksploatację prezentowanego odbiornika nasłuchowego wyłącznie z użyciem zewnętrznych słuchawek – a tym samym uniknąć wszelkich problemów związanych z montażem niemałych głośników wewnątrz obudowy urządzenia (potencjalne konsekwencje takiego rozwiązania to znaczny

wzrost rozmiaru obudowy oraz konieczność zmierzenia się z problemem pasożytniczych sprzężeń elektromagnetycznych, pochodzących od toru sygnałowego: wzmacniacz audio – wbudowane głośniki). Jakkolwiek możliwe jest wciąż komfortowe dołączenie dwóch głośników zewnętrznych o odpowiednich parametrach i praktycznie dowolnych rozmiarach, przy zachowaniu kompaktowej (zwartej) konstrukcji radioodbiernika.

Drugą, mogącą budzić zaintrygowanie Czytelników cechą jest buforowanie i wypróbowanie na zewnątrz urządzenia (poprzez



Rysunek 10. Koncepcja rozbudowy odbiornika o przystawkę nadawczą

gniazdo BNC – port J6) wewnętrznego sygnału cyfrowego, pochodzącego z generatora VFO. Jak wspomniano we wcześniejszej części artykułu, takie rozwiązanie ma na celu przede wszystkim udostępnienie tego sygnału do ciągłego pomiaru częstotliwości Fvfo – bez szkodliwego wpływu na jej wartość (praktyczny brak ingerencji w pracę generatora). Innym przeznaczeniem tego rozwiązania konstrukcyjnego może być jednak bezinwazyjne dla odbiornika „zasilenie” sygnałem z oscylatora VFO zewnętrznego układu nadawczego (przystawki nadawczej). Co prawda taka przystawka nadawcza mogłaby zostać wyposażona we własny (osobny) generator VFO, jednak w przypadku zastosowania takiego rozwiązania niewątpliwie wystąpiłyby poważne trudności z synchronizacją obu generatorów VFO w odbiorniku RX (Receiver) oraz w nadajniku TX (Transmitter) na dokładnie tę samą częstotliwość roboczą $F_{vfo} = F_{rx} = F_{tx}$.

Rysunek 10 ukazuje schemat blokowy koncepcji rozbudowy przedstawionego w tym artykule odbiornika o przystawkę nadawczą (AVT6032). Widać na nim trzy połączone ze sobą urządzenia: odbiornik RX, nadajnik TX oraz wspólny zasilacz (AVT5992), dostarczający stabilizowanego napięcia stałego +12 V. Odbiorczo-nadawczy, wspólny

tor antenowy został w tym przypadku podłączony do przystawki nadawczej (TX), w której – podczas odbioru – jest on przełączony wprost na wejście odbiornika RX (tzw. połączenie „bypass”, czyli obejście). Natomiast w momencie załączenia nadawania wejście antenowe odbiornika blokowane jest do mas obu urządzeń – celem uniknięcia uszkodzenia wrażliwych obwodów odbiornika oraz (w najlepszym przypadku) eliminacji dokuczliwych zakłóceń dźwiękowych. Po załączeniu nadawania przystawka nadawcza TX do modulacji dwuwstęgowej DSB korzysta jednak z sygnału z generatora Fvfo odbiornika RX, tym samym zachowując spójność częstotliwości roboczych: odbioru i nadawania. Całość systemu uzupełniają wspólny zasilacz, dostarczający tandemowi urządzeń nadawczo-odbiorczych stabilizowanego napięcia stałego +12 V, przy czym z założenia ma to być kompaktowy zasilacz buforowy 12 VDC/12 VDC, mający w swojej konstrukcji blok wysoko wydajnych akumulatorów Li-Ion, a także niewielkie przetwornice impulsowe DC-DC (*step-down* oraz *step-up*), zaimplementowane odpowiednio w torze ładowania akumulatorów oraz w torze ich obciążenia. Razem z wyjściowym stabilizatorem liniowym typu LDO (*Low Drop-Out voltage*) zapewnią one zarówno wysoką sprawność

przetwarzania energii elektrycznej, jak i bardzo dobrej jakości (niezakłócone oraz wysoce stabilne) napięcie zasilające +12 V dla odbiornika i nadajnika. Opisana koncepcja rozbudowy samego odbiornika RX do modułowego systemu nadawczo-odbiorczego TRX (*Transceiver'a*) pozwoli rozłożyć w czasie zarówno materialne (finansowe) koszty realizacji całego systemu, jak i wysiłki związane z jego poprawnym wykonaniem, a także uruchomieniem. Jakkolwiek należy w tym miejscu podkreślić fakt, że o ile wykonywanie radioamatorskich nasłuchów w zasadzie nie wymaga uzyskania żadnej licencji, o tyle już emitowanie (nadawanie) jakichkolwiek sygnałów w pasmach dedykowanych „krótkofalowcom” bez posiadania stosownego pozwolenia radiowego nie jest zgodne z obowiązującymi przepisami.

Podsumowanie projektu

W trzeciej i ostatniej części publikacji poświęconej odbiornikowi nasłuchowemu „RX Kubuś 80” zaprezentowano metodykę oraz rezultaty wybranych pomiarów kontrolnych odbiornika. Przy tej okazji omówiono także związki pomiędzy wybranymi rozwiązaniami układowymi oraz wpływem jakości realizacji (wykonania czy odwzorowania) projektu na uzyskane parametry robocze. W ostatniej części artykułu nakreślone zostały także możliwości dalszej rozbudowy odbiornika o dedykowaną przystawkę nadawczą (AVT6032) i z zastosowaniem specjalnie przeznaczonego zasilacza buforowego (AVT5992). Autor w tym miejscu chciałby serdecznie podziękować Panu Redaktorowi inż. Przemysławowi Muszowi za życzliwe podejście do całego projektu, a także okazane wsparcie, które wielokrotnie zmaterializowało się w formie słowa zachęty do kolejnych prac badawczo-rozwojowych, a – w konsekwencji – licznych działań twórczych.

Adam Sobczyk SQ5RWQ
sq5rwq@gmail.com

REKLAMA

m.technik
Ciekawi świata są zawsze młodzi

w prezencie na każdą okazję
przejrzyj i kupisz na
www.ulubionykiosk.pl

SYNTECYCZNA RZECZYWISTOŚĆ
Czując sztuczną stronę mocy
Powrót do przyszłości
Science fiction znów w „Młodym Techniku”