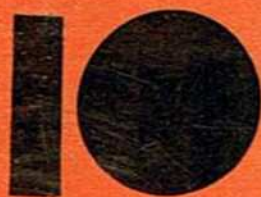


RADIOAMATOR

wiecz
i Krótkofalar



1976. rok

OGŁOSZENIA

Odstąpię FET-y 2N3819 i inne półprzewodniki. Wojtowicz, skr. poczt. 449, 00-950 Warszawa.

Sprzedam niedokończony Rx dobrej klasy. Sławomir Hejmanowski, ul. Wolska 113/45, 01-235 Warszawa, tel. 36-63-54.

Kupię odbiornik komunikacyjny. Wiesław Dośpiał, ul. Lotnicza 6a m. 40, 99-130 Ożarów.

Sprzedam triaki 8 A/600 V - 360 zł, układy scalone CMOS, TTL, liniowe - dowolne typy, kalkulatory. Kazimierz Eysymontt, skr. poczt. 71, 26-600 Radom.

Sprzedam tanio kondensatory elektrolity, komplet części do „Ametysta”, trochę do magnetofonów, oporniki węglowe po złotówce. Łukaszewicz, ul. Racławicka 29 m. 4, 00-601 Warszawa.

Kupię przełączniki 10-pozycyjne „Isostat”, różne urządzenia radiotechniczne produkcji fabrycznej lub obudowy, kwarcy 1 MHz, lokalizator do 3 metrów. Marek Włodarczyk, Skalska 18/33, 32-300 Olkusz.

Zamienię obudowy do radiostacji RBM1, 10RT, itp. urządzeń na części radiowe różne (m.in. układy scalone), Józef Sypniewski ul. Jagiellońska 10 m. 4B, 70-437 Szczecin.

Kupię nawijkę do transformatorów. Zakład Radiotechniczny, Armii Czerwonej 3, 20-301 Lublin.

Odstąpię lub zamienię na starocie: układy scalone, tranzystory, diody, kondensatory, oporniki itp. R. Mironiński, ul. Tatrzańska 46 m 18, 93-219 Łódź.

Sprzedam tyrystory RFN 7 A/400 V - 300 zł. Ryszard Mular, ul. Reja 4/10, 62-100 Wągrowiec.

Sprzedam R-188, TX-50 W, zasilacz stabilizowany TZS-1 A, miernik dobroci UMQL-3 oraz części i podzespoły (kwarc, lampy oscyloskopowe). Zbigniew Błaszowski, ul. Nowowiejska 3/2, 55-080 Kąty Wrocławskie.

Sprzedam tyrystory amerykańskie 400 V 2 A - 200 zł, 5 A - 300 zł, 7 A - 350 zł, 12 A - 400 zł, tranzystory 2N3055 - 150 zł, pary - 350 zł, BF245, układy scalone SN74, operacyjne, inne elementy. Wagner, skr. poczt. 4, 90-954 Łódź.

Okladkę projektowała Joanna Jaszuńska

Na okładce: fragment pawilonu UNITRY na MTP 1976.



Wydawca:
WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY.
Red. nac. - inż. Mieczysław Wargalla. Z-ca red. nac. - prof. dr inż. Andrzej Sowiński.
Redaktorzy działowi: mgr inż. Mieczysław Filisak, inż. Janusz Justat, mgr inż. Czesław Klimaszewski, inż. Jerzy Węglewski, doc. mgr inż. Aleksander Włotk.
Współpraca - plk dypl. Witold Konwiński - SP5KMK.
Sekretarz redakcji i redaktor techniczny - Eugenia Grudzińska.
Starszy korektor - Elżbieta Malon.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch” oraz urzędy pocztowe i doręczyciele w terminach: do 25 listopada - na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty - odpowiednio na II kwartał, II półrocze i III kwartał. Cena prenumeraty rocznej - 60 zł, półrocznej 30 zł, kwartalnej 15 zł. Instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch”, w miejscowościach zaś w których nie ma Oddziałów RSW - w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych lub u doręczycieli.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa - konto PKO nr 1531-71 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę jest droższa o 50% od prenumeraty krajowej dla zlecających instytucji, organizacji i zakładów pracy. Reklamacje dotyczące prenumeraty zaliczają Dział Skarg i Reklamacji „Ruch”, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, tel. 20-12-71.

OGŁOSZENIA: drobne, do 30 wyrazów, w cenie 4 zł za wyraz lub 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładowych przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9 w. 261. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

RADIOAMATOR

i Krótkofalowiec Polski

Rok 27 • PAŹDZIERNIK 1976 R. • Nr 10

TREŚĆ NUMERU

	Str.
Program rozwoju telewizji kolorowej w Polsce	221
Nowe elementy półprzewodnikowe	221
Radar dla małych jednostek pływających	222

RÓŻNE

Dzień Wojska Polskiego - M. W.	223
Sprzęt radiowo-telewizyjny na Międzynarodowych Targach Poznańskich 1976 - M. F.	224

ELEKTROAKUSTYKA

Wzmacniacz estradowy 100 W - Bogusław Dubiel	226
Zespoły głośnikowe (7) - Zwrótnice prądowe (filtry elektryczne) - A. W.	229

NOWA TECHNIKA I TECHNOLOGIA

Podstawowe wiadomości o układach techniki cyfrowej - cz. I - mgr inż. Leon Kossobudzki	231
--	-----

KĄCIK DLA POCZĄTKUJĄCYCH

Generatory drgań sinusoidalnych - R. T.	236
---	-----

CZY WIECIE, ZE...	237
---------------------------	-----

RADIOKOMUNIKACJA AMATORSKA

Projektowanie przemiany częstotliwości w amatorskich urządzeniach nadawczo-odbiorczych SSB - inż. Stefan Kessel-SP5DVD	239
--	-----

URZĄDZENIA ZASILAJĄCE

Zasilacz stabilizowany do minikalkulatora - mgr Bogusław Kalinowski	240
---	-----

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Konwerter do odbioru programów TV nadawanych w IV i V pasmie - Grzegorz Beuth	241
---	-----

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI	243
---------------------------------	-----

ADRES REDAKCJI

ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Tel. 25-29-85

PROGRAM ROZWOJU TELEWIZJI KOLOROWEJ
W POLSCE

W dniu 30 lipca br. odbyła się w Zjednoczeniu Przemysłu Elektrycznego UNITRA konferencja prasowa prowadzona przez Generalnego Dyrektora Zjednoczenia – mgra L. Jaskólskiego, poświęcona omówieniu programu rozwoju telewizji kolorowej w Polsce.

Zgodnie z Uchwałą Rządu podjętą w ubiegłym roku, realizuje się już w UNITRZE olbrzymie przedsięwzięcie, dzięki któremu w najbliższych latach rozpocznie się w Polsce masowa produkcja nowoczesnych odbiorników telewizji kolorowej.

Powołano do życia nowy kombinat o nazwie POLCOLOR, w skład którego weszły przedsiębiorstwa związane z produkcją odbiorników telewizyjnych, a więc: Warszawskie Zakłady Telewizyjne, Zakłady Podzespołów Telewizyjnych w Białymstoku, Zakłady Lamp Oscyloskopowych ZELOS, Zakłady LAMINA i inne. Niezależnie od obecnie wytwarzanych odbiorników telewizji czarno-białej POLCOLOR rozpocznie w roku 1979 produkcję odbiorników telewizji kolorowej. Wielkość produkcji osiągnie w 1980 r. poziom 300 tys. sztuk i będzie wzrastać do około 500 tys. szt. rocznie.

Uruchomienie produkcji polskiego odbiornika telewizji kolorowej jest przedsięwzięciem nie tylko bardzo trudnym pod względem technicznym, ale i bardzo kosztownym. Ocenia się, że wydatki poniesione na przygotowanie i uruchomienie tej produkcji, będą porównywalne z sumami wydanymi na rozwój całej naszej elektroniki w ubiegłym pięcioleciu.

Największym osiągnięciem będzie opanowanie produkcji kolorowego kineskopu. Do chwili obecnej opanowało ją tylko kilka firm na świecie. Z technicznego punktu widzenia jeszcze trudniejsza jest produkcja szkła, z którego wytwarza się kineskopy. Tylko dwie firmy na świecie mają w pełni opanowaną technologię tej produkcji.

Zakupiono licencję od najlepszych firm na produkcję odpowiedniego szkła oraz kineskopu, uzyskując w ten sposób gwarancję, że najważniejszy podzespół kolorowego telewizora – kineskop, stanowiący około 30% jego wartości, będzie reprezentował najwyższy, światowy poziom. Układ elektryczny odbiornika i jego konstrukcja będą przygotowane przez konstruktorów z Warszawskich Zakładów Telewizyjnych. Już obecnie pierwsze modele laboratoryjne przechodzą intensywne badania i próby.

Projektowany odbiornik telewizji kolorowej będzie wyposażony w lampę kineskopową o przekątnej 22" (56 cm) i kącie odchylenia 110°. Będzie to najbardziej nowoczesna lampa typu PIL, z wyrzutniami elektronowymi – umieszczonymi w jednej linii – jedna obok drugiej. Jej konstrukcja zapewnia znacznie większą jasność świecenia i większą trwałość w porównaniu z kineskopami typu Δ (delta), w których wyrzutnie ustawione są w wierzchołkach trójkąta. Cewki odchylające kineskopu typu PIL są precyzyjnie ustawiane i umocowane na stałe (klejone) na szybie lampy już w samej wytwórni kineskopów. Dzięki temu wydatnie zmniejsza się liczba układów korekcyjnych w samym odbiorniku.

Dzięki zastosowaniu cewek odchylających małej indukcyjności, a co za tym idzie o małej liczbie zwojów, możliwe będzie zaoszczędzenie cennej miedzi. Układy odchylania poziomego będą wyposażone w tranzystory o dużej szybkości działania, a układy odchylania pionowego – w tranzystory. Pozostałe zespoły odbiornika będą wyposażone niemal całkowicie w krajowe podzespoły. Przewiduje się, że odbiornik będzie pobierał około 200 W mocy i ważył około 40 kg. Modułowa konstrukcja ułatwi naprawy, które będą najczęściej sprowadzały się do wymiany uszkodzonego zespołu.

Zespoły będą naprawiane w fabryce lub w wyspecjalizowanych laboratoriach naprawczych. UNITRA zamierza stworzyć własną sieć serwisową dla odbiorników TV kolorowej.

Po roku 1981 będą kolejno wprowadzane do produkcji dalsze typy tych odbiorników o różnych wymiarach ekranu i różnym standardzie technicznym, w tym przenośne odbiorniki turystyczne. Rozpatruje się

możliwość wprowadzenia przedpłat na zakup kolorowego telewizora na zasadach podobnych do przedpłat na Polskiego Fiata 126p.

Cena nowego odbiornika nie jest jeszcze ustalona, można ją w przybliżeniu oszacować, pamiętając że wszędzie odbiornik telewizji kolorowej jest około trzykrotnie droższy niż czarno-biały. Trzeba również pamiętać, że masowa produkcja wspomnianych telewizorów rozpocznie się za trzy lata i że w pierwszym okresie liczba chętnych nabywców prawdopodobnie przewyższy podaż. Wydaje się więc, że i odbiorniki telewizji czarno-białej mogą jeszcze przez szereg lat znajdować nabywców, szczególnie odbiorniki przenośne i turystyczne.

NOWE ELEMENTY PÓŁPRZEWODNIKOWE

Nowe elementy półprzewodnikowe znajdujące szerokie zastosowanie w elektronice, reklamowały przodujące firmy na Targach w Hanowerze.

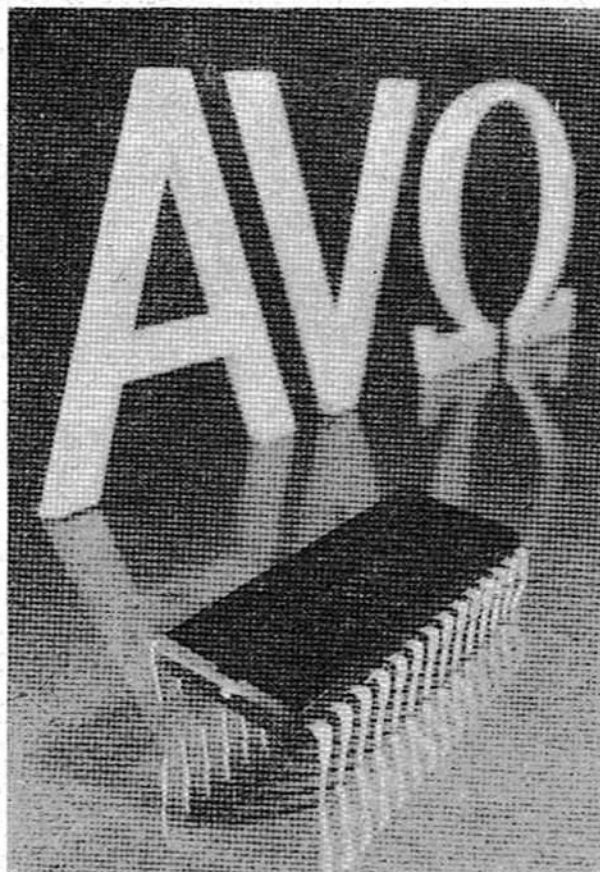
Firma SIEMENS opracowała specjalne tranzystory mocy BU411 i BU413 przeznaczone do pracy w układach odchylenia odbiorników TV czarno-białej. Dzięki monolitycznemu połączeniu tego tranzystora z diodą mocy – układ odchylający upraszcza się elektrycznie i mechanicznie. Moc tracona tej serii wynosi 50 W.

Dla stopni w.c.z. regulowanych, jak również dla tunerów TV opracowano germanowy tranzystor w technice planarnej AP339 o częstotliwości przenoszenia 750 MHz.



Rys. 1

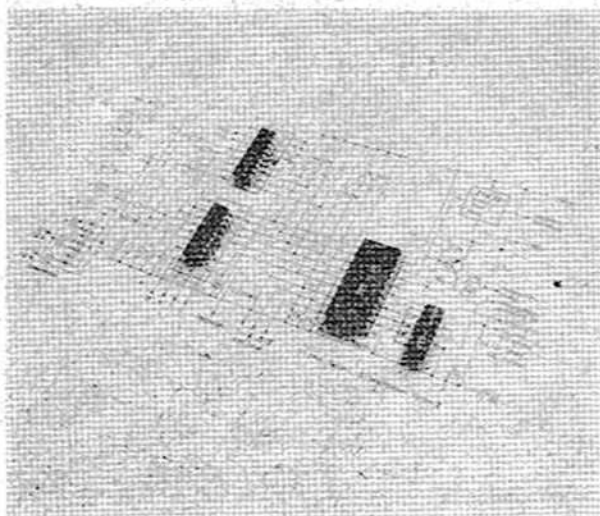
Dla techniki mikrofalowej opracowano nowe impatt-diody BGY28 i BGY29 pracujące w układach wzmacniających w zakresie częstotliwości powyżej 6 GHz, przy czym uzyskiwana moc wyjściowa wynosi około 2 W. Przewiduje się, że w niedalekiej przyszłości diody te zastąpią lampy z falą bieżącą.



Rys. 2

Również dla zakresu mikrofalowego opracowano planarny tranzystor BFR14B w obudowie ceramicznej, przeznaczony dla stopni wejściowych, dla wzmacniaczy szerokopasmowych w technice radarowej i w układach oscylacyjnych małej mocy. Szumy wynoszą 3 dB, zaś częstotliwość przenoszenia 6 GHz.

Spośród układów scalonych na uwagę zasługuje wzmacniacz m.c. TDA1037 (rys. 1), który może pracować w szerokim zakresie napięć zasilających od 4 V do 28 V. Układ ten umożliwia uzyskanie przy 14 V/4 Ω mocy wyjściowej 5,0 W, zaś przy 24 V/16 Ω – 5,5 W. Członość wynosi odpowiednio 80 mV i 150 mV. Należy zwrócić uwagę na nowy system obudowy (SIL-9), w którym wyprowadzenia znajdują się z jednej strony, zaś chłodzenie usprawnione jest dzięki płytce montażowej. W konstrukcji układu scalonego, w pobliżu tran-

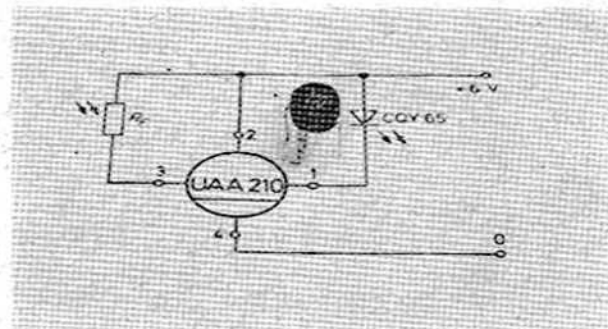


Rys. 3

zystorów mocy znajdują się specjalne tranzystory czujnikowe, które przy przekroczeniu temperatury zabezpieczają cały układ przed przeciążeniem.

Dla celów pomiarowych opracowano układ scalony S190 (MOS) wybierający za pomocą licznika 4-dekadowego automatycznie 4 zakresy napięciowe i prądowe. Dodatkowe elementy umożliwiają również pomiar oporu. Ten skomplikowany układ (rys. 2) zawiera elementy spełniające 1500 funkcji tranzystorowych na powierzchni 10 mm².

Firma INTERMETALL opracowała komplet składający się z czterech układów scalonych SAA1020, SAA1021, SAA1130 i SAA1008, rozwiązujący elektronicznie problem zdalnego sterowania, przełączników sensorowych, wskaźnika programu, pamięci i sterowania tunera dla kolorowego odbiornika TV (rys. 3). Dwa pierwsze układy wytwarzają potrzebne informacje do strojenia tunera, jak: napięcie do strojenia, napięcie do przełączenia kanału i pasma oraz napięcie do automatycznego podstrojenia. Układ SAA1130 służy jako odbiornik ultradźwiękowy dla 30 kanałów połączony z pamięcią. Układ SAA1008 umożliwia wyświetlenie na ekranie kineskopu numeru odbieranego programu.



Rys. 4

Inny układ scalony UAA210 spełnia funkcję światłomierza dla prostych kamer fotograficznych (rys. 4). Układ ten zawiera komparator okienkowy oraz źródło prądowe doysterowania diody świecącej. Opornik fotoelektryczny umieszczony obok obiektywu mierzy padające na obiektyw światło, przy czym w widzeniu ukazuje się światło diody. Układ działa w ten sposób, że za pomocą przesłony obiektywu połączonej mechanicznie z drugą przesłoną umieszczoną przed fotoopornikiem, reguluje się natężenie światła tak długo, aż zgaśnie dioda świecąca. Przy stałej migawce (stały czas naświetlenia) ustala się w ten sposób optymalną przesłonę.

RADAR DLA MAŁYCH JEDNOSTEK PŁYWAJĄCYCH

Znana firma angielska DECCA-RADAR Ltd. opracowała ostatnio mały radar przeznaczony przede wszystkim dla jednostek rybackich – do obserwacji linii brzegowych, lokalizacji sąsiednich jednostek, lokalizacji małych łodzi markujących położenie zanurzonych sieci. Radar ten doskonale może służyć również dla średniej wielkości jachtów.

Nowy model „DECCA 110” o maksymalnym zasięgu 66 km (36 mil morskich) pokrywa lukę pomiędzy dotychczas produkowanymi radarami o zasięgu 44 km i 88 km. Dzięki antenie o długości 1,2 m ma moc szczytową promieniowaną rzędu 12 kW. Na ekranie o średnicy 230 mm można obserwować otoczenia łodzi w 6 zakresach odległości od 920 m do 66 km; odległość anteny od pulpitu sterowniczego z ekranem może wynosić do 12 m.

Radar jest zasilany napięciem stałym z sieci pokładowej. Pobór mocy – 180 W.

DZIEŃ WOJSKA POLSKIEGO

Trwałym i chlubnym zapisem w historii walk wyzwolenia naszego narodu została upamiętniona data 12 października 1943 r. obchodzona rokrocznie jako Dzień Wojska Polskiego. Nawiązuje ona do bitwy stoczonej pod Lenino w dniach 12 i 13 października 1943 r. z hitlerowskim najeźdźcą przez dopiero co sformułowaną w Sielcach nad Oką pierwszą taktyczną jednostką bojową odradzającego się na ziemi radzieckiej Wojska Polskiego — 1 Dywizję Piechoty im. T. Kościuszki.

Swą bohaterską rozprawą z faszystowskim wrogiem i krwią ofiarnie przelaną na polach Białorusi zadookumentowali Kościuszkowcy niezłomną wolę prowadzenia przy boku Armii Radzieckiej walki aż do zwycięskiego końca, jakim miało być dobitnie bestii spod znaku swastyki w jej własnym gnieździe.

W obozie sieleckim powstały dalsze jednostki: 2 Dywizja Piechoty im. H. Dąbrowskiego, 3 Dywizja Piechoty im. R. Traugutta, Oddziały specjalne i służby, które wespół z Dywizją Kościuszkowców weszły w skład utworzonego w sierpniu 1943 r. 1 Polskiego Korpusu rozwinętego w marcu 1944 r. w 1 Armię Wojska Polskiego. Uczestniczyła ona w działaniach bojowych na przyczółkach pod Dęblinem, Puławami, Warką i Magnuszewem, na przedpolach Warszawy, na Wale Pomorskim i Wybrzeżu oraz w operacji berlińskiej. Na gruzach wilczego gniazda — w płonącym Berlinie, obok zwycięskich flag radzieckich zatknięta została flaga białoczerwona, symbol heroicznie wywalczonych Wolności.

W decydującej fazie II wojny światowej liczebność Ludowego Wojska Polskiego wzrosła do ponad 400 000 żołnierzy (z czego połowa w jednostkach frontowych). Na Zachodzie siły polskich formacji wojskowych wynosiły 200 000 żołnierzy.

Nielatwe zadania przypadły w udziale ówczesnym łącznościowcom Ludowego Wojska Polskiego. Kunsztowne i dostosowane do każdorazowej sytuacji bojowej na różnych szczeblach operacyjnych i taktycznych, a nawet wyprzedzające niektóre (planowane) działania ofensywne czy okrążające organizowanie sieci i węzłów łączności radio- i telekomunikacyjnej oraz utrzymywanie ciągłości ich funkcjonowania warunkowały sprawność dowodzenie na wszystkich szczeblach, a więc i sukcesy własnego oręza. Warunki dla zrealizowania tych zadań były nadzwyczaj trudne. W grę wchodziły tu takie czynniki, jak daleko idące skrócenie czasu specjalistycznego szkolenia, brak regulaminów i instrukcji w języku polskim, skąpa w warunkach obozowych baza technicznego sposobienia, brak własnej kadry instruktorskiej. Bywało również, że po wyruszeniu na front — w niektórych krytycznych sytuacjach bojowych łącznościowcy brali udział bezpośrednio w walce. I trzeba z dumą stwierdzić, że obowiązki swe wypełniali z honorem.

Dzień Wojska Polskiego, a więc i powstałe w jego pierwszych, załazkowych szeregach przesłanki polityczno-ideowe, wiodące poprzez Czyn Kościuszkowców

do ofiarnego wkładu oręza polskiego w dzieło rozgromienia faszystów, są szczególnie bliskie środowisku radioamatorskiemu zrzeszonemu w Lidze Obrony Kraju i Polskim Związku Krótkofalowców, jak również tym najmłodszym adeptom techniki łącznościowej z szeregów Związku Harcerstwa Polskiego. Są bliskie dzięki więzi jaka łączy nasze środowisko z formacjami Wojsk Łączności LWP. Istota tych związków polega nie tylko na wspólnocie zainteresowań w sferze radio- i teleelektroniki, lecz i na konkretnym współdziałaniu w zakresie sposobienia kadr specjalistów techniki łączności, rozszerzania działalności politechnicznej i sportowej przydatnej dla gospodarki narodowej i obronności Kraju, patriotycznego wychowania młodego pokolenia i angażowania go do prac społecznych.

Wzajemne powiązania i świadczenia partnerskie stanowią pomost między dwoma frontami działalności o zbliżonym w zasadzie charakterze. Można to określić lapidarnie: obie strony grają do wspólnej bramki. Jedną z nich — wspomniane wyżej organizacje wyższej użyteczności — poprzez specjalistyczne szkolenie w radioklubach oraz zaprawę ogólnowojskową i sportową przygotowuje młodzież przedpoborową do służby w szeregach Wojsk Łączności, utrzymuje kwalifikacje techniczne rezerwistów na nie obniżającym się poziomie poprzez angażowanie ich jako operatorów radiostacji klubowych i powierzaniu im funkcji instruktorskich, oraz umożliwia wykorzystanie bazy technicznej i operatorów do tworzenia sieci doraźnej łączności wewnętrznej w wypadku zaistniałej potrzeby.

Strona druga — reprezentująca Wojska Łączności naszych Sił Zbrojnych — świadczy daleko idącą pomoc na rzecz ruchu radioamatorskiego i krótkofalarstwa, wyrazem czego jest przekazywanie sprzętu demobilowego, współudział w organizowaniu centralnych zawodów łącznościowych i różnych imprez (udostępnianie transportu samochodowego, kwater, sprzętu biwakowego jak namioty, kuchnie polowe itp., strzelnic, uświetniające występy orkiestr, fundowanie nagród), świadczenia instruktorskie itp.

Jak widać — aspekty jedności celów i zadań przerażają się tu w mechanizm sprzężenia zwrotnego. W Dniu Święta LWP społeczność radioamatorska kieruje swe myśli i serdeczne odczucia ku łącznościowcom z jego szeregów, zarówno mającym za sobą przeżyty w latach wojny szlak zmagania bojowych, jak i reprezentującym dziś młodsze pokolenie wychowane w warunkach pokojowych na odziedziczonych, a tak pięknych i szczytnych tradycjach bojowych jednostek Wojsk Łączności z tamtych lat. Lat wielkich wydarzeń, których wizja skłania do przemyśleń — i to nie tylko okolicznościowych.

M.W.

SPRZĘT RADIOWO-TELEWIZYJNY

NA MIĘDZYNARODOWYCH

TARGACH POZNAŃSKICH 1976

Wdrażana po VI Zjeździe PZPR nowa strategia społeczno-gospodarczego rozwoju kraju okazała się bardzo korzystna również dla przemysłu elektromaszynowego. Został on wsparty znacznymi środkami inwestycyjnymi, przyznawanymi na modernizację i rozwinięcie swych zdolności produkcyjnych, a ponadto stworzono mu warunki niezbędne do podjęcia na szeroką skalę współpracy z przemysłem światowym.

W szczególności zakłady przemysłu elektronicznego zgrupowane w Zjednoczeniu UNITRA nawiązały szeroką współpracę z wieloma czołowymi firmami tej branży, jak GRUNDIG, TELEFUNKEN, THOMSON, CSF i inne.

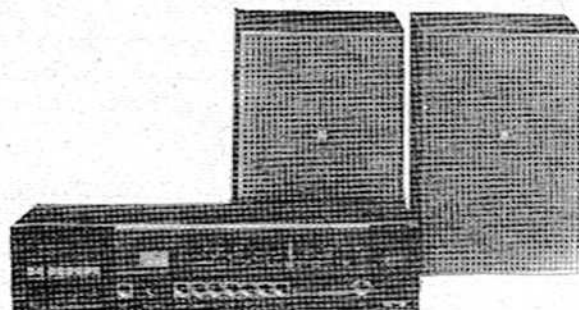
W planie na lata 1976-1980 zakłada się utrzymanie wysokiego tempa wzrostu produkcji wyrobów elektronicznych, dalszą ich modernizację oraz doskonalenie metod wytwarzania. Do najważniejszych zadań bieżącego planu 5-letniego zalicza się uruchomienie masowej produkcji odbiorników telewizji kolorowej wyposażonych w nowoczesne kineskopy o dużej trwałości.

Na tle tych poważnych zamierzeń dochodzi do głosu dzień dzisiejszy. Co nam oferuje w zakresie nowości?

Oto przegląd ekspozycyjnych na MTP-76 niektórych modeli sprzętu radiofonicznego produkcji krajowej oraz orientujących o ogólnych tendencjach rozwojowych wyrobów czołowych wystawców zagranicznych uczestniczących w Targach.

Ekspozycja krajowego sprzętu radiofonicznego i telewizyjnego na MTP-76 była już poprzedzona wystawami organizowanymi w kraju z innych okazji (np. w okresie VII Zjazdu PZPR) i dlatego przegląd ograniczy się do modeli opracowanych u nas w ostatnim okresie.

● Popularny odbiornik stereofoniczny **Amator-Stereo** (rys. 1) z zakresem fal długich, średnich, UKF oraz z zakresami fal krótkich pokrywających pasmo radiofoniczne od 13 m. Moc wyjściowa 2×4 W przy zniekształceniach poniżej 5%. W odbiorniku zastosowano układy scalone w torze m.cz. i p.e.r.c.z. oraz filtry ceramiczne.



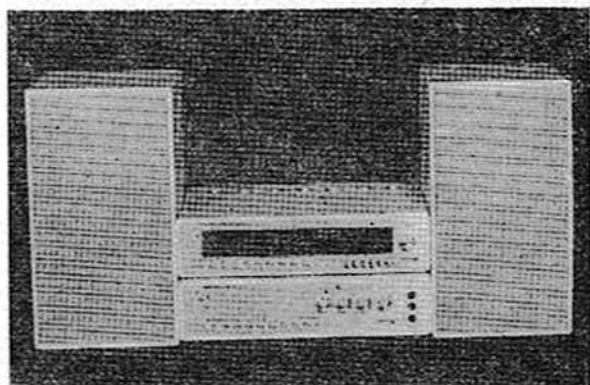
Rys. 1

● Popularny odbiornik **Ślązak-Stereo** z czterema zakresami fal, w tym fal krótkich na pasmo $5,95 \div 10$ MHz. Zastosowano w nim 4 układy scalone, 11 tranzystorów, 6 diod (w tym jedną pojemnościową dla układu automatycznej regulacji częstotliwości), niezależną regulację barwy dźwięku dla tonów niskich i wysokich, wychyłowy wskaźnik dostrojenia oraz wskaźnik sygnałów stereofonicznych. Czulość z anteny ferrytowej $2 \div 3$ mV/m, z anteny zewnętrznej od $20 \mu V$ na UKF do $150 \mu V$ na pozostałych zakresach. Moc wyjściowa 2×5 W przy zniekształceniach 7%.



● Odbiornik wyższej klasy **Supernova-DST105** - 4-zakresowy o dużej czułości ($4 \mu V$ na UKF), wyposażony we wskaźniki dostrojenia, pamięć elektroniczną, automatyczny dekodery oraz wzmacniacz o mocy 2×15 W przy zniekształceniach poniżej 0,5%.

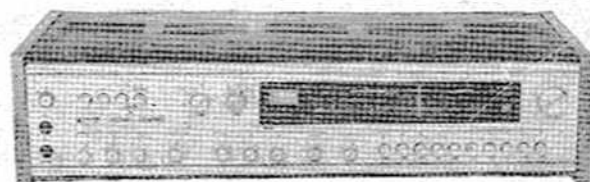
● Odbiornik sterujący **TST-103 Stereo Hi-Fi** (rys. 2) najwyższej klasy tuner stereofoniczny o siedmiu zakresach fal, w tym 3 zakresy fal krótkich i 2 zakresy fal średnich. Wyposażony w ogranicznik szumów, automatyczną regulację częstotliwości, regulację szerokości pasma,



Rys. 2

automatyczny dekodery, elektroniczny układ przestrojenia z możliwością szybkiego wybierania 5 dowolnie zaprogramowanych stacji UKF.

● Odbiornik **Cezar-Quadro** (rys. 3) - 5-zakresowy (2 zakresy fal krótkich), wyposażony w 8 układów scalonych, 46 tranzystorów, 25 diod, 4 diody pojemnościowe, 2 diody świecące. Czulość odbiornika z anteny ferrytowej $0,8 \div 1,5$ mV/m, z anteny zewnętrznej $5 \mu V$ na UKF i $80 \mu V$ na pozostałych zakresach. Moc wyjściowa 4×12 W przy zniekształceniach poniżej 1%. Jak wskazuje nazwa, aparat przewidziany jest do odbioru programów kwadrofonicznych w systemie



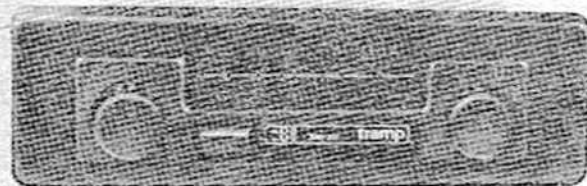
Rys. 3

SQ. W układach zastosowano między innymi strojenie elektroniczne, pamięć elektroniczną (wybór jednej z trzech zaprogramowanych stacji UKF), wychyłowy wskaźnik dostrojenia oraz świecące wskaźniki diodowe programów stereofonicznych i kwadrofonicznych.

● Odbiornik samochodowy **Akropol** - model już znany, tym jednak razem z diodowym luminescencyjnym wskaźnikiem strojenia na skali oraz gabarytowo dostosowany do samochodu Fiat 126p.

● Odbiornik **Tramp** (rys. 4) - z zakresem fal długich (dostrojony do częstotliwości 227 kHz - RCN Warszawa) oraz zakresem UKF,

strojony diodami pojemnościowymi. Zastosowano w nim 1 układ scalony, 9 tranzystorów i 1 FET, 13 diod w tym 4 pojemnościowe. Czulość na falach długich 100 μ V, na zakresie UKF – 5 μ V, moc wyjściowa



Rys. 4

wa 3,5 W przy zniekształceniach poniżej 10%. Pobór mocy 6 W przy zasilaniu z akumulatora 12 V. Wymiary: 165 x 90 x 45 mm, ciężar 700 g.

● **Wzmacniacz Hi-Fi stereo WST-103** o mocy 2 x 20 W przy zniekształceniach poniżej 0,5%, pasmo przenoszenia 20–20 000 Hz. Zastosowano w nim oprócz przełączników wejść z odbiornika, gramofonu, magnetofonu i mikrofonów – bogaty zestaw filtrów kształtujących charakterystykę przenoszenia. Wymiary: 435 x 105 x 260 mm, ciężar 7 kg.

● **Odbiornik typu Major** (military look – tzn. o formie zewnętrznej podobnej do radiowego sprzętu wojskowego) – opracowany przez Zakłady ELTRA w Bydgoszczy. Przystosowany do odbioru w zakresach fal długich, średnich, UKF, przy mocy wyjściowej 400 mW. Przewiduje się wprowadzenie tego modelu na rynek w 1977 r., przy czym producent zapowiada opracowanie dalszych modeli „wojskowych”.

Przejdźmy z kolei do wystawców zagranicznych, ograniczając się z braku miejsca do eksponatów prezentowanych przez znaną firmę PHILIPS oraz mniej znaną na naszym rynku, lecz produkującą sprzęt najwyższej jakości – norweską firmę TANDBERG.

EKSPONATY FIRMY PHILIPS

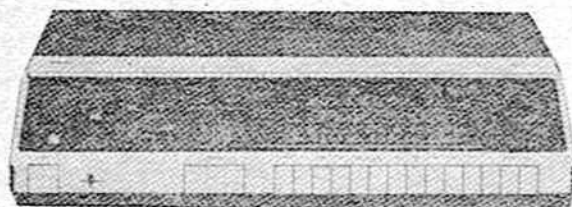
● **Hi-Fi tuner stereo RH 752** wraz ze wzmacniaczem o mocy 2 x 30 W (sinus.). Pasmo 20–25 000 Hz, zniekształcenia poniżej 1% dla 20 V i 0,1% dla 20 W oraz stosunku sygnału do szumów 55 dB. Wyposażenie części odbiorczej z czterema zakresami fal:

- automatyczne strojenie na zakresie UKF uruchamiane przez dotknięcie odpowiednich sensorów, przy czym 4 sensory służą do przesuwania wskaźnika skali w lewo lub w prawo przy dwóch szybkościach;
- możliwość wyboru przyciskami jednej z pięciu zaprogramowanych stacji UKF;
- miernik dostrojenia dla wszystkich zakresów;
- automatycznie włączający się dekodery stereo z odpowiednim wskaźnikiem;

- włączane automatycznie dostrojenie częstotliwości oraz „ciche strojenie” na UKF;
- pięć płaskich regulatorów: siły dźwięku, balansu, tonów niskich i wysokich oraz tonów średnich (presence);
- włączana regulacja kształtu charakterystyki częstotliwości uwzględniająca fizjologiczne właściwości słuchu przy małych poziomach dźwięku (contour).

Możliwe jest przyłączenie czterech głośników dla odtwarzania programów stereo w dwóch oddzielnych pomieszczeniach lub dla odtwarzania pseudokwadrifonicznego.

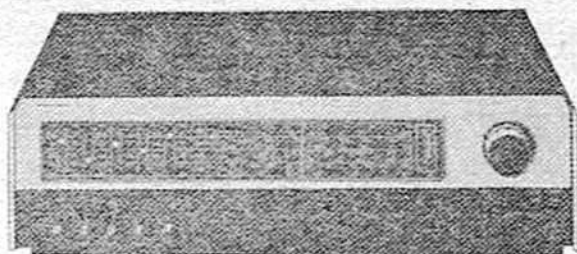
● Podobnym urządzeniem jest model RH 742 (rys. 5), z tym że jego moc wyjściowa wynosi 2 x 15 W i jest strojony ręcznie.



Rys. 5

● **Tuner Hi-Fi stereo RH 651/05** (rys. 6) zalecany jako część składowa wyposażenia zestawu stereo. Cechy:

- cztery zakresy fal oraz dodatkowo 5 przycisków do wyboru jednej z pięciu zaprogramowanych stacji UKF;
- automatyczny dekodery ze wskaźnikiem programów stereo;



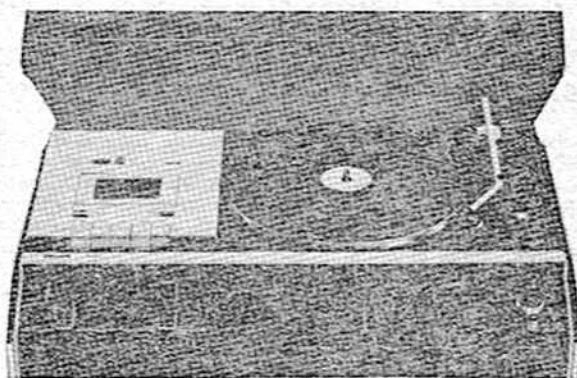
Rys. 6

- włączane automatycznie dostrojenie częstotliwości oraz „ciche strojenie”;
- regulacja szerokości wstęgi dla zakresów AM,
- wyjścia 350 mV dla AM i 600 mV dla FM na obciążeniu 10 k Ω .

● **Tuner stereo RH 953/50** (rys. 7) – ze wzmacniaczem, magnetofonem kasetowym i gramofonem; przewidziany dla melomanów pragnących mieć wszystkie źródła muzyki w jednej obudowie.

A oto jego parametry:

- odbiornik-wzmacniacz: 4 zakresy fal,
- moc wyjściowa: 2 x 11 W przy zniekształceniach < 10%, zaś dla mocy 2 x 6 W poniżej 1%,
- przenoszone pasmo częstotliwości: 20–20 000 Hz, magnetofon;
- przy użyciu taśmy chromowej pasmo przenoszenia 60–12 000 Hz,
- czulość 190 mV dla adaptera, 1 mV dla mikrofonu,
- automatyczne przełączanie układu korekcji – zależne od typu taśmy,
- włączany dynamiczny ogranicznik szumów (DNL).



Rys. 7

Nowością w konstrukcji głośników jest wprowadzenie systemu dynamicznego ujemnego sprzężenia dla układu wzmacniacz-głośnik (tzw. Motional Feedback System); polega on na tym, że drgania mechaniczne membrany głośnika przetwarzane są na sygnał elektryczny, który z kolei doprowadzony jest do układu komparatora porównującego oryginalny sygnał sterujący z sygnałem odtwarzanym przez głośnik. Powstałe szczególnie na małych częstotliwościach zniekształcenia lub rezonanse zostają skorygowane, dzięki czemu charakterystyka głośnika jest płaska aż do 35 Hz, a zniekształcenia są minimalne.

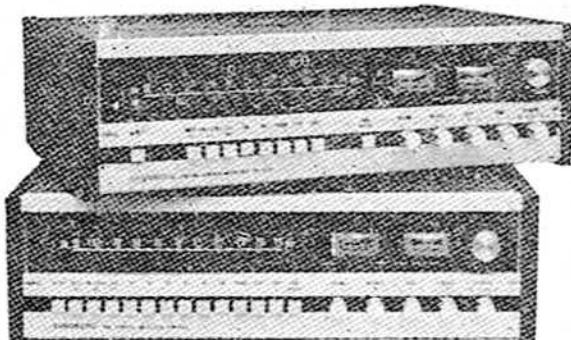
Przetwornikiem drgań mechanicznych głośnika jest kryształ piezoelektryczny umocowany w środku membrany. Oczywiście w głośniku tym jest wbudowany wzmacniacz. Przykładem tego rodzaju konstrukcji jest model RH 544 o następujących właściwościach:

- wzmacniacz 40 W dla tonów niskich 5–2000 Hz,
- wzmacniacz 15 W dla tonów średnich i wysokich 500–50 000 Hz,
- regulowany filtr dla tonów wysokich umożliwiający dopasowanie do akustyki pomieszczenia,
- zniekształcenia 0,1% dla 30 W,
- napięcie sterujące regulowane 1–23 V na 100 k Ω ,
- wymiary 387 x 287 x 216 mm.

● **Magnetofon szpulowy Hi-Fi stereo typu N 4504** bez wzmacniacza mocy.

Dane techniczne:

- 3 szybkości przesuwu taśmy: 4,75 – 9,5 – 19 cm/s,
- 4 ścieżki,
- pasmo 35–25 000 Hz (19 cm/s),
- stosunek sygnału do szumów przy włączonym ograniczniku szumów (DNL) > 68 dB, bez ogranicznika 58 dB,



Rys. 8

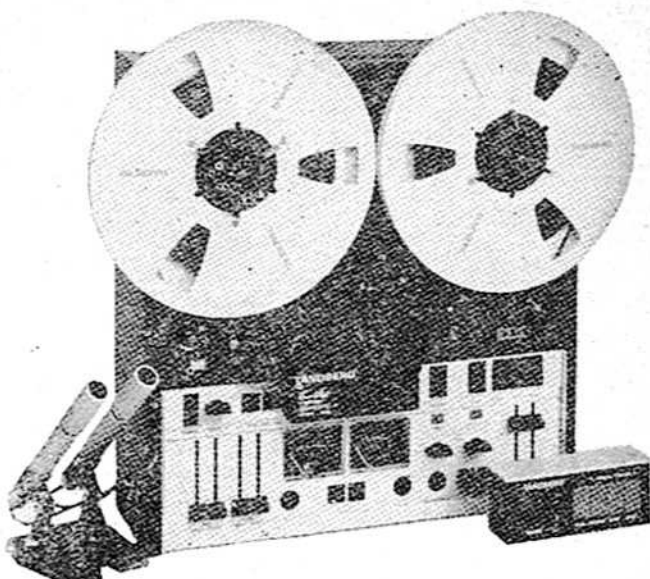
- trzy silniki; jeden z nich regulowany elektronicznie,
- trzy głowice o dużej trwałości,
- hydrauliczna regulacja naciągu taśmy, stabilizująca szybkość jej przesuwu.

EKSPONATY FIRMY TANDBERG

● Odbiornik TR 2075 ze wzmacniaczem o mocy 2×80 W (sinus); zapewnia on w paśmie 20–20 000 Hz zniekształcenia mniejsze od 0,15%, modulacja skrośna 0,15%. Charakterystyka częstotliwości wzmacniacza 6–80 000 Hz, przy odstępie między kanałami 60 dB. W części odbiorczej 2 zakresy fal: średnie i UKF. W stopniu pośredniej częstotliwości zastosowano 3 układy scalone uzyskujące duże tłumienie szumów; dla przykładu – stosunek sygnału do szumów przy sygnale 3 μ V osiąga wartość 50 dB, zaś przy 1 mV – odpowiednio 75 dB. Pasmo dla FM – 20–15 000 Hz. Filtry w dekodzie powodują tłumienie sygnałów 19 i 38 kHz o 70 dB, dzięki czemu zapobiega się powstawaniu gwizdów interferencyjnych przy zapisie magnetofonowym.

Układ dekodera zapewnia poziom przesłuchów pomiędzy kanałami rzędu 40 dB w paśmie 60–10 000 Hz. Wzmacniacze z układami zabezpieczającymi od przeciążenia zapewniają stosunek sygnału do szumów ponad 100 dB. Na falach średnich w stopniu wejściowym (MOSFET) włączony jest wzmacniacz wielkiej częstotliwości, zapewniający przy dwóch obwodach strojonych tłumienie częstotliwości lustrzanych o 90 dB. Selektowność na częstotliwości 1 MHz przy odstrojeniu ± 9 kHz wynosi 42 dB, zaś łączne zniekształcenia przy 30% modulacji wynoszą 0,8%. Czulość na zakresie AM wynosi 20 μ V, na UKF 0,8 μ V (szumy 26 dB). Dla zmniejszenia zakłóceń z sieci zastosowano transformator sieciowy na rdzeniu toroidalnym.

● Podobne dwa modele odbiorników TR 1055 o mocy wyjściowej 2×55 W i TR 1040D o mocy wyjściowej 2×40 W przedstawione są



Rys. 9

na rys. 8. Z dwu wskaźników wychyłowych – jeden służy do określania natężenia odbieranego sygnału, drugi z zerem w środku – do dokładnego dostrojenia.

● Magnetofon typu 10XD Stereo (rys. 9). Ogólna charakterystyka: – 3 silniki – dwa do przewijania w przód i w tył, jeden bezkolektorowy regulowany elektronicznie (z wykorzystaniem efektu Hall'a) do zapisu i odtwarzania; układ elektroniczny regulacji zawiera 19 układów scalonych.

– zapis za pomocą dwu głowic w technice z polem skrośnym; jedna głowica służy do podmagneśowania, druga – do zapisu; uzyskuje się tu minimum zniekształceń przy dużym sygnale i dobre odtwarzanie niskich tonów,

- zastosowanie systemu DOLBY dla zmniejszenia szumów,
- zapis 4-ścieżkowy, 3 szybkości 9,5 – 18 – 36 cm/s, pasmo 30–20 000 Hz przy szybkości 9,5 cm/s,
- stosunek sygnału do szumów z systemem DOLBY – 72 dB,
- zniekształcenia przedwzmacniacza 0,2%, z taśmą dla 0 dB – 2%,
- nierównomierność biegu taśmy 0,04%,
- wyjście 1,5 V (bez wzmacniacza mocy).

Podobny model 9100X przy szybkości 4,75 cm/s zapewnia pasmo 40–9 000 Hz i szumy 71 dB.

Bogusław Dubiel

WZMACNIACZ ESTRADOWY 100 W

Trudności, z jakimi borykają się niemal wszystkie amatorskie zespoły muzyczne przy zdobyciu odpowiedniej jakości sprzętu nagłośniającego, skłoniły mnie do zbudowania z dostępnych w kraju elementów wzmacniacza estradowego, który jest adaptacją układu opublikowanego w miesięczniku „Funk-schau” nr 2/1973 r.

Ważniejsze parametry techniczne

- moc wyjściowa: 100 W
- moc muzyczna: 160 W

- pasmo przenoszonych częstotliwości: 16 Hz – 30 kHz
- zniekształcenie nieliniarne: < 1,5%
- przydźwięk: –60 dB
- znamionowa impedancja obciążenia: 4 Ω
- wejścia (dwa) o czułości 5 mV i impedancji 50 k Ω
- zabezpieczenie przed zwarcieniem wyjścia głośnikowego.

Wzmacniacz zawiera trzy człony: przedwzmacniacz, wzmacniacz mocy, zasilacz.

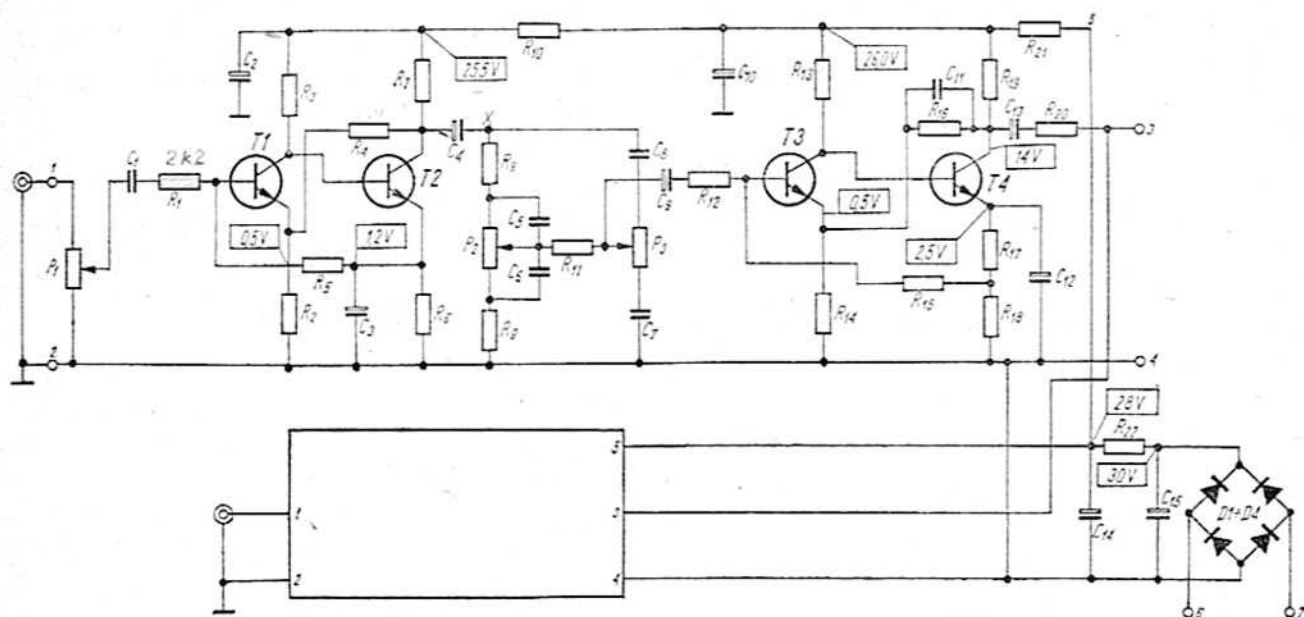
Na rysunku 1 przedstawiono schemat ideowy przedwzmacniacza. W stopniu wejściowym zastosowano małoszumne tranzystory sprzężone galwanicznie. Napięcie polaryzacji tranzystora T1 jest pobierane z emitera tranzystora T2. Stopień ten jest objęty sprzężeniem zwrotnym zarówno dla składowej zmiennej jak i składowej stałej. Przy napięciu sygnału w punkcie „X” równym 1 V

zniekształcenia nielinearne stopnia są mniejsze od 0,1%. Zmienne napięcie z kolektora T2 doprowadzane jest do układu regulacji barwy dźwięku. W górnym położeniu suwaków potencjometrów P_2 i P_3 tony niskie i wysokie są uwypuklone, a w dolnym — osłabione. Spadek wzmocnienia na ele-

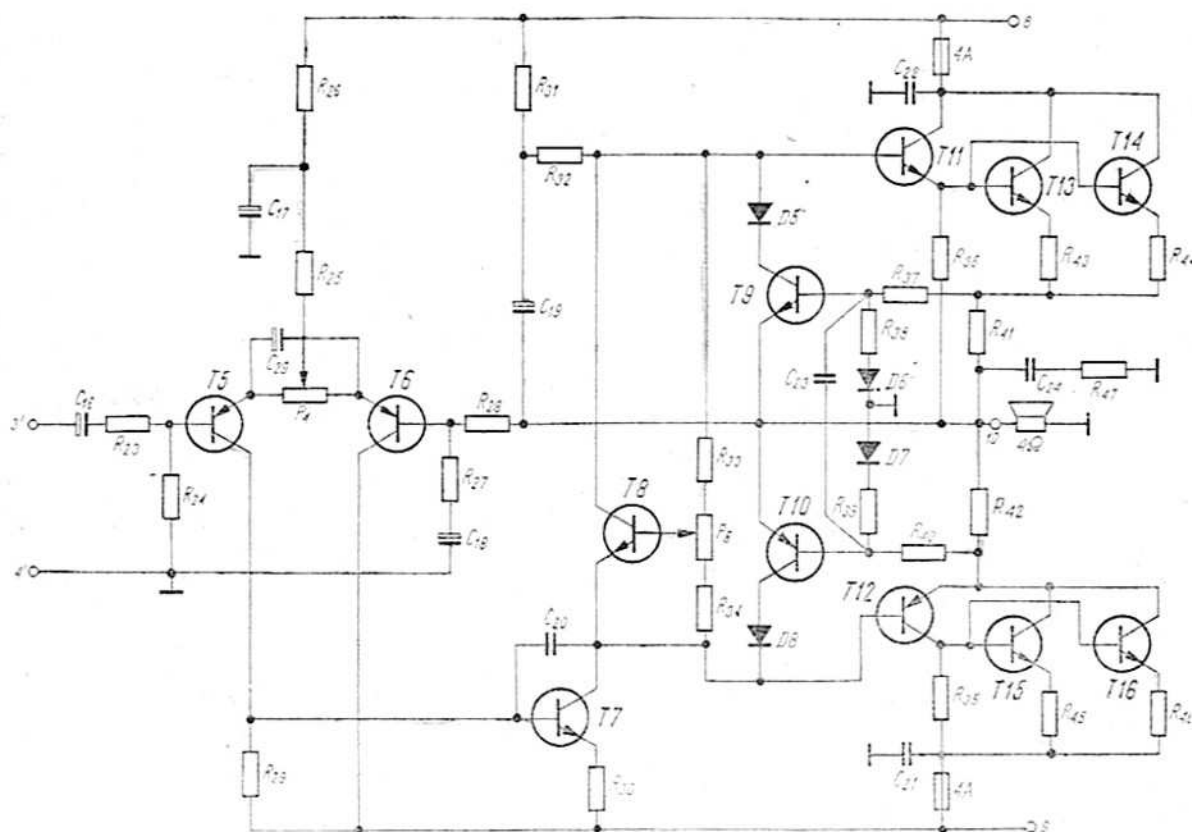
mentach korekcyjnych kompensuje następny stopień z tranzystorami T3 i T4 pracującymi w podobnym jak poprzednio układzie. Wzmocniony sygnał z kolektora tranzystora T4 zostaje doprowadzony przez kondensator C_{13} i opornik R_{20} do punktu „3”, gdzie zostaje zmieszany

z sygnałem z drugiego takiego samego przedwzmacniacza połączonego z drugim wejściem. Suma sygnałów obu przedwzmacniaczy zostaje doprowadzona do wejścia wzmacniacza mocy.

Schemat wzmacniacza mocy przedstawiono na rys. 2.



Rys. 1.



Rys. 2.

Stopniem pierwszym jest wzmacniacz różnicowy z tranzystorami T5 i T6. Za pomocą tego wzmacniacza ustala się potencjał zerowy między masą a wyjściem wzmacniacza mocy, co zapobiega przedostawianiu się napięcia stałego na głośniki. Napięcie sprzężenia zwrotnego z wyjścia wzmacniacza zostaje skierowane do bazy tranzystora T6 poprzez obwód R_{25} , R_{27} , C_{15} . Zmieniając wartość opornika R_{27} możemy regulować głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej zmiennej sygnału (mniejszy opór — słabsze sprzężenie zwrotne i większe wzmocnienie). Stopień z tranzystorem T7 wzmacnia sygnał, sterując stopień następny. Tranzystor T8 stabilizuje prąd początkowy tranzystorów mocy.

Kondensatory C_{20} , C_{21} , C_{22} , C_{24} przeciwdziałają wzbudzeniu się wzmacniacza. Tranzystory T11 i T12 jako para komplementarna stanowią odwracacz fazy i wzbudzają tranzystory mocy T13, T14, T15, T16.

Układ zabezpieczenia przed zwarciem składa się z tranzystorów T9 i T10 oraz elementów R_{27} , R_{28} , R_{29} , R_{30} , R_{31} , R_{32} oraz diod D5, D6, D7, D8. W wyniku zwarcia wyjścia, przez tranzystory mocy płynie duży prąd, który powoduje spadek napięcia na opornikach R_{31} i R_{32} . Napięcie to polaryzuje tranzystory T9 i T10 w kierunku przewodzenia; one zaś w stanie otwartym powodują „zwarcie” baz tranzystorów T11 i T12 do masy, co ogranicza prąd wzbudzenia tranzystorów mocy i nie dopuszcza do ich zniszczenia. Zabezpieczenie działa tak długo, dopóki zwarcie wyjścia nie zostanie usunięte.

Układ zasilacza przedstawiono na rysunku 3.

Montaż i uruchomienie

Przedwzmacniacz (oba kanały) i wzmacniacz mocy zostały wykonane na osobnych płytkach z połączeniami drukowanymi, a elementy zasilacza ze względu na wymiary umieszczono bezpośrednio na podstawie. Potencjometry umieszczono na przedniej płycie i połączone z płytkami oraz gniazdami wejściowymi za pomocą przewodów ekranowych. Zastosowano oporniki typu MLT 0,5 W i 0,25 W. Przedwzmacniacz został osłonięty blachą stalową o grubości 0,3 mm. Tranzystory T13, T14 oraz T15, T16 zostały umiesz-

czono po dwa na płytkach aluminiowych o grubości 5 mm i powierzchni 800 cm², a tranzystory T11, T12 — na niewielkich radiatorach sporządzonych z blachy miedzianej o grubości 0,5 mm i powierzchni 40 cm², wlutowanych bezpośrednio do płytki wzmacniacza mocy.

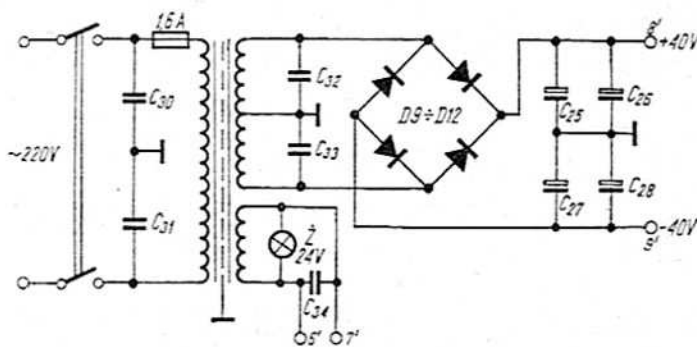
Na tranzystor T7 nałożono radiator z blachy miedzianej o powierzchni 20 cm². Tranzystor T8 umieszczony jest także na jednej z płytek z tranzystorami mocy i połączony za pomocą przewodów z płytką montażową wzmacniacza. Oporniki 0,33 Ω zostały nawinięte drutem oporowym ze starej spirali grzejnej na opornikach typu MLT 2 W i 1 k Ω i wlutowane do płytki.

Transformator sieciowy ma rdzeń o przekroju środkowej kolumny równym 16 cm². Uzwojenie pierwotne

(dudnienie). Wówczas należy zmniejszyć wzmocnienie przedwzmacniacza, zmniejszając wartość oporników R_{16} i R_4 .

Wzmacniacz mocy uruchamia się bez obciążenia, włączając między połączone szeregowo: końcówkę 8 wzmacniacza i 8' zasilacza amperomierz (1 A) i opornik 30÷50 Ω . Po włączeniu zasilania ustawia się potencjometrem P_5 prąd początkowy równy 80÷120 mA. Następnie opornik i amperomierz odłącza się i doprowadza zasilanie bezpośrednio. Z kolei zamiast głośnika włącza się amperomierz i potencjometrem R_4 ustala wartość prądu równą 10÷20 mA. Tak przygotowany wzmacniacz jest gotowy do pracy.

Napięcia zaznaczone na schematach zostały zmierzone woltomierzem o oporze 20 k Ω /V względem masy wzmacniacza.



Rys. 3.

zawiera 640 zwojów drutu $\varnothing$ 0,8 mm w emalii; a uzwojenie wtórne — 160 zwojów drutu $\varnothing$ 1,6 mm w emalii z odczepem (środek) oraz 60 zwojów drutu $\varnothing$ 0,3 mm. Transformator powinien dostarczać napięcia przemienne: 2×27 V i 21 V (bieg jałowy).

Przedwzmacniacz zmontowany ze sprawnych elementów nie sprawiał niespodzianek i od razu działał prawidłowo. Ewentualnemu wzbudzeniu się wzmacniacza w zakresie wielkich częstotliwości można zapobiec zwiększając wartość kondensatora C_{11} do 1,5 nF lub dołączając równolegle do opornika R_4 kondensator 150 pF. Ważne jest, aby para komplementarna T11, T12 była dobrana fabrycznie, natomiast tranzystory mocy mogą być dobrane we własnym zakresie z jednej serii produkcyjnej tej samej firmy.

Zbyt duże wzmocnienie przedwzmacniacza może doprowadzić do wzbudzenia się przedwzmacniacza w zakresie małych częstotliwości

Skonstruowany przeze mnie wzmacniacz współpracuje z zespołem głośnikowym własnej konstrukcji składającym się z czterech głośników wysokotonowych i czterech niskotonowych produkcji węgierskiej o mocy 25 W każdy i impedancji znamionowej 4 Ω .

Koszt wykonania wzmacniacza wyniósł około 4000 zł.

Wykaz użytych elementów

Oporniki

$R_1, R_2, R_5, R_{12}, R_{15}, R_{20}, R_{23}$	— 2,2 k Ω	✓
R_3	— 62 k Ω	✓
R_4	— 1 M Ω	✓
R_6	— 100 k Ω	✓
R_7	— 12 k Ω	✓
R_8	— 8,2 k Ω	✓
R_9	— 820 Ω	✓
R_{10}, R_{21}	— 680 Ω	✓
R_{11}	— 4,7 k Ω	✓
R_{13}	— 27 k Ω	✓
R_{14}	— 81 Ω	✓
R_{15}	— 5,1 k Ω	✓
R_{17}, R_{18}, R_{22}	— 100 Ω	✓
R_{19}, R_{25}, R_{29}	— 1,2 k Ω	✓

$R_{24}, R_{25} - 39 \text{ k}\Omega$
 $R_{26}, R_{27} - 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{28} - 3,9 \text{ k}\Omega$
 $R_{29} - 5,6 \text{ k}\Omega$
 $R_{30}, R_{31} - 11 \Omega$
 $R_{32} - 680 \Omega$
 $R_{33} - 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_{34}, R_{35} - 47 \Omega$
 $R_{36} - 22 \Omega$
 $R_{37}, R_{38} - 150 \Omega$
 $R_{39} - 20 \Omega$
 $R_{41} \div R_{45} - 0,33 \Omega$ (drutowy nawijany)

Kondensatory

$C_1 - 0,47 \mu\text{F}/63 \text{ V}$
 $C_2, C_{10} - 220 \mu\text{F}/30 \text{ V}$
 $C_3 - 47 \mu\text{F}/12 \text{ V}$
 $C_4, C_{12} - 10 \mu\text{F}/30 \text{ V}$
 $C_5 - 22 \mu\text{F}/30 \text{ V}$

$C_6 - 22 \text{ nF}$
 $C_7 - 0,22 \mu\text{F}$
 $C_8 - 22 \text{ nF}$
 $C_9 - 3,9 \text{ nF}$
 $C_{11} - 470 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
 $C_{11} - 1 \text{ nF ceram.}$
 $C_{14} - 1000 \mu\text{F}/30 \text{ V}$
 $C_{15}, C_{23} \div C_{25} - 4700 \mu\text{F}/40 \text{ V}$
 $C_{16} - 4,7 \mu\text{F}/30 \text{ V}$
 $C_{17}, C_{18} - 10 \mu\text{F}/63 \text{ V}$
 $C_{19} - 47 \mu\text{F}/63 \text{ V}$
 $C_{20} - 33 \text{ pF ceram.}$
 $C_{21}, C_{22}, C_{24} - 0,1 \mu\text{F}/250 \text{ V}$
 $C_{23} - 47 \text{ nF ceram.}$
 $C_{30}, C_{31} - 10 \text{ nF}/630 \text{ V}$
 $C_{32}, C_{33}, C_{34} - 0,1 \mu\text{F}/400 \text{ V}$

Diody

$D1 \div D8 - \text{BYP401/50}$
 $D9 \div D12 - \text{BYP680/100R}$

Tranzystory

$T1, T3 - \text{BC413C (BC149C, BC109C)}$
 $T2, T4 - \text{BC149 (BC109)}$
 $T5, T6, T10 - \text{BC158 (BC178)}$
 $T7 - \text{BC211}$
 $T8, T9 - \text{BC148 (BC108)}$
 $T11, T12 - \text{para komplementarna}$
 $\text{BD254 (n-p-n) BD255 (p-n-p)}$
 $T13, T14, T15, T16 - 2\text{N3055 (DBP620)}$

Potencjometry

$P_1 - 100 \text{ k}\Omega (\text{C})$
 $P_2, P_3 - 100 \text{ k}\Omega (\text{A})$
 $P_4, P_5 - \text{montażowe } 470 \Omega$

ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE (7)

Zwrotnice prądowe (filtry elektryczne)

W dwudrożnych i trójdrożnych zespołach głośnikowych konieczne jest zastosowanie odpowiednich zwrotnic prądowych, rozdzielających pomiędzy głośniki prądy o różnych częstotliwościach.

Teoretycznie powinno się unikać przyjmowania częstotliwości podziału w zakresie częstotliwości średnich, w którym to zakresie słuch nasz wykazuje największą czułość i precyzję analizy zjawisk dźwiękowych. Pożądane jest więc, aby częstotliwości podziału leżały poza zakresem 600÷3000 Hz. W praktyce, uwzględniając również parametry głośników, częstotliwości podziału ustala się przeważnie w przedziałach:

— 2000÷4000 Hz w przypadku zespołów dwudrożnych,
 — 400÷1000 Hz oraz 3000÷6000 Hz w przypadku zespołów trójdrożnych.

Wybór częstotliwości podziału powinien się opierać przede wszystkim na analizie parametrów posiadanego kompletu głośników. Głośnik wysokotonowy nie powinien być przeciążony. Jeśli więc dany głośnik

może być obciążony mocą np. 3 W (np. dwa głośniki GDW 6,5 /1,5, 8 Ω połączone równolegle), to w przypadku zastosowania go w zespole głośnikowym o mocy 10 W częstotliwość podziału może być mniejsza (np. 3000 Hz) niż w przypadku zespołu o mocy 40 W, w którym to głośnik wysokotonowy może być użyty tylko do przetwarzania największych częstotliwości, przy częstotliwości podziału 5000÷6000 Hz. Wielki głośnik niskotonowy o ciężkiej membranie źle pracuje w zakresie tonów średnich. Należy więc stosować małą częstotliwość podziału 500÷800 Hz. Producent głośników w swych zaleceniach przeznaczonych dla konstruktorów sprzętu elektroakustycznego podają odpowiednie dane dotyczące optymalnego wykorzystania głośników danego typu. Amatorzy muszą z konieczności opierać się na mniej pełnych danych zawartych w prospectach i periodykach. Porównanie cech konstrukcyjnych głośnika o nieznanym parametrach z innymi typami głośników o znanych danych technicznych może pomóc

w ustaleniu jakie jest jego przeznaczenie.

Należy podkreślić, że obecnie zaznacza się tendencja wytwarzania głośników przeznaczonych do zupełnie określonego zastosowania. Warto starać się o uzyskanie tej informacji przy zakupie, bowiem wyjaśnią ona bardzo wiele.

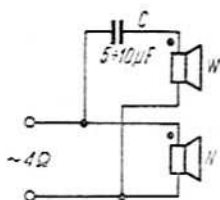
Wytwórnice zespołów głośnikowych ustalają własności i parametry zwrotnic na podstawie żmudnych pomiarów i prób kompletnego zespołu głośnikowego. Amator zmuszony jest do postępowania uproszczonego: orientacyjnego obliczenia wartości elektrycznych zwrotnic, wykonania elementów zwrotnic, zmontowania ich w zespole głośnikowym oraz dokonania subiektywnych prób we własnym mieszkaniu lub innym pomieszczeniu przeznaczonym do słuchania.

Obliczenie wartości elektrycznych zwrotnic opiera się na uproszczonym założeniu — zakłada się, że głośniki przedstawiają sobą opór rzeczywisty (rezystancję) równy co do wartości impedancji znamionowej głośników. O skutkach takiego uproszczenia napiszemy w końcu artykułu.

Zwrotnice dwudrożne

Najprostszą zwrotnicę prądową tworzy kondensator połączony szeregowo z głośnikiem wysokotonowym, jak to przedstawiono na rys. 1.

Ograniczenie przetwarzania częstotliwości większych przez głośnik niskotonowy następuje w sposób naturalny — decydują o tym cechy samego głośnika. Głośniki niskotonowe, a szczególnie głośniki przeznaczone do zespołów zamkniętych



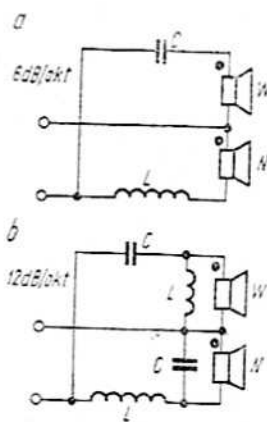
Rys. 1. Układ z kondensatorem jako elementem oddzielającym małe częstotliwości akustyczne; jest to układ najprostszej zwrotnicy prądowej stosowanej w dwudrożnych zespołach

(„compact”) cechuje spadek sprawności przetwarzania przy częstotliwościach większych, a równocześnie ich impedancja wejściowa się zwiększa. Głośnik wysokotonowy polepsza więc przetwarzanie wielkich częstotliwości akustycznych, nie powodując na ogół spadku impedancji wejściowej zespołu poniżej wartości znamionowej.

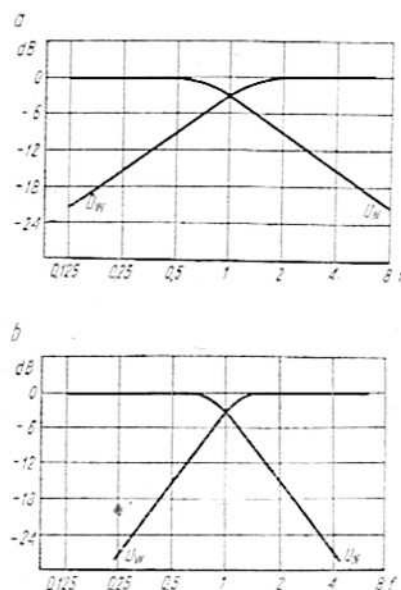
Faktyczna częstotliwość podziału zależy od własności obu głośników i pojemności C . Wartość tej pojemności dobiera się doświadczalnie. O ile jeden głośnik wysokotonowy o impedancji znamionowej np. 4Ω ma zbyt małą moc, to należy zastosować dwa głośniki o impedancji 8Ω połączone równolegle lub 4 głośniki o impedancji 4Ω połączone szeregowo-równolegle.

We wszystkich schematach przedstawionych w niniejszym artykule przyjęto, że głośniki niskotonowe (N), średniotonowe (M) i wysokotonowe (W) mają impedancję równą 4Ω . Oczywiście rozważania są słuszne i w odniesieniu do głośników o impedancji 8Ω i 15Ω . Przykładowo podawane wartości elementów zwrotnic powinny być wtedy odpowiednio zmienione (pojemności — zmniejszone, indukcyjności — zwiększone).

Na rysunku 2 są przedstawione schematy zespołów głośnikowych: ze zwrotnicą 6 dB/okt. (dwuelementową) — rys. 2a i zwrotnicą 12 dB/okt. (czteroelementową) — rys. 2b¹⁾. Charakterystyki tych zwrotnic przy założeniu, że obciążenie stanowi czysta rezystancja, przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 2. Układy dwudrożnych zwrotnic prądowych a — zwrotnica 6 dB/okt., b — zwrotnica 12 dB/okt.



Rys. 3. Charakterystyki częstotliwościowe zwrotnic z rys. 2 przy zastosowaniu obciążenia w postaci czystej rezystancji

U_N — napięcie na głośniku niskotonowym, U_W — napięcie na głośniku wysokotonowym, a — charakterystyka zwrotnicy 6 dB/okt., b — charakterystyka zwrotnicy 12 dB/okt.

Podstawowym założeniem jest, aby przy częstotliwości podziału każdy z głośników pobierał połowę wartości mocy. Moc całkowita nie ulegnie wówczas zmianie i przejście przez częstotliwość podziału będzie „gładkie”. Przy częstotliwości podziału napięcie na obciążeniu (głośniku) wynosi 0,7 wartości napięcia doprowadzanego, a więc spadek napięcia przy tej częstotliwości wynosi 3 dB.

¹⁾ W literaturze przyjęto termin „interwał oktaowy” dla określenia dwóch tonów o stosunku częstotliwości 2:1. W elektroakustyce korzysta się z tego terminu dla określenia dwóch częstotliwości o stosunku 2:1 lub 1:2. W przypadku zwrotnic i filtrów stromość przebiegu ich charakterystyki jest określana często w decybelach na interwał oktaowy (dB/okt.).

Zbocza charakterystyki mają nachylenie odpowiednio równe 6 dB/okt. — rys. 3a i 12 dB/okt. — rys. 3b. Zwrotnica 12 dB/okt. jest teoretycznie lepsza, ponieważ węższy jest zakres częstotliwości przetwarzanych przez oba głośniki i głośnik wysokotonowy nie jest w tym stopniu obciążony względnie małymi częstotliwościami co w przypadku zwrotnicy 6 dB/okt. Zwrotnica ta ma jeszcze tę zaletę, że jej opór wejściowy jest stały w całym zakresie częstotliwości (przy czysto rezystancyjnym obciążeniu o jednakowej wartości i elementach zwrotnicy o wartościach elektrycznych ściśle odpowiadających obliczonym). W praktyce może być inaczej. Zwrotnica 12 dB/okt. jest trudniejsza do wykonania i jest źródłem większej liczby niespodzianek. Najgroźniejszą z nich jest znaczny spadek impedancji wejściowej zespołu przy pewnych częstotliwościach, groźny dla tranzystorowych wzmacniaczy mocy.

Wartości elementów zwrotnicy oblicza się według niżej podanych zależności.

Zwrotnica 6 dB/okt. — dwudrożna

$$L = \frac{160 \cdot R}{f_p} \text{ [mH]} \quad (1)$$

$$C = \frac{160000}{f_p \cdot R} \text{ [}\mu\text{F]} \quad (2)$$

Zwrotnica 12 dB/okt. — dwudrożna

$$L = \frac{225 \cdot R}{f_p} \text{ [mH]} \quad (3)$$

$$C = \frac{112000}{f_p \cdot R} \text{ [}\mu\text{F]} \quad (4)$$

w których: R — założona rezystancja obciążająca zwrotnicę, równa liczbowo impedancji znamionowej głośnika (Ω), f_p — częstotliwość podziału (Hz), L — indukcyjność cewki (mH), C — pojemność kondensatora (μF).

Zwrotnica LC powoduje przesunięcia fazowe. W zwrotnicy 6 dB/okt. różnica faz prądów płynących przez głośniki wynosi 90° lub więcej. Wobec tego głośnik wysokotonowy przyłącza się w taki sposób, aby końcówki były odwrócone w stosunku do głośnika niskotonowego (zaznaczono to kropką na schematach).

Podstawowe wiadomości o układach techniki cyfrowej

Część I

Technika cyfrowa odgrywa coraz większą rolę we współczesnej elektronice. Układy cyfrowe są stosowane powszechnie w maszynach matematycznych, automatycznym sterowaniu procesami produkcyjnymi itd. Obecnie coraz częściej spotyka się układy cyfrowe także w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku, a nawet w urządzeniach radiomatorskich. Również na łamach naszego miesięcznika ukazują się artykuły poświęcone różnego rodzaju elektronicznym układom cyfrowym.

Niestety na rynku wydawniczym nie ma żadnej popularnej książki poświęconej podstawom techniki i układów cyfrowych. Aby choć częściowo wypełnić tę lukę, a tym samym ułatwić naszym czytelnikom zapoznanie się z zagadnieniami techniki cyfrowej i jej układów, opublikujemy cykl artykułów pod wspólnym tytułem „Podstawowe wiadomości o układach techniki cyfrowej”. W kolejnych artykułach będą podane wiadomości wstępne, obejmujące m.in. systemy zapisu liczb, a następnie opisy podstawowych układów logicznych i niektórych wybranych układów techniki cyfrowej.

Redakcja

POMIARY ANALOGOWE I CYFROWE — SYSTEMY DWOJKOWY I DZIESIĘTNY ZAPISU LICZB

Przeważająca większość wszelkiego rodzaju sygnałów, z jakimi spotyka się człowiek w życiu codziennym, ma w znacznych odcinkach czasu charakter ciągły. Przykładem mogą być np. dźwięki mowy czy muzyki i odpowiadające im sygnały elektryczne, sygnały elektryczne pochodzące z czujników np. termistorowych itp. Zmiany tych sygnałów są określone przez zmiany amplitudy, fazy lub częstotliwości, przy czym przejście od jednej do drugiej wartości ma charakter ciągły niezależnie od tego, jak szybko się ono odbywa. Na przykład, przy odbiorze wizji stacji telewizyjnej mamy do czynienia z sygnałem, w którym zmiana amplitudy przebiegu odpowiada zmianie jasności obrazu. Niezależnie od tego, jak ostre jest przejście od np. pełnej bieli do pełnej czerni, jest ono przejściem ciągłym. Sygnały tego rodzaju nazywa się sygnałami analogowymi, a technikę układów elektronicznych przetwarzających takie sygnały nazywa się techniką analogową.

Sygnały analogowe w pewnych zastosowaniach mają określone wady. Są na przykład bardzo podatne na zakłócenia, które się na nie nakładają w sposób zupełnie dowolny, są podatne także na wpływy ciągłych zmian parametrów elementów wchodzących w skład układu pomiarowego, np. na starzenie się, zmiany zasilania itp.

Współczesna elektronika stosuje często inny rodzaj sygnałów — sygnały cyfrowe. Sygnały cyfrowe charakteryzują się, najogólniej rzecz ujmując, nieciągłością. Każdy sygnał stanowiący informację składa się z zespołu impulsów określonego kształtu i amplitudy, a treść informacji jest określona przez liczbę impulsów przekazywanych w jednostce czasu, ich wzajemną odległość w czasie lub też obecność albo nieobecność impulsów w danym obwodzie lub układzie w tym samym czasie. W czasie pomiędzy pojawieniem się poszczególnych impulsów nie ma żadnych sygnałów, choć czas trwania tego przedziału czasowego może także stanowić informację.

Technikę elektroniczną, której układy przetwarzają nieciągłe sygnały o charakterze impulsowym, nazywa się techniką cyfrową.

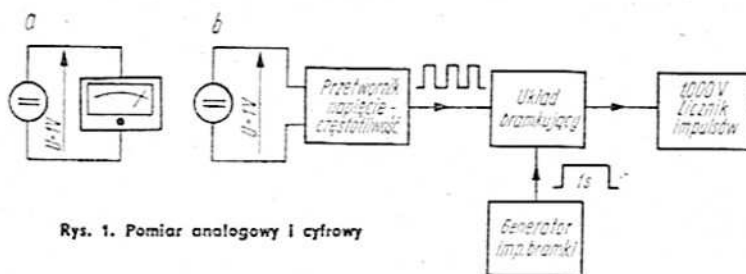
Przykładem różnic między identycznym pod względem celu zastosowaniem obu tych technik, może być podany niżej przykład z dziedziny pomiarów.

Powszechnie dawniej stosowane urządzenia pomiarowe wykorzystywały jako wskaźnik różnego rodzaju mierniki wychyłowe. Miernik wychyłowy o zakresie np. 10 V wskazuje w całym zakresie nieskończonej wielką liczbę różnych wartości napięć, ze zmianą doprowadzonego do miernika napięcia, płynnie przechodzących jedno w drugie. Pomiar tego typu nazywa się analogowym.

Pomiar analogowy nie jest jedynym możliwym sposobem pomiaru. Można sobie wyobrazić miernik, którego wskazówka nie może poruszać się płynnie, lecz wyłącznie skokami, np. co 1 volt. Niezależnie od sposobu czy szybkości wzrostu mierzonego napięcia w zakresie np. między 0 a 2 V, będzie się to objawiało dla obserwatora dwoma kolejnymi skokami wskazówki — z zera na 1 V i z 1 V na 2 V. Dokładność takiego pomiaru będzie oczywiście bardzo mała, a jej poprawę można uzyskać dopiero przez zmniejszenie elementarnego „skoku”, zwanego kwantem.

Jeżeli miernik taki będzie mógł mierzyć „skokami” np. co 1 mV, dokładność pomiaru będzie już bardzo duża. Można wtedy wyraźnie rozróżnić skok napięcia z np. 1,000 V na 1,001 V, a zatem zmiany ostatniej cyfry z 0 na 1. Jest oczywiste, że realizowanie takiego miernika klasycznymi metodami wychyłowymi będzie kosztowne i wymagające skomplikowanej, delikatnej struktury mechanicznej. Inaczej będzie wyglądała sprawa, jeżeli zostanie zastosowana zmiana informacji o napięciu w postaci analogowej na informację w postaci impulsowej — na przykład przyrost napięcia o 1 V będzie odpowiadał przyrostowi częstotliwości impulsów o 1 kHz. Przyrost częstotliwości o 1 Hz będzie odpowiadał wtedy przyrostowi napięcia o 1 mV, a dla zmierzenia napięcia wystarczy policzyć impulsy pojawiające się na wyjściu układu pomiarowego w ciągu określonego czasu, np. w ciągu 1 sekundy. W odróżnieniu od miernika analogowego, na podstawie zakodowanej impulsowo informacji nie można określić np. wartości napięcia odpowiadającego wartości pośredniej między dwoma sąsiednimi impulsami. Taki sposób pomiaru, w którym mierzona wartość jest przetwarzana na zliczane następnie impulsy, nazywa się pomiarem cyfrowym.

Porównanie układu analogowego i cyfrowego pomiaru tej samej wielkości przedstawiono na rysunku 1. Napięcie mierzone woltomierzem wychyłowym, jak na rys. 1a, mierzy



Rys. 1. Pomiar analogowy i cyfrowy

się cyfrowo w układzie przedstawionym na rys. 1b. W układzie tym napięcie U jest doprowadzane najpierw do układu przetwarzającego informację o napięciu, na informację zakodowaną w postaci impulsowej. Przetwornik „napięcie-częstotliwość” przetwarza napięcia stałe na odpowiadające im częstotliwości, np. 1 V odpowiada 1 kHz (lub innej wartości częstotliwości); wzrost napięcia na wejściu przetwornika przejawia się odpowiednim wzrostem częstotliwości. Takie właśnie rozwiązanie przedstawiono na rys. 1b. Impulsy wyjściowe przetwornika przechodzą przez układ bramkujący, który przepuszcza je tylko wtedy, gdy na inne jego wejście jest doprowadzony impuls z generatora bramki. Wyjście bramki jest połączone z licznikiem impulsów. Mierzonymu napięciu 1 V odpowiada częstotliwość 1000 Hz. Przy liczniku o pojemności 4 cyfry i czasie otwarcia bramki 1 sekunda licznik dla 1 V na wejściu wskaże „1000”, a np. dla 625 mV wskaże 625.

Przy pomiarach cyfrowych informacja jest zawarta w fakcie istnienia lub nieistnienia impulsu oraz w liczbie impulsów w jednostce czasu. Wracając do poprzedniego przykładu, informacja o występowaniu na wejściu układu napięcia 625 mV jest zawarta w fakcie, że w ciągu 1 s impuls pojawiał się 625 razy. Informacja o zmianie mierzonego napięcia z 625 na 626 mV jest zawarta w fakcie, że podczas trwania 1 s następnego zliczania liczby impulsów odpowiadających temu napięciu, zostało zliczonych 626 impulsów.

Powszechnie używamy w życiu codziennym systemem zapisu liczb jest system dziesiętny, wywodzący się w prostej linii z liczby palców

u obu rąk. Liczba zapisana w układzie dziesiętnym przedstawia ustalone w określonym porządku informacje o ilości kolejnych potęg liczby 10.

Przykładowo, liczba w układzie dziesiętnym 1975,02 oznacza:

	$1 \cdot 10^3$	$+ 9 \cdot 10^2$	$+ 7 \cdot 10^1$	$+ 5 \cdot 10^0$	$+ 0 \cdot 10^{-1}$	$+ 2 \cdot 10^{-2}$	
	1000	+ 900	+ 70	+ 5	+ 0	+ 0,02	= 1975,02
rzęd wielkości	tysiące	setki	dziesiątki	jednostki	dziesiąte	setne	

Przy liczeniu kolejnych impulsów, gdy traktuje się każdy z nich jako jedną „jedynekę”, uzyskuje się ciąg: 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 odpowiadający liczbie 9. Dodanie jeszcze jednego impulsu „jedynki” powoduje wystąpienie zera na pozycji odpowiadającej jednostkom oraz cyfry 1 na pozycji dziesiątek — jedynka została przeniesiona na następną pozycję. Rezultat dodawania — 10 — oznacza jednorazowe zliczenie dziesięciu jedynek.

Proste w życiu codziennym liczenie w systemie dziesiętnym okazuje się trudne do realizacji w układach elektronicznych. Dziesięć różnych stanów, określających np. poziomy napięcie odpowiadających liczbom od 0 do 9, można co prawda uzyskać, lecz jest to rozwiązanie bardzo kosztowne i skomplikowane nie tylko w realizacji, ale i w eksploatacji (problem np. zachowania stabilności tych poziomów w czasie, wynikający ze starzenia się elementów, zmian zasilania itp.). Znacznie prościej byłoby móc korzystać z dwóch tylko, ale wyraźnie określonych stanów, najogólniej określanych: „jest” lub „nie ma”. Jeżeli stanowi „jest” przypisać liczbę „1”, a stanowi „nie ma” liczbę „0”, będzie to oznaczało, że np.

„0”	„1”
brak sygnału	jest sygnał
brak napięcia	jest napięcie
napięcie równe zero	napięcie dodatnie
napięcie równe zero	napięcie ujemne
napięcie ujemne	napięcie równe zero
napięcie dodatnie	napięcie równe zero
styk otwarty	styk zwarty
częstotliwość 1	częstotliwość 2 itp.

Wszelkie informacje można przedstawić za pomocą odpowiednich „jest” lub „nie ma”. Także więc i wszystkie liczby mogą być przedstawione w postaci kombinacji tylko dwóch cyfr: 0 i 1, stanowiących jednostki informacji. Przy analogicznym jak w poprzednim przykładzie zliczaniu „jedynek” sytuacja wygląda następująco.

W stanie początkowym impulsów nie ma („0” impulsów). Pierwszy zliczony impuls — jest „1” impulsów. Tak samo było i w systemie dziesiętnym liczenia, ale już przy drugim impulsie występują różnice. Dodanie drugiej jedynki powoduje tu zmianę, która w systemie dziesiętnym występowała dopiero po do-

daniu dziesiątego impulsu do już zsumowanych dziewięciu — przejście jedynki do następnej pozycji. Zliczenie dwóch impulsów odpowiada zapisowi dwójki w postaci dwójkowej (binarnej) jako „10” (czyta się „jeden-zero”). Następny, trzeci impuls zastępuje zero w zapisie „10”, co daje dwójkowy zapis dziesiętny cyfry 3 w postaci „11” („jeden-jeden”). Większej liczby nie można już zapisać, dysponując tylko dwiema pozycjami. Cyfra 4 w postaci dwójkowej wymaga już zapisu trzypozycyjnego — „100” („jeden-zero-zero”).

W formie zapisu cyfrowego wygląda to następująco:

stan początkowy	0
pierwszy impuls	1
drugi impuls	10
trzeci impuls	11
czwarty impuls	100 itd.

Z powyższego wynika, że informacja o każdej liczbie składa się z elementarnych jednostek informacji typu „jest — nie ma”. Liczby 2 i 3 składają się z dwóch takich jednostek, liczba 4 — z trzech. Najmniejsza jednostka informacji nazywa się bitem (1 bit), a jej nazwa pochodzi od skrótu angielskiego określenia „binary digit”.

W systemie dziesiętnym zapisu liczb zmiana rzędu wielkości odbywała się po zliczeniu dziesięciu impulsów, w systemie dwójkowym zmiana odpowiednika rzędu wielkości następuje już po zliczeniu dwóch impulsów. Gdyby był używany np. sy-

stem piątkowy, zmiana „rzędu” następowałaby oczywiście po piątym impulsie.

Podobnie jak w systemie dziesiętnym, liczby zapisane w systemie dwójkowym przedstawiają ustawione w określonym porządku informacje o ilości kolejnych potęg — tyle, że liczby 2, a nie 10 — na danym miejscu. Odpowiednikiem rzędu wielkości w systemie dziesiętnym, jest „waga” bitu w systemie dwójkowym — czyli liczba stanowiąca wynik potęgowania liczby 2 przez liczbę odpowiadającą położeniu danego bitu. Przykładowo, liczba 101110011 w postaci dwójkowej oznacza w systemie dziesiętnym:

$$1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 256 + 0 + 64 + 32 + 16 + 0 + 0 + 2 + 1 = 371$$

Poszczególne „rzędy wielkości” są określone potęgami liczby 2. Liczba w postaci dziesiętnej jest sumą algebraiczną wszystkich wag bitów znaczących, czyli bitów „1”. W analogiczny sposób oblicza się liczby za przecinkiem. Przykładowo, liczba w postaci dwójkowej 10110,1010 oznacza w systemie dziesiętnym:

$$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4} + 0 \cdot 2^{-5} = 8 + 0 + 2 + 1 + 0 + 0,25 + 0 + 0,0625 + 0 = 11,3125$$

Wagi bitów: 8, 4, 2, 1, 0,5, 0,25, 0,125, 0,0625

Skrajny lewy bit liczby dwójkowej nazywa się MSB (Most Significant Bit — najbardziej znaczący bit), skrajny prawy bit nazywa się LSB (Least Significant Bit — najmniej znaczący bit).

Przejście z liczb w postaci dziesiętnej na liczby w postaci dwójkowej dokonuje się przez kolejne dzielenie liczby w postaci dziesiętnej przez możliwie najwyższe, lecz mniejsze od niej potęgi liczby 2. Jeżeli wynik dzielenia jest większy od jedności, danej potędze liczby 2 odpowiada stan „1” odpowiedniego bitu. Jeżeli wynik jest mniejszy od 1, danej potędze liczby 2 odpowiada stan „0” tego bitu.

Przykładowo: liczbie 371 odpowiada w postaci dwójkowej

$$371 : 2^8 = 1 \text{ reszta } 115 \quad (\text{bo } 371 : 256 = 1, \text{ reszta } 115)$$

$$115 : 2^7 = 0 \text{ zero, bo z podzielenia } 115 \text{ przez } 2^7 = 128 \text{ wynika liczba mniejsza od } 1;$$

$$115 : 2^6 = 1 \text{ pozostała reszta } 51 \text{ dzieli się przez następną, niższą potęgę liczby } 2; \text{ reszta } 51;$$

$$51 : 2^5 = 1 \text{ reszta } 19;$$

$$19 : 2^4 = 1 \text{ reszta } 3;$$

$$3 : 2^3 = 0 \text{ zero, bo z podzielenia } 3 \text{ przez } 8 \text{ wynika liczba mniejsza od } 1;$$

$$3 : 2^2 = 0 \text{ pozostała reszta } 3 \text{ dzieli się przez następną, niższą potęgę liczby } 2; \text{ zero, bo z podzielenia } 3 \text{ przez } 4 \text{ wynika liczba mniejsza od } 1;$$

$$3 : 2^1 = 1 \text{ reszta } 1$$

$$1 : 2^0 = 1 \text{ reszta } 0.$$

Po przepisaniu otrzymanej w prawej kolumnie cyfr w normalnym

Przy mnożeniu liczb dwójkowych obowiązują reguły — algorytm logicznego mnożenia:

$$0 \cdot 0 = 0$$

$$0 \cdot 1 = 0$$

$$1 \cdot 0 = 0$$

$$1 \cdot 1 = 1$$

Przykład:

$$\begin{array}{r} 6,7 \cdot 42 \\ 0110 \\ \cdot 0111 \\ \hline 0110 \\ 0110 \\ 0110 \\ 0000 \\ \hline 0101010 \end{array}$$

Zamiany ułamków dziesiętnych na liczby w postaci dwójkowej dokonuje się, mnożąc wartość ułamka przez 2. Gdy wynik jest większy od 1, pierwszy bit przyjmuje stan 1; gdy wynik jest mniejszy od 1, pierwszy bit ma stan 0. Otrzymany wynik znów mnoży się przez 2. W analogiczny sposób dokonuje się określenia następnego bitu itd.

Przykład: ułamek dziesiętny 0,4375

$$\begin{array}{l} 0,4375 \cdot 2 = 0,875 \text{ wynik mniejszy od } 1, \text{ a więc pierwszy bit ma stan } 0 \\ 0,875 \cdot 2 = 1,75 \text{ wynik większy od } 1, \text{ a więc drugi bit } - 1, \text{ pozostaje reszta } 0,75 \\ 0,75 \cdot 2 = 1,5 \text{ jak wyżej, trzeci bit } - 1, \text{ pozostaje reszta } 0,5 \\ 0,5 \cdot 2 = 1 \text{ wynik } 1, \text{ czwarty bit } - 1, \text{ reszty nie ma.} \end{array}$$

Wynik: 0,4375 = 0,0111

Przykład 2: ułamek okresowy 0,88888...

$$\begin{array}{l} 0,8 \cdot 2 = 1,6 \text{ pierwszy bit } - 1, \text{ reszta } 0,6 \\ 0,6 \cdot 2 = 1,2 \text{ drugi bit } - 1, \text{ reszta } 0,2 \\ 0,2 \cdot 2 = 0,4 \text{ trzeci bit } - 0 \\ 0,4 \cdot 2 = 0,8 \text{ czwarty bit } - 0 \\ 0,8 \cdot 2 = 1,6 \text{ piąty bit } - 1, \text{ reszta } 0,6 \text{ itd.} \end{array}$$

Wynik: 0,88888... = 0,11001...

(Dc. w następnym nrze)

OGŁOSZENIA

Zamienię na „Radioamatory schematy montażowe odbiorników telewizyjnych oraz miesięczniki „Jaz” z lat 1971-1975. Jerzy Listewnik, ul. Chopina 4/11, 86-300 Grudziądz.

Sprzedam tranzystory, diody, oporniki, fotorezystory, płytki do druku. Nowicki, skr. poczt. 102, 76-200 Słupsk.

Tanio sprzedam podwójne MOSFETy 40673, 40841, FETy BF245, układy scalone, inne półprzewodniki. Zdzisław Kotłonek, skr. 209, 25-607 Radom.

Kupię odbiornik fabryczny lub w wykonaniu amatorskim. Andrzej Drożyński, Kilińskiego 11, 72-200 Nowogard.

Zwrotnica 12 dB/okt. powoduje przesunięcie fazy o 180°. Głośniki przyłącza się więc identycznie jak w przypadku poprzednim.

Zwrotnica trójdrożna

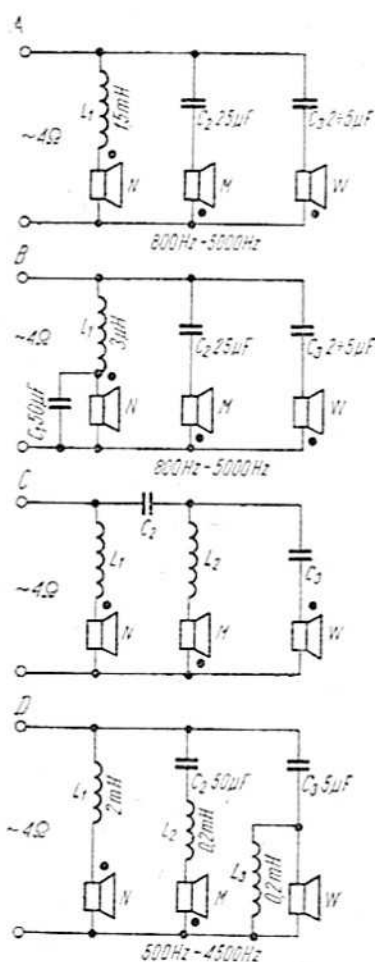
Klasyczna zwrotnica trójdrożna może być utworzona przez odpowiednie rozwinięcie zwrotnicy dwudrożnej z rys. 2b. Należy w tym celu zamiast głośnika wysokotonowego przyłączyć drugą zwrotnicę dwudrożną 12 dB/okt., przewidzianą dla większej od pierwszej częstotliwości podziału. Mamy wówczas dwie częstotliwości podziału f_{p1} i f_{p2} . Zwrotnica taka zawiera aż osiem elementów składowych i raczej nie nadaje się do realizacji w warunkach amatorskich.

Na rysunku 4 przedstawiono cztery schematy zwrotnic trójdrożnych, stosunkowo prostych, które można zalecić do stosowania. Oznaczono je literami A, B, C i D. Pierwsza z nich (A) jest rozwinięciem zwrotnicy z rysunku 2a. Różni się tym, że przyłączono jeszcze głośnik dla tonów najwyższych. Taką zwrotnicę należy obliczać jak dwudrożną 6 dB/okt., przyjmując f_{p1} w przedziale 500–1000 Hz. Pojemność C_3 dobiera się doświadczalnie podobnie jak w przypadku przedstawionym na rys. 1.

Druga z nich (B) różni się tylko zastosowaniem ogniwa filtrującego 12 dB/okt. w obwodzie głośnika niskotonowego. Obliczenie orientacyjne przeprowadza się według wzorów (3) i (4) w odniesieniu do głośnika niskotonowego i wzoru (2) w odniesieniu do pojemności C_2 i C_3 . Wartości obu tych pojemności powinny być ustalone w oparciu o doświadczalne sprawdzenie działania zespołu głośnikowego. Pojemność C_2 może mieć wartość 15–100 μ F.

Zwrotnica według schematu trzeciego (C) jest również rozwinięciem układu z rys. 2a. Sposób obliczenia wartości jest następujący: zakłada się określone częstotliwości podziału f_{p1} i f_{p2} . Korzystając z zależności (1) i (2) oblicza się w pierwszej kolejności wartości L_1 i C_2 w odniesieniu do f_{p1} . Następnie według tych samych zależności oblicza się L_2 i C_3 dla częstotliwości podziału f_{p2} .

Bardzo dobry jest układ (D). Głośnik wysokotonowy ma ogniwo filtru 12 dB/okt., głośnik niskotonowy — 6 dB/okt. Głośnik średniotonowy (M) przyłączony jest przez ogniwo filtrujące, środkowo-przepustowe. Orientacyjnie wartość tego ogniwa oblicza się na podstawie wzorów (1) i (2) dla częstotliwości f_{p1} i f_{p2} . Pojemność C_2 przyjmuje się tak wielką, aby częstotliwości większe od f_{p1} były przepuszczane. Wartość L_2 oblicza się w odniesieniu do f_{p2} — większe częstotliwości nie powinny



Rys. 4. Cztery układy zwrotnic trójdrożnych zalecanych do stosowania w konstrukcjach amatorskich

być przepuszczane. Łatwo zauważyć, że pojemność C_2 i indukcyjność L_2

²⁾ W tym przypadku znaczny wpływ wywiera indukcyjność cewki głośnika i inne czynniki; wartości optymalne elementów różnią się od obliczonych — pojemność jest przeważnie mniejsza.

tworzą obwód rezonansowy o częstotliwości f_M :

$$f_M = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad [\text{Hz}] \quad (5)$$

Przy tej częstotliwości tłumienie wnoszone przez ogniwo filtru jest najmniejsze i napięcie na głośniku przybiera największą wartość.

Na schematach A, B i D (rys. 4) podane zostały przykładowe wartości przy konstruowaniu amatorskich zespołów głośnikowych.

Często się zdarza, że zastosowane głośniki różnią się znacznie sprawnością. Należy tak kompletować głośniki, aby wyrównanie charakterystyki częstotliwościowej mogło polegać na osłabieniu natężenia dźwięku wytwarzanego przez głośniki wysokotonowy i średniotonowy. Wtedy w razie potrzeby włącza się szeregowo do głośników oporniki stałe lub oporniki nastawne o rezystancji 1–20 Ω . W przypadku wysokosprawnych głośników średniotonowych i wysokotonowych (np. tubowych) może się okazać celowe zastosowanie potencjometru lub przełączanego skokowo tłumika oporowego. To ostatnie rozwiązanie jest często stosowane w droższych zespołach do użytku domowego i estradowych zespołach głośnikowych.

Elementy zwrotnic

Cewki do zwrotnic nawija się drutem miedzianym o średnicy 0,9–1,1 mm, na szpuli (rys. 5a). W przypadku cewek o indukcyjności do 2 mH wymiary szpuli są następujące: $a = 25$ mm, $b = 25$ mm, $c = 70$ mm. Cewki do 4 mH można nawinąć na szpuli o wymiarze $b = 40$ mm. W razie wykonywania cewek o jeszcze większej indukcyjności, wymiary szpuli należy zwiększyć: $b = 40$ mm, $c = 100$ mm. Cewkę najlepiej wykonać z odczepami, co ułatwi dobór optymalnych wartości zwrotnicy.

Najlepiej jest stosować kondensatory z dielektrykiem papierowym lub innym podobnym (kondensatory blokowe)³⁾. Dobre są również elektrolityczne kondensatory bipolarne przeznaczone specjalnie do zastosowania w zespołach głośnikowych.

³⁾ Na przykład kondensatory typu: MKSE, MPHP, KBG-MN.

W przypadku trudności zakupu tego rodzaju kondensatorów stosować zwyczajne kondensatory elektrolityczne na napięcie nie niższe od 60 V, łącząc po dwa kondensatory szeregowo w sposób przedstawiony na rys. 6. Łączyć należy zawsze kondensatory takiego samego typu i o takich samych pojemnościach. Z takich „dwójek” można zestawiać baterie o jeszcze większej pojemności. Należy pamiętać, że dwa połączone szeregowo kondensatory mają pojemność równą połowie pojemności jednego kondensatora. Kondensatory elektrolityczne lub ich baterie i kondensatory blokowe z dielektrykiem papierowym można łączyć tylko równolegle.

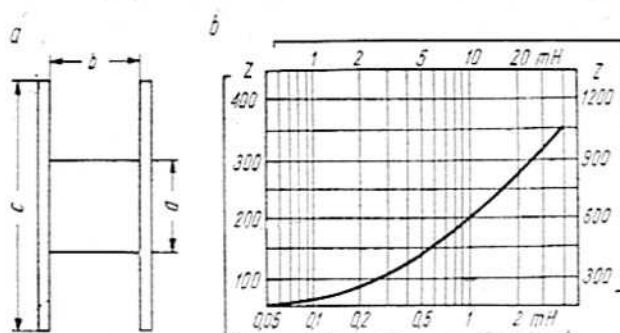
Cewki i kondensatory umocowuje się na płycie izolacyjnej i przyłącza do końcówek zwrotnicy, do których lutuje się następnie przewody głośników i przewody sznura łączącego zespół głośnikowy ze wzmacniaczem.

Głośniki jednej wytwórni mają końcówki lutownicze oznaczone np. czerwoną kropką lub znakiem „+”, co ułatwia właściwe przyłączenie głośników bez badania ich biegunowości. Jeśli stosujemy głośniki różnych wytwórni, lub bez odpowiedniego oznaczenia jednej z końcówek, należy przeprowadzić badanie głośników, przyłączając baterię o napięciu 1,5 V i obserwując kierunek ruchu membrany. Membranę można dotykać lekko opuszkami palców. Innym sposobem badania jest przyłączenie miliwoltomierza i lekkie ugięcie membrany. Kierunek wychylenia się wskazówki pozwoli ustalić i oznaczyć końcówki sobie odpowiadające.

Komplikacje wynikające ze stosowania zwrotnic LC

W zwrotnicach wprowadzamy elementy LC. Elementy należy zmierzyć odpowiednimi przyrządami, w celu sprawdzenia, czy ich wartości faktyczne nie odbiegają od założonych. Poza tym w obliczeniach zakładaliśmy, że głośnik przedstawia czystą rezystancję. Nie jest to zgodne z rzeczywistością, bowiem elektryczny układ zastępczy głośnika jest złożony z rezystancji, indukcyjności i pojemności. Zwrotnica nie jest więc obciążona rezystancją, lecz złożonym układem o parametrach zależnych od częstotliwości. W wyniku tego może okazać się że:

1. impedancja wejściowa zespołu



Rys. 5. Dane cewek indukcyjnych do zwrotnic prądowych

a - szkic szpuli, b - wykres do określania liczby zwojów zależnie od pożądanego indukcyjności

maleje przy pewnych częstotliwościach bardzo znacznie (np. zamiast 4 Ω wynosi tylko 2 Ω),

2. faktyczne częstotliwości podziału odbiegają znacznie od założonych w obliczeniach.



Rys. 6. Schemat połączenia dwóch kondensatorów elektrolitycznych w celu zastosowania ich w zwrotnicy prądowej zespołu głośnikowego

W związku z powyższym należy zachować pewną rezerwę i nie obciążać wzmacniacza maksymalnie (najmniejszą dopuszczalną impedancją), a ostatecznie wyregulowanie zespołu przeprowadzić na podstawie doświadczeń i prób nie sugerując się nadmiernie wynikami obliczeń. Oczywiście należy kontrolować bieg eksperymentów i nie działać w sposób przypadkowy i niezgodny z ogólnymi zasadami.

Inny kłopot wynika ze zjawisk akustycznych. Załóżmy, że przy pewnej częstotliwości równie silny dźwięk jest promieniowany przez głośnik nisko-średniotonowy i wysokotonowy. Są one oddalone o kilkanaście lub kilkadziesiąt centyme-

trów. Łatwo się domyślić, że przy pewnych położeniach słuchacza względem zespołu głośnikowego różnice długości dróg wyniosą akurat tyle, że wystąpią interferencje, tj. bądź wygaszanie się fal dźwiękowych, bądź ich wzmacnianie. Jest to niepożądane i pogarsza charakterystyki.

Przesunięcia fazowe powodowane przez zwrotnice nie pozostają również bez niekorzystnego wpływu na wskaźniki jakościowe zespołu spełniającego przecież funkcję przetwornika elektroakustycznego, który powinien przetwarzać, o ile to możliwe, bez żadnych zniekształceń. W związku z tym nie można ustalić z góry jakichś niezmiennych reguł postępowania i recept na dobre zwrotnice. Tyle parametrów wchodzi tu w grę, że w warunkach amatorskich trzeba się zadowolić jakimś subiektywnie dobrym wynikiem, osiągniętym drogą własnej inwencji twórczej, cierpliwie wykonanych eksperymentów i przysłowiowego łutu szczęścia. Ryzyko maleje przy stosowaniu prostych rozwiązań oraz korzystaniu z gotowych zwrotnic dostarczanych przez wytwórnię z przeznaczeniem do określonych typów głośników.

R.T.

NOWE KSIĄŻKI

Praca zbiorowa pod kierunkiem prof. dra hab. inż. Jana Kroszczyńskiego

WSPÓŁCZESNE URZĄDZENIA RADIOLOKACYJNE

Wyd. 1, format B5, str. 296, cena 75 zł.

Z serii: „Problemy elektroniki i telekomunikacji”

Omówienie aktualnego stanu i najnowszych tendencji rozwojowych w dziedzinie urządzeń radiolokacyjnych. W książce przedstawiono współczesne urządzenia do kierowania i kontroli ruchu lotniczego, wykrywania niskolocujących samolotów, do jednoczesnego pomiaru trzech współrzędnych wielu obiektów powietrznych. Ponadto w publikacji tej omówiono radary morskie, zastosowanie radaru w meteorologii oraz problemy związane z radarem samochodowym, radarem pozahorizontowym i tzw. „podziemnym”.

Odbiorcy: inżynierowie-elektronicy i studenci wydziałów elektronicznych.

Do nabycia w księgarniach DOMU KSIĄŻKI



Generatory drgań sinusoidalnych

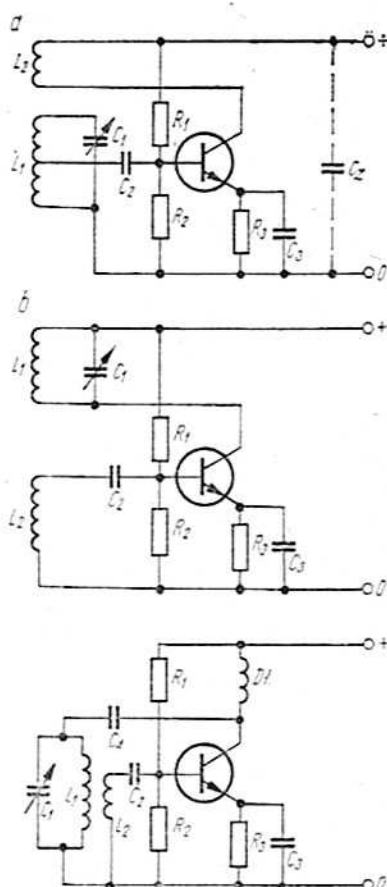
Opisana jest tu zasada działania generatorów z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, które nazywamy również samowzbudnymi generatorami drgań sinusoidalnych. W każdym odbiorniku radiowym z przemianą częstotliwości, czyli superheterodynowym, niezbędny jest generator. Generatory drgań sinusoidalnych stanowią ważny człon nadajników radiofonicznych i radiokomunikacyjnych; są stosowane również w przyrządach pomiarowych, urządzeniach telekomunikacji przewodowej i elektronice przemysłowej.

Generatory z dodatnim sprzężeniem zwrotnym zostały zrealizowane wkrótce po pojawieniu się pierwszych lamp elektronowych. Układy generatorów noszą do dziś nazwy pochodzące od nazwisk ich wynalazców.

Na rysunku 1 jest przedstawiony w kilku odmianach układ generatora Meissnera (Armstronga). Zapoznajmy się z działaniem układu z rys. 1a. Do obwodu bazy jest przyłączony obwód rezonansowy L_1, C_1 , przestraiany zmiennym kondensatorem C_1 . Z obwodem tym jest sprzężona cewka L_2 włączona w obwód kolektora tranzystora. Kierunek jej włączenia powinien być taki, aby występowało dodatnie sprzężenie zwrotne pomiędzy obwodem bazy i kolektora.

Działanie takiego układu jest w uproszczeniu następujące. Załóżmy, że w obwodzie L_1, C_1 zostaną wzbudzone drgania (gasnące), na przykład wskutek włączenia napięcia zasilającego i ładowania się kondensatora C_2 . Drgania te wpływają na potencjał bazy — nakładając się na napięcie stałe doprowadzane przez dzielnik R_1, R_2 oraz powodują zmiany wartości prądu kolektorowego przepływającego przez cewkę L_2 . Ponieważ cewka ta jest sprzężona z cewką L_1 , następuje wzmocnienie drgań w obwodzie L_1, C_1 , co powoduje zwiększenie się amplitudy zmian składowej zmiennej prądu kolektorowego i dalsze wzmocnienie drgań w obwodzie L_1, C_1 .

Proces zwiększania się amplitudy drgań w obwodzie L_1, C_1 i zwiększania się składowej zmiennej prądu kolektorowego zostaje ograniczony wpływem innych czynników wynikających z parametrów układu, a przede wszystkim stratami. Przy silnym sprzężeniu (cewka L_2 ma dużą liczbę zwojów i znajduje się bardzo blisko cewki L_1) oraz nie-



Rys. 1. Generator Meissnera (Armstronga)
 a — obwód rezonansowy w obwodzie bazy układu, b — obwód rezonansowy w obwodzie kolektorowym, c — rezonansowy obwód z kondensatorem połączonym z masą — zasilanie równoległe

właściwych warunkach roboczych tranzystora, zamiast drgań sinusoidalnych otrzymuje się przebiegi silnie zniekształcone, zbliżone do prostokątnych. Właściwe działanie generatora uzyska się wówczas, gdy będzie on pracował w klasie C, to jest gdy prąd kolektorowy będzie miał charakter ciągu impulsów o

częstości równej częstotliwości rezonansowej obwodu L_1, C_1 . Długość impulsów jest mała — pojedynczy impuls trwa np. 0,1 czasu trwania jednego okresu drgań obwodu L_1, C_1 . Przy częstotliwości generowanej 1 MHz, częstość impulsów wyniesie 1 milion na sekundę, a czas trwania jednego impulsu np. $1/10^7$ s. Ważną rolę odgrywają: kondensator C_2 i rezystor R_2 . Powodują one właściwe przesunięcie punktu pracy tranzystora do warunków klasy C. Przebiegi zmienne z obwodu L_1, C_1 przepływają przez kondensator C_2 do bazy. Ponieważ złącze baza-emiter przewodzi tylko w jednym kierunku, dodatnie półokresy (lub ich części) ładują kondensator C_2 w taki sposób, że okładzina połączona z bazą jest ujemna względem masy układu. Powoduje to przesunięcie punktu pracy tranzystora. Jest on zatkany i otwiera się tylko przy pojawianiu się na bazie dodatnich wierzchołków przebiegu zmiennego doprowadzanego z obwodu L_1, C_1 .

W stanie ustalonym przez opornik R_2 przepływa prąd stały w kierunku od masy do bazy. Jego wartość jest w przybliżeniu równa wartości prądu bazy, w warunkach generacji drgań. Wartość tego opornika wywiera istotny wpływ na pracę generatora.

Rezystor R_3 w obwodzie emitera ma za zadanie ograniczyć wartość prądu w pierwszej chwili po włączeniu generatora oraz w momentach, gdy drgania zostaną „zerwane” (np. wskutek przeciążenia generatora, tj. zbyt dużego obciążenia obwodu L_1, C_1 , z którego przebieg zmienny jest doprowadzany do innych urządzeń). Kondensator C_3 bocznkuje rezystor dla przebiegów zmiennych.

Rezystor R_1 pełni tylko pomocniczą funkcję. Zapewnia on polaryzację bazy niewielkim napięciem dodatnim w chwili włączenia generatora. Bez tego rezystora generator mógłby się nie wzbudzić. Wartość tego rezystora powinna być możliwie największa, jednak wystarczająca do pewnego wzbudzenia się generatora po każdym włączeniu zasilania i w każdych uznanych za prawidłowe warunkach jego pracy.

Kondensator C_2 zwiera dla przebiegów zmiennych oba bieguny źródła

dla zasilającego. W pozostałych schematach nie jest on uwidoczniony.

Warunkiem powstania drgań w generatorze jest wystarczające wzmocnienie układu oraz dostatecznie silne dodatnie sprzężenie zwrotne. Dodatkowym warunkiem jest wystarczająca dobroć obwodu rezonansowego, uwarunkowana przeważnie obciążeniem generatora odbiornikiem wytwarzanych drgań.

Na rysunku 1b przedstawiono odmianę układu tego samego generatora różniącą się tym, że obwód rezonansowy jest włączony w obwód kolektorowy tranzystora, a cewka sprzężenia zwrotnego — w obwodzie bazy. Działanie układu jest analogiczne.

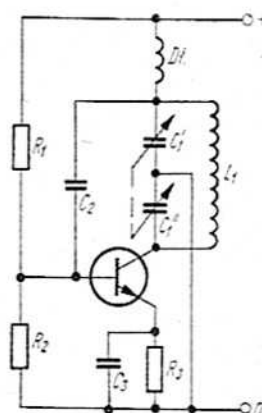
W układzie z rysunku 1c obwód rezonansowy generatora L_1 , C_1 nie jest połączony bezpośrednio z biegunem dodatnim źródła zasilającego. Jest on oddzielony kondensatorem C_4 , który nie przepuszcza napięcia stałego, natomiast dla przebiegów zmiennych nie stanowi przeszkody. W układzie tym jest konieczne zastosowanie dławika DL , w celu uniknięcia zwarcia obwodu rezonansowego małą rezystancją wewnętrzną źródła zasilającego. Przeznaczenie pozostałych elementów układu jest takie samo, jak to wyjaśniono wyżej przy opisie układu z rys. 1a. Na rysunku 2 przedstawiono dwie

odmiany generatora Hartleya. Cechą charakterystyczną tego generatora są trzy wyprowadzenia cewki — trzecie wyprowadzenie wykonane jest w postaci odczepu. Niekiedy cewka obwodu rezonansowego generatora Hartleya ma aż cztery wyprowadzenia. W tym przypadku do czwartego wyprowadzenia (drugiego odczepu) jest przyłączony kolektor lub baza tranzystora, w celu zmniejszenia tłumienia obwodu. W zasadzie położenie odczepu cewki w układach z rys. 2a i rys. 2b nie wpływa na częstotliwość drgań, a tylko na uzyskanie najlepszych warunków generacji. Najczęściej odczep jest wykonany niesymetrycznie po 10÷20% liczby zwojów cewki L_1 . Generator Hartleya powinien również pracować w klasie C. W związku z tym funkcje oporników (rys. 2a) są takie same, jak w przypadku generatora z rys. 1a. Jak widać z rys. 2a, w klasycznym układzie Hartleya kondensator zmienny znajduje się pod napięciem względem masy i konieczne jest zastosowanie dławika. Jest to niedogodne, szczególnie w generatorach odbiorników superheterodynowych z agregatem kondensatorów zmiennych o uziemionym rotorze. W tym przypadku dogodniej jest zastosować odmianę tego generatora przedstawioną na rys. 2b.

Na rysunku 3 jest przedstawiony układ generatora Colpittsa. Jego cechą charakterystyczną są dwa sprzężone kondensatory zmienne (C'_1 i C''_1) obwodu rezonansowego. Cewka nie ma odczepu. Pojemność efektywna obwodu rezonansowego jest równa pojemności wypadkowej dwu połączonych szeregowo kondensatorów. Gdy kondensatory są jednakowe, to pojemność ta jest równa 0,5 pojemności każdego z kondensatorów. Przeznaczenie pozostałych elementów nie wymaga dodatkowych wyjaśnień. Generatory w układzie Colpittsa stosowane są w układach wytwarzających bardzo wielkie częstotliwości oraz w przyrządach pomiarowych. Cechuje je łatwość wzbudzenia się drgań nawet w przypadku tranzystorów o mniejszym współczynniku wzmocnienia prądowego. Podobnie jak i dwa wyżej opisane generatory, generator Colpittsa jest realizowany w kilku odmianach dostosowanych optymalnie do określonych warunków.

Do wytwarzania drgań sinusoidalnych służą także generatory z przesuwnikiem fazy, nazywane popular-

nie generatorami RC, ponieważ nie zawierają one indukcyjności oraz generatory mostkowe. Generatory te są stosowane do wytwarzania przebiegów zmiennych o niezbyt wielkiej częstotliwości — do około 100 kHz.



Rys. 3. Generator Colpittsa

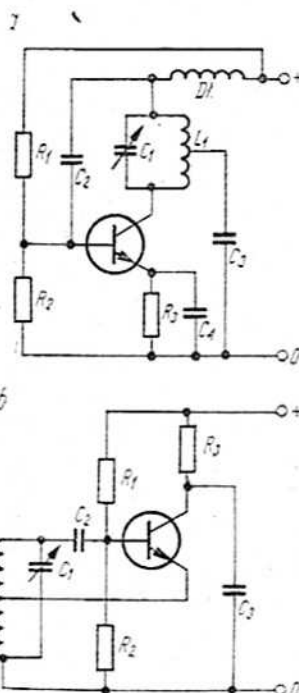
W celu zapewnienia większej stałości częstotliwości stosuje się stabilizację napięcia zasilającego generatora. Jeszcze lepszą stałość częstotliwości można uzyskać umieszczając obwód rezonansowy lub cały generator w termostacie o stałej jednakowej temperaturze. W przypadku konieczności wytwarzania jednej częstotliwości o wielkiej stałości stosuje się generatory kwarcowe wyposażone w odpowiednio wyciętą płytkę kwarcową o właściwościach piezoelektrycznych. Generatory kwarcowe są stosowane przede wszystkim w nadajnikach radiofonicznych i radiokomunikacyjnych.

R.T.

CZY WIECIE, ZE...

- Przeprowadzona we Francji analiza trwałości użytkowanych odbiorników telewizyjnych wykazała, że użyteczny czas pracy 1/3 wszystkich odbiorników wynosi od 4 do 8 lat (po czym są wymieniane na nowe), połowy wszystkich odbiorników — średnio 10 lat, pozostałej reszty — 17 lat.
- Zjednoczenie Stacji Radiowych i Telewizyjnych uruchomiło w I kwartale br. nadajnik TV w Luboniu Wielkim, dzięki czemu nastąpiło zwiększenie zasięgu i poprawa jakości odbioru I programu TV w Rabce, Chabówce i na sąsiadującym terenie. Uruchomiono również nadajnik TV na Suchej Górze, umożliwiając mieszkańcom Krosna i sąsiednich terenów odbiór II programu TV. Ponadto polepszone zostało odbiór programów TV na obszarze Dolnego Śląska przez wyposażenie linii radiowej Katowice — Wrocław — Opole w nowoczesne urządzenia przesyłające I i II program TV o wysokich parametrach technicznych do nadajników na Śląsku.

M.W.



Rys. 2. Generator Hartleya

a — układ klasyczny — zasilanie szeregowe, b — obwód rezonansowy generatora w obwodzie bazy i emitera

Projektowanie przemiany częstotliwości w amatorskich urządzeniach nadawczo-odbiorczych SSB

Konstruktorzy nadajników i odbiorników dość często napotykają na trudności z doborem częstotliwości pośredniej w montowanych urządzeniach oraz z zaprojektowaniem przemiany częstotliwości. Jak wynika z otrzymanej przeze mnie korespondencji — dość dużą trudność, zwłaszcza mniej zaawansowanym, sprawia dobór takiej częstotliwości heterodyny, nadajnika, odbiornika lub transceivera, aby uzyskać wstępną emisję SSB właściwą dla danego pasma amatorskiego. Dostępna w tym zakresie literatura z reguły nie wyjaśnia problemu traktując go jako oczywisty, znany. Tymczasem musi on być brany pod uwagę już przy opracowywaniu założeń konstrukcyjnych dla przyszłego urządzenia. Celem niniejszego artykułu jest omówienie wspomnianego problemu i wyjaśnienie istniejących wątpliwości.

Dobór częstotliwości formowania sygnału SSB w torze nadajnika lub transceivera

Częstotliwość, na której formowany jest sygnał jednowstęgowy, musi spełniać następujące warunki:

— żadna z jej harmonicznych nie może się mieścić w pasmach amatorskich; między częstotliwością harmoniczną a krawędzią pasma powinien być zachowany odstęp min. około 1 MHz;

— musi być odpowiednio wysoka (zwłaszcza przy urządzeniu z pojedynczą przemianą) dla zapewnienia odpowiedniego tłumienia sygnałów lustrzanych;

— powinna wypadać z dala od pasm, w których pracują stacje radiofoniczne o dużej mocy. Spełnienie tego warunku jest wręcz niezbędne w transceiverze w związku z wykorzystaniem tej częstotliwości jako pośredniej przy odbiorze.

Po wnikliwej analizie widma częstotliwości staje się jasne, dlaczego firmy produkujące sprzęt amatorski preferują pewne częstotliwości. Zarówno popularna $F_w = 5100$ jak i 9000 kHz spełniają powyższe wymagania. Stosowanie tej czy innej częstotliwości nie jest ograniczone żadnymi przepisami, a w warunkach amatorskich konstruktor nie ma wyboru, gdyż posiada rezonatory kwarcowe lub gotowy filtr na inną częstość niezbyt optymalną częstotliwość.

Tak więc uformowanie sygnału SSB możliwe jest na każdej częstotliwości, lecz nie każda częstotliwość formowania zapewni prawidłowy prze-

bieg mieszania w każdym z pasm amatorskich.

Przykład 1

Częstotliwość formowania $F_w = 4730$ kHz uniemożliwia uzyskanie sygnału SSB w pasmie 14 MHz, gdyż trzecia harmoniczna wypada w pasmie $3 F_w = 14190$ kHz.

Przykład 2

Częstotliwość $F_w = 5337$ kHz nie daje możliwości uzyskania emisji SSB w pasmie 21 MHz, gdyż $4 F_w = 21348$ kHz.

Oba te przykłady dotyczą oczywiście układów z pojedynczą przemianą. Natomiast uzyskanie emisji w pasmach 3,5 i 7 MHz (a w przykładzie 2 również 14 MHz) jest w pełni możliwe.

Wpływ mieszania na wstęgę sygnału SSB

Międzynarodowa konwencja ustala dla każdego pasma amatorskiego KF wstęgę boczną sygnału SSB:

- 3,5 MHz — wstęga dolna
- 7 MHz — wstęga dolna
- 14 MHz — wstęga górna
- 21 MHz — wstęga górna
- 28 MHz — wstęga górna.

Rozważania, do których przejdziemy, odnoszą się do grupy urządzeń, w których uformowany sygnał SSB zostaje poddany mieszaniu z sygnałem generatora VFO w celu uzyskania emisji na żądanej częstotliwości.

Zjawiska tworzenia się nowej częstotliwości w procesie mieszania

można przedstawić prostymi zależnościami algebraicznymi: przy nadawaniu

$$F_w + F_H = |F_R| \quad (1)$$

przy odbiorze

$$F_R + F_H = |F_P| \quad (2)$$

w których:

F_R — częstotliwość sygnału radiowego,

F_H — częstotliwość heterodyny,

F_P — częstotliwość pośrednia,

F_w — częstotliwość formowania sygnału SSB.

Jako ogólną zasadę można przyjąć, że w przypadku gdy w zależności (1) i (2) wartość częstotliwości F_R lub F_w występuje ze znakiem ujemnym, następuje odwrócenie wstęgi sygnału wynikowego. Gdy częstotliwości te występują ze znakiem dodatnim, wstęga pozostaje bez zmiany.

Przykład 1

Do mieszacza odbioru doprowadzono dwa sygnały $F_R = 3700$ kHz o wstędze dolnej i $F_H = 8800$ kHz. Zgodnie z zależnością (2) otrzymujemy:

$$8800 - 3700 = 5100 \text{ (kHz)}$$

Sygnał SSB o częstotliwości pośredniej $F_P = 5100$ kHz będzie miał wstęgę górną, gdyż F_R występuje w zależności ze znakiem ujemnym.

Przykład 2

W celu uzyskania sygnału SSB na $F_R = 3700$ kHz doprowadzono do mieszacza nadawania $F_w = 5100$ kHz o wstędze górnej oraz $F_H = 8800$ kHz.

Zgodnie z zależnością (2) otrzymujemy:

$$8800 - 5100 = 3700 \text{ kHz}$$

Wstęga ulega odwróceniu na dolną zgodną z wymaganiami konwencji.

Podane przykłady obrazują zjawiska zachodzące w urządzeniu nadawczo-odbiorczym, a więc w transceiverze wykorzystującym ten sam filtr kwarcowy oraz generator wiodący przy odbiorze i nadawaniu oraz generującą przy odbiorze i nadawaniu na tej samej częstotliwości heterodynę (VFO).

Przykład 3

$F_W = 5100$ kHz (wstęga górna)
 $F_H = 9200$ kHz

$$9200 + 5100 = 14300 \text{ kHz}$$

Wstęga nie ulega odwróceniu, efekt mieszania jest poprawny, gdyż w pasmie 14 MHz obowiązuje wstęga górna.

Przykład 4

$F_R = 21300$ kHz (wstęga górna)
 $F_H = 12300$ kHz

$$21300 - 12300 = 9000 \text{ kHz}$$

Sygnał F_P będzie zawierał wstęgę górną, gdyż F_R występuje ze znakiem dodatnim.

W przytoczonych przykładach świadomie operowano zawsze wstęgą górną dla F_P i F_W , aby unocznici czytelnikowi możliwość uzyskania poprawnych efektów mieszania zarówno przy odbiorze jak i nadawaniu na każdym z pasm przy użyciu tylko jednego rezonatora kwarcowego w stopniu generatora wiodącego — BFO. Przy konstruowaniu transceivera w warunkach amatorskich rozwiązanie takie ma ogromną zaletę, można bowiem uniknąć przełączania rezonatorów upraszczać układ.

W przykładach rezonator generatora wiodącego — BFO zestrojony jest poniżej pasma przenoszenia filtru kwarcowego co sprawia, że zespół filtr-generator wiodący odtwarza zarówno przy nadawaniu jak i odbiorze wstęgę górną.

Plan przemiany częstotliwości

Na podstawie podanych zasad należy przed przystąpieniem do konstruowania urządzenia opracować tzw. „plan przemiany”. Pozwoli to określić częstotliwości robocze generatora heterodyny — VFO. W ta-

Tablica 1

F_R [MHz]	$F_P = F_W$ [MHz]	F_H [MHz]	Nadawanie [MHz]	Odbiór [MHz]
3,7	5,1 USB	8,8	8,8 - 5,1 USB = 3700 LSB	8,8 - 3,7 LSB = 5,1 USB
7,1	5,1 USB	12,2	12,2 - 5,1 USB = 7,1 LSB	12,2 - 7,1 LSB = 5,1 USB
14,3	5,1 USB	9,2	9,2 + 5,1 USB = 14,3 USB	14,3 USB - 9,2 = 5,1 USB
21,3	5,1 USB	16,2	16,2 + 5,1 USB = 21,3 USB	21,3 USB - 16,2 = 5,1 USB
29,5	5,1 USB	24,4	24,4 + 5,1 USB = 29,5 USB	29,5 USB - 24,4 = 5,1 USB

Tablica 2

F_R [MHz]	$F_P = F_W$ [MHz]	F_H [MHz]	Nadawanie [MHz]	Odbiór [MHz]
3,7	9,0 USB	12,7	12,7 - 9 USB = 3,7 LSB	12,7 - 3,7 LSB = 9,0 USB
7,1	9,0 USB	16,1	16,1 - 9 USB = 7,1 LSB	16,1 - 7,1 LSB = 9,0 USB
14,3	9,0 USB	5,3	5,3 + 9 USB = 14,3 USB	14,3 USB - 5,3 = 9,0 USB
21,3	9,0 USB	12,3	12,3 + 9 USB = 21,3 USB	21,3 USB - 12,3 = 9,0 USB
29,5	9,0 USB	20,5	20,5 + 9 USB = 29,5 USB	29,5 USB - 20,5 = 9,0 USB

blicach 1 i 2 przedstawiono przykładowe rozwiązanie planu przemiany dla $F_P = F_W = 5100$ kHz (tablica 1) oraz $F_P = F_W = 9000$ kHz (tablica 2).

W celu uproszczenia przyjęto dla rozważań tylko jedną częstotliwość generatora VFO. W tablicach posłużono się przy wartościach częstotliwości sygnału SSB znacznikami LSB i USB. Należy przypomnieć, że skróty te oznaczają: LSB (Lower

stawiony, że trzeba odwracać wstęgę w torze formowania sygnału) lub chęcią zwiększania uniwersalności urządzenia.

W popularnej wśród naszych krótkofalowców konstrukcji transceivera SP5WW opisaną w „RiK” nr 1, 2/1969 r. konieczność przełączania rezonatora w pasmie 3,5 MHz wynika z zastosowania wspólnych dla

Tablica 3

F_R	$F_P = F_W$	F_H	Nadawanie	Odbiór
3,7	9,0 LSB	5,3	9,0 LSB - 5,3 = 3,7 LSB	5,3 + 3,7 LSB = 9,0 LSB

Side Band) — dolna wstęga boczna, USB (Upper Side Band) — górna wstęga boczna.

Trzeba wspomnieć, że prawie wszystkie fabryczne urządzenia radionadawcze SSB mają dwa rezonatory w generatorze wiodącym i możliwość ich przełączania. Takie rozwiązanie podyktowane jest koniecznością (plan mieszania jest tak u-

3,5 MHz i 14 MHz obwodów heterodyny VFO.

Tablica 3 przedstawia przebieg mieszania w pasmie 3,5 MHz w omawianej konstrukcji i stanowi uzupełnienie tablicy 2.

Stosując tylko jeden rezonator w generatorze wiodącym — należy zastosować plan przemiany jak w tablicy 2.

UWAGA CZYTELNICY!

Przypominamy, że prenumeratę na rok 1977 należy zgłaszać najpóźniej do 25 listopada br.

ZASILACZ STABILIZOWANY DO MINIKALKULATORA

Prawie wszystkie przenośne urządzenia elektroniczne zasilane z baterii (zwłaszcza miniaturowych) i wykorzystywane jako stacjonarne stają się nieekonomiczne ze względu na brak możliwości zasilania ich z sieci prądu zmiennego. Szczególnie ostro problem ten występuje w czasie eksploatacji minikalkulatorów elektronicznych z reguły zasilanych z baterii 9 V typu 6F22 lub ogniw R6. Przykładowo — minikalkulator czterodziałaniowy, drugiej generacji ośmiocyfrowy, ze wskaźnikami typu LED zasilany napięciem 9 V pobiera prąd 35 mA, gdy świeci się jedna cyfra, natomiast przy wyświetlaniu wszystkich cyfr (ośmiu ósemek) pobór prądu wzrasta do 65 mA. W tym przypadku krajowa bateria 6F22 nie wystarcza nawet na godzinę pracy kalkulatora. Celowe, a nawet konieczne, staje się więc wykonanie stabilizowanego zasilacza sieciowego.

A oto opis takiego dla przykładu zasilacza. Został on zaprojektowany i wykonany z myślą o zastosowaniu do zasilania kalkulatora TASIM 802.

Ze względu jednak na prosty układ i dobre parametry elektryczne może być wykorzystany również do zasilania innych urządzeń bateryjnych o poborze prądu nie przekraczającym 100 mA.

Dane techniczne zasilacza

Stabilizowane napięcie wyjściowe:
 $U_{wy} = 9 \text{ V}$

Prąd zwarcia: $I_{zw} = 115 \text{ mA}$
Rezystancja wyjściowa dla $I_{obc} = 0 \div 90 \text{ mA}$: $r_{wy} = 0,34 \Omega$

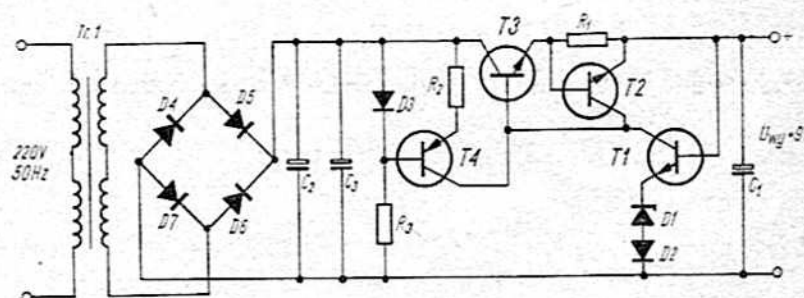
Współczynnik stabilizacji od zmian napięcia sieci:

$$K = \frac{\Delta U_{sieci} \cdot U_{wy}}{U_{sieci} \cdot \Delta U_{wy}} K = 408$$

Maksymalne międzyszczytowe napięcie tętnień (dla $I_{obc} = 100 \text{ mA}$):
 $U_{tpp} = 4 \text{ mV}$.

Zasada działania układu stabilizatora

Układ zasilacza (rys. 1) obejmuje: — transformator sieciowy z prostownikiem i filtrem pojemnościowym,



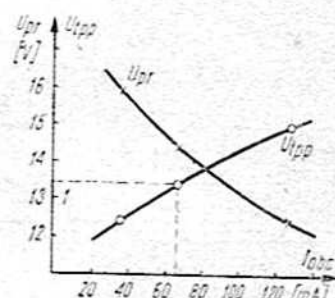
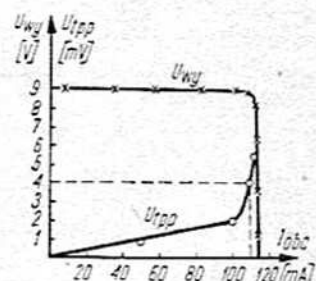
Rys. 1. Schemat ideowy zasilacza stabilizowanego

- szeregowy kompensacyjny stabilizator napięcia:
- a) źródło napięcia odniesienia, układ próbkujący i wzmacniacz błędów (T1, D1, D2),
- b) tranzystor szeregowy (T3),
- c) źródło prądowe (T4, D3, R2, R3),
- d) układ ograniczania prądu (T2, R1).

Wszelkie zmiany napięcia wyjściowego doprowadzane bezpośrednio do bazy T1 zmieniają rezystancję złącza kolektor-emiter tranzystora T1. Zmienia się więc rozpył prądu ze źródła prądowego. Na przykład, jeśli U_{wy} zmniejsza, tranzystor T1 zwiększa rezystancję kolektor-emiter, jego prąd kolektora zmniejsza się — zwiększając tym samym prąd bazy tranzystora T3. Zmniejsza się więc rezystancja kolektor-emiter tranzystora T3 i malejące napięcie U_{KE} (T3) kompensuje zmianę napięcia na wyjściu.

W przypadku, gdy prąd pobierany przekracza 100 mA, spadek napięcia na rezystorze R_1 powoduje odcięcie tranzystora T2. Dalszy wzrost prądu powoduje nasycenie T2, wobec czego prąd ze źródła prądowego popłynie częściowo do bazy T3, aby utrzymać przepływ prądu kolektora tego tranzystora, natomiast reszta prądu popłynie przez T2 i obciążenie.

O jakości pracy stabilizatora można sądzić porównując napięcie średnie oraz międzyszczytową wartość napięcia tętnień na wejściu i wyjściu stabilizatora (rys. 2 i 3).

Rys. 2. Napięcie średnie i napięcie tętnień na wyjściu prostownika (U_{tp} w mV)

Rys. 3. Napięcie średnie i napięcie tętnień na wyjściu stabilizatora

Wykaz elementów

Tranzystory

T1, T2 — BF520VI
T3 — BD254
T4 — BC177

Diody

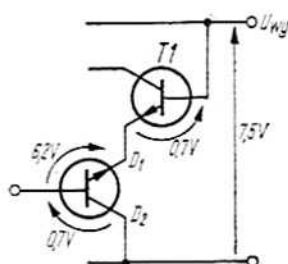
D1 — BZP611CTV5
D2 — BAY55
D3 — BAP815
D4÷D7 — BYP401—50

Oporniki

R₁ — 6 Ω drutowy
R₂ — 130 Ω MLT 0,25 W
R₃ — 2 kΩ MLT 0,25 W

Kondensatory

C₁ — 50 μF/12 V
C₂, C₃ — 100 μF/25 V



Rys. 4. Modyfikacja źródła napięcia odniesienia

Inne

Tr1 — transformator TS3/3/676

Uwagi

1. Jeżeli do zasilania kalkulatora wymagane jest napięcie mniejsze niż 9 V, wystarczy zmienić stabili-

stor D1 i diodę D2 na stabilistor o napięciu przebicia $U_z = U_{wy} - U_{BE} = U_{wy} - 0,7$. Szczególnie dla $U_{wy} = 7,5$ V można zastosować dowolny tranzystor krzemowy małej mocy wykorzystując przebiecie złącza baza-emiter (napięcie przebicia około 6,2 V) i przewodzenie złącza kolektor-baza (rys. 4).

2. Ze względu na duży współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora T3 (> 200) wahania prądu emitera tranzystora T1 przy zmianach obciążenia są bardzo małe. Wobec tego nie jest konieczne stosowanie rezystora ustalającego minimalny prąd diody D1.

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

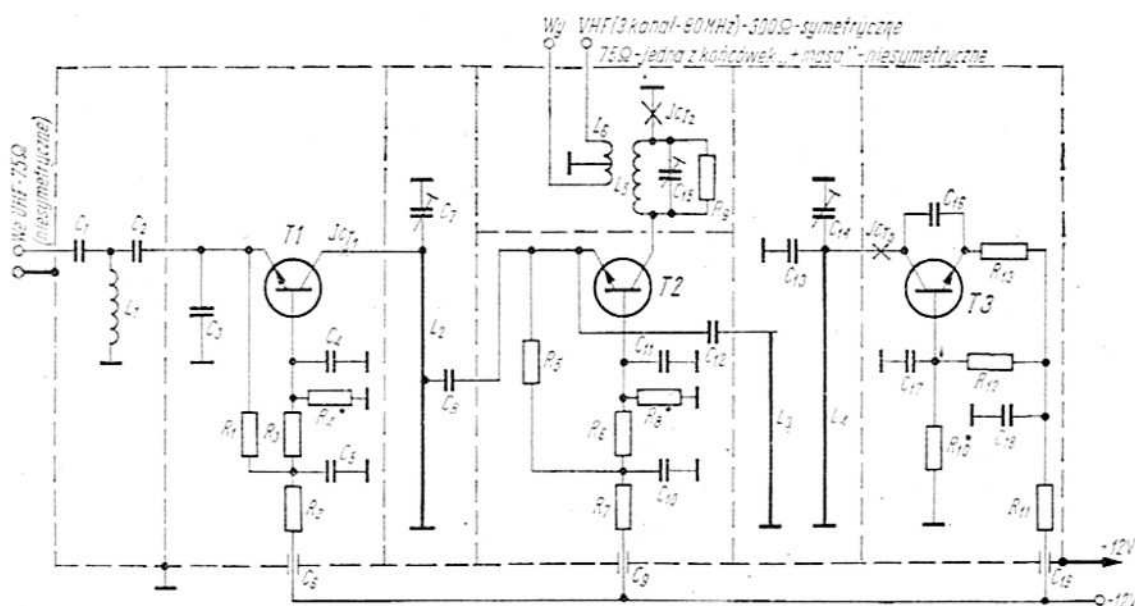
Konwerter do odbioru programów TV nadawanych w IV i V pasmie

Obecnie drugi program TV emitowany jest na falach decymetrowych przez szereg ośrodków, ale sytuacja nadal nie jest zbyt korzystna. Przez długi jeszcze czas większość odbiorców będzie dysponować odbiornikami starszych typów, nie przystosowanymi do odbioru w IV i V pasmie.

Jedynym wyjściem dla nich (nie bierzemy tu pod uwagę zamiaru kupowania nowego telewizora tylko dlatego, aby odbierać drugi program!) jest zastosowanie konwerterów. Nie stanowiłoby to problemu, gdyby były one dostępne w sprzedaży i stosunkowo tanie. Rzeczywistość wygląda jednak inaczej.

Konwertery są trudno dostępne, a koszt ich kształtuje się w granicach 800—1000 zł. Wyjściem z tej sytuacji jest więc samodzielny montaż przystawki umożliwiającej odbiór drugiego programu.

Publikacje zawierające opis (na tyle dokładny, aby umożliwił odwzorowanie) odpowiedniego układu są na ogół niedostępne, natomiast opisany w nrze 8/1973 miesięcznika układ wykazuje szereg wad ograniczających w istotny sposób jego parametry.



Rys. 1. Schemat ideowy konwertera

W tym konwerterze zastosowano trudno osiągalne tranzystory (co tłumaczy brakiem odpowiedników produkcji krajowej w czasie opracowywania układu) oraz montaż na obwodach drukowanych. Ta ostatnia wada jest szczególnie istotna, ponieważ osiągalne laminaty nie nadają się do pracy na częstotliwościach UHF.

Względy te skłoniły mnie do opracowania układu opartego na łatwo dostępnych elementach produkcji krajowej oraz charakteryzującego się możliwie dobrymi parametrami. O osiągniętych efektach może świadczyć fakt, że konwerter ten służy do odbioru programu drugiego emitowanego w kanale 25 z odległości około 130 km, a uzyskane wyniki (wizja i fonia) są stosunkowo dobre.

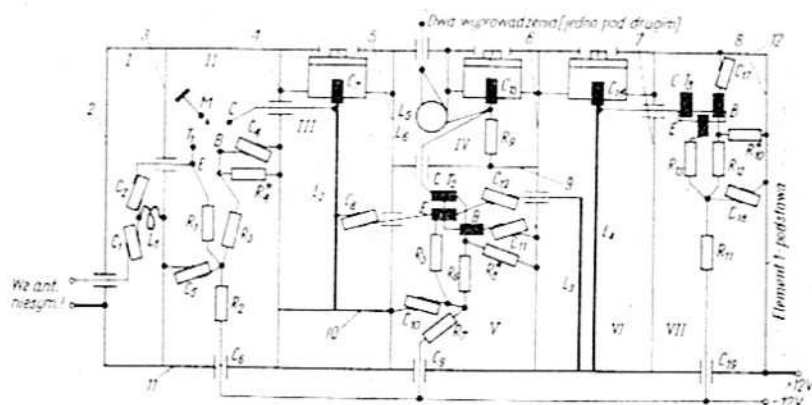
Układ elektryczny

Konwerter, którego schemat przedstawiono na rys. 1, zawiera trzy tranzystory. Pierwszy z nich (T1) pracuje w układzie wstępnego wzmacniacza w.c.z. w konfiguracji wspólnej bazy. Sygnał wejściowy UHF doprowadzony jest przez filtr górnoprzepustowy C_1, L_1, C_2 do emitera, natomiast w obwodzie kolektora znajduje się obwód rezonansowy L_2, C_3 , z którego odczepu sterowany jest „mieszacz” z tranzystorem T2.

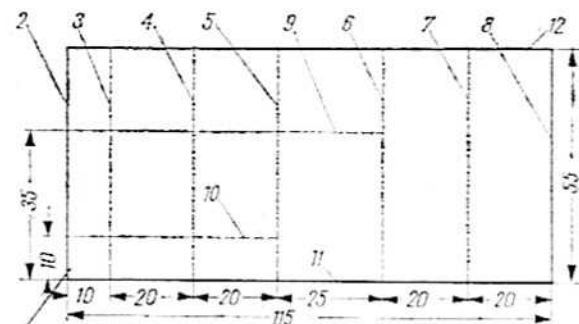
Punkt pracy tranzystora T1 dobieramy opornikiem R^* ; tak, aby prąd kolektora miał wartość około 4 mA. W przypadku, gdy β tranzystora przekracza 50, wzmacniacz może się wzbudzić. Przeciwdziałamy temu stosując kondensator C_4 ($3-5,1$ pF).

Najlepszym typem tranzystora przeznaczanego do pracy we wzmacniaczu jest BF180. Spośród krajowych tranzystorów przeznaczonych do pracy w zakresie UHF jego współczynnik szumów jest najmniejszy. Tranzystor T2 pracuje jako wzmacniacz i mieszacz. Sygnały z heterodyny i ze wzmacniacza doprowadzane są odpowiednio przez kondensatory C_{12} i C_5 do emitera, natomiast w obwodzie kolektora znajduje się obwód wyjściowy C_{15}, L_3, L_4 dostrojony do 1, 2 lub 3 kanału TV. Punkt pracy tranzystora T2 ustalamy opornikiem R^* ; tak, aby prąd kolektora wynosił około 3 mA.

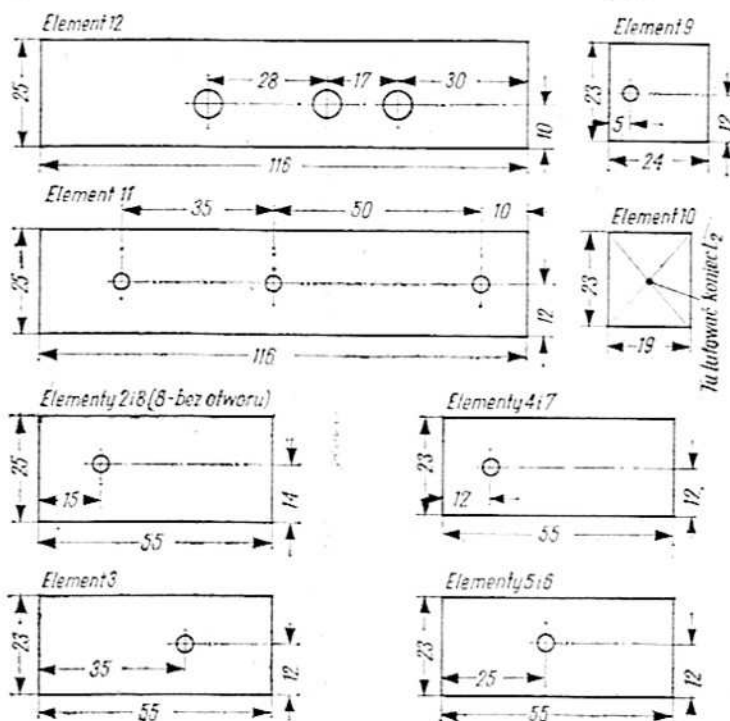
Jako T2 można stosować następujące tranzystory: BF196, BF197, BF219, BF215, nawet BF194, BF195. Najlepsze wyniki osiągnięto stosując BF196 lub BF197. Można rów-



Rys. 2. Rozmieszczenie elementów w obudowie
I-VII - numer danego segmentu, 1-12 - numery elementów obudowy



Element 1 - (podstawa) wraz z zaznaczonymi (liniami przerywanymi) miejscami wlotowania pozostałych elementów. Materiał - laminat miedziowany (strona metalizowana) do wnętrza obudowy, grubość ok. 2 mm.



Rys. 3. Elementy składowe obudowy

Wszystkie otwory (oprócz $3 \times \varnothing 6$ w elemencie 12) mają $\varnothing 4$; elementy 11 i 12 narysowano tak, jak się je widzi od wnętrza obudowy, elementy 2-8 - widok od strony „We”, elementy 9 i 10 - widok od strony elementu 12. Każdy element jest lutowany do podstawy krawędzią dolną (krawędź dolna elementu odpowiada krawędzi dolnej jego rysunku).

niez jako T2 zastosować BF180- $\div$ -BF183.

W układzie oscylatora pracuje tranzystor T3. Jest to typowy układ ge-

neratora ze sprzężeniem pojemnościowym kolektor-emiter oraz z obwodem rezonansowym L_4, C_{14} w ko-

(Dc. na III str. okładki)



WYNIKI MIĘDZYNARODOWYCH ZAWODÓW RUMUŃSKICH 1975 R.

Wyniki międzynarodowych zawodów organizowanych w 1975 r. przez krótkofalowców rumuńskich pn. „International Short Wave Championship of Romania” nie zasługiwałyby może na większą uwagę, gdyż nie pewna okoliczność, na ujawnienie której zdecydowali się ich organizatorzy. Otóż w dotychczas publikowanych wynikach różnego rodzaju zawodów międzynarodowych stosowany był szablon, polegający na wymienianiu znaków stacji, które nadesłały dzienniki po terminie lub nadesłały je tylko do kontroli (tzw. check logs), oczywiście niezależnie od znaków stacji, których udział został sklasyfikowany.

Nowość w podanych ostatnio do publicznej wiadomości wynikach międzynarodowych zawodów rumuńskich w 1975 r. polega na tym, że wykazane zostały również znaki tych wszystkich stacji, które zupełnie nie nadesłały dzienników, a więc z jednej strony naruszyły podstawowy kanon etyki krótkofalarskiej, z drugiej zaś strony utrudniły pracę komisji sędziowskiej oraz pozbawiły wielu setek tysięcy cennych punktów zawodników, którzy dopełnili warunków zawodów.

Sprawa rażącego niekiedy zaniedbywania się w wysyłaniu dzienników za zawody międzynarodowe (krajowe w mniejszym stopniu, gdyż ich organizatorzy przyjęli już dawniej dobry zwyczaj piętnowania stacji, które logów nie nadesłały) stała się w ostatnich latach na tyle symptomatyczna, że urosła do rangi problemu.

Ale podajemy najpierw wyniki uzyskane przez sklasyfikowane stacje polskie:

SOB 7 MHz

- | | |
|-----------|-------------|
| 1. SP6HR | — 9,048 pkt |
| 2. SP6MJ | — 7,380 pkt |
| 3. SP9BRP | — 1,152 pkt |

SOB 14 MHz

- | | |
|-------------|-------------|
| 1. SP5AWV/5 | — 9,570 pkt |
| 2. SP9CTW | — 5,778 pkt |
| 3. SP2DGH/2 | — 4,040 pkt |
| 4. SP6BPY | — 3,382 pkt |
| 5. SP3IGB | — 2,280 pkt |
| 6. SP2GUB | — 1,512 pkt |
| 7. SP7EJS | — 660 pkt |
| 8. SP9AVZ | — 528 pkt |

SOB 21 MHz

- | | |
|----------|-----------|
| 1. SP6UK | — 294 pkt |
|----------|-----------|

SOB 28 MHz

- | | |
|-----------|----------|
| 1. SP9CAV | — 54 pkt |
|-----------|----------|

Zwraca uwagę fakt, że w paśmie 3,5 MHz nie startowała ani jedna indywidualna stacja polska. Natomiast wyniki stacji z wieloma operatorami przedstawiają się następująco:

MOSB 3,5 MHz

- | | |
|-------------|-------------|
| 1. SP1PGM | — 5,616 pkt |
| 2. SP9ZDN/9 | — 1,512 pkt |

Na pozostałych pasmach w konkurencjach jednopasmowych nie startowały w zawodach jakiegokolwiek polskie stacje klubowe. A szkoda,

gdyż-byla okazja zdobycia efektywnych dyplomów, których w wielu pomieszczeniach klubowych nie ma za dużo.

MOMB

- | | |
|-------------|--------------|
| 1. SP2ZHB/2 | — 72,297 pkt |
| 2. SP9KRT | — 54,668 pkt |
| 3. SP2KLS | — 49,056 pkt |

Dzienników za zawody nie nadesłało aż 18 stacji polskich. Oszczędzimy im wstyd. Dlatego nie podajemy znaków, ale znajduję się tu wielu contestantów.

Rekord w dziedzinie zaniedbania obowiązku wysłania logów przypadł tym razem Stanom Zjednoczonym AP na równi z RFN. Zaledwie 4 stacje z USA przysłały logi, dalsze dwie logi do kontroli, natomiast wcale logów nie przysłało aż 170 stacji. Podobnie z RFN zaledwie 7 stacji zostało sklasyfikowanych, pozostałe 132 stacje nie nadesłały logów wcale.

Analiza liczb krajów, których krótkofalowcy brali udział w zawodach, ale następnie nie nadesłali logów (pozbawiając w ten sposób odpowiednio wysokiego mnożnika sklasyfikowanym zawodnikom) przyniosła rzecz równie zaskakującą, co przykrą. Z mnożnika tego wypadły kraje takie jak: Argentyna, Kuwejt, Peru, Wenezuela, Wyspy Desroches, Bermudy, Kostaryka, Grecja, Turcja, Norwegia, Egipt, Wyspy Owcz, Liban, Wyspy Alandzkie, Hawaje, Iran, Reunion, Korsyka i Urugwaj.

Z faktów tych należy wyciągnąć właściwe wnioski. Jeżeli nadawca decyduje się na udział w zawodach i w trakcie QSO podaje grupę kontrolną, wówczas musi się liczyć z możliwością umieszczenia jego znaku w oficjalnym werdykcie komisji zawodów, choćby nawet przeprowadził parę łączności. Dlatego własna decyzja musi tu być jednoznaczna: albo bierzemy udział w zawodach i dla obowiązku wysłania logu bez znaczenia jest sprawa ilości przeprowadzonych QSO, albo też w zawodach udziału nie bierzemy i wyraźnie to oświadczamy zgłaszającemu się zawodnikowi w postaci lapidarnego „hr nat in contest”.

Zawody zarówno krajowe, jak i międzynarodowe stanowią rodzaj rozrywki sportowej, w której obowiązują zasady fair play. Naruszenie tych zasad szkodzi dobremu imieniu polskiego krótkofalarstwa i o tym nie wolno nam zapomnieć.

SP6HR

NA PASMACH

• Utrzymując się dobre warunki DX-owe w paśmie 7 MHz w godzinach nocnych i rannych powodują, że ostatnio stała się ona jednym z najbardziej popularnych pasm DX-owych. Sprzyja temu utrzymujące się nadal minimum plam słonecznych, stwarzające dogodną propagację DX-ów pasm niższych. W godzinach nocnych w paśmie 7 MHz można usłyszeć szereg interesujących stacji DX-owych, zwłaszcza z obszaru Morza Karaibskiego. Niekiedy warunki propagacyjne umożliwiają nawiązanie łączności z dalej położoną Argentyną czy Chile. Przy okazji warto wiedzieć, że Argentyna podzielona jest na okręgi wywoławcze oznaczone literowo, a nie cyfrowo, jak to niektórzy błędnie sądzą. Największe skupisko krótkofalowców znajduje się w okręgu stołecznym Buenos Aires oznaczonym literami A, B i C (np. LU1AA czy LU8BAJ). Dużymi ośrodkami życia krótkofalarskiego są też miasta Cordoba i Rosario. Natomiast do prawdziwych rarytasów DX-owych należą stacje amatorskie nadające z Południowej części Argentyny, tzw. Patagonii oznaczonej literą X.

• W tegorocznych ogólnokrajowych zawodach lubelskich, jakie dla uczczenia każdorazowej rocznicy Manifestu Lipcowego odbywają się

w dniu 22 lipca, wzięło udział blisko 200 stacji reprezentujących wszystkie okręgi wywoławcze PRL. Przy okazji warto przypomnieć, że w dniu 10 sierpnia 1944 r. z wagonu kolejowego znajdującego się na dworcu kolejowym w Lublinie rozpoczęła pracę radiostacja Polskiego Radia nazwana „Pszczółką”, a pierwszą jej audycją było nadanie tekstu Manifestu Lipcowego. Tekst ten wygłosił lublinianin T. Chabros, zmarły zaledwie przed paru tygodniami. Warto też wiedzieć, że już w listopadzie 1944 r. PKWN dekretem państwowym powołał w Lublinie przedsiębiorstwo państwowe „Polskie Radio”. Dziś jego miejsce zajęł Komitet do spraw Radia i Telewizji.

● Z Montserratu aktywnie pracuje ostatnio stacja VP2MEE op. Jack słysząca zarówno na foni SSB, jak i telegrafii w pasmach 3,5, 7 oraz 14 MHz. Prosi o karty QSL na Box 423, St. Kitts, Montserrat.

● Martynika nie należy do wysp często reprezentowanych na pasmach amatorskich, dlatego też radzimy zwrócić uwagę na dobrze u nas słyszana, zwłaszcza w pasmie 7 MHz na telegrafii stację FM7AV. Wyposażona ona jest w transceiver fabryczny FT 101 oraz antenę W3DZZ, a karty QSL należy wysłać via F6BFFH.

● Spore zainteresowanie wśród krótkofalowców wzbudził rejs bułgarskiego małżeństwa krótkofalców Julii i Doncho Papazov na malej łodzi po Oceanie Spokojnym. Wypłynęli oni z Peru z zamiarem dotarcia do Australii, a celem ich wyprawy są badania naukowe zmierzające do stwierdzenia granicy ludzkich możliwości w zakresie odżywiania się wyłącznie morskim planktonem. Posiadają oni na pokładzie 40-watowy transceiver i antenę o długości zaledwie 4 metrów, przy czym pracują głównie na SSB pod nader interesującym znakiem LZOP/mm. W godzinach 17.00 do 18.00 naszego czasu w pobliżu 14 350 kHz mają oni umówione łączności z krótkofalcami bułgarskimi, jednak odbiór ich słabych sygnałów natrafia na poważne trudności.

● Czas według GMT podają krótkofalowiec całego świata. Nie wszyscy jednak wiedzą, że upłynęło właśnie 300 lat od założenia Obserwatorium Astronomicznego w Greenwich, jednego z najstarszych obserwatoriów astronomicznych świata. Obecnie obserwatorium nie mieści się już w Greenwich, lecz w łączącym 500 lat z zamkiem Herstmonceau w odległości 96 km od Londynu. Mieszczą się tam nowoczesne laboratoria oraz 10 ogromnych teleskopów. W 1844 r. przyjęto południk przechodzący przez Greenwich za zerowy i stąd jego czas strefowy uznany został za czas uniwersalny, tzw. GMT.

● Od czasu do czasu, najczęściej jednak w okresie letnim, możemy usłyszeć na pasmach amatorskich stację nadającą pod znakiem USARTEK. Jest to stacja klubowa młodych radzieckich pionierów korzystających z wypoczynku w młodzieżowym zgrupowaniu Artek na Krymie. Stacja posiada główny nadajnik o mocy 200 watów i doskonale rozbudowane urządzenia antenowe. Warto wiedzieć, że w czasie tegorocznego lata młodzież Arteku przeprowadziła rozmowę radiową z kosmonautami Borysem Wołynowem i Witaliem Zolobowem przebywającymi na pokładzie stacji orbitalnej „Salut 5”. Kosmonauci odpowiadali na wiele zadanych im pytań, a także podzielili się wrażeniami z kolejnych okrążeń wokół Ziemi.

● Małe Monako może się poszczycić w dziedzinie krótkofalarstwa szczególnym rekordem. Jest ona jedynym w świecie krajem, w którym liczba licencji wydanych obcokrajowcom jest prawie dziesięć razy większa aniżeli dla własnych obywateli. Tym ostatnim wydano kilkadziesiąt licencji, przy czym posługują się oni znakiem narodowościowym 3A2. Istnieje tam zaledwie jedna czynna stacja klubowa pracująca pod znakiem 3A2MJC, a zlokalizowana na terenie Pałacu Młodzieży i Kultury. Natomiast obcokrajowcom wydano już ponad 200 licencji – począwszy od 3A0AAA. Wprowadzają się do regulacji licencje krótkoterminowe, wydawane przeważnie na okres urlopowego pobytu obcokrajowcy w Monako, jednak przydzielane znaki nie są już powtarzane w przyszłości. Takie znaki efemerydy żyją zaledwie parę tygodni i giną następnie w zapomnieniu. Ostatnio słyszana była na wyższych pasmach KF stacja 3A0HHM pracująca emisją SSB.

● 9X5PT i 9X5SP – to znaki najaktywniejszych obecnie nadawców z afrykańskiej Rwandy. Stacje te, wyraźnie rywalizujące ze sobą o prymat pierwszeństwa, możemy usłyszeć nie tylko na wyższych pasmach, ale w sprzyjających warunkach również na pasmach niższych. Doskonale urządzenia antenowe, jakimi obie te stacje dysponują, zapewniają ich dobrą na ogół słyszalność, mimo niezbyt dużych mocy nadajników. Karty QSL do 9X5SP należy wysłać na box 420 Kigali lub za pośrednictwem DL8OA.

● Imponujący jest dorobek naszego SP DX Klubu po 15 latach działalności. Liczba członków rzeczywistych, którymi mogą być tylko polscy nadawcy i to po spełnieniu nader trudnych warunków (m.in. konieczność wykazania się potwierdzonymi łącznościami z co najmniej 101 krajami świata) wynosi już 178. Oznacza to, że prawie co dwudziesty piąty polski nadawca jest członkiem SP DX Klubu. Natomiast członkostwo honorowe uzyskało 1156 nadawców i 159 nasłuchowców reprezentujących 100 krajów wszystkich kontynentów. Blisko połowa członków honorowych znajduje się w Związku Radzieckim, na drugim miejscu jest Niemiecka Republika Demokratyczna (135 czł.), zaś na trzecim Czechosłowacja (119 czł.).

● W maju br. odbyło się w jugoslawiańskim mieście Lubljana posiedzenie Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU, który Polskemu Związkowi Krótkofalowców powierzył organizację Mistrzostw Regionu I IARU w amatorskiej radiolokacji w 1978 r. Mistrzostwa te cieszą się coraz większą popularnością i praktycznie są Mistrzostwami Europy.

● Z Wysp Marshalla, poza klubową stacją KX6BU, nadają jeszcze stacje KX6GS, KX6JQ i KX6KW. Słyszane są od czasu do czasu na wyższych pasmach emisja SSB.

● Zdecydowana większość krótkofalowców peruwiańskich, a jest ich już parę tysięcy, zamieszkuje w stolicy kraju Limie. Korzystają oni ze znaków narodowościowych OA4 oraz OA5.

Tamtejsi nadawcy narzekają na potężny wzajemny QRM, często uniemożliwiający odbiór słabo na ogół słyszanych stacji europejskich. Z całego kraju, z sierry, selwy i costy, czyli gór, z dzungli i pustynnego wybrzeża trwa tam nadal exodus ludności, zwabionej atrakcjami życia wielkomiejskiego blisko czteromilionowej Limy. Inne regiony Peru nie wykazują wcale lub wręcz znikomą aktywność krótkofalarską z wyjątkiem jedynie Cuzco, dawnej stolicy państwa Inków (OA7). Jest tam czynnych parę stacji amatorskich, nie przejawiających większej działalności DX-owej, dlatego też znak OA7 jest prawdziwym rarytatem.

● W czerwcu br. nadawała z zabytkowego XIV-wiecznego ratusza (i zarazem muzeum) w Tarnowie okolicznościowa stacja pracująca pod znakiem SP0PZF. Praca tej stacji tematycznie związana była z obchodami „Dni Tarnowa”, urządzanymi co dwa lata. Warto dodać, że w Tarnowie powstał ostatnio Oddział Wojewódzki PZK, wykazujący bardzo dużą dynamikę rozwojową. W celu zapewnienia bieżącej informacji Oddział wprowadził stałe niedzielne skedy o godz. 9 na częstotliwości 3700 kHz (SP0PZF), a nadto przystąpił do wydawania własnego biuletynu dla członków pn. „Tarnowskie QTC”. Dobrze pracujące Biuro QSL, nawiązanie współpracy z innymi organizacjami społecznymi, starania o zwiększenie aktywności członków na pasmach amatorskich, pomoc dla młodych adeptów krótkofalarstwa – oto niektóre przejawy działalności nowopowstałego Oddziału PZK, ze wszechmiar godne pokłasku.

● Każdorazowe pojawienie się na pasmach amatorskich stacji pracującej pod niespotykanym dotychczas znakiem AJ3AA budzi zrozumiałe zainteresowanie. Jest ona tym większe, że stacja pracuje stylem żywo przypominającym typowe ekspedycje DX-owe, zaś jej operator odpowiada stacjom szwedzkim po szwedzku, radzieckim po rosyjsku, włoskim po włosku itd. Z tych powodów ilość stacji zgłaszających się AJ3AA jest zazwyczaj bardzo duża, a stąd i zrealizowanie łączności niezwykle utrudnione. Wielu zresztą przypuszcza, że jest to nowy kraj do DXCC. A tymczasem AJ3AA jest znakiem okolicznościowym popularnego nadawcy z Wysp Dziewiczych pracującego normalnie pod znakiem KV4AA. Dysponuje on fabrycznym nadajnikiem firmy DRAKE o mocy 1 kW i całą farmą doskonałych anten kierunkowych. Dick KV4AA był swego czasu redaktorem działu DX-owego w popularnym miesięczniku o tematyce krótkofalarskiej pn. „CQ Magazine” i znany jest z solidnej wysyłki kart QSL.

● Z wyspy Wake na Pacyfiku nadaje K7SAD/KW6 telegrafii i fonią SSB. Słyszany jest u nas na wyższych pasmach w dobrych warunkach propagacyjnych. Karty QSL należy wysłać na adres domowy K7SAD.

● Beacon DL0UB pracujący na 144 807 kHz podaje ostrzeżenie zarzowe w ramach tzw. „Europejskiego Systemu Ostrzeżenia Zarzowego” przez zmianę znaku z DL0UB na DL0UBA.

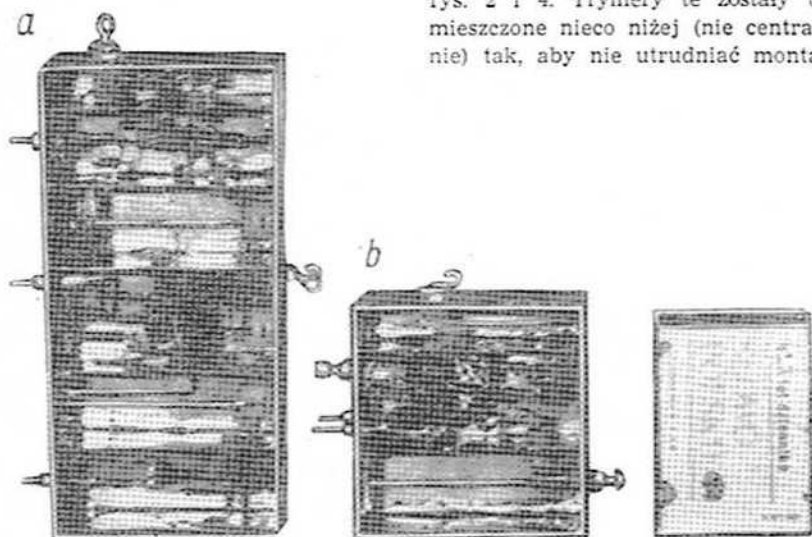
● Jak wynika z ogłoszonego ostatnio zestawienia całorocznego współzawodnictwa „Intercontest UKF 1975 r.” na pierwszym miejscu uplasowała się warszawska stacja SP5JC z 495 punktami, drugie miejsce zajęła stacja SP5AFI z 494 punktami i na trzecim SP6RT z 478 punktami. Gratulujemy!

SP8HR

lektorze. Zastosowana konfiguracja wspólnej bazy umożliwia pracę przy częstotliwości bliskiej maksymalnej częstotliwości generacji stosowanego tranzystora, co umożliwia zastosowanie jako T3 (oprócz BF180÷÷BF183) także BF196, BF197, a nawet dla mniejszych częstotliwości UHF — BF194 itp. Punkt pracy tranzystora T3 dobieramy tak, aby prąd kolektora wynosił około 1÷7 mA. W razie, gdyby układ nie generował, stosujemy kondensator C_{14} o pojemności 0,6÷5,1 pF.

Konstrukcja

Konwerter został zmontowany w obudowie wykonanej z blachy stalowej, cynkowanej o grubości 0,2 mm oraz laminatu miedziowanego. Rozmieszczenie elementów wewnątrz poszczególnych segmentów obudowy przedstawiono na rysunku 2, natomiast na rys. 3 podano wymiary poszczególnych elementów obudowy. Rysunek 4 przedstawia widok opisanego konwertera.



Rys. 4. Wygląd wnętrza obudowy konwertera (z lewej strony) i wersja mieszacza-oscylatora z jednym tranzystorem (z prawej strony)

Obudowa podzielona została na 7 segmentów. Pierwszy segment zawiera obwód wejściowy $C_1 L_1 C_2$. W drugim — umieszczony jest układ wzmacniacza z tranzystorem T1 (montażu dokonujemy „w powietrzu”). Trzeci segment zawiera obwód rezonansowy $C_7 L_2$. Czwarty — obwód wyjściowy $C_{13} L_3 L_4$. Mieszacz z tranzystorem T2 umieszczono w segmencie piątym. Segment szósty zawiera obwód rezonansowy ($C_{13} C_{14} L_4$) oscylatora oraz obwód sprzęgający L_2 . Układ oscylatora został zmontowany w segmencie ośmiątym — siódmym.

Połączenia między poszczególnymi segmentami oraz „wejście” i „wyjście” zostały wykonane za pomocą przepustów sporządzonych z wypełnienia kabla współosiowego i wciśniętych w otwory w poszczególnych elementach obudowy. Zasilanie ($-12 V$) jest doprowadzone do układu przez kondensatory przepustowego o pojemności $\geq 100 pF$.

Można je także wykonać we własnym zakresie z kondensatorów rurkowych mających jedną okładzinę wewnątrz rurki, a drugą — na zewnątrz. Plus zasilania ($+12 V$) został doprowadzony do obudowy konwertera — na „masę”.

Dokładniej należy omówić wykonanie obwodów rezonansowych $C_7 L_2$ oraz $C_{13} C_{14} L_4$. Indukcyjności L_2 i L_4 (w postaci odcinków przewodu) powinny być umieszczone możliwie centralnie (pośrodku) wewnątrz odpowiadających im segmentów.

Trymery C_7 i C_{14} lutujemy końcówkami bezpośrednio do elementów obudowy, jak to przedstawiono na rys. 2 i 4. Trymery te zostały umieszczone nieco niżej (nie centralnie) tak, aby nie utrudniać monta-

Uruchomienie

Po ustaleniu podanych punktów pracy układu sprawdzamy, czy oscylator pracuje. Dotykamy więc metalowym wkrętakiem „gorącego” punktu obwodu $C_{13} C_{14} L_4$ i wówczas powinien wystąpić spadek wartości prądu kolektora T3 o około 0,3÷0,4 mA. Jeżeli tego nie uzyskaliśmy, to włączamy kondensator C_{14} oraz zmieniamy punkt pracy tranzystora T3 dążąc do uzyskania jednakowego spadku prądu kolektora T3 w całym zakresie przestrajania trymerem C_{14} (przy dotykaniu „gorącego” punktu $C_{13} C_{14} L_4$). Następnie zamykamy obudowę i doprowadzamy sygnał z anteny do wejścia konwertera, a wyjście łączymy z odbiornikiem TV nastawianym na założony kanał (1, 2, 3). Przestrajając trymer C_{14} staramy się uzyskać odbiór, a gdy to się nie udaje, zmieniamy ustawienie trymera C_7 i powtarzamy przestrajanie C_{14} . Po uzyskaniu odbioru dostrajamy obwód wyjściowy konwertera (trymerem C_{13}) oraz głowicę telewizora.

Opisany konwerter jest prosty w wykonaniu, a jednocześnie zapewnia wyniki nie gorsze niż uzyskiwane przez układy fabryczne. W przypadku, gdy odległość od nadajnika jest rzędu kilkudziesięciu kilometrów, wystarczy zastosowanie wersji uproszczonej konwertera. Rezygnujemy w niej ze wzmacniacza (segment 2 i 3) i przyłączamy filtr górnoprzepustowy $C_1 L_1 C_2$ wprost do wejścia mieszacza. Oczywiście wymiary konwertera ulegną także redukcji.

Strojenie uproszczonej wersji jest prostsze, ponieważ nie zachodzi potrzeba dostrajania obwodu wzmacniacza. Wynika stąd wniosek, że dla ułatwienia strojenia należy najpierw wykonać wersję uproszczoną, a następnie po jej zestrojeniu, uzupełnić ją wzmacniaczem w.c.z.

Można sądzić, że jeszcze prostszy będzie układ mieszacza-oscylatora z jednym tranzystorem. Są to jednak mylące pozory. Układ taki (przedstawiony na rys. 4b) wykonany również przeze mnie, okazał się bardzo trudny do strojenia, a uzyskane efekty dość mierne.

Opisany konwerter, dzięki zastosowaniu krzemowych tranzystorów, okazał się w dużym stopniu odporny na zmiany temperatury otoczenia. Należy jedynie zadbać o odpowiednią stabilność napięcia zasilania,

gdyż jego zmiany powodują przesłanianie oscylatora. W praktyce — zasilenie z 8 ogniw baterii R6 starczy na stosunkowo długi okres eksploatacji. Można oczywiście stosować oddzielny, stabilizowany zasilacz lub zredukowane napięcie z telewizora (konieczna będzie wtedy dioda Zenera).

Wykaz elementów

Tranzystory

T1 — BF180 ($\beta = 30 \div 50$)
T2, T3 — BF196, BF197 itp. ($\beta = 80$)

Oporniki (wszystkie 0,125 W)

R₁, R₅, R₁₃ — 1 k Ω
R₂, R₇, R₁₁ — 100 $\div$ 300 Ω

R₃, R₆, R₁₂ — 2 $\div$ 3 k Ω
R₄ — dobrać (~ 6 k Ω)
R₈, R₁₀ — dobrać (~ 10 k Ω)
R₉ — 1,5 k Ω

Kondensatory

C₁, C₂, C₄, C₈ — 12 pF ceramiczne
C₃, C₁₂, C₁₈ — 5,1 pF ceramiczne
C₅, C₁₀, C₁₁, C₁₇, C₁₉ — 0,5 $\div$ 1,5 nF ceramiczne
C₆, C₉, C₁₉ — przepusty 100 pF lub wg opisu
C₇, C₁₄, C₁₅ — trymer ceram., tale-
rzykowy 3 $\div$ 10 pF
C₁₃ — najczęściej zbędny, można go
pominąć, zależy to od montażu i
trymera
C₁₆ — 0,6 $\div$ 5,1 pF

Cewki

L₁ — 3 zw. CuAg 0,5 lub DNE 0,5
na $\varnothing 3 \times 3$ mm
L₂ — 35 mm CuAg 1,5 — odczep w
połowie długości drutu
L₃ — 30 mm CuAg 1,0 $\div$ 1,5 — w od-
ległości 2 mm od L₄
L₄ — 45 mm CuAg 1,5
L₅ — 14 zw. DNE 0,3 $\div$ 0,4 nawinięta
ciasno na $\varnothing 5$
L₆ — 2 $\times$ 2 zwoje jw. (odczep na
masę) w odległości 2 mm od L₅ (na
jej osi)

Inne

Jako gniazda „We” i „Wy” można
zastosować przepusty szklane lub
wykonane samodzielnie z wypełnie-
nia kabla współosiowego i umocno-
wane na wcisk w otworach obu-
dowy.

Grzegorz Beuth

OGŁOSZENIA

WZMACNIACZE 50 VA oraz 100 VA (sinus.) z czterokanałowy-
mi mikserami, przystosowane do współpracy z magnetofo-
nową kamerą pogłosową.

MUZYCZNE ZESTAWY ELEKTROAKUSTYCZNE 75 VA trój-
wejściowe oraz 35 VA dwuwejściowe — będące skojarzeniem
wzmacniacza tranzystorowego (tranzystory krzemowe) z ze-
spółem głośnikowym we wspólnej obudowie. Suwakowe regu-
latory wzmocnienia, korektory bas, sopran. Jako wyposażenie
dodatkowe: trójkolorowy żarówkowy wskaźnik wysterowania,
wibrator, fuzz, wash-wash. Specjalne wykonanie do gitary
basowej.

MIKSERY: studyjny 6-kanałowy z kanałem sumy, „standard”
4-kanałowy, wykonane na tranzystorach krzemowych, suwa-
kowe regulatory wzmocnienia, wychyłowy wskaźnik wysterowa-

wania. Czulość wejść: 3 do 300 mV, napięcie wyjściowe 0,3;
1; 1,5 V (do uzgodnienia z zamawiającym).

MIKROFON BEZPRZEWODOWY

MIKROFONOWE PRZYSTAWKI DO AKORDEONÓW

Producent: PRACOWNIA URZĄDZEŃ ELEKTROAKU-
STYCZNYCH, ul. Podręczna 23, 91-006 Łódź.

Sluchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł. Mikrofo-
nowe wkładki krystaliczne — 70 zł. Do akordeonów mikrofo-
nowe przystawki na klawiaturę, zestawione z przetworników
krystalicznych w cenie 980 zł oraz wykonane na przetworni-
kach dynamicznych z tranzystorowym przedwzmacniaczem w
cenie 1640 zł. Wysyła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROME-
CHANICZNY, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

UŻYWANE JUŻ PRZEZ 12 000 FACHOWCÓW I AMATORÓW

FONO-TEST

radiowy generator m.cz. i w.cz.
Umożliwia uzyskanie sygnału m.cz. i w.cz.
w paśmie 800 Hz do 6 MHz.

Połączony z VIDEO-TESTEM zwiększa swój
zakres działania do 250 MHz.

Cena: 250 zł.

FONO-TEST-LUX do 30 MHz

Cena: 300 zł.



VIDEO-TEST

telewizyjny generator pasów pionowych.
Umożliwia uzyskanie 7-9 pasów pionowych
w całym torze wizji łącznie z w.cz. na
wszystkich 12 kanałach.

Połączony z FONO-TESTEM daje obraz pseu-
dokraty i fonię AM i FM do 250 MHz.

Cena: 290 zł.

Zalecane w serwisie RTV przez ZBR-ZURT, opisane w nrze 8/1970 Radioamatora". Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
Cena kompletu F + V: 520 zł, F-LUX + V: 580 zł + porto 12 zł. Roczna gwarancja. Szczegółowa instrukcja obsługi. Na żą-
danie wysyłamy prospekt. Termin dostawy: wydłuża się do 30 dni z powodu remontu zakładu oraz dużej liczby zamówień.
Zamówienia nadesłane po 10 grudnia br. będą realizowane w styczniu 1977 r. po nowych cenach, ze względu na wzrost
kosztów.

DOSTARCZA tylko osobom prywatnym „ELTEST”, ul. Spacerowa 16c, 80-330 Gdańsk-Oliwa.