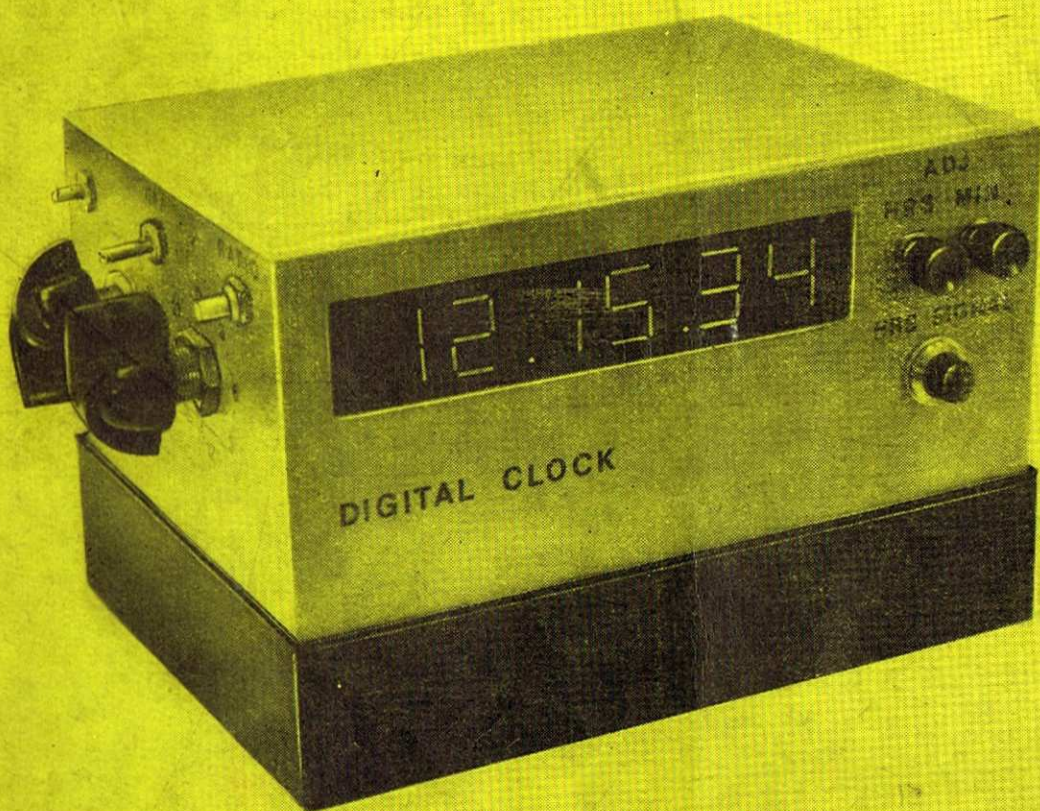


RADIOAMATOR

wiecz
i Krótkofal



11

1975 rok

OGŁOSZENIA

Sluchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł. Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 70 zł. Do akordeonów mikrofonowe przystawki na klawiaturę, zestawione z przetworników krystalicznych w cenie 980 zł oraz wykonane na przetwornikach dynamicznych z tranzystorowym przedwzmacniaczem w cenie 1640 zł. Wysła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

ZAKŁAD ELEKTRONIKI I MECHANIKI PRECYZYJNEJ – mgr inż. Andrzej Sochor, ul. Nawrot 7, 90-060 Łódź – wykonuje naprawy wszelkich mikrofonów, wytwarza mikrofony dyspozycyjne dynamiczne 200 omów na wężach elastycznych oraz kamery pogłosowe magnetofonowe i miksery. Wysyłamy prospekty.

Sprzedam układy scalone liniowe, cyfrowe – dowolne typy, FETy, triaki. Kazimierz Eysmontt, skrytka pocztowa 71, 26-600 Radom.

Sprzedam tyrystory 400 V – 5 A (230 zł), tranzystory 2N3055, układy scalone i liniowe, inne półprzewodniki. Kostrzewski, ul. Perkuna 13/4, 81-523 Gdynia, w poniedziałki tel. 290-421.

Sprzedam triaki (10 A, 400 V) oraz diaki. Mirosław Nowicki, ul. Rozłucka 7/19, 04-029 Warszawa, tel. 13-46-29 lub 23-19-24.

WZMACNIACZE 50 VA oraz 100 VA (simus) z 4-kanalowymi mikserami, przystosowane do współpracy z magnetofonową kamerą pogłosową. MUZYCZNE ZESTAWY ELEKTROAKUSTYCZNE 75 VA trójwejściowe oraz 35 VA dwuwejściowe – będące skojarzeniem wzmacniacza tranzystorowego (tranzystory krzemowe) z zespołem głośnikowym we wspólnej obudowie. Suwakowe regulatory wzmacnienia, korektory bas, sporan. Jako wyposażenie dodatkowe: trójkolorowy żarówkowy wskaźnikysterowania, wibrato, fuzz, wash-wash. Specjalne wykonanie do gitary basowej. MIKSERY: studyjny 6-kanalowy z kanałem sumy, „standard” 4-kanalowy, wykonane na tranzystorach krzemowych, suwakowe regulatory wzmacnienia, wychyłowy wskaźnikysterowania. Członość 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 URZĄDZEN ELEKTROAKUSTYCZNYCH – ul. Podrzeczna 23, 91-006 Łódź.

Odstąpię tyrystory amerykańskie firmy TEXAS, układy scalone cyfrowe z serii SN74..... tranzystory 2N3055. Piotrowski, skrytka 96, 00-987 Warszawa.

Sprzedam tyrystory BT119 – 12 A – 750 V po 430 zł, pary tranzystorów 2N3055, układy scalone i inne półprzewodniki. Wegner, skrytka 4, 90-954 Łódź.

Sprzedam tanio oscyloskop prod. NRD, wysokiej klasy, dwustrumieniowy, 0-10 MΩ, 50 mV/cm. Warszawa, tel. 19-79-96 Golebiowski.

Sprzedam transceiver 10RT26E. Stan bardzo dobry. Andrzej Bocheń, ul. Elbląska 4 m. 1, 14-500 Braniewo.

Sprzedam części radiotechniczne oraz lampę kineskopową 20 cali. Wysła pocztą. Edward Szkoda, ul. Żwirki i Wigury 59/24, 02-091 Warszawa.

Kupię podstawkę lampy GU81. Waldemar Maj, ul. Bluszczańska 3E/1, 00-712 Warszawa.

Kupię nadajnik SSB CW na pasma amatorskie, ewentualnie zlecę wykonanie. Ryszard Adamczyk ul. Lubelska 26, 24-173 Markuszów.

Kupię dwa układy scalone TTL UCY7400N lub podobne. Stanisław Macha, ul. Batorego 2, 55-205 Janików.

Kupię konwerter UKF, pożądana częstotliwość pośrednia 24–28 MHz. Zbigniew Ratajczak, ul. Lipowa 34/1, 64-100 Leszno.

Okladkę projektowała Joanna Jaszuńska

Na okładce: widok elektronicznego zegara cyfrowego (opis na str. 244)



Wydawca:
WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY w składzie: mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Justat, mgr inż. Czesław Klimczewski, doc. dr inż. Andrzej Sowiński (z-ca red. nac.), inż. Mieczysław Wargalla (red. nac.), inż. Jerzy Węglewski, mgr inż. Aleksander Witort. Współpraca: plk dypl. Witold Konwiński-SP5KMK. Sekretarz redakcji i redaktor techniczny – Eugenia Grudzińska. St. korektor – Elżbieta Malon.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca. Informacji o prenumeracie udzielają urzędy pocztowe oraz jednostki organizacyjne RSW „Prasa-Książka-Ruch”. Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę (droższa od krajowej o 40%) przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch” Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych ul. Wronia 23, 00-840 Warszawa, konto PKO Nr 1-6-100024.

OGŁOSZENIA: drobne, do 30 wyrazów, w cenie 4 zł za wyraz, lub 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładowych, w wymiarach do 240 cm² 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 26 • LISTOPAD 1975 R. • NR 11

TREŚĆ NUMERU

	Str.
Z KRAJU I ZAGRANICY	
Ekspozaty radiowo-telewizyjne na Międzynarodowych Targach Jesiennych w Poznaniu	241
Automat pomiarowy do kontroli łączności modulacyjnych	243
RÓŻNE	
Elektroniczny zegar cyfrowy – mgr inż. Krzysztof Łuczynski	244
Nomogram do obliczania dzielnika w obwodzie bazy stopnia tranzystorowego – mgr inż. Adam Kowalczyk	264
ELEKTROAKUSTYKA	
Stereofonia dziś i jutro (10) – Kwadrofoniczny system QS/RM – mgr inż. Aleksander Witort	246
Urządzenie do osłabiania szumów – Waldemar Kuchnik	254
RADIOKOMUNIKACJA AMATORSKA	
Najprostszy transceiver telegraficzny na pasmo 3,5 MHz – cz. II i ostatnia – Wiktor Chojnacki-SP5QU	247
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE	
Zastosowanie tranzystora jednozłączowego do sterowania tyrystorów – mgr inż. Ryszard Przerwa	251
CZY WIECIE, ZE...	255, 263
KĄCI DLA ZMOTORYZOWANYCH	
Prosty przyrząd do kontroli pracy silnika samochodowego – mgr inż. Jerzy Lewandowski	256
BADANIA EKSPLOATACYJNE	
Magnetofon ZK 240 – X.	258
KĄCI DLA POCZĄTKUJĄCYCH	
Ustalenie warunków roboczych tranzystora – R.T.	259
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI	261
PRZEGŁĄD WYDAWNICTW	264
Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ	
Prostownik z tyrystorem do ładowania akumulatorów – Czesław Seneńko	IV okł.

ADRES REDAKCJI

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

EKSPONATY RADIOWO-TELEWIZYJNE NA MIĘDZYNARODOWYCH TARGACH JESIENNYCH W POZNANIU

Jakkolwiek tegoroczne Międzynarodowe Targi Jesienne w Poznaniu nie były — ściśle biorąc — targami technicznymi, to jednak w ramach ekspozycji artykułów trwałego użytku polski przemysł maszynowy zaprezentował szereg nowych wyrobów z branży radiowo-telewizyjnej, z którymi warto zaznajomić naszych Czytelników.

Nowe konstrukcje opierają się w coraz szerszym zakresie na układach scalonych i takich podzespołach, jak kondensatory foliowe i elektrolityczne o zmniejszonych wymiarach, potencjometry suwakowe itp., dzięki czemu wyroby nasze uzyskują cechy nowoczesności i mogą konkurować z produkowanymi w krajach zachodnich. Z wystawienictwa zagranicznego zasługiwały na uwagę ekspozyty produkcji radzieckiej.

EKSPOZYCJA POLSKA

Odbiorniki radiowe

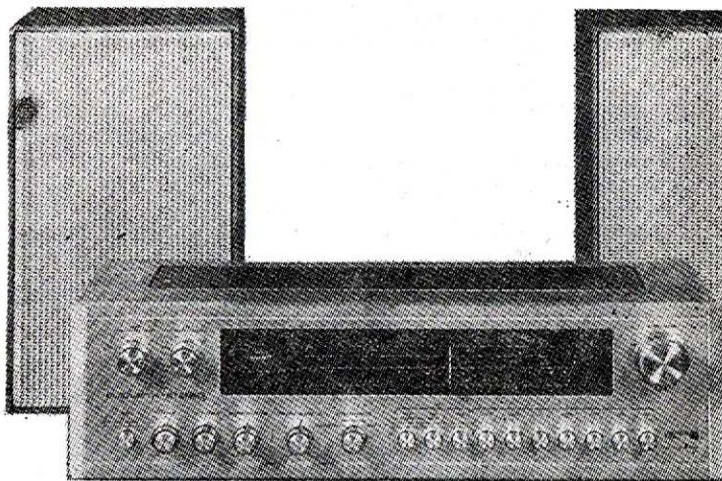
■ Spośród sprzętu wysokiej klasy należy wymienić przede wszystkim odbiornik ELIZABETH Hi-Fi (rys. 1), który różni się od poprzedniego modelu większą mocą wyjściową (2×12 W), oraz większą czułością dla wejścia gramofonowego, co umożliwia stosowanie wkładki magnetycznej. Poza tym inne parametry, jak zakresy, przenoszone pasmo m.cz., regulacja barwy dźwięku — bez zmian.

■ Drugim zestawem wysokiej klasy jest odbiornik DKT103-Hi-Fi-quadro (rys. 2) przeznaczony do przestrzennego odtwarzania w systemie stereofonii czterokanałowej. W skład zestawu wchodzi: 7-zakresowy tuner TST-103, wzmacniacz stereofoniczny WST-103 wykorzystywany jako wzmacniacz kanałów przednich (2×20 W) i wzmacniacz kwadrofoniczny WKT-103 z dekodern do odtwarzania kanałów tylnych (2×10 W).

A oto niektóre dane:

- wszystkie zakresy fal, w tym dwa zakresy fal krótkich,
- pasmo przenoszone $40 \div 20\,000$ Hz,
- zniekształcenia 0,5%,
- tłumienie przesłuchu między kanałami 30 dB,
- selekcja AM i FM — 50 dB i 41 dB.

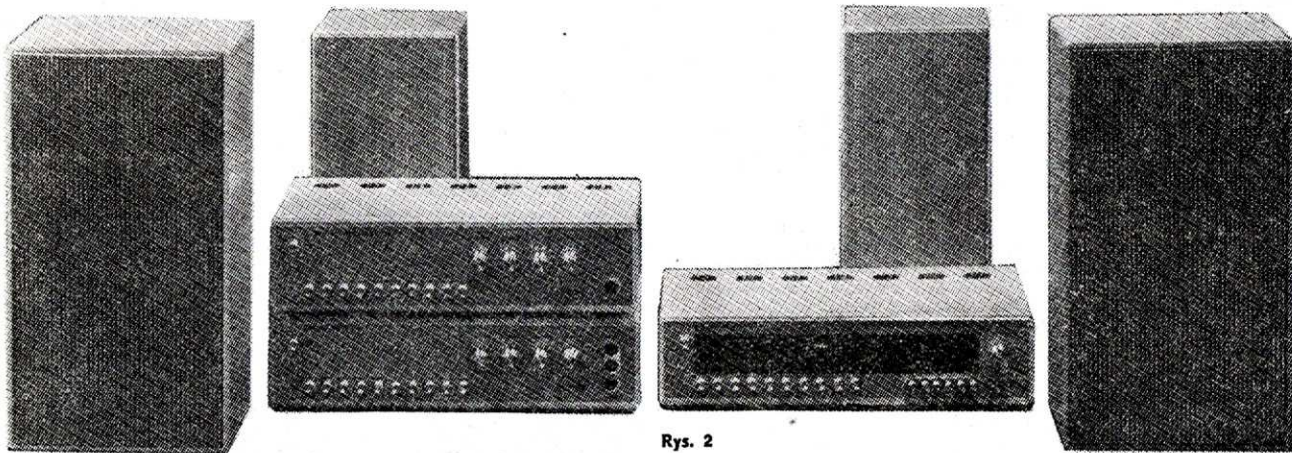
■ Odmianą stereofoniczną tej wersji jest odbiornik MELUZYNIA-103 TST wraz ze wzmacniaczem 2×20 W; różni się on od poprzedniego modelu pamięcią elektroniczną umożliwiającą wybór jednego z pięciu kanałów na UKF.



Rys. 1

Z innych popularnych odbiorników należy wymienić:

- AMATOR-stereo; zakresy: fale długie, średnie, krótkie ($\times 2$) i ultrakrótkie, automatyczna regulacja częstotliwości, potencjometry suwakowe, moc wyjściowa 2×4 W.
- PIONIER-stereo; zakresy fal jak wyżej, moc wyjściowa 2×4 W.
- ŚLĄZAK-mono; 4 zakresy, potencjometry suwakowe, układy scalone, moc wyjściowa 4 W.



Rys. 2

W tunerze i wzmacniaczach zastosowano m.in. elektronicznie przełączaną głowicę UKF z pamięcią umożliwiającą szybkie włączenie jednej z pięciu wcześniej zaprogramowanych stacji, układ regulacji szerokości pasma w torze AM oraz układ filtrów do kształtowania charakterystyki przenoszenia pasma.

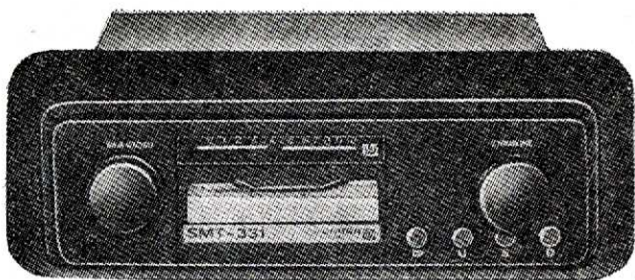
Zastosowany we wzmacniaczu WKT-103 dekodern służy do dekodowania zapisu kwadrofonicznego w systemie SQ. Przelącznik rodzaju pracy we wzmacniaczu umożliwia odtwarzanie nagrań kwadrofonicznych systemem dyskretnym z magnetofonu kwadrofonicznego oraz systemem SQ, a ponadto odtwarzanie nagrań stereofonicznych pseudokwadrofonicznie.

Nowością są odbiorniki samochodowe z kasetowym magnetofonem odtwarzającym:

- SKALD (rys. 3); wszystkie zakresy, moc wyjściowa 4 W, zasilanie 12 V, kasyety C-60, C-90, C-120, szybkość zapisu — 4,75 cm/s.
- RP701 (ZR im. M. Kasprzaka); zakres UKF z kasetowym magnetofonem odtwarzającym, moc wyjściowa 4 W.

Odbiorniki przenośne

- MAJA-Compact; odbiornik z magnetofonem kasetowym, na zakresie UKF zastosowano układ z pamięcią — preomat, umożliwiającą



Rys. 3

wybór klawiszami jednej z trzech zaprogramowanych stacji, moc wyjściowa 1 W.

■ Ciekawostką jest odbiornik UPOMINEK – jednozakresowy (fale długie) w formie drewnianej kasetki na papierosy.

Odbiorniki profesjonalne

■ NEPTUN w wykonaniu tropikalnym przeznaczony dla statków; wszystkie zakresy w standardzie CCIR (88÷108 MHz), zasilanie 220 V ~.

Odbiorniki telewizyjne

Nowe odbiorniki telewizji czarno-białej wyposażone są już bez wyjątku w układy scalone, głowice zintegrowane z elektronicznym przełączaniem oraz zespół programujący (wybór klawiszami dowolnego z trzech lub pięciu kanałów).

Gdańskie Zakłady UNIMOR zaprezentowały telewizory:

- NEPTUN 623, ekran 24" (pamięć 3-kanałowa)
- NEPTUN 423, ekran 20"
- NEPTUN 223, ekran 16"

Natomiast ofertę Warszawskich Zakładów Telewizyjnych objęte zostały:

- TAURUS z ekranem 24" (5-programowa pamięć)
- SATURN 205 z ekranem 20" (3-programowa pamięć)
- VELA 201 z ekranem 12", przenośny z 6 układami scalonymi, wszystkie pasma (I do V), zasilanie z akumulatora 12 V (20 W) lub z sieci 220 V (40 W).

Magnetofony

Pośród magnetofonów nową konstrukcją wyróżniają się:

■ Stereofoniczny magnetofon kasetowy M531S przeznaczony dla kaset „Compact”. Niektóre dane:

- szybkość zapisu 4,75 cm/s,
- nierównomierność przesuwu taśmy 0,25%,
- pasmo przenoszonych częstotliwości 50÷10 000 Hz,
- przesłuchy między kanałami 25 dB,
- moc wyjściowa 2×7 W,
- wymiary 300×225×75 cm, ciężar 3,5 kg,
- zasilanie 220 V, 50 Hz.

Magnetofon ten wyposażony jest w wychyłowe wskaźniki występowania, potencjometry suwakowe, szybki „stop” i automatyczne otwieranie kieszeni kasety.

■ Magnetofon kasetowy MK 125, 2-ścieżkowy z odbiornikiem na zakres UKF; czułość odbiornika 30 μV, pasmo przenoszone 80÷10 000 Hz, moc wyjściowa 1 W.

■ Magnetofon KWADRO – szpulowy M 2406 QS bez wzmacniacza mocy, 4-ścieżkowy system półśladowy, szybkość przesuwu taśmy 19,05 cm/s.

Z innych wyrobów elektronicznych eksponowały:

● Zakłady ELTRA w Bydgoszczy: kieszonkowe 4-działaniowe kalkulatory typu K752 zasilane z baterijki 9 V, o wymiarach 135×72×25 mm i ciężarze 120 g, oraz nieco większe z akumulatorami do ładowania.

● Zakłady WAREL w Warszawie: zestaw do radiowego sterowania modeli RADIOSTER-41 przystosowany do zamontowania w zabawkach-modelach. Zestaw ten umożliwia wykonanie czterech poleceń, to jest niezależną zmianę obrotów dwu silników prądu stałego o napięciu 4,5 V i mocy 1,1 W. Zestaw składa się z: nadajnika AM na częstotliwość 27 MHz modulowanego dwoma sygnałami m.cz., w których zakodowane są 4 informacje, oraz odbiornika z układem wykonawczym w postaci trzech zespołów (kostek):

A – odbiornik superreakcyjny, wzmacniacz z ogranicznikiem i detektor,

B – dwa filtry aktywne i dwa detektory,

C – dwa serwowzmacniacze.

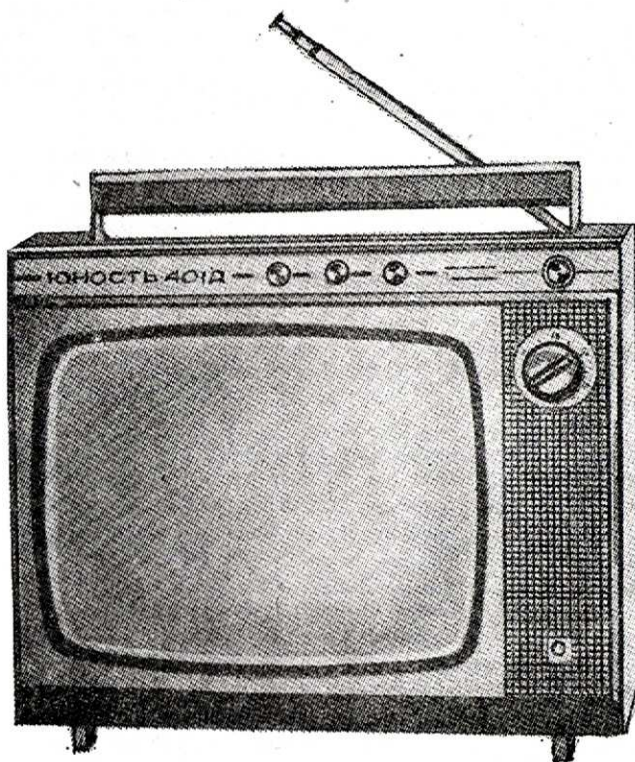
Zasilanie nadajnika: 12 V – 30 mA, odbiornika: 6 V – 12 mA.

Zasięg w terenie niezabudowanym do 80 m. Ciężar nadajnika (ze źródłem zasilania) – 400 g, zaś odbiornika (A + B + C) – 75 g.

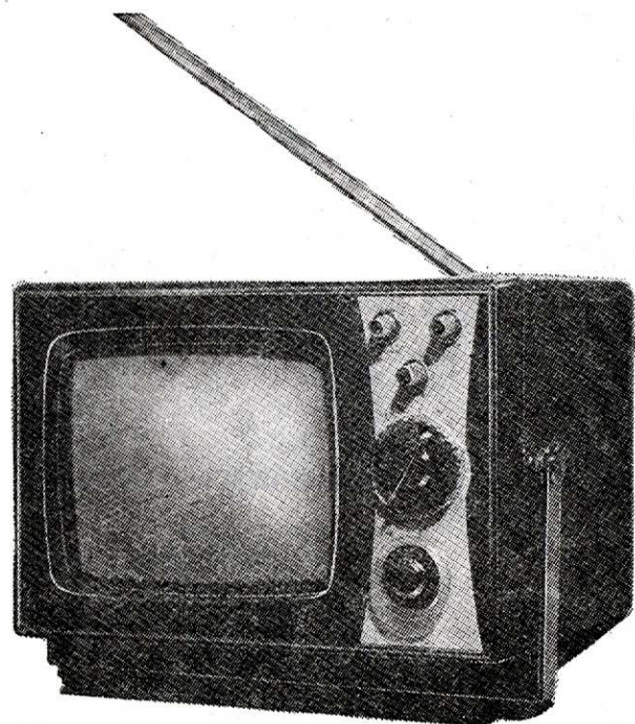
EKSPOZYCJA RADZIECKA

W pawilonie radzieckim duże zainteresowanie wzbudzały nowe modele turystycznych odbiorników telewizyjnych, a to:

■ JUNOST-401D (rys. 4) z kineskopem 31 cm; wszystkie pasma, czułość 30 μV, zasilanie z akumulatora 12 V (12 W) lub z sieci 220 V (30 W). Ciężar 10 kg, wymiary 376×315×260 mm.



Rys. 4

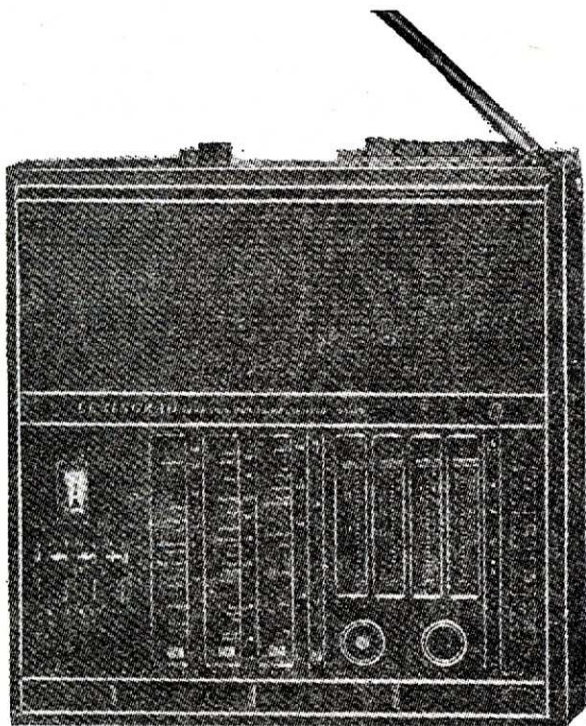


Rys. 5

■ CHILIALIS-401D (rys. 5) z kineskopem 16 cm; wszystkie pasma, czułość 50÷100 μV, zasilanie 12 V – 6,8 W lub 220 V – 14 W. Ciężar 3,6 kg, wymiary 230×152×215 mm.

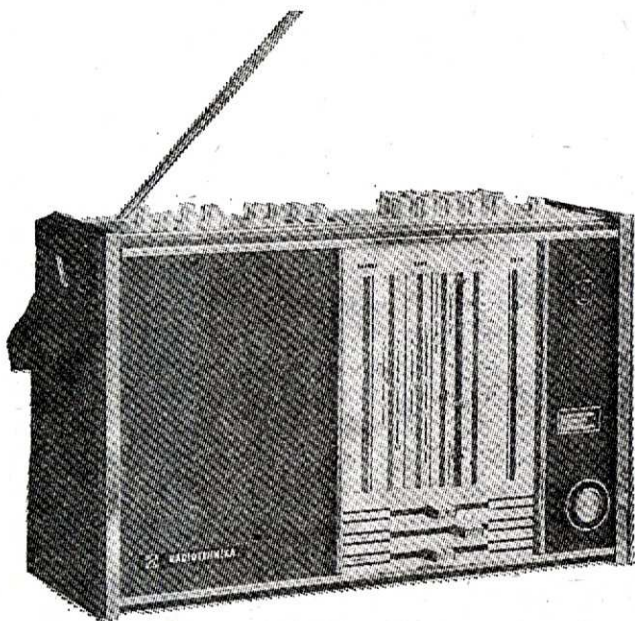
Na uwagę zasługiwały ponadto nowe typy przenośnych odbiorników radiowych:

■ Leningrad-004 (rys. 6); 13 zakresów w tym 9 na fale krótkie pokrywające pasma od 11 do 76 m, zakres UKF dla standardów OIRT lub CCIR. Czulość od $5 \mu\text{V}$ (UKF) do $150 \mu\text{V/m}$ na falach długich. Wskaźnik dostrojenia i dla kontroli napięcia baterii. Regulacja szerokości pasma w czterech położeniach: do 2400 Hz, 4000 Hz, 6300 i 12 500 Hz. Moc wyjściowa 1,5 W przy zasilaniu z baterii i 2,7 W z sieci. Zasilanie 9 V (2,4 W) lub 220 V. Wymiary $390 \times 164 \times 390$ mm, ciężar 8,5 kg.



Rys. 6

■ Meridian-202; 8 zakresów — w tym 5 na fale krótkie (od 3,9 do 12 MHz) oraz UKF (66÷73 MHz lub 87,5÷108 MHz). Układy scalone. Czulość $15 \mu\text{V}$ (UKF) do $0,6 \text{ mV/m}$ (fale długie). Moc wyjściowa 0,6 W. Zasilanie $6 \times 1,5 \text{ V}$. Wymiary $93 \times 211 \times 342$ mm, ciężar 3,5 kg. Regulacja niezależna dla tonów niskich i wysokich.

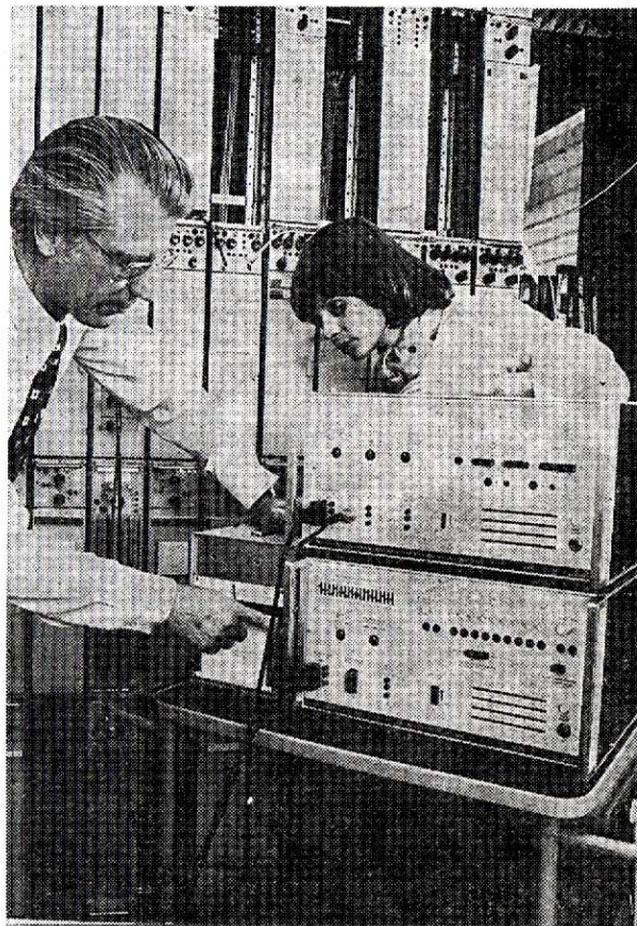


Rys. 7

■ Riga-104 (rys. 7); 9 zakresów — w tym 6 na fale krótkie od 12 do 3,9 MHz. Potencjometry suwakowe. Regulacja tonów niskich i wysokich. Czulość od $15 \mu\text{V}$ (UKF) do $0,4 \text{ mV/m}$ (fale długie). Moc wyjściowa do 2,5 W (sieć). Zasilanie $6 \times 1,5 \text{ V}$ lub 220 V z sieci. Wymiary $390 \times 242 \times 135$ mm, ciężar 6 kg.

AUTOMAT POMIAROWY DO KONTROLI ŁĄCZY MODULACYJNYCH

Jak wiadomo, poszczególne rozgłośnie radiowe połączone są między sobą oraz nadajnikami siecią łączy modułacyjnych przekazujących programy stereo i monofoniczne. Łączy te, utworzone w liniach kablowych lub liniach radiowych, zawierają w swym przebiegu wzmacniaki, modulatory i demodulatory, filtry itp., które muszą być odpowiednio wyregulowane tak, aby zapewnić wysokie parametry jakościowe przesyłanych programów. Łączy te muszą być regularnie mierzone, co jest bardzo pracochłonne. Jeżeli uprzytomnimy sobie, że należy tu mierzyć takie parametry jak: charakterystyki częstotliwości od 30 Hz do 16 kHz, szumy, zniekształcenia, przesłuchy pomiędzy kanałami, różnice w poziomach i przesunięciach fazowych (stereo).



Rys. 8

Do zautomatyzowania tych pracochłonnych czynności firma SIEMENS opracowała automat pomiarowy K1060, który umożliwia pomiar wymienionych wyżej parametrów w czasie 133 sekund dla łączy monofonicznych i około 370 sekund dla łączy stereofonicznych, łącznie z wydrukowaniem protokołu.

Układ pomiarowy składa się z nadajnika, odbiornika oraz przyrządu samopiszącego. Nadajnik zawiera dwa generatory o stałych częstotliwościach oraz generator o zmieniającej się częstotliwości — sterowany napięciem stałym, którego wielkość zmienia się wykładniczo, dzięki czemu uzyskuje się logarytmiczny przebieg częstotliwości. Oprócz tego, co oktawę (poczynając od 50 Hz) wytwarzany jest impuls, który służy za znacznik częstotliwości na wykresie rysowanym przez pisak.

W części odbiorczej znajdują się tłumiki i filtry umożliwiające pomiar szumów, przesłuchów i zniekształceń.

Do rejestracji wyników pomiarów na wyjściu odbiornika włączony jest pisak szybko działający, notujący przebiegi mierzonych parametrów.

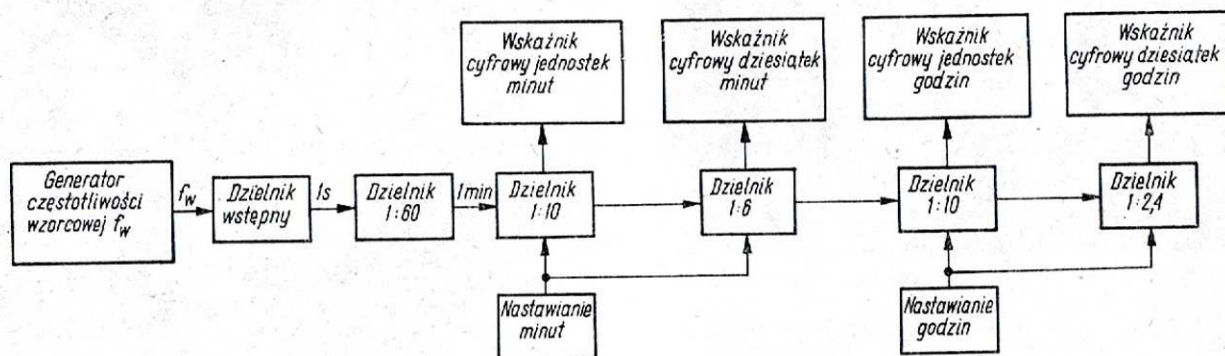
Na rysunku 8 przedstawiono zestaw składający się z nadajnika (u dołu), odbiornika (na górze), oraz pisaka (z lewej strony).

ELEKTRONICZNY ZEGAR CYFROWY

Podajemy opis konstrukcji elektronicznego zegara cyfrowego opartego na układach cyfrowych TTL. Schemat blokowy zegara przedstawiono na rys. 1. Częstotliwość wzorcowa f_w jest podzielona przez dzielnik wstępny do częstotliwości 1 Hz, następnie częstotliwość 1 Hz jest kolejno dzielona na częstotliwość odpowiadającą 1 min, 10 min itd. Wskazania dzielników, czyli aktualny czas, uwidaczniane są na wyświetlaczach

dany na wejścia kasujące 2 i 3 powoduje wyzerowanie wszystkich wyjść. Następnie w liczniku L2 realizuje się podział przez 10, co daje na wyjściu częstotliwość równą 1 Hz, którą dzielimy w liczniku L3 i L4 przez 60, otrzymując impulsy co 1 minutę. W podobny sposób otrzymujemy na wyjściu licznika L6 impulsy co 1 godzinę. Na wyjściu Q_A licznika L7 otrzymujemy impulsy co 10 godzin. Z chwilą, gdy

niem zasilania, na wyjściach wszystkich liczników panują stany przypadkowe. W celu nastawienia właściwego czasu zastosowano dwa identyczne układy nastawiania minut i godzin. Układ nastawny wykonany jest z 5 bramek NAND UCY7400N, z których G_1 i G_2 tworzą przerzutnik RS. Przy położeniu przełącznika K_1 jak na rysunku 2, na wyjściu bramki przerzutnika G_2 otrzymuje się stan „1”. Pozwala to na przej-



Rys. 1. Schemat blokowy elektronicznego zegara cyfrowego

cyfrowych. Do nastawienia właściwego czasu służą dwa nastawiacze: minut i godzin. Jako częstotliwość wzorcową wykorzystuje zegar częstotliwości sieci 50 Hz, której dokładność w zupełności wystarczy do zastosowań amatorskich. Większą dokładność daje zastosowanie generatora kwarcowego; wymaga on jednak znacznie większego dzielnika wstępnego i stabilizacji temperaturowej przy tym samym schemacie podstawowym.

Przy wykorzystaniu częstotliwości sieci z uzwojenia wtórnego transformatora Tr (rys. 2) za pomocą diody D1 dzielnika napięcia R_1 i R_2 oraz diody DZ1 o napięciu Zenera około 4 V otrzymujemy impulsy o częstotliwości 50 Hz. Częstotliwość tę dzielimy przez 5 za pomocą licznika dekadowego L1 (UCY7490N), który za pomocą odpowiednich połączeń wyjść Q z wejściami kasującymi realizuje podział przez 5. Po przejściu przez licznik 5 impulsów na wyjściach Q_A i Q_C licznika L1 znajduje się stan logiczny „1”, który po-

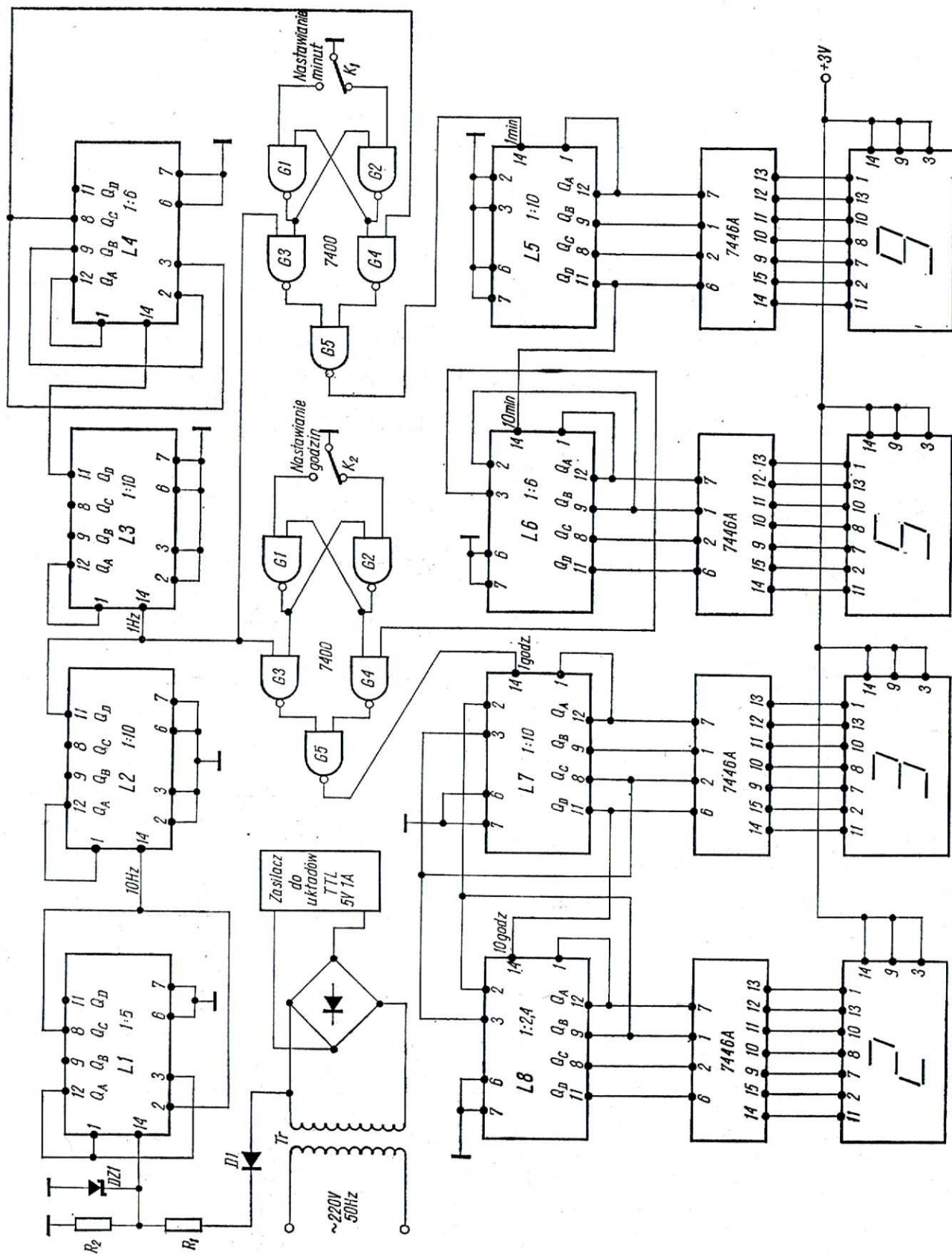
stan licznika L8 wyniesie 2, a L7 — 4, co odpowiada godz. 24⁰⁰, powinno nastąpić wykasowanie stanu licznika L7 i L8. Realizuje się to przez podanie na wejście kasujące 2 i 3 obu liczników wyjścia Q_B z L8 i wyjścia Q_C z L7.

Wskazania liczników L5 (minut), L6 (dziesiątek minut), L7 (godzin), L8 (dziesiątek godzin) wyświetlane są poprzez dekodery na wyświetlaczach cyfrowych. Autor użył wyświetlaczy 7-segmentowych LED, odznaczających się znaczną trwałością i małym napięciem zasilania, ale nie produkowanych jeszcze w kraju. Wyświetlacze LED można oczywiście zastąpić z powodzeniem lampkami NIXI, które jednak wymagają wysokiego napięcia zasilania. Przy zastosowaniu lampek NIXI zasada działania samego zegara jest identyczna, zmianie ulegają jedynie dekodery i układ zasilacza.

Osobnego omówienia wymaga sposób nastawiania czasu. Po włącze-

ście sygnału minutowego lub godzinowego przez bramki G_4 i G_5 do odpowiednich liczników. W przypadku położenia przełącznika K_1 w pozycji „nastawa” — na wyjściu bramki G_2 jest „0”, co uniemożliwia przejście sygnału minutowego lub godzinowego. Na wyjściu bramki G_1 jest natomiast stan „1”, który pozwala na przejście impulsów jednostek sekundowych przez bramki G_3 i G_5 na odpowiednie dekadę, umożliwiając w ten sposób szybką nastawę minut i godzin z częstotliwością sekundową. Na podstawie podanego schematu można zrealizować różne warianty zegara cyfrowego (co też zrobił autor), np. przez dodanie dodatkowych dekoderek i wyświetlaczy wyświetlić sekundy, ewentualnie dobudować elektroniczne urządzenie włączające np. odbiornik radiowy lub telewizor o określonej godzinie, budzik, elektroniczny kurant itp.

Wygląd zewnętrzny zegara uwidocznił na I stronie okładki.



Rys. 2. Schemat ideowy elektronicznego zegara cyfrowego



Program zawarty w Wytycznych na VII Zjazd Partii stwarza nowe możliwości wszechstronnego rozwoju nauki polskiej, techniki, gospodarki i kultury, a więc i dalszego polepszenia warunków życia całego narodu.

Kwadrofoniczny system QS/RM

mgr inż. Aleksander Witort

System kwadrofoni ograniczonej (4-2-4) — korzystający tylko z dwóch torów transmisyjnych w pasmie do 15 000 Hz — musi z konieczności godzić się z międzykanałowym przenikaniem sygnałów. Różnica między systemami polega więc na tym, jak to przenikanie jest rozłożone. Opisany wcześniej system SQ cechuje dobre rozdzielanie kanałów strony lewej względem strony prawej. Natomiast separacja „przód-tył” przedstawia wiele do życzenia i jest poprawiana układami „logiki”. System QS/RM jest symetryczny i stosunki międzykanałowe są identyczne. Gdy chodzi o utworzenie dookólnego pola dźwiękowego, system QS/RM jest najbardziej zbliżony do kwadrofoni czterokanałowej (4-4-4). Natomiast separacja „lewa-prawa” jest upośledzona.

System QS został opracowany i wylansowany przez firmę japońską SANSUI oraz zyskał poważnego sojusznika w przemyśle płytowym Japonii, który przyjął ten system pod symbolem RM (Regular Matrix System Disk Record) jako znormalizowany dla Japonii.

Jest to drugi obok systemu SQ system, który spośród systemów stereofonii ograniczonej uzyskał prawo obywatelstwa w skali światowej.

System ten ma wiele zalet i nie można obecnie zająć stanowiska w sprawie sprawiedliwej oceny systemów SQ i QS/RM, potrzebna jest próba czasu oraz zarysowanie się perspektyw systemów kwadrofoni ograniczonej w ogóle. Do tej sprawy wrócimy jednak w końcu niniejszego cyklu artykułów.

Przejdźmy do konkretnych danych technicznych systemu QS/RM. Współczynniki kodowania i dekodowania przedstawiają się następująco:

— kodowanie:

$$\begin{aligned} L &= A_p + 0,414 B_p + j A_t + j 0,414 B_t \\ P &= B_p + 0,414 A_p - B_t - j 0,414 A_t \end{aligned}$$

— dekodowanie:

$$\begin{aligned} L_p &= L + 0,414 P \\ P_p &= P + 0,414 L \\ L_t &= -j (L - 0,414 P) \\ P_t &= j (P - 0,414 L) \end{aligned}$$

Wynik ostateczny transmisji kwadrofonicznej jest następujący:

$$\begin{aligned} L_p &= A_p + 0,707 B_p + j 0,707 A_t \\ P_p &= B_p + 0,707 A_p - j 0,707 B_t \\ L_t &= A_t + 0,707 B_t - j 0,707 A_p \\ P_t &= B_t + 0,707 A_t + j 0,707 B_p \end{aligned}$$

Schemat strukturalny dekodera jest przedstawiony na rys. 1. Uderza wielka prostota układu. Najbardziej złożonym układem są przesuwniki fazowe o 90° przy kodowaniu. Przy dekodowaniu są stosowane względnie proste układy zapewniające przesunięcie fazowe o 90° tylko w określonym zakresie częstotliwości.

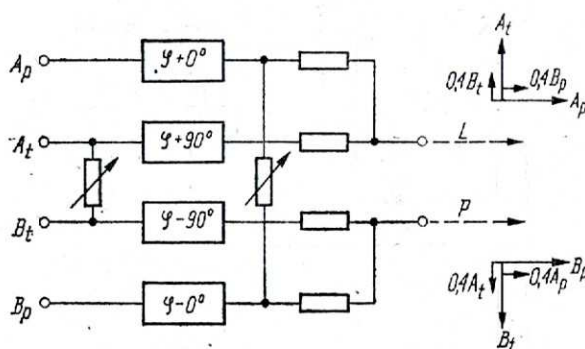
Zachowanie się klasycznego systemu QS/RM przedstawiono na rys. 2, na którym widoczna jest „odpowiedź” układu czterech głośników na sygnał pierwotny.

Szczególną cechą systemu jest doskonałe przenoszenie oddzielnie nadanych sygnałów A_p , B_p , A_t i B_t . W tym przypadku najsilniejszy dźwięk płynie odpowiednio z głośników: L_p , P_p , L_t i P_t przy słabszym sygnale z obu sąsiednich. Lokalizacja źródła pozornego i subiektywne odczucie są doskonałe. Stąd właśnie wysokie walory systemu do reprodukcji dookólnego pola dźwiękowego. Umieścimy cztery instrumenty muzyczne przy mikrofonach kanałów A_p , B_p , A_t i B_t , a usłyszymy je z czterech głośników w narożach pomieszczenia.

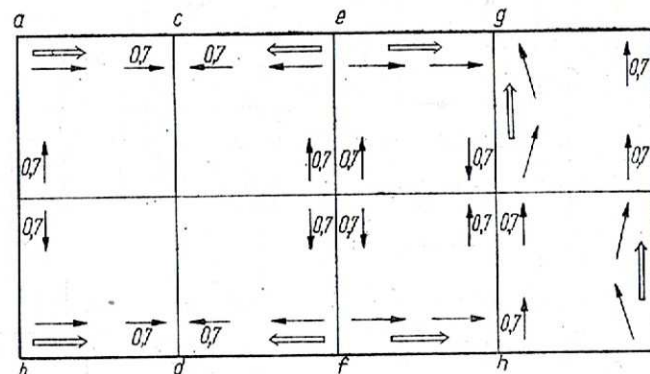
Gorzej przedstawia się sprawa przy źródle sygnału znajdującym się wprost przed słuchaczem, a najgorzej przy źródle

sygnału po stronie lewej bądź prawej (rys. 2g,h). Różnice pomiędzy stroną lewą i prawą są w tym ostatnim przypadku nieznaczne — separacja „lewa-prawa” jest wybitnie upośledzona.

Korzystając z wielkich możliwości współczesnej elektroniki układowej wprowadzono i do tego systemu układy „logiczne” mające na celu poprawienie jego działania przez zmniejszenie przenikania sygnałów na kierunkach niepożądanych. Schemat strukturalny takiego ulepszanego dekodera przedstawiono na rys. 3. Na czym polega jego działanie? Przy-



Rys. 1. Schemat strukturalny kodera systemu QS/RM oraz sygnały L i P



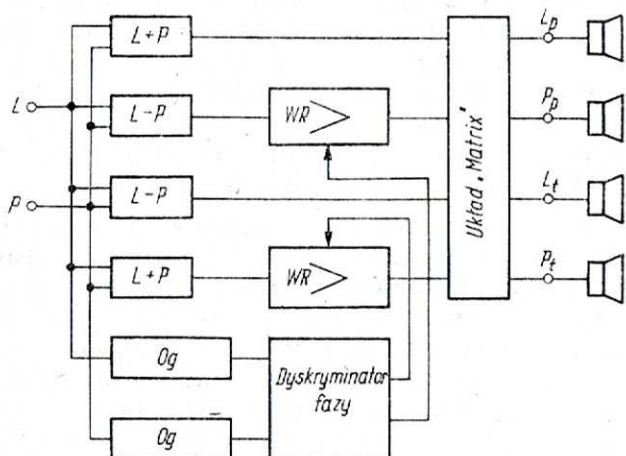
Rys. 2. Własności systemu klasycznego QS/RM przedstawione w postaci „odpowiedzi” układu głośników na określony sygnał pierwotny

pomnijmy sobie, że głównym mankamentem jest przenikanie sygnałów „lewa-prawa”, co powoduje, że klasyczny obraz stereofoniczny rozciągający się przed słuchaczem jest wąski.

Przypuśćmy, że są emitowane w danej chwili tylko sygnały A_p i B_p . W poszczególnych kanałach otrzymamy po kodowaniu:

$$L = A_p + 0,414 B_p \quad P = B_p + 0,414 A_p$$

Jeżeli dodamy do siebie przebiegi w kanałach L i P i do otrzymanego wyniku dodamy różnicę pomiędzy obu kanałami, to otrzymamy $(1,414 A_p + 1,414 B_p) + (0,586 A_p - 0,586 B_p) = 2 A_p + 0,828 B_p$. Łatwo zauważyć, że przenikanie sygnałów znacznie się zmniejszyło, a tłumienie przenikania zwiększyło się z 3 dB do 7,6 dB. Idąc dalej i dodając do sumy sygnałów L + P różnicę sygnałów pomnożoną przez 2,41, otrzymamy w wyniku — 2,82 A_p , czyli „czysty” sygnał B_p . Taka pełna kompensacja nie jest jednak możliwa wobec obecności sygnałów tylnych, które po ich wzmożeniu 2,41 razy dałyby znać o sobie, pogarszając osiągnięty efekt.



Rys. 3. Schemat strukturalny dekodera z układem „logicznym” typu „Variomatrix”

Og — ograniczniki amplitudy, WR — wzmacniacze o regulowanym wzmocnieniu, L-P i L+P — układy sumujące i różnicujące

Stosowany w praktyce system korekcji dynamicznej („Variomatrix”) polega na faworyzowaniu sygnałów dominujących — analogicznie jak w systemie „logiki” SQ. Działanie układu (rys. 3) jest w uproszczeniu następujące:

— sygnały L i P są doprowadzone poprzez ograniczniki do szybkiego dyskriminatora fazy, który wykrywa sygnał dominujący;

— dyskriminator steruje wzmacniaczami (WR), z których pierwszy wzmacnia sygnał (L-P), a drugi — sygnał (L+P), zmieniając amplitudę w przedziale 0,3÷2,0;

— w wyniku uzyskuje się osłabienie przenikania do 12 dB pomiędzy przednimi kanałami i do 20 dB pomiędzy sygnałem przednim a kanałami tylnymi.

Działanie systemu można sobie łatwiej uświadomić następująco. Załóżmy, że:

- 1) nadawany jest tylko sygnał A_p — odtwarza go praktycznie tylko głośnik L_p ;
- 2) równocześnie zostaje nadany sygnał A_t o identycznym znacznym poziomie — tłumienie przenikania sygnału A_p w pozostałych trzech głośnikach zmniejszy się do około -12 dB (P_p , L_t i P_t);
- 3) sygnał A_t staje się silniejszy od A_p o około 10 dB. Separacja sygnału A_p jest wówczas: P_p — 12 dB, P_t i L_t — 0 dB.

Wynika z tego, że układ zachowuje się doskonale przy obecności sygnału dominującego, natomiast w przypadkach złożonych, gdy występują silne sygnały we wszystkich kanałach pierwotnych, wynik jest kompromisem.

Jak zachowuje się system przy odtwarzaniu stereofonicznym i monofonicznym?

Z zależności kodowania wynika, że kompatybilność jest względnie dobra, ponieważ sygnały przednie A_p i B_p są odtwarzane w fazie zgodnej, a sygnały tylne A_t i B_t są przesunięte w fazie o 180°, a więc słuchacz będzie lokalizował tylne źródła pozorne poza bazą głośników stereofonicznych. Wielką wadą jest silne przenikanie sygnału A_p do głośnika P i sygnału B_p do głośnika L, co zwięża bazę odsłuchu stereofonicznego.

W przypadku monofonii — sygnały przednie się sumują, a sygnały tylne — gdy są identyczne — ulegają kompensacji wobec przeciwności fazy.

Jak wynika z przedstawionych cech — system QS/RM dobrze się nada do odtwarzania muzyki rozrywkowej aranżowanej specjalnie do odtwarzania czterogłośnikowego, natomiast wykazuje liczne wady przy odtwarzaniu muzyki orkiestr symfonicznych, gdy decydujące znaczenie ma rozciągający się przed słuchaczem szeroki obraz dźwiękowy. Zapis płytowy i transmisja UKF-FM nie nastroczają trudności.

Dekodery z układem „Variomatrix” są realizowane w oparciu o odpowiednie układy scalone.

Wiktor Chojnacki-SP5QU

Najprostszy transceiver telegraficzny na pasmo 3,5 MHz

Część II i ostatnia

Odbiornik transceivera pracuje, jak już wspomniano, z bezpośrednią przemianą częstotliwości. Ten system odbioru, trzeci z kolei po odbiorze z bezpośrednim wzmocnieniem i odbiorze superheterodynowym, polega na zmieszaniu na wejściu odbiornika lub zaraz po wzmacniaczu w.c., sygnału odbieranego z sygnałem z generatora lokalnego, pracującego na częstotliwości różniącej się od odbieranej bardzo nieznacznie, np. o 1 kHz. W rezultacie na wyjściu detektora pojawi się częstotliwość różnicowa 1 kHz, objęta pasmem akustycznym. W ten sposób możliwy jest odbiór sygnałów telegraficznych.

Sygnały SSB można odbierać przy pracy generatora lokalnego dokładnie na częstotliwości sygnału odbieranego, natomiast sygnały z modulacją amplitudy, z falą nośną i obiema wstęgami bocznymi (A3) mogą być odbierane tylko przy bardzo dużej stabilności sygnału odbieranego i sygnału heterodyny oraz przy dokładnym wstrojeniu się. W przeciwnym przypadku głośny gwizd interferencyjny uniemożliwi zupełnie odbiór. Dlatego też przyjmuje się, że odbiorniki z bezpośrednią przemianą częstotliwości przeznaczone

są tylko do odbioru CW i SSB. Ponieważ po detektorze bezpośrednio znajduje się wzmacniacz m.c. — czułość odbiornika zależy głównie od wzmocnienia tego wzmacniacza i jego szumów. Wzmocnienie powinno być możliwie największe, a szумы możliwie najmniejsze. Selektowność takiego odbiornika może być jedynie określona pasmem przenoszonym przez wzmacniacz m.c., dlatego też pomiędzy detektorem a wzmacniaczem stosuje się odpowiednie filtry, bądź kształtuje się charakterystykę wzmacniacza tak, aby ograniczyć pasmo przepuszczane do 800÷1000 Hz przy CW i 300÷3000 Hz przy SSB.

W omawianym transceiverze wzmacniacz m.c. zawiera tranzystory T1÷T5. Uzyskiwane wzmocnienie jest wystarczające do głośnego odbioru sygnałów wejściowych już od poziomu kilku mikrowoltów. Kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza m.c. zostało zrealizowane przez małe pojemności kondensatorów sprzęgających (ograniczenie częstotliwości od dołu), blokowanie sygnału do masy kondensatorami 22 nF÷0,1 μF oraz przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego zależnego od częstotliwości (przez włączenie kondensatora między kolektor a bazę) w pierwszych dwóch stopniach wzmacniacza m.c. Tego rodzaju układy kształtowania charakterystyki, zwane amplifiltrami, ograniczają skutecznie wzmocnienie na wyższych częstotliwościach pasma akustycznego. Ograniczone w ten sposób pasmo akustyczne umożliwia jeszcze czytelny odbiór SSB.

Podczas nadawania napięcie zasilania dla pierwszych dwóch stopni wzmocnienia m.c. jest odłączane ze źródła zestyków „b” przekaźnika Prz. Stopień wyj-

ściowy wzmacniacza m.cz. pracuje w układzie przeciwstawnym, z parą komplementarną tranzystorów krzemowych. Do wyjścia można dołączyć głośnik niskooporowy (zewnętrzny, za pośrednictwem typowego gniazda głośnikowego) lub słuchawki.

Wejściowy detektor pracuje w układzie podwójnie zrównoważonego aperiodycznego modulatora pierścieniowego. Zawiera dwa transformatory w.cz. nawinięte na rdzeniach pierścieniowych (toroidalnych) i kwartet diodowy (cztery diody AAY37 dobrane za pomocą omomierza na zgodność rezystancji w kierunku przewodzenia z dokładnością $\pm 1 \Omega$). Ze względu na zrównoważenie detektora, promieniowanie sygnału VFO przez antenę przy odbiorze zostało ograniczone do dopuszczalnego minimum. Jako obwód wejściowy odbiornika pracuje obwód wyjściowy nadajnika z cewką L_3 . Takie rozwiązanie zostało podyktowane dążeniem do maksymalnego uproszczenia układu. Zespół zestyków „a” przekaźnika wyłącza podczas nadawania detektor z obwodu stale przyłączonego do anteny.

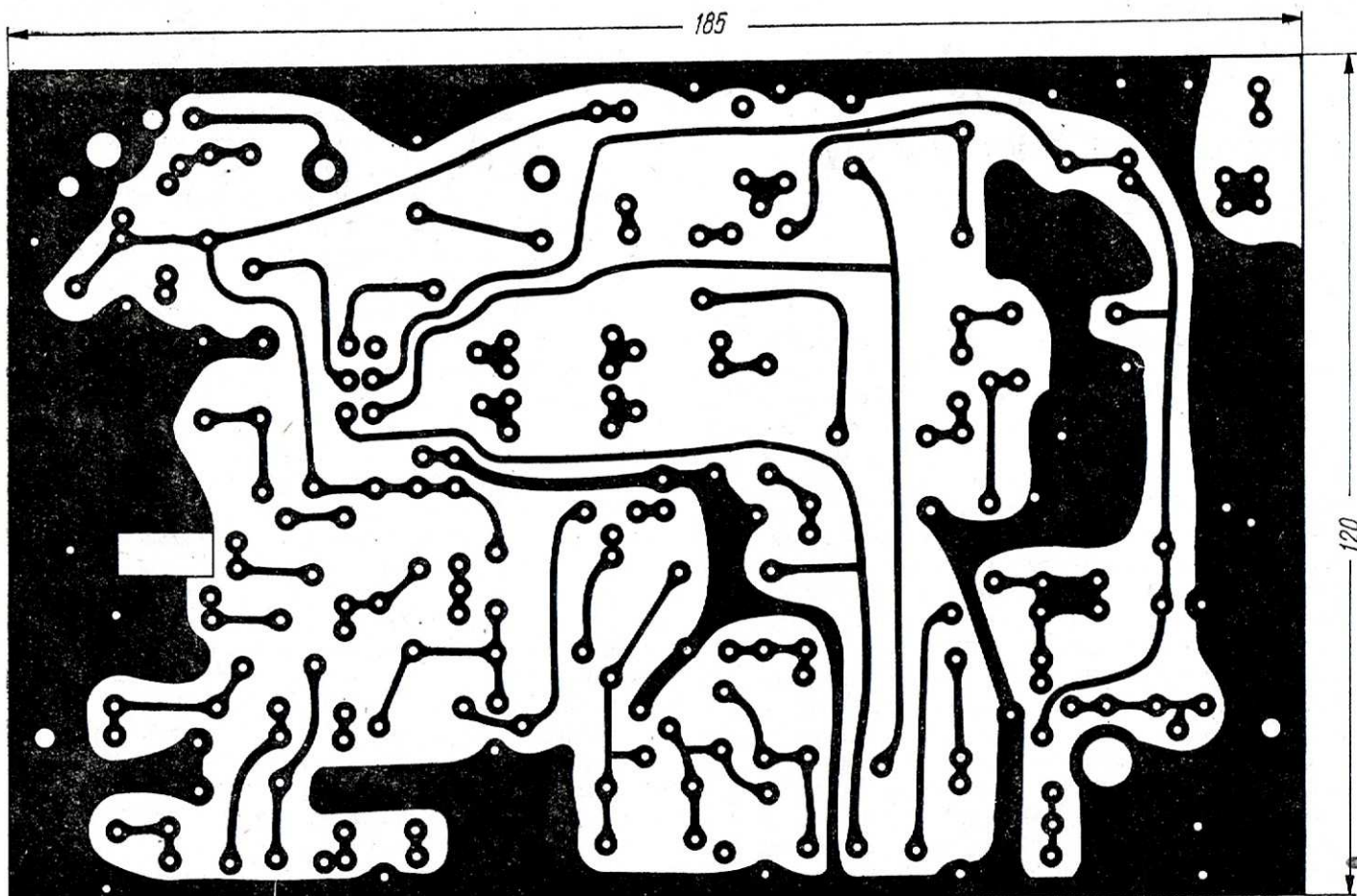
Przekaźnik Prz „nadawanie-odbiór” typu MT6 (na napięcie 12 V) włączony jest w obwód kolektora tranzystora T10. Dioda załączona równolegle do przekaźnika zapobiega przebiciu tranzystora napięciem samoiндukcji zaindukowanym w uzwojeniu przekaźnika podczas zmian wartości prądu płynącego przez to uzwojenie. Baza tranzystora T10 połączona jest z gniazdem klucza telegraficznego w taki sposób, że naciśnięcie klucza powoduje naładowanie kondensatora elektrolitycznego $5 \mu F$ i przepływ prądu przez tranzystor, co z kolei powoduje działanie przekaźni-

ka. Czas potrzebny na rozładowanie kondensatora przez tranzystor i rezystor $25 k\Omega$ stanowi opóźnienie przełączenia transceivera z nadawania na odbiór po ostatnim naciśnięciu klucza. Przez zmianę wartości rezystora rozładowującego można dobrać czas opóźnienia odpowiednio do upodobania (przy szybszym telegrafowaniu czas ten może być krótszy).

W modelowym transceiverze zastosowano wyłącznie tranzystory z zestawów półprzewodnikowych CEMI. Użycie tych tranzystorów znacznie obniżyło koszt części potrzebnych do budowy urządzenia. Oczywiście można zamiast tranzystorów z zestawów użyć tranzystorów pełnowartościowych. Dlatego też podano w nawiasach typy tranzystorów, które mogą pracować w poszczególnych stopniach. Do budowy transceivera użyto tranzystorów z zestawów nr 3 i 5. Zestaw nr 3 zawiera tranzystory krzemowe w obudowie metalowej (12 szt.) i kosztuje 86 zł, natomiast zestaw nr 5 zawiera 5 tranzystorów mocy (w tym jeden germanowy) i kosztuje 48 zł. Koszt zestawów z broszurkami, w których zebrano szereg układów z tymi tranzystorami, jest o kilka złotych większy. Tranzystory są oznakowane jedynie kolorowymi kropkami na górnej części obudowy, toteż jedynie po tych kropkach i po rodzaju obudowy można je od siebie odróżnić. W zestawie nr 3 znajdują się tranzystory w obudowach TO-72, TO-18 i TO-39, natomiast w zestawie nr 5 — w obudowach TO-3 i TO-66. Kolory kropek oznaczają:

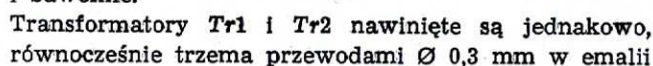
czerwony — polaryzacja $p-n-p$,

niebieski — $I_{Cmax} = 1 A$,



Rys. 3. Układ połączeń płytki montażowej

T10 — jak T5.

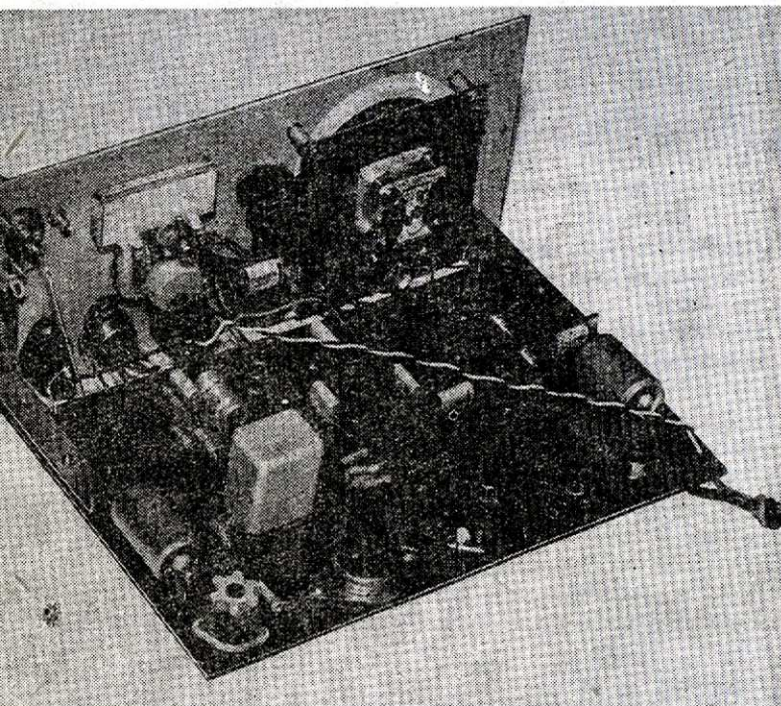


Jak już wspomniano, cewka reflektometru L_1 i transformatory w.c.z. $Tr1 \rightarrow Tr3$ zostały nawinięte na rdzeniach toroidalnych, do wykonania których wykorzystano półowki rdzeni kubkowych od obwodów pośr.cz.

i bawełnie, po 8 zwojów. Po nawinięciu i sklejeniu uzwojeń klejem polistyrenowym, należy je połączyć jak na schemacie (kropki oznaczają początek uzwojeń). Transformator Tr3 ma 18 zwojów przewodu $\varnothing$ 0,3 mm (uzwojenie pierwotne) i 3 zwoje przewodu w izolacji igelitowej ($\varnothing$ 0,5 mm). Cewka L_2 nawinięta jest na korpusie o średnicy 7 mm (z rdzeniem ferrytowym) i zawiera 45 zwojów przewodu $\varnothing$ 0,1 mm. Cewka L_3 nawinięta jest na korpusie $\varnothing$ 15 mm z rdzeniem ferrytowym i zawiera 15 zwojów przewodu $\varnothing$ 0,5 mm w emalii i bawełnie. Odczep po 9 zwojach od „zimnego” końca cewki.

Cały transceiver zmontowany jest na płytce drukowanej o wymiarach 185×120 mm. Układ połączeń na płycie przedstawiono na rys. 3, a rozmieszczenie elementów — na rys. 4. Wygląd zmontowanej płytki montażowej przedstawiono na rys. 5.

Płytkę montażową połączoną jest mechanicznie z płytą czołową transceivera za pomocą dwóch kątowników. Do płyty czołowej umocowana jest przekładnia kondensatora VFO, mikroamperomierz reflektometru



Rys. 6. Widok transceivera od tyłu



Rys. 7. Widok transceivera od strony płyty czołowej, w obudowie

(od magnetofonu ZK140T), błyskawiczny przełącznik reflektometru P_1 , współosiowe gniazdo antenowe, gniazda głośnika i klucza, potencjometr odstrojenia R_2 i potencjometr siły dźwięku z wyłącznikiem zasilania R_1 .

Rysunek 6 przedstawia rozmieszczenie podzespołów i wygląd montażu transceivera z tyłu, natomiast rys. 7 przedstawia wygląd urządzenia od strony płyty czołowej. Płyta czołowa ma wymiary 200×90 mm, a głębokość obudowy — 150 mm. Przez otwór z tyłu obudowy przechodzi dwużyłowy przewód zasilający.

Jeśli podzespoły były sprawdzone przed wmontowaniem, a sam montaż wykonany starannie, to uruchomienie nie powinno sprawiać trudności nawet początkującemu amatorowi.

Uruchamianie rozpoczynamy od wzmacniacza m.cz. dobierając rezystory oznaczone gwiazdkami na maksymalne wzmocnienie przy najmniejszych zniekształceniach. Następnie należy uruchomić i zestroić VFO. Przy tej operacji potrzebny nam będzie dobrze skalowany odbiornik pokrywający pasmo 3,5 MHz.

Po zestrojeniu VFO nasz transceiver powinien już odbierać stacje w pasmie amatorskim (oczywiście przy dołączonej antenie zewnętrznej). Suwak potencjometru nastawnego R_3 należy początkowo ustawić w pobliżu końca dołączonego do masy. Po naciśnięciu klucza zmieniamy położenie suwaka R_3 aż do momentu, kiedy wskaźnik reflektometru wskaże promieniowaną moc. Wyjście transceivera powinno być podczas uruchamiania nadajnika obciążone rezystorem masowym $70 \Omega/2$ W. Należy teraz dostroić cewkę L_3 na maksymalną moc wyjściową, po czym skorygować ustawienie R_3 . W tym celu należy za pomocą odbiornika kontrolować jakość tonu podczas kluczowania transceivera i suwak R_3 pozostawić w położeniu, w którym moc wyjściowa będzie największa, a jednocześnie ton nadajnika nie będzie jeszcze zmieniał się podczas kluczowania. Zmiana częstotliwości podczas trwania znaku telegraficznego świadczy o wstecznym wpływie stopnia mocy na generator.

Ostatnią czynnością podczas uruchamiania będzie sprawdzenie zgodności częstotliwości nadawania i odbioru. Tu też będzie potrzebny odbiornik, którym skontrolujemy, czy częstotliwości VFO podczas nadawania i odbioru nie różnią się zbytnio. Na tę różnicę ma również wpływ położenie R_3 . Jeśli różnica pomiędzy częstotliwościami nie przekracza zakresu objętego potencjometrem odstrojenia, zaznaczamy przy potencjometrze R_2 punkt zgodności częstotliwości. Transceiver jest już przygotowany do pracy.

Kilkutygodniowa praca w „eterze” na tym transceiverze wykazała, że najlepsze rezultaty osiąga się z anteną dipolową $2 \times 19,5$ m, pracując w godzinach rannych lub wczesnych popołudniowych. Praca w godzinach wieczornych jest trudna ze względu na małą moc i duży poziom QRM-ów.



Nauka i technika stanowią zasadniczy czynnik jakościowych przemian w siłach wytwórczych i życiu społecznym.

(Z przemówienia tow. E. Gierka na spotkaniu kierownictwa partii i państwa z ludźmi nauki w dniu 29.IX. br.)

Zastosowanie tranzystora jednozłączowego do sterowania tyrystorów

Nawiązując do artykułu zamieszczonego w numerze 1/1975, omawiającego zagadnienie sterowania fazowego tyrystorów, chciałbym podać jeszcze jedną metodę, a mianowicie wykorzystanie do tego celu tranzystora jednozłączowego.

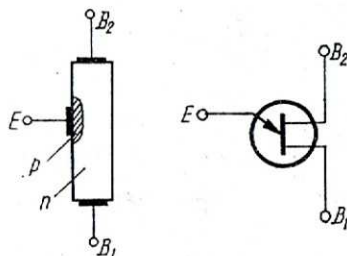
Tranzystor jednozłączowy jest jednym z najbardziej przydatnych elementów używanych do budowy układów sterowania tyrystorami (ew. triakami).

Najważniejsze jego zalety to:

- duża stabilność napięcia przełączania,
- duża szybkość przełączania,
- mała wartość prądu w stanie nieprzewodzenia,
- duża wartość prądu emitera w stanie przewodzenia.
- szeroki zakres temperatury pracy.

KONSTRUKCJA I ZASADA DZIAŁANIA TRANZYSTORA JEDNOZŁĄCZOWEGO

Tranzystor jest utworzony z płytki monokryształu krzemu (typu n) będącej bazą, zaopatrzonej w dwa wyprowadzenia B_1 i B_2 . W obszarze między bazami wdyfundowana jest warstwa o przewodnictwie typu p , tworząca trzecią elektrodę — emiter E (rys. 1). Płytkę krzemu w obszarze pomiędzy bazami B_1 i B_2 ma liniową rezystancję (zwykle rzędu $4,7 \div 9,1 \text{ k}\Omega$).



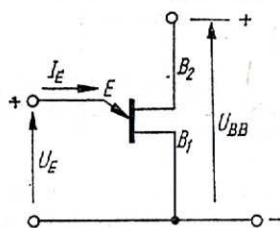
Rys. 1. Konstrukcja i symbol tranzystora jednozłączowego

Bazy są polaryzowane napięciem U_{BB} , zwykle $10 \div 35 \text{ V}$.

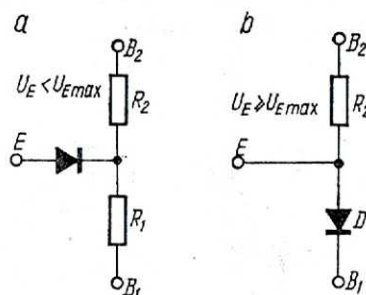
Polaryzację napięć zasilających tranzystor i kierunki prądów ilustruje rys. 2.

Jeżeli napięcie na emiterze U_E jest mniejsze od pewnego napięcia

$U_{E \max}$, to złącze $E-B_1$ (rys. 3a) będzie spolaryzowane w kierunku zaporowym i popłynie przez nie jedynie niewielki prąd wsteczny I_{E0} (pomijalnie mały). Jeżeli $U_E = U_{E \max}$ i prąd emitera I_E jest większy od pewnej krytycznej wartości I_{EM} , to złącze $E-B_1$ polaryzuje

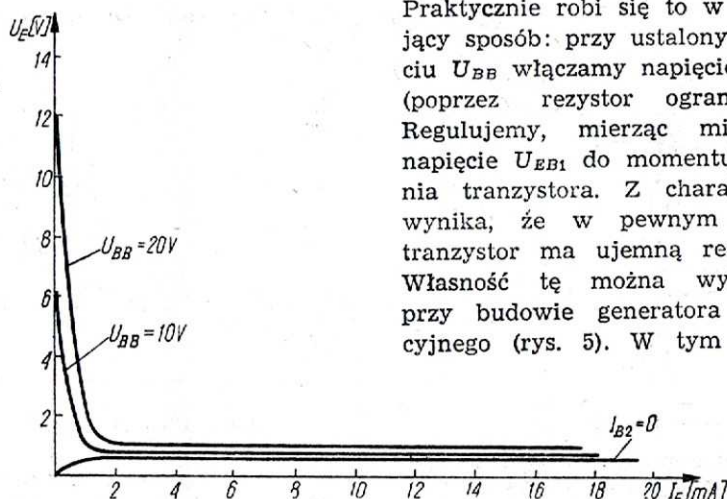


Rys. 2. Polaryzacja elektrod i przepływ prądu w tranzystorze jednozłączowym



Rys. 3. Układ zastępczy tranzystora jednozłączowego

a — w stanie wyłączonym, b — w stanie włączonym



Rys. 4. Charakterystyki emiterowe tranzystora 2N2646

zystor włącza się. W tym stanie opór złącza $E-B_1$ jest bardzo mały

się w kierunku przewodzenia. Tran- i prąd emitera ograniczany jest tylko zewnętrzną rezystancją w obwodzie emitera E lub bazy B_1 (rys. 3b).

Napięcie $U_{E \max}$ związane jest liniowo z napięciem U_{BB} , włączonym pomiędzy bazy B_1 i B_2 zgodnie ze wzorem:

$$U_{E \max} = \eta \cdot U_{BB} + U_D$$

w którym:

η — współczynnik zależny od wewnętrznej konstrukcji tranzystora, zwykle $\eta = 0,51 \div 0,82$,
 U_D — spadek napięcia na złączu $E-B_1$; w temperaturze 25°C wynosi on około $0,5 \text{ V}$.

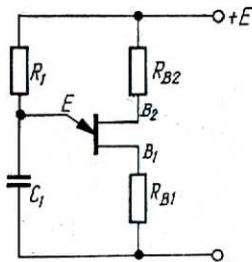
Napięcie $U_{E \max}$ zależy od temperatury złącza i zmienia się (maleje), np. $3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ dla tranzystora typu 2N266-47 i około $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ dla tranzystora 2N489 (przykładowo).

Charakterystyki tranzystora jednozłączowego (na przykładzie tranzystora 2N646) są podane na rys. 4. Pełną charakterystykę takiego tranzystora można wykreślić posługując się charakterografem. Zazwyczaj nie jest to potrzebne. Wystarczy znaleźć maksymalne napięcie U_E , przy którym tranzystor włącza się, oraz prąd emitera po włączeniu.

Praktycznie robi się to w następujący sposób: przy ustalonym napięciu U_{BB} włączamy napięcie emitera (poprzez rezystor ograniczający). Regulujemy, mierząc miernikiem, napięcie U_{EB1} do momentu włączenia tranzystora. Z charakterystyk wynika, że w pewnym zakresie tranzystor ma ujemną rezystancję. Własność tę można wykorzystać przy budowie generatora relaksacyjnego (rys. 5). W tym układzie

kondensator C_1 ładuje się poprzez opornik R_1 do momentu osiągnięcia

na emiterze napięcia $U_{E \max}$. W tym momencie tranzystor włącza się, rozładowując C_1 poprzez rezystor R_{B1} . Gdy U_E zmaleje do około 2 V, złącze emiterowe przestaje przewodzić i cykl powtarza się od początku.



Rys. 5. Układ generatora relaksacyjnego

Okres relaksacji T nie zależy praktycznie od wartości napięcia zasilania oraz temperatury i określony jest wzorem:

$$T = \frac{1}{f} = R_1 C_1 \ln \frac{1}{1 - \eta} = 2,3 R_1 C_1 \lg \frac{1}{1 - \eta}$$

Jeżeli $\eta = 0,63$ (co zwykle jest spełnione), to $T = R_1 C_1$.

Typowe wartości elementów generatora:

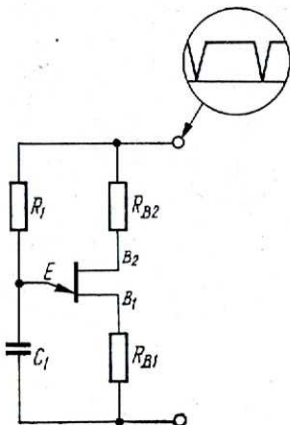
$R_{B1} = 100 \div 200 \Omega$ (wyjątkowo $2 \div 3 k\Omega$)

$R_{B2} = 0,5 \div 1 k\Omega$

$R_1 = 3 k\Omega \div 3 M\Omega$

$C_1 = \text{pow. } 100 \text{ pF}$

Wartości rezystora R_1 nie można dowolnie zmniejszać — minimalna wartość R_1 określona jest z warunku na podtrzymanie drgań; zbyt małe $R_1 = 3 k\Omega \div 3 M\Omega$.

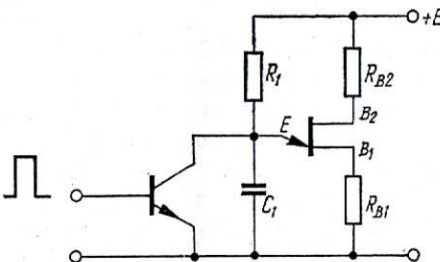


Rys. 6. Układ generatora relaksacyjnego synchronizowanego napięciem trapezowym

ła wartość tego rezystora powoduje, że tranzystor po włączeniu nie wyłączy się z powrotem. Maksymalna wartość także musi być

ograniczona, aby prąd ładowania kondensatora był większy od prądu włączania I_{EM} .

Opisany generator relaksacyjny można synchronizować zasilając go napięciem trapezowym (prostokątnym) — rys. 6, lub wymuszając moment rozpoczęcia ładowania kondensatora C_1 (rys. 7).



Rys. 7. Układ generatora synchronizowanego w obwodzie emitera

UKŁADY STEROWANIA TYRYSTORÓW WYKORZYSTUJĄCE TRANZYSTOR JEDNOZŁĄCZOWY

Wykorzystując układ generatora synchronizowanego napięciem trapezowym, można bardzo łatwo zrealizować układ sterowania fazowego tyrystorem (rys. 8). Zastosowano tu mostek Graetza w celu

tworząc napięcie trapezowe zasilające generator relaksacyjny.

Typowe wartości elementów:

$R_1 = 6 \div 10 k\Omega / 6 W$

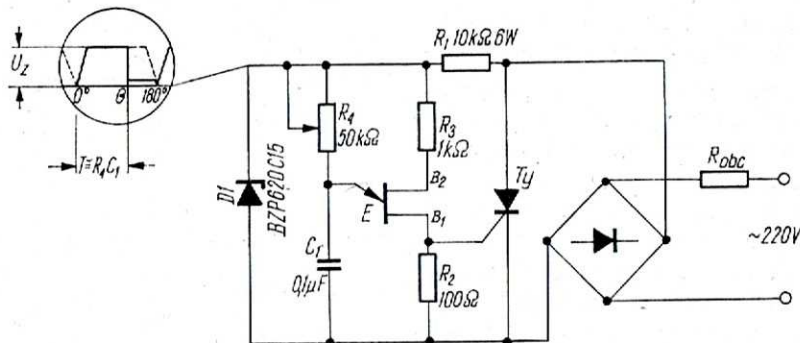
$R_2 = 100 \div 200 \Omega / 0,5 W$

$R_3 = 0,5 \div 1 k\Omega$

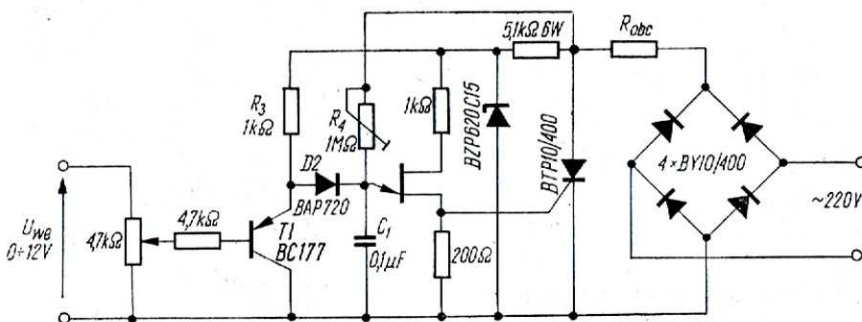
$R_4 = \text{potencjometr lin. } 50 \div 100 k\Omega$

$C_1 = 0,1 \div 0,22 \mu F$.

Moment rozpoczęcia ładowania kondensatora C_1 przez rezystor R_4 jest wymuszony pojawieniem się przedniego zbócza napięcia trapezowego. Kondensator ładuje się do napięcia $U_{E \max}$ ze stałą czasową $\tau = R_4 \cdot C_1$. Po osiągnięciu napięcia $U_{E \max}$ generator wytwarza impuls dodatni na rezystorze R_2 . Impuls ten włącza tyrystor. Zmieniając wartość rezystancji R_4 uzyskuje się zmianę czasu ładowania kondensatora C_1 , a tym samym czasu przewodzenia tyrystora. Osiągany w praktyce zakres zmian kąta zapłonu tyrystora wynosi od $15^\circ \div 170^\circ$. Włączony tyrystor zwiera napięcie zasilające układ sterujący, co wpływa na zmniejszenie strat mocy w diodzie Zenera i rezystorze R_1 . Układ ten cechuje prostota budowy i pewność działania. Można go stosować w układach ręcznej regulacji oświetlenia, ogrzewania itp.



Rys. 8. Podstawowy układ sterowania tyrystora za pomocą tranzystora jednozłączowego



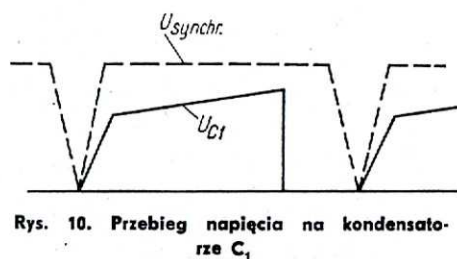
Rys. 9. Układ sterowania tyrystorami z regulacją napięciem stałym

umożliwienia regulacji prądu jedynym tyrystorem.

Dwupółkowo wyprostowane napięcie jest doprowadzane do tyrystora oraz do układu sterującego. Rezystor R_1 i dioda Zenera $D1$ wy-

Rozbudowując nieco opisany układ otrzymujemy jego odmianę ze sterowaniem za pomocą regulacji napięcia stałego ($0 \div +12 V$) — rys. 9. Zmodyfikowano tu nieco sposób ładowania kondensatora C_1 (rys. 10),

który ładuje się teraz z dwu obwodów. Obwód pierwszy stanowi rezystor nastawny R_4 — 1 M Ω . Jego wartość ustala się tak, aby zapłon tyrystora następował pod koniec



trwania impulsu napięcia trapezowego (tyrystor przewodzi jedynie przez bardzo krótki okres czasu — praktycznie nie ma przepływu prądu).

Drugi obwód tworzą rezystor R_3 i tranzystor T1. Rezystor R_3 ma małą wartość i wobec tego kondensator bardzo szybko doładowuje się do wartości napięcia ustalonego na emiterze T1. Następnie kondensator zostaje „odcięty” diodą D2 od rezystora R_3 i doładowywanie następuje już tylko poprzez rezystor R_4 .

Tranzystor T1 występuje tu w charakterze nieco nietypowego wtórniaka napięciowego. Regulując napięcie doprowadzone do bazy T1 ustalamy napięcie na emiterze. Im wyższe jest napięcie sterujące, a więc i na emiterze T1, tym szybciej ładuje się kondensator C_1 i zwiększa się kąt otwarcia tyrystora, a więc natężenie przepływającego prądu.

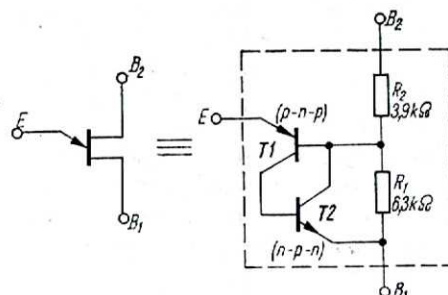
Układ ten świetnie nadaje się do układów automatycznej regulacji mocy grzania, natężenia światła itp. Można go na przykład wykorzystać z powodzeniem do dźwiękowego modulatora światła, dobudowując na wejściu filtry (opisywane w innych numerach naszego miesięcznika), oraz prosty detektor amplitudy. Układ z zastosowaniem takiego sterowania ma liniową charakterystykę regulacji mocy w funkcji napięcia wejściowego w zakresie 10÷90% mocy całkowitej.

UKŁAD ZASTĘPUJĄCY TRANZYSTOR JEDNOZŁĄCZOWY

Tranzystor jednozłączowy jest jeszcze trudno osiągalny dla radioamatorów. Można go jednak z powodzeniem zastąpić układem z rys. 11. Dwa tranzystory — p-n-p i n-p-n (krzemowe), połączone według rys. 11, zachowują się podobnie jak tranzystor jednozłączowy. Rezystory R_1 i R_2 ustalają $U_{E \max}$. Najczęściej dobiera się stosunek $R_2 : R_1$

jak 1:1,6. Wtedy współczynnik η ma wartość około 0,63 jak dla tranzystora jednozłączowego i wszystkie zależności podane poprzednio są aktualne.

Działanie takiego układu jest następujące: jeżeli $U_E < U_{E \max}$, to wówczas emiter tranzystora T1 (p-n-p) ma polaryzację ujemną względem bazy tego tranzystora i T1 nie przewodzi. Jeżeli T1 nie przewodzi, nie płynie prąd bazy tranzystora T2, wobec czego T2 również nie przewodzi.



Rys. 11. Układ zastępczy tranzystora jednozłączowego

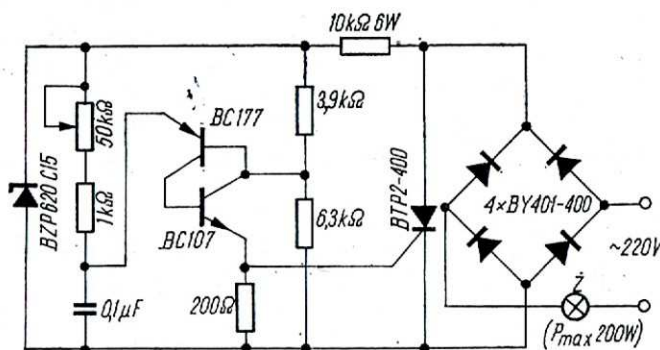
wzrost prądu bazy T1. Proces przebiega lawinowo.

Tranzystory T1 i T2 przechodzą w stan nasycenia. Układ zachowuje się w tym momencie jak tranzystor jednozłączowy w stanie włączenia. Do układu nadają się tranzystory dowolnego typu o małym prądzie zerowym, a więc najlepiej krzemowe. Współczynnik wzmacnienia nie jest istotny ($h_{21} > 10$).

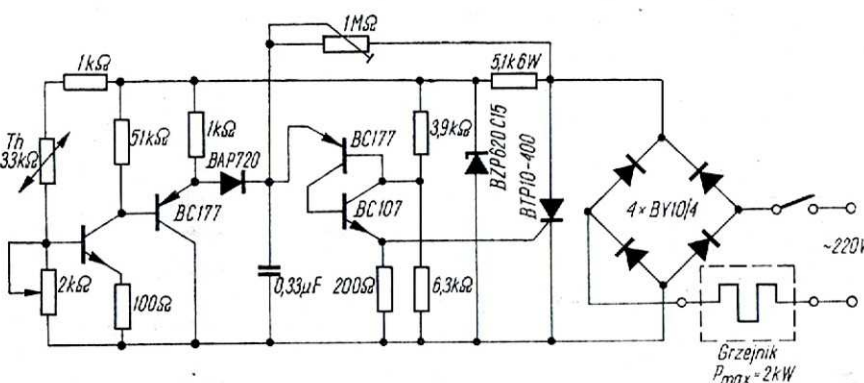
Na zakończenie chciałbym zaproponować poniższe zastosowania wymienionych układów:

— regulator natężenia światła (rys. 12),

— stabilizator temperatury (rys. 13). Regulator natężenia światła świetnie nadaje się do zastosowania w stylizowanej lampce imitującej lampę naftową. Przez obrót potencjometru światło lampy rozjaśnia się lub przyciemnia w sposób płynny. Stabilizator temperatury może być stosowany w wielu dziedzinach, jak



Rys. 12. Schemat ideowy regulatora natężenia światła



Rys. 13. Układ stabilizatora temperatury

Jeśli $U_E \geq U_{E \max}$, to emiter tranzystora T1 jest spolaryzowany dodatnio względem bazy T1 i zaczyna płynąć prąd bazy tranzystora T1. Tranzystor T1 zaczyna przewodzić w obwodzie emiter-kolektor. Prąd kolektora T1 jest zarazem prądem bazy T2. Tranzystor T2 zaczyna również przewodzić, powodując

stabilizacja temperatury w akwarium, kąpieli fotograficznych itp. Uwaga: Obydwa układy muszą być starannie izolowane i żaden punkt układu nie może być uziemiany. Jeżeli zachodzi konieczność uziemienia układu — należy zastosować transformator oddzielający układ od sieci (o przekładni 1:1).

URZĄDZENIE DO OSŁABIANIA SZUMÓW

Współczesna technika zapisu sygnałów dźwiękowych dąży do obniżenia poziomu zakłóceń. W tym też celu opracowano kilka systemów, do których należą:

- system Dolby i jego modyfikacje,
- system DNL.

System Dolby stosowany jest w aparaturze profesjonalnej wysokiej klasy, a w uproszczonej postaci tzw. Dolby B, również w magnetofonach (nr 8/1973 naszego miesięcznika).

Systemem prostszym, możliwym do realizacji w warunkach amatorskich, jest system DNL (Dynamic Noise Limiter) opracowany przez firmę PHILIPS.

OPIS UKŁADU

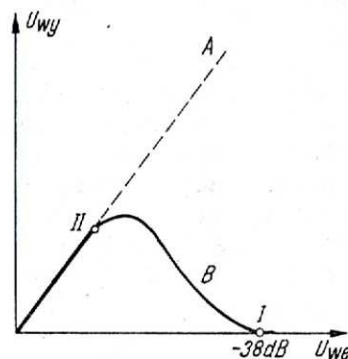
Przedstawiony na rys. 1 schemat układu został oparty na oryginalnym rozwiązaniu firmy PHILIPS.

lonych deformacji dynamicznych sygnału przy zapisie.

W urządzeniu DNL można wyodrębnić dwa kanały. Pierwszy z nich (tranzystor T1) ma w funkcji częstotliwości charakterystykę linearną (prosta A na rys. 2). Z wyjścia tego kanału sygnał doprowadzany jest bezpośrednio do wyjścia urządzenia (przez C_2 i P_1). Kanał drugi (tranzystory T2, T3, T4) działa podobnie do filtra górnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 5 kHz.

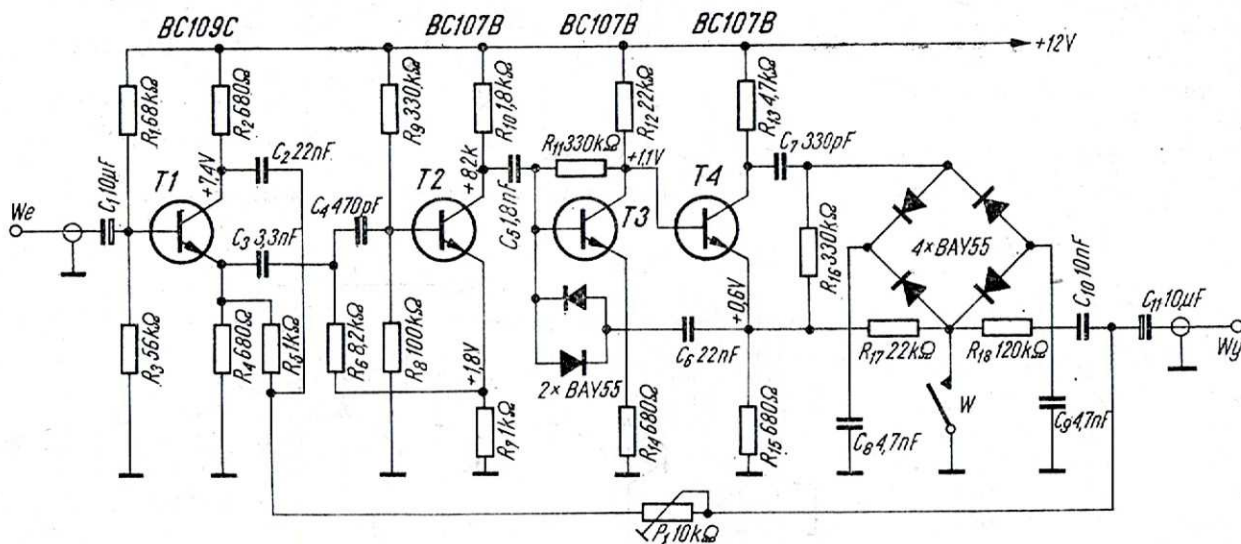
Zastosowanie elementów o charakterystyce nielinearnej (diody) w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego powoduje, że wzmocnienie tego kanału jest większe przy małych wartościach sygnału wejściowego (krzywa B, zakres 0-II na rys. 2), a następnie maleje (zakres II-I na

ziom mniejszy od -38 dB zostają „wycięte” z przebiegu wyjściowego. Efektywność działania układu daje się zauważyć zwłaszcza w czasie cichych fragmentów nagrania oraz w przerwach. Jest to istotną zaletą urządzenia, bo właśnie wówczas szumy są najbardziej dokuczliwe.



Rys. 2. Charakterystyki amplitudowe układu DNL

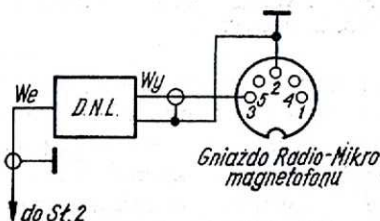
A — dla kanału I, B — dla kanału II



Rys. 1. Schemat ideowy układu DNL

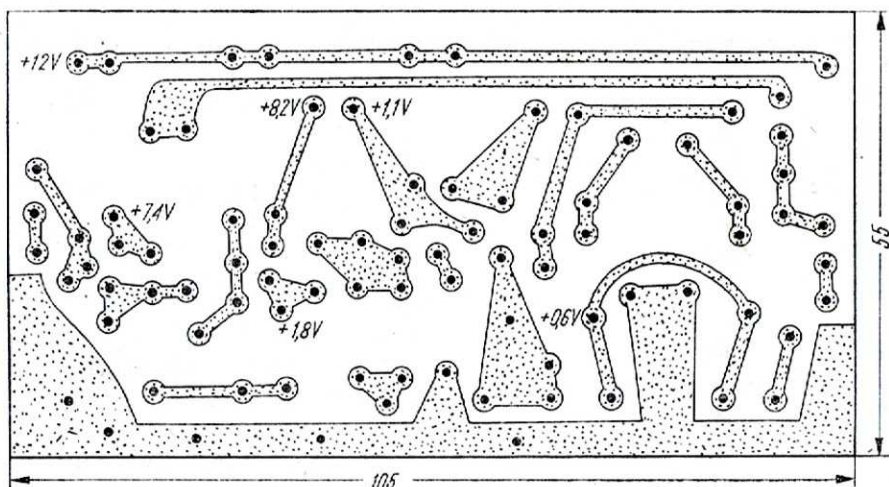
Wprowadzono jedynie niewielkie zmiany układowe w celu przystosowania go do elementów produkcji krajowej. Urządzenie DNL służy do redukcji szumów w czasie odczytywania zapisu audycji. Podstawową zaletą tego układu jest możliwość redukcji szumów z taśm magnetofonowych bez względu na sposób wykonania zapisu. W przeciwnieństwie do systemu Dolby nie trzeba tu więc wprowadzać okre-

rys. 2). Napięcia wyjściowe obu kanałów są następnie sumowane w fazie przeciwnej, wobec czego następuje odejmowanie przebiegów kanału drugiego od przebiegów kanału pierwszego. Przebiegi o poziomie mniejszym niż -38 dB, względem nominalnego poziomu sygnału wejściowego, oraz szumy są więc eliminowane. Inaczej mówiąc, przebiegi, których częstotliwość jest większa od 5 kHz i po-

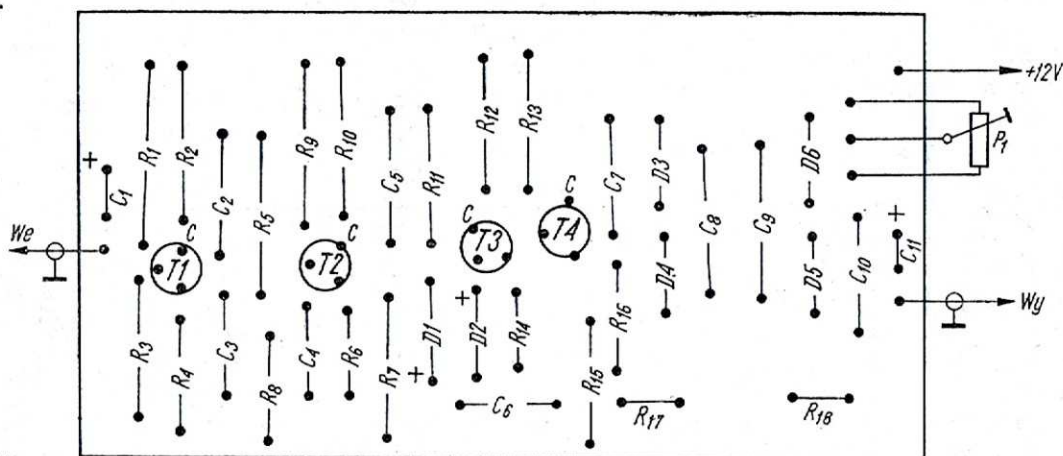


Rys. 3. Schemat połączeń układu DNL z wyjściem magnetofonu ZK 140T

Układ zapewnia osłabienie szumów o 6 dB przy 6 kHz i o około 25 dB przy 10 kHz.



Rys. 4. Płytkę montażową z połączeniami drukowanymi



Rys. 5. Rozmieszczenie elementów

Wyłącznik W służy do wyłączania ogranicznika szumów. Urządzenie pracuje w tym przypadku jako wzmacniacz konwencjonalny. Układ DNL może współpracować ze wszystkimi typami magnetofonów, w tym również kasetowymi, poprawiając jakość odtwarzania audycji, zwłaszcza w przypadku źródeł o znacznym poziomie szumów. Należy zaznaczyć, że urządzenie nie nadaje się do dokonywania zapisu. Wykorzystuje się je tylko przy odczytywaniu taśm.

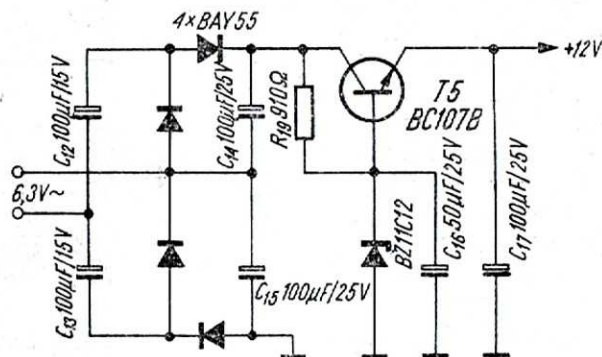
KONSTRUKCJA I URUCHOMIENIE

Urządzenie można wbudować na stałe do magnetofonu lub wykonać w formie oddzielnej przystawki. Wydaje się, że bardziej funkcjonalne jest wbudowanie urządzenia do magnetofonu, jeżeli oczywiście jest to możliwe konstrukcyjnie. Sposób połączenia układu z magnetofonem ZK 140 przedstawiono na rys. 3. Nie ma specjalnych wymagań dotyczących elementów użytych w urządzeniu. W wykonanym modelu zastosowano oporniki MLT 0,5 W, kondensatory styrofleksowe typu KSE-011 oraz kondensatory elektrolityczne typu KES. Pożądane jest użycie diod krzemowych oraz

dobieranie ich parami. Dotyczy to zarówno dwóch diod w gałęzi sprzężenia zwrotnego, jak i diod w mostku wyjściowym. W przypadku użycia diod krzemowych wystarczy zbadać je za pomocą omomierza (mierzy się ich rezystancję w kierunku przewodzenia). Płytkę mon-

tażową przedstawiono na rys. 4, a rozmieszczenie elementów — na rys. 5. Regulacja układu jest bardzo prosta. Po przyłączeniu urządzenia do magnetofonu i do wzmacniacza zewnętrznego, ustawia się potencjometr P_1 w taki sposób, aby uzyskać minimum szumów.

Ze względu na niewielki pobór prądu (około 10 mA) urządzenie można zasilать wykorzystując wewnętrzny zasilacz magnetofonu, po odpowiedniej redukcji napięcia. Jeżeli układ DNL ma współpracować z magnetofonem lampowym, należy dobudować oddzielny zasilacz.



Rys. 6. Schemat ideowy zasilacza

taż, którego schemat przedstawiono na rys. 6. Wykorzystuje się w tym przypadku napięcie żarzenia lamp, które po podwojeniu i wyprostowaniu jest stabilizowane za pomocą prostego stabilizatora napięcia. Zasilacz ten można również wbudować na stałe do magnetofonu.

CZY WIECIE, ŻE...

● W ubiegłym roku produkcja odbiorników telewizji kolorowej w W. Brytanii zmniejszyła się w ciągu pierwszych ośmiu miesięcy (w porównaniu z analogicznym okresem r. 1973) o blisko 15% (i wynosiła około 1,5 mln sztuk). Zmniejszył się również import tych odbiorników o blisko 22% (i wynosił on 335 tys. sztuk).

● Baza nadawcza telewizji w ZSRR obejmuje obecnie 52 stacje naziemne, które przekazują stały program nadawany ze 131 ośrodków. W satelitarnym systemie regularnej emisji telewizyjnej „Orbita” program TV przekazywany jest do najbardziej odległych zakątków olbrzymiego terytorium Kraju Rad.

M.W.

Prosty przyrząd do kontroli pracy silnika samochodowego

Opisany tu przyrząd do kontroli pracy silnika samochodowego został opracowany na podstawie schematu ideowego podobnego aparatu, produkowanego przez amerykańską firmę.

Przyrząd wykonany i wypróbowany przez autora mimo swej prostoty okazał się bardzo użyteczny. Można nim przeprowadzać następujące badania:

- pomiar napięcia stałego o wartości od 0 do 15 V,
- pomiar prędkości obrotowej silnika samochodowego, w zakresie od 0 do 5000 obr/min,
- pomiar kąta rozwarcia styków przerywacza aparatu zapłonowego,
- kontrolę oporu styków przerywacza.

Schemat elektryczny przyrządu przedstawiono na rys. 1. Układ zawiera tylko jeden tranzystor krzemowy typu *n-p-n*. Obrotomierz jest włączony przy wciśniętym przycisku „3” przełącznika rodzaju pomiarów. Do bazy tranzystora doprowadzone są dodatnie impulsy niskiego napięcia z przerywacza aparatu zapłonowego. Z kolei impulsy z obwodu kolektora tranzystora są kierowane do miernika poprzez kondensator (o pojemności 1 μ F) oraz prostownik składający się z dwóch diod prostowniczych, ostrzowych, np. AAP120. Natężenie prądu zmiennego przepływającego przez kondensator jest proporcjonalne do częstotliwości impulsów, a więc i do prędkości obrotowej silnika. Prąd ten po wyprostowaniu mierzy się mikroamperomierzem wyskalowanym w ilości obrotów silnika na minutę.

Miernik jest zabocznikowany opornikiem regulowanym R_1 , którego wartość decyduje o maksymalnym wychyleniu wskazówki.

W przypadku zastosowania miernika MEA-31 o zakresie 100 μ A bocznicnik powinien mieć opór 560 Ω , a przy zastosowaniu miernika MK-3A o zakresie 25 μ A — opór 100 Ω .

Kąt rozwarcia styków przerywacza aparatu zapłonowego mierzy się po wciśnięciu przycisku „2” przełącz-

nika rodzaju pomiarów. Wynik pomiaru nie zależy od prędkości obrotowej silnika.

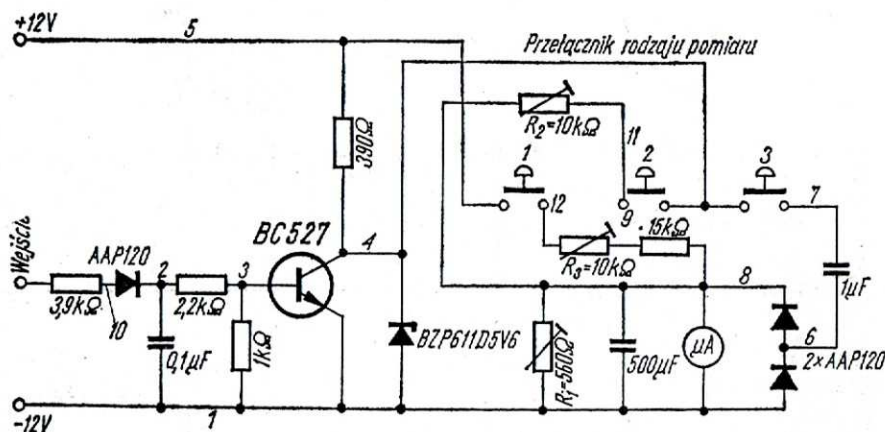
Impulsy dodatnie z przerywacza aparatu zapłonowego są kierowane do bazy tranzystora i powodują powstawanie impulsów prostokątnych prądu kolektorowego, o czasie trwania równym czasowi rozwarcia styków przerywacza. Impulsy te ła-

tor o pojemności 500 μ F. Mikroamperomierz mierzy wartość średnią prądu ładowania tego kondensatora, który jest proporcjonalny do kąta rozwarcia styków.

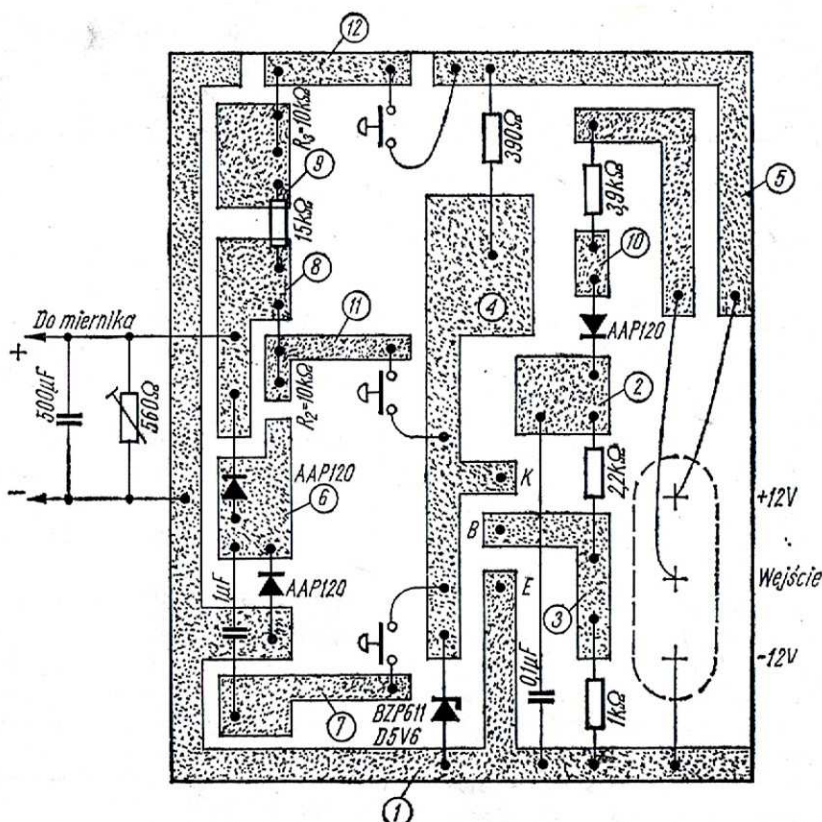
Napięcia mierzy się, jak zwykłym woltomierzem, po naciśnięciu przycisku „1” przełącznika.

Zasilanie aparatu odbywa się z 12-woltowego źródła napięcia, np. z akumulatora. W celu uniezależnienia się od wahań napięcia akumulatora, napięcie zasilania obniża się do około 6 V i stabilizuje diodą Zenera.

Wykonany przez autora przyrząd był przeznaczony do kontroli samo-



Rys. 1. Schemat ideowy przyrządu pomiarowego



Rys. 2. Schemat montażowy płytki drukowanej

Zależność częstotliwości impulsów przerywacza od prędkości obrotowej różnego rodzaju silników samochodowych

Częstotliwość impulsów [Hz]	Liczba cylindrów silnika 4-suwowego				Liczba cylindrów silnika 2-suwowego z oddzielnym przerywaczem dla każdego cylindra		
	8	6	4	2	4	3	2
12,5	—	250	375	750	—	250	375
25	375	500	750	1500	375	500	750
50	750	1000	1500	3000	750	1000	1500
75	1125	1500	2250	4450	1125	1500	2250
100	1500	2000	3000	6000	1500	2000	3000
150	2250	3000	4500	9000	2250	3000	4500
250	3750	6000	7500	—	3750	5000	—

Powyższe zależności wynikają z następujących wzorów:

$$F = \frac{V \cdot \bar{n}}{120}$$

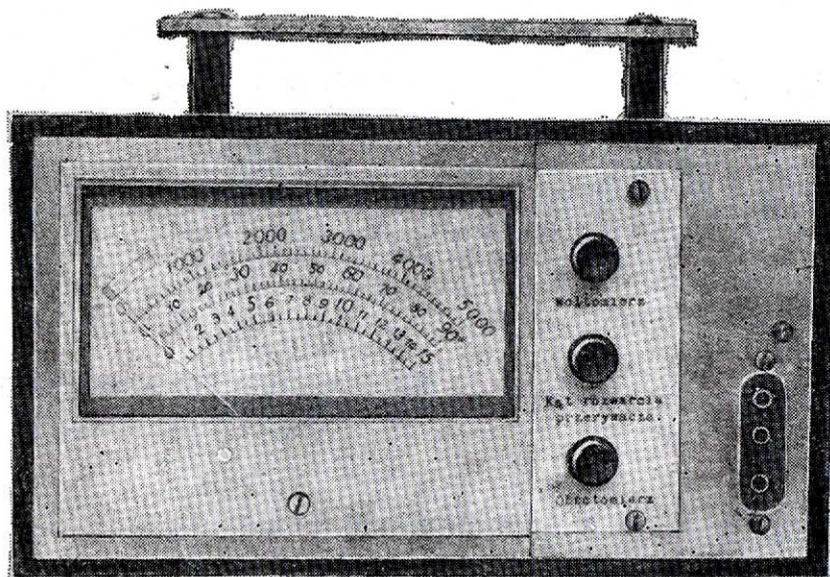
— dla silnika 4-suwowego

$$F = \frac{V \cdot \bar{n}}{60}$$

— dla silnika 2-suwowego

przy czym:

F — częstotliwość impulsów w Hz, V — ilość obrotów silnika na minutę, $\bar{n}$ — liczba cylindrów w silniku.



Rys. 3. Widok gotowego przyrządu

Przyrząd zmontowano na płycie aluminiowej o wymiarach 110 × 210 mm. Umieszczono na niej mikroamperomierz, gniazdo wejściowe oraz przyciski przełącznika rodzaju pomiarów. Płytką drukowaną z umocowanymi na niej elementami, wykonana według rys. 2, została umieszczona wewnątrz przyrządu. Obudowę tworzy pudełko ze sklejek, pomalowane czarnym lakierem nitro. Wygląd zewnętrzny uwidoczniono na rys. 3.

Skalę miernika można wykonać według wzoru podanego na rys. 4.

SKALOWANIE

Do skalowania potrzebny jest generator impulsów o dokładnie zna-



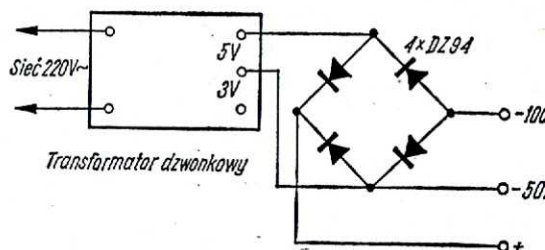
Rys. 4. Widok skali miernika

nej częstotliwości. Do tego celu można wykorzystać, np. sieć elektryczną o częstotliwości 50 Hz. Schemat ideowy takiego generatora przedstawiono na rys. 5. Generator dostarcza impulsy o częstotliwości 50 Hz lub 100 Hz. Podczas skalowania przyrządu do wejścia należy przyłączyć „plus” generatora, a „minus” połączyć z ujemnym gniazdem wejściowym.

Kalibrowanie obrotomierza przepro-

wadza się w następujący sposób. Do wejścia aparatu doprowadzamy z generatora impulsy o częstotliwości 100 Hz. Wartość opornika R_1 bocznikującego mikroamperomierz ustalamy w taki sposób, aby wskazówka miernika ustawiła się dokładnie w położeniu wskazującym 3000 obr/min. Skala jest liniowa i w praktyce wystarcza ustawienie wskazówki miernika dla jednego punktu. Możemy jednak w celu sprawdzenia liniowości skali wykorzystać impulsy o częstotliwości 50 Hz. Wskazówka mikroamperomierza powinna ustawić się wtedy w położeniu 1500 obr/min.

Przy skalowaniu pomiarów kąta rozwarcia styków przerywacza aparatu zapłonowego przełącznik rodzaju pomiarów ustawiamy w położeniu „2”. Gniazdo wejściowe pozo-



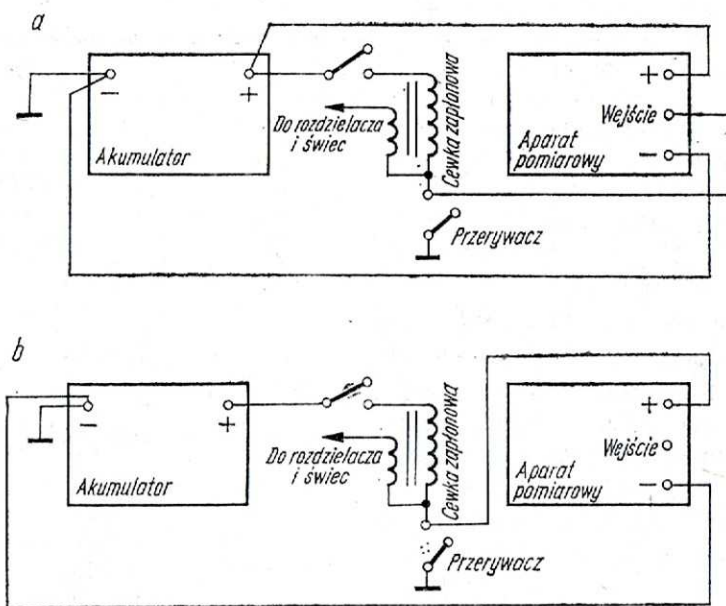
Rys. 5. Schemat ideowy pomocniczego generatora do skalowania

staje odłączone. Operując opornikiem R_2 nastawiamy wskazówkę mikroamperomierza na pełne wychylenie. Następnie przyłączamy wejście aparatu do plusa baterii zasilającej. Wskazówka miernika powinna cofnąć się do położenia zerowego. Podczas pomiaru przepro-

warcia styków wskazówka miernika zajmuje położenie pośrednie. Przy prawidłowym ustawieniu szczeliny styków przerywacza położenie to wypada mniej więcej w połowie skali. Woltomierz jest włączony w położeniu „1” przełącznika. Wychylenie wskazówki miernika regulujemy za pomocą opornika R_3 , porównyując wskazania kalibrowanego aparatu z woltomierzem wzorcowym.

Przy kontroli oporu obwodu przerywacza przełącznik rodzaju pomiarów ustawiamy w położeniu „A”. Przewód „plusowy” przyłącza się do zacisku przerywacza, a „minusowy” — do ujemnej końcówki akumulatora. Przy prawidłowym oporze obwodu (mały opór styków przerywacza) wskazówka miernika powinna się wychylać bardzo nieznacznie (zakreskowana część górnej skali na rys. 3). Jeżeli przy tym pomiarze wskazówka miernika wychyli się do końca skali dowodzi to, że przerywacz ustawił się w położeniu rozwartym. Należy wtedy pokręcić nieco wałem korbkowym i doprowadzić przerywacz do położenia zwarcia.

Na rysunku 6a przedstawiono sposób połączenia przyrządu pomiarowego z elementami instalacji elektrycznej samochodu przy pomiarach prędkości obrotowej, lub pomiarach kąta rozwarcia przerywacza, a na rys. 6b — przy kontroli oporu obwodu przerywacza.



Rys. 6. Schemat połączeń przyrządu pomiarowego z instalacją elektryczną samochodu
a — przy pomiarach obrotów lub kąta rozwarcia styków, b — przy kontroli oporu obwodu przerywacza

WYKAZ ELEMENTÓW

Półprzewodniki

Tranzystor krzemowy typu *n-p-n* BC527, BC528 lub MII101 — 1 szt.
Diody prostownicze ostrzowe AAP120 lub podobne — 3 szt.
Dioda Zenera 250 mW, 5÷6 V, np. BZP611D5V6.

Oporniki

Stałe typu MLT 0,5 W: 15; 3,9; 2,2; 1 k Ω , 390 Ω

Regulowane montażowe: 10 k Ω — 2 szt., bocznik mikroamperomierza 560 lub 100 Ω
Kondensatory — 500 μ F/12 V; 1 μ F/250 V; 0,1 μ F/250 V.

Inne

Mikroamperomierz MK-3A o zakresie 25 μ A lub inny, np. MEA-31 o zakresie 100 μ A.
Przełącznik przyciskowy, 2-kontaktowy.

mgr inż. Jerzy Lewandowski

BADANIA EKSPLOATACYJNE

Magnetofon ZK 240

Dzięki uprzejmości Dyrekcji Zakładów Im. M. Kasprzaka, redakcja otrzymała do próbnego eksploatacji 4-ścieżkowy, monofoniczny magnetofon typu ZK 240. Magnetofon był eksploatowany dość długo, bo około roku, toteż można było dokładnie się z nim zapoznać.

ZK 240 powiększa dużą już rodzinę magnetofonów kasetowych i szpulowych produkcji Zakładów Im. M. Kasprzaka, dając początek nowym typom monofonicznym i stereofonicznym wyższej jakości. Wyglądem zewnętrznym ZK 240 całkowicie różni się od dotychczasowych typów z obudowami plastikowymi; wyposażony jest w skrzynkę wykonaną z metalu i drewna pokrytego efektywną okleiną. Płyta o dwóch poziomach, na której znajdują się elementy regulacyjne i wskaźniki, pokryta jest ozdobnymi „drapanymi” blachami. Szpuła osłania pokrywka, którą można odchyłać lub zdejmować, wykonana z przezroczystego „przydymionego” szkła organicznego, a ponieważ nie musi być zdejmowana podczas pracy magnetofonu, dobrze chroni szpułę z taśmą przed kurzem.

Magnetofon może pracować w pozycji poziomej lub pionowej, co jest jego dużą zaletą. Takie bowiem rozwiązanie konstrukcyjne ułatwia ustawienie go w dowolnym miejscu, np. na półce regału. Przed spadaniem szpul podczas pracy w pozycji pionowej chronią specjalne gumowe zaciski zakładane na osie zabieraków szpul. W dolnej części magnetofonu znajduje się sznurek na sznur sieciowy. Oprócz niego można w schowku przechowywać również sznur połączeniowy. Gniazda przyłączeniowe są umieszczone w górnej części magnetofonu

w pobliżu rączki. Szkoda, że nie przewidziano żadnej pokrywki, bo dość trudno usuwać osiadający na nich kurz.

ZK 240 może współpracować z wieloma innymi urządzeniami elektroakustycznymi. Tak więc można dokonywać zapisu dźwięków z mikrofonu, odbiornika radiowego, telewizora, gramofonu lub drugiego magnetofonu. Mikrofon dynamiczny, niskoomowy, wchodzi w skład normalnego wyposażenia. Audycje nagrane na tym lub innym magnetofonie można odtwarzać poprzez własne wewnętrzne głośniki magnetofonu, dodatkowy głośnik zewnętrzny, oddzielny wzmacniacz m.c. lub też odbiornik radiowy. Oddzielne gniazdo jest przeznaczone dla słuchawki.

Większość współpracujących urządzeń można przyłączyć na stałe, gdyż istnieje 6 gniazd przyłączeniowych dla: mikrofonu, gramofonu, radioodbiornika lub drugiego magnetofonu, słuchawki, dodatkowego głośnika oraz dodatkowego wzmacniacza.

Magnetofon ZK 240 może odtwarzać jako monofoniczne — zapisy stereofoniczne. W tym przypadku przełącznik rodzaju pracy ustawić trzeba w pozycji „R”, co umożliwia równoległe odczytywanie zapisu z dwu ścieżek.

Posługując się dodatkowym wzmacniaczem można również odtwarzać nagrania stereofoniczne. W tym celu należy ustawić przełącznik rodzaju pracy w pozycji 1 lub 2 i przyłączyć dodatkowy wzmacniacz do specjalnego gniazda (oznaczonego symbolem $\approx$). Wyjście dodatkowego wzmacniacza łączy się z wejściem m.c. odbiornika radiowego lub wejściem innego wzmacniacza mocy, a następnie z głośnikiem. W pozycji 1 pierwsza ścieżka jest odtwarzana przez głośnik magnetofonu, natomiast drugą odtwarza się poprzez wzmacniacz zewnętrzny.

Także nagrania synchroniczne (playback), o których obszerniej pisa-
no w nrze 12/1974 r. naszego miesięcznika, mogą być dokonywane na
tym magnetofonie.

Uzupełniając charakterystykę ZK 240 trzeba jeszcze wspomnieć, że
odpowiedni przełącznik pozwala na ustawienie prędkości przesuwu
taśmy na 9,53 lub 19,05 cm/s. Dzięki temu można wykorzystywać na-
grania dokonane na innych magnetofonach, jak: ZK 120 do ZK 145,
„Tonette” itd.

Magnetofon jest wyposażony w układ elektromechaniczny samoczyn-
nie ustawiający w pozycji „STOP”, gdy taśma dojdzie do końca.
Konieczne jest jednak stosowanie taśmy z metalizowanymi odcinkami
na obydwu jej końcach. Podobnie jak inne magnetofony szpulowe
produkcji ZRK, tak i ZK 240 zawiera klawisz dla pauzy, służący do
krótkotrwałego zatrzymywania taśmy bez wyłączania nastawionej funk-
cji magnetofonu (odczyt lub zapis). Wykorzystując ten klawisz —
można np. wyregulować poziom zapisu albo pominąć zbędne zapo-
wiedzi podczas nagrywania audycji radiowych.

Kolej teraz na uwagi i spostrzeżenia jakie nasunęły się podczas
eksploatacji. Po ustawieniu magnetofonu w pozycji pionowej okaza-
ło się, że ma on tendencję do odsuwania się w momencie naciska-
nia klawiszy. To nieprzyjemne zjawisko udało się łatwo zlikwidować
przez podłożenie podkładek gumowych, wyciętych ze starej dętki ro-
werowej. Byłoby jednak lepiej, gdyby producent dostarczał wraz
z magnetofonem odpowiednie nakładki gumowe, które nakładałoby
się na nóżki, gdy magnetofon pracuje w pozycji pionowej.

Instrukcja obsługi, aczkolwiek krótka, zawiera wystarczający zasób
informacji dla użytkownika, a zrozumienie ich ułatwiają wyraźne fo-
tografie i rysunki. Opracowanie graficzne — na dobrym poziomie.
Szkoda tylko, że istnieją rozbieżności (m.in. w typach tranzystorów)
pomiędzy instrukcją obsługi a dołączonym do niej schematem idea-
lowym. Na przykład w instrukcji wymieniana jest tranzystory BC413, BC237,
BC238, których nie ma na schemacie. Również oznaczenia gniazd
podane w instrukcji (rys. 2) są nieco inne niż na schemacie.
Prawdopodobnie rys. 2 jest błędny.

Jeżeli chodzi o jakość dźwięku, to trzeba ją chyba określić jako
zaskakująco dobrą, pod warunkiem, że użytkownik potrafi zapewnić
optymalne warunki eksploatacji magnetofonu. Przez optymalne warun-
ki należy rozumieć: po pierwsze dostarczenie nie zniekształconego
sygnału do zapisu, a następnie odtworzenie bez zniekształceń zapi-
sanej audycji. Źródłem sygnału do zapisu może być zatem wysokiej

klasy gramofon elektryczny z przetwornikiem magnetycznym, odbior-
nik zestawu „Meluzyna” (oczywiście nagrania audycji nadawanych
tylko na zakresie UKF), lub przynajmniej „Elizabeth”, względnie do-
bry mikrofon dynamiczny.

Trzeba pamiętać, że głośniki wewnętrzne magnetofonu należy trak-
tować tylko jako pomocnicze lub kontrolne. Właściwe brzmienie audy-
cji uzyska się przyłączając bardzo dobrą kolumnę głośnikową o im-
pedancji dopasowanej do wzmacniacza mocy magnetofonu, to zna-
czy 4÷8 Ω. Nie nadają się tu małe kolumny głośnikowe typu „com-
pact”, ponieważ mają małą sprawność i wymagają większej mocy
niż ta, której może dostarczyć wzmacniacz mocy magnetofonu. Na-
turalnie do współpracy przy odtwarzaniu można też wykorzystać
wzmacniacz m.cz. i głośniki bardzo dobrego odbiornika radiowego.
Praktycznie rzecz biorąc, można brać pod uwagę tylko odbiorniki po-
przednio wymienione.

To jeszcze nie wszystko. Przy nagrywaniu trzeba stosować prędkość
19,05 cm/s oraz dobrą taśmę, jedną z tych jakie zaleca instrukcja
obsługi. W tym miejscu należy chyba wyjaśnić sprawę taśmy do
ZK 240. W instrukcji obsługi wymieniana się dwie kategorie taśm:
pierwszą, przy której uzyskuje się najlepszą jakość rejestracji i dru-
gą — taśmę, które można również stosować. Do żadnej z tych kate-
gorii nie zaliczono taśm produkcji krajowej! Wiadomo wszystkim za-
interesowanym, że bardzo rzadko można znaleźć w sklepach ZURIT
taśmę importowaną i to tylko te, które instrukcja dopuszcza, a nie
zaleca do stosowania. Ten problem znany od lat powinien doczekać
się wreszcie logicznego rozwiązania, aby nabywca krajowego magne-
tofonu mógł nabyć do niego w kraju taśmę odpowiedniej jakości.
Nawiasem mówiąc — z instrukcji obsługi wynika, że w skład wy-
posażenia magnetofonu wchodzi 1 szpula taśmy LP35 firmy BASF,
którą zaliczono do drugiej kategorii („można stosować”), a nie do
pierwszej umożliwiającej najlepszą jakość rejestracji! Omówiono tu
obszernie optymalne warunki eksploatacji. Naturalnie można także
wykorzystywać prędkość przesuwu taśmy 9,53 cm/s oraz zrezygnować
np. z dodatkowego głośnika itd. pamiętając, że uzyskane wyniki
będą odbiegały od optymalnych, a zalety magnetofonu nie będą
w pełni wykorzystane. Z tej uwagi wypływa jednocześnie podsta-
wowy wniosek: magnetofon ZK 240 można polecić przede wszystkim
amatorom dobrych technicznie nagrań, którym służyć będzie jako
ważna część składowa zestawu urządzeń elektroakustycznych wysokiej
jakości.

X.

KĄCIK DLA POZNAJĄCYCH

Ustalenie warunków roboczych tranzystora

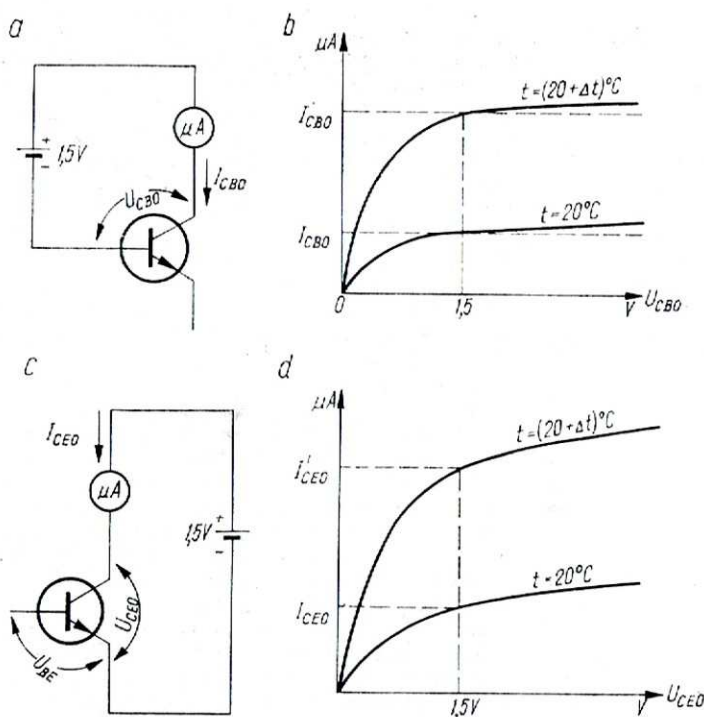
Tranzystor może działać tylko w
określonych warunkach roboczych,
to jest wówczas, gdy pomiędzy je-
go elektrodami występują właści-
we napięcia i przepływają prądy o
odpowiednim natężeniu. Wartości
tych napięć i prądów zależą nie
tylko od typu tranzystora, lecz tak-
że od funkcji jaką ma spełniać sto-
pień układu, w którym zastosowano
dany tranzystor. Ustalenie warun-
ków roboczych nazywamy również
wyborem punktu pracy tranzystora.
Zanim zajmiemy się tym zagadnie-
niem, rozpatrzmy niektóre zależ-
ności występujące w samym tran-
zystorze. Ich rozumienie i zapamię-
tanie jest kluczem do samodzielne-
go konstruowania prostych układów
tranzystorowych.

Na rysunku 1a przedstawiono sche-
mat tranzystora o przewodności

n-p-n, którego obwód kolektor-baza
jest zasilany z baterii. Złącze *n-p*
między kolektorem a bazą jest spo-
laryzowane zaporowo. W tych wa-
runkach idealny tranzystor nie prze-
wodziłby prądu i mikroampero-
mierz wykazałby prąd równy zeru.
W realnym tranzystorze jest ina-
czej — płynie niewielki prąd zwrot-
ny I_{CB0} o natężeniu od ułamka mi-
kroampera, w przypadku dobrych
tranzystorów krzemowych, do kil-
kunastu mikroamperów — w przy-
padku tranzystorów germanowych
większej mocy. Wartość tego prą-
du — przy jednakowym napięciu
 U_{CB0} — jest różna nawet w przy-
padku tranzystorów tego samego
typu. Na rys. 1b przedstawiono
wykres zależności prądu I_{CB0} od
doprowadzonego napięcia U_{CB0} . Wy-
nika z niego, że już od napięcia

1,5 V przyrosty wartości prądu
 I_{CB0} są nieznaczne. Można więc
przyjąć, że wartość określona dla
 $U_{CB0} = 1,5$ V charakteryzuje wy-
starczająco dany tranzystor. Zwróć-
my jednocześnie uwagę na drugą
krzywą przebiegającą wyżej, wy-
kreśloną w wyniku pomiaru przy
podgrzaniu tranzystora do wyższej
temperatury o wartości $\Delta t^{\circ}\text{C}$. Wy-
nika z niej, że prąd I_{CB0} znacznie
się zwiększył. Ta cecha tranzystora
ma nadzwyczajną wartość i nieko-
rzystne następstwa, o których na-
piszemy w odcinku poświęconym
sprawom stabilizacji termicznej u-
kładów tranzystorowych.

Na rysunku 1c przedstawiono sche-
mat tranzystora przy dołączeniu ba-
terii zasilającej do kolektora i emi-
tera. Baza jest odłączona. Z wy-
kresu na rys. 1d wynika, że cha-
rakter zwiększania się prądu I_{CE0}
w zależności od napięcia U_{CE0} jest
podobny do poprzednio opisanego



Rys. 1. Układy do pomiaru prądu zwrotnego kolektora I_{CB0} i prądu w obwodzie kolektor-emiter I_{CE0} oraz ich charakterystyki

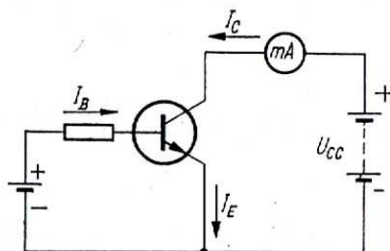
(I_{CB0}). Bezwzględna wartość tego prądu jest jednak kilkadziesiąt lub nawet kilkaset razy większa i może być określona wzorem:

$$I_{CE0} = I_{CB0} \cdot (\beta + 1) = I_{CB0} \cdot (h_{21E} + 1)$$

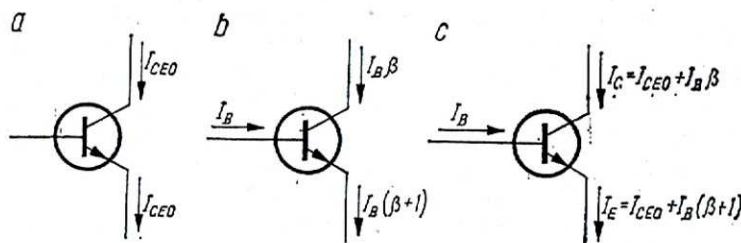
w którym: $\beta = h_{21E}$ — statyczny współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora w układzie ogólnego emitera.

Jeżeli więc w jakimś przypadku $I_{CB0} = 5 \mu A$, a współczynnik wzmocnienia prądowego $\beta = 100$, to wartość prądu $I_{CE0} = 500 \mu A$. Różnica ogromna! Powodem jej jest włączenie w obwód drugiego złącza $p-n$ w kierunku przewodzenia. Powstaje na tym złączu spadek potencjału i przepływa pewien prąd, a wskutek występujących w tranzystorze współzależności powoduje to przepływ w obwodzie kolektor-emiter znacznie większego prądu niż to miało miejsce w układzie z rys. 1a. Gdybyśmy między bazą a emiter doprowadzili pewne napięcie, przy czym minus znajdowałby się w danym przypadku na bazie, to wartość prądu kolektora zmalałaby. Podwyższając wartość napięcia U_{BE} można by doprowadzić prąd kolektora do wartości I_{CB0} . Taki sposób pracy tranzystora może być stosowany tylko w układach impulsowych lub przekaźnikowych, w których tranzystor w stanie spoczynkowym (bez sygnału) może lub powinien być „zatkany”

lub inaczej — zamknięty. W układach wzmacniających — przeciwnie, stosuje się taką polaryzację bazy, aby spowodować pewien przyrost prądu kolektorowego tranzystora, czyli w danym przypadku (tranzystora $n-p-n$) doprowadza się do bazy napięcie dodatnie względem emitera.



Rys. 2. Tranzystor w układzie z prądem bazy



Rys. 3. Prądy płynące przez tranzystor

a — prąd I_{CE0} przy odłączonej bazie, b — prądy wywołane przepływem prądu baza-emiter, c — suma prądów płynących w tranzystorze z rys. 2

Na rysunku 2 przedstawiono schemat układu spełniającego ten warunek. Wzmacniające działanie tranzystora polega na tym, że przepływający w obwodzie bazy prąd I_B spowoduje bardzo znaczny przy-

rost prądu kolektorowego tranzystora zgodnie z zależnością:

$$\Delta I_C = I_B \cdot \beta.$$

Wobec tego stałe prądy przepływające przez tranzystor w układzie przedstawionym na rys. 2 można rozpatrywać jako sumę:

- prądu I_{CE0} przepływającego w obwodzie kolektor-emiter przy odłączonej bazie (rys. 3a),
- prądów kolektora i emitera wywołanych prądem bazy I_B (rys. 3b).

W układzie z rys. 2 przepływają więc prądy przedstawione na rys. 3c, które są wynikiem zasilania obwodu kolektor-emiter oraz obwodu baza-emiter tranzystora.

Oczywiście w przypadku tranzystorów $p-n-p$ kierunku napięć zasilających i przepływających prądów należy odwrócić.

Współzależności wynikające z rys. 3 warto sobie gruntownie przyswoić.

Na rysunku 4 przedstawiono najprostszy układ zasilania tranzystora $n-p-n$ umożliwiający wykorzystanie tranzystora jako elementu wzmacniającego. Napięcie U_{CE} jest niższe od napięcia zasilającego U_{CC} o wartość spadku napięcia na oporniku R_C , zależną od wielkości prądu kolektorowego I_C . Jeżeli np. $R_C = 5,6 \text{ k}\Omega$, a $I_C = 1 \text{ mA}$, to spadek napięcia wynosi $5,6 \text{ V}$, a napięcie $U_{CE} = U_{CC} - 5,6 \text{ (V)}$.

Napięcie między bazą a emiterem (U_{BE}) ma małą wartość ($0,05 \div 0,6 \text{ V}$ w przypadku tranzystorów germanowych i $0,5 \div 2 \text{ V}$ w przypadku tranzystorów krzemowych). Można więc przyjąć w przybliżeniu, że do opornika R_B jest doprowadzone napięcie równe co do wartości napię-

ciu zasilającemu U_{CC} . Wobec tego wartość prądu bazy wyniesie:

$$I_B \approx \frac{U_{CC}}{R_B}.$$

(Dc. na str. 263)



50-LECIE POLSKIEJ RADIOKOMUNIKACJI AMATORSKIEJ

W roku bieżącym wiele krótkofalarskich organizacji na świecie obchodzi jubileusz 50-lecia swojego istnienia. Nie daliśmy się zdyktować innym, bo już w dniu 6 grudnia 1925 r. doszło do przeprowadzenia pierwszej w dziejach naszego rodzimego krótkofalarstwa łączności radiowej pomiędzy polskim nadawcą a stacją zagraniczną. Oto co pisze Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców w numerze grudniowym „Krótkofalowca Polskiego” z 1935 r. w związku z przypadającym wówczas jubileuszem dziesięciolecia:

„Dnia 6 grudnia 1925 roku po raz pierwszy pojawił się znak polskiej stacji amatorskiej na falach eteru, które poniosły go w dal. Dotarł on gdzieś daleko do świadomości jakiegoś człowieka, wzbudzając w nim dziwne uczucie: co za intruz ośmiela się tutaj wchodzić, kto zaczyna, z jakiego kraju pochodzi, kto go wysłał w takiej formie? My go nie znamy. Były to narodziny krótkofalarstwa polskiego. Dotychczas nieznanego, pierwszym występem zdobyło sobie prawo obywatelskie na arenie światowej. Od tego czasu fale eteru roznoszą znaki polskich stacji amatorskich do wszystkich zakątków globu ziemskiego. Ilość ich ciągle wzrasta, jakość ich z każdym rokiem się podnosi. Znaczenie krótkofalowców polskich w ocenie międzynarodowej jest duże, zdobywają sobie powszechne uznanie. W tym roku obchodzimy dziesiątą rocznicę naszego istnienia. Postęp za ten czas jest olbrzymi. Zdobyliśmy odpowiednie dla nas stanowisko wśród przodujących narodów świata, zajmując siódme miejsce w kolejności za największymi potęgami świata. Miejsca tego wydrzeć sobie nie damy. Musimy je utrzymać na stałe. Jako program dalszego rozwoju winna nam przyswiecać dewiza: „i ilość i jakość”. To też niech nam wolno będzie wyrazić nadzieję, że za następne dziesięciolecie stan nasz również wzrośnie dziesięciokrotnie. Krótkofalarstwo — to przyszłość radiokomunikacji”.

Tyle Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców. A co pisze sam bohater owej grudniowej nocy z 1925 r., kiedy to doszło do pierwszej amatorskiej łączności z zagranicą. W tymże numerze grudniowym „Krótkofalowca Polskiego” z 1935 r. zamieszczone zostały

wspomnienia Tadeusza Heftmana, posługującego się w 1925 r. znakiem e-TPAX. Oto one: „Dziesięć lat temu, w dniu 6 grudnia 1925 r. przy zwykłych codziennych próbach w nawiązaniu i utrzymaniu łączności radioamatorskiej, na moje wołanie CQ usłyszałem odpowiedź znakiem N-ØPM, należącym do Holendra p. Ten Kate. Znak ten wywołał we mnie dziwne uczucia. Wszak to duży zasięg. Był to mój pierwszy występ zagraniczny, a jak mi wiadomo — byłem pierwszy z Polaków, który zrobił QSO z cudzoziemcem.

Wyczyn ten był dla mnie wielkim bodźcem do dalszej pracy w tej dziedzinie. Koledzy i współtowarzysze-krótkofalowcy zazdrościli mi go. Urządzenia radiostacji, jak na obecne czasy były bardzo prymitywne. Teraz, ile razy myślę o tych wynikach, zdaje mi się, że to niemożliwe byłoby takim sprzętem uzyskać połączenia z Ameryką i Azją, które w kilka tygodni potem nawiązałem.

Krótkofalarstwo stało się moją pasją.

Życie ma jednak swoje prawa. Po kilku latach praca zawodowa pochłonęła mnie całkowicie i musiałem zerwać z tym sympatycznym sportem. Sprawa ta szła coraz bardziej w zapomnienie. Dopiero inicjatywa Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców, aby uczcić uroczystie dziesięciolecie tego pierwszego QSO, nasunęła mi te nadzwyczaj miłe wspomnienia, którymi chcę się podzielić z krótkofalowcami polskimi...”

W ramach ówczesnych obchodów jubileuszowych przed mikrofonem rozgłośni Polskiego Radia w Warszawie wygłosił w dniu 28 grudnia 1935 r. przemówienie prof. dr Tadeusz Malarski, który uwpuklając duże znaczenie społeczne i oświatowe krótkofalarskiego hobby zakończył je słowami: „przyszły rozwój krótkofalarstwa polskiego oraz postępy w tej dziedzinie są w rękach samych krótkofalowców”.

SP8HR

NA PASMACH

• Jeszcze do końca listopada br. stacje jugosłowiańskie będą się posługiwały okolicznościowym prefiksem YZ. Łączności z YZ1, YZ2, YZ3 i YZ4 nie przedstawiają poważniejszych trudności, natomiast nieco rzadziej słyszane są stacje jugosłowiańskie z Macedonii (YZ5), a zwłaszcza z Czarnogóry (YZ6). Oczekuje się zwiększonej aktywności stacji YZ w listopadzie br., warto z tej okazji skorzystać, uzupełniając sobie w ten sposób stan posiadania prefiksów do różnego rodzaju dyplomów.

• Pod znakiem TI9DX pracowała stacja wyprawy krótkofalowców kostryńskich na egzotyczną wyspę Cocos, położoną w odległości 550 km od wybrzeży metropolii. Wyspa ta, stanowiąca niemal w całości dżungla, jest przedmiotem wstającego z każdym rokiem zainteresowania coraz liczniej odwiedzających ją turystów, a przy tym przedmiotem westchnień wielu krótkofalowców, liczy się bowiem jako oddzielny kraj do DXCC, a regularnie stąd nadających stacji amator-

skich brak. Z tych powodów wkrótce po wyprawie TI9DX odwiedził wyspę szwajcarski nadawca HB9AQM i przez okres swojego krótkiego tam pobytu nadawał pod znakiem TI9FAG.

• W Rumunii wydano już 5 tysięcy licencji na posiadanie amatorskich urządzeń nadawczych, co stanowi poważny krok naprzód. Nie należy zapominać, że w okresie międzywojennym w Rumunii było zaledwie kilkudziesięciu nadawców, posługujących się znakiem narodowościowym CV5, a następnie YR5. Obecnie krótkofalowcy rumuńscy zgrupowani są w 155 klubach, przy czym tamtejsze ustawodawstwo przewiduje 6 kategorii licencji: I i II pozwalają na pracę na wszystkich pasmach mocą 400 W, a w przypadku II kategorii — 100 W. Bardzo popularna w Rumunii kategoria III uprawnia do nadawania mocą 25 W input w pasmach 3,5, 7 i 28 MHz oraz na pasmach UKF. Kategorie IV i V obejmują pasma wyłącznie UKF, natomiast kategoria VI, zwana młodzieżową, umożliwia uzyskanie zezwolenia nadawczego przez młodzież począwszy od 10 roku życia, ale uprawnia tylko do pracy w pasmie 3,5 MHz mocą nie przekraczającą 10 W.



Stąły postęp w podnoszeniu na nowy, jakościowo wyższy poziom całego systemu oświaty, kształcenia i wychowania, wzrostu kwalifikacji, wiedzy i umiejętności ogółu pracujących — jest niezbędny dla rozwoju budownictwa socjalistycznego w Polsce, dla rozkwitu kultury narodowej.

(Z przemówienia tow. P. Jaroszewicza na spotkaniu kierownictwa partii i państwa z ludźmi nauki w dniu 29.IX. br.)

● Tegoroczne międzynarodowe zawody WAE, które tradycyjnie odbywają się w sierpniu, wypadły w okresie nie najlepszych warunków DX-owych, a także od dawna nie notowanej fali upałów. Mimo to cieszyć się znacznym powodzeniem, przy czym niektórym zawodnikom europejskim udało się zbliżyć do 1000, a zawodnikom pozaeuropejskim nawet do 1200 łączności. Jak wiadomo, w zawodach tych nadawcy europejscy nawiązują łączności wyłącznie ze stacjami pozaeuropejskimi, jest to więc swego rodzaju rozgrywka pomiędzy krótkofalowcami europejskimi, a resztą świata. W tym roku dała się zauważyć przewaga ilościowa uczestników europejskich, ale potężny QRM od zawodników z tego samego kontynentu stawiał przed nimi wysokie wymagania. W ciągu dnia przeważały łączności na wyższych pasmach ze stacjami azjatyckimi (głównie z Japonią), w nocy dochodziła do głosu Ameryka Południowa. Na szczególną uwagę zasługuje wynik młodego krótkofalowca z NRD pracującego pod znakiem DM2DUK. Był on dosłownie oblegany przez stacje DX-owe i w najtrudniejszych nawet warunkach odbioru na tle potężnego QRM europejskiego, wykazał wysoki kunszt operatorski. Uzyskany przez niego wynik zamyka się liczbą blisko 700 łączności DX-owych, co typuje go na zwycięzcę tegorocznych zawodów WAE wśród zawodników europejskich. Natomiast w grupie stacji pozaeuropejskich najlepsze wyniki uzyskały radzieckie stacje klubowe UK9ADT i UK9SAY, z których każda zrealizowała po około 1000 łączności z Europą.

● W ubiegłorocznych, zakrojonych na wielką skalę badaniach naukowych „Tropo 74”, prowadzonych w tropikalnej strefie Atlantyku (jak również w części środkowej Afryki), brało udział kilku krótkofalowców. Szeroki wachlarz badań wycinkowo obejmował również problemy propagacji fal krótkich, nie wyłączając pasm amatorskich. Wyniki badań doprowadziły do ustalenia, że pogoda na kuli ziemskiej uzależniona jest w dużej mierze od cyrkulacji powietrza w rejonie równika. Wykryto nawet mechanizmy tej cyrkulacji.

● Z okazji jubileuszu 100-lecia urodzin wielkiego duńskiego bajkopisarza Andersena czynnych było ostatnio kilka stacji nadających z jego rodzinnego miasteczka Odense na duńskiej wyspie Fionii. Najczęściej z Odense słyszana jest stacja OZ1AC.

● Do najaktywniejszych nadawców z afrykańskiej Kenii należy niewątpliwie 5Z4LW, który dawniej pracował pod znakiem LA2UA. Posługuje się on nadajnikiem o mocy 100 W i najczęściej można go usłyszeć w godzinach popołudniowych na wyższych pasmach KF. Bob preferuje szybką telegrafii, jest zresztą członkiem FOC, a karty QSL do niego najlepiej wysłać pod adresem: Bob Hope, Post Box 47872, Nairobi, Kenia.

● Odbywające się w maju każdego roku międzynarodowe zawody organizowane z ramienia Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej (ITU) przez brazylijskie Ministerstwo Łączności, cieszą się coraz większym powodzeniem. W tegorocznych zawodach ITU brała udział po raz pierwszy już liczba krótkofalowców zarówno z Europy, jak i spoza niej, a niektóre kraje, jak np. Finlandia, wystawiły w większości swoich okręgów wywoławczych specjalne okolicznościowe stacje pracujące pod znakami OH1ITU, OH2ITU, OH3ITU, OH4ITU, OH5ITU, OH6ITU itp. Szkoda, że u nas zawody te nie cieszą się większą popularnością, chociaż są doskonałą okazją do uzyskania wielu ciekawych prefiksów. Dla przykładu, krótkofalowcy brazylijscy w okresie trwania zawodów ITU korzystali z prefiksów ZV5, PT1, ZZ, ZY, a zawodnicy północno-amerykańscy zaprezentowali ich całą mozaikę.

● Z okazji tegorocznego Festiwalu Piosenki w Opolu czynna była w czasie jego trwania okolicznościowa stacja pracująca pod znakiem SP0PAZ. Karty QSL wysłać należy via SP6PAZ.

● Z wysp Alandzkich w dalszym ciągu nadaje stacja OH0NJ op. Einar, słyszana przeważnie w godzinach rannych w pasmie 7 MHz na telegrafii. Natomiast nadająca pod tym samym znakiem narodowościowym stacja OH0MA nie nadaje z wysp Alandzkich, lecz z Market Reef. Są to dwa oddzielne kraje do DXCC.

● Tegoroczne „Harcerskie Lato” akcentowało się również na pasmach amatorskich. Do najbardziej aktywnych stacji harcerskich ubiegłego sezonu należała niewątpliwie SP2ZHB/2 nadająca z Gdańska. Stacja ta brała udział niemal we wszystkich zawodach krajowych i międzynarodowych organizowanych w okresie ostatniego lata, a do uzyskania w nich znakomitych wyników przyczyniła się wcale grupa doskonałych operatorów obsługujących stację. Słyszana też była stacja SP5ZDK/4, która ulokowała się na Mazurach, natomiast niezbyt pomyślnie wypadła harcerska aktywność na pasmach amatorskich w ramach tegorocznej akcji „Bieszczady 40”. Czerdzielić dlatego, że rozpoczęła się w trzydziestą rocznicę PRL i trwać będzie przez następne dziesięć lat. Może więc organizatorzy przyszłych obozów harcerskich w Bieszczadach bardziej zaktywizują pracę krótkofalarską z tych terenów, stanowiących prawdziwy rarytas na pasmach amatorskich i poszukiwanych przez krótkofalowców całego świata do dyplomu „Polska”.

● Wkrótce wyruszy w rejs dookoła świata kpt. Chojnowska-Liskewicz na jachcie „Konrad 32”. Dwóch polskich żeglarzy, najpierw Leonid Teliga na jachcie „Opty”, a następnie Krzysztof Baranowski SP5ATV na jachcie „Polonez”, dokonali największego wyczynu żeglarskiego, opływając samotnie kulę ziemską. Życzymy podobnego sukcesu p. Krystynie, która jako pierwsza kobieta w świecie pragnie opłynąć kulę ziemską; mamy nadzieję, że usłyszymy jej sygnały z pokładowej radiostacji.

SP6HR

Z ŻYCIA KLUBÓW PKZ I STOWARZYSZONYCH

Łączność satelitarna na obozie harcerskim

Na tegorocznym zgrupowaniu obozów harcerskich krakowskiego BIAŁEGO SZCZEPU nad jez. Wilczkovo na pojezierzu pomorskim tradycyjnie pracowała stacja klubowa – tym razem jako SP9ZAS/1. Oprócz pracy na KF i UKF w programie przewidywaliśmy również próby zrealizowania łączności satelitarnej przy użyciu sprzętu przenośnego (1) małej mocy.

Próby takie podjęliśmy po przeprowadzeniu szczegółowych „przymiarek” teoretycznych dotyczących anteny i optymalnej orbity. Już przy pierwszej próbie praktycznej nawiązaliśmy łączność z holenderską stacją PA0Q w dniu 26.7.1975 o godz. 06.28Z na orbicie nr 3.164 OSCAR-a 7. Jest to prawdopodobnie pierwsza łączność satelitarna dokonana z obozu harcerskiego.

Raporty wymienione 559/559 – ale na szczególnie podkreślenie zasługuje fakt, iż podczas nawiązywania i przeprowadzania QSO już nie słyszeliśmy własnych sygnałów (wcześniej słyszanych 559). Jest to ważna wskazówka dla kolegów pracujących via OSCAR małą mocą – nie zawsze brak słyszalności własnych sygnałów należy brać za wskazówkę zaprzestania prób nawiązania łączności. Oczywiście należy doskonale wiedzieć na jakiej częstotliwości należy spodziewać się własnego sygnału.

Użyty do łączności satelitarnej sprzęt to nadajnik tranzystorowy z 2N3375 w PA o mocy ok. 10 W inp., zasilany z 2 akumulatorów motocyklowych, antena long YAGI 9 elem. pozioma oraz odbiornik komunikacyjny AR88 z anteną G5RV. Aczkolwiek nie jest to całkowicie sprzęt przenośny (ze względu na odbiornik sieciowy), to jednak wykonanie odbiornika tranzystorowego przenośnego na zakres 29 MHz nie sprawia technicznie większego kłopotu, podobnie jak i anteny dipol na to pasmo do odbioru sygnałów z satelity.

Przeprowadzony eksperyment świadczy o realnych możliwościach wykorzystywania satelitów do łączności terenowej, jest to często jedyny środek komunikacji na UKF gdy brak czynnych stacji w zasięgu bezpośrednim często ograniczonym przeszkodami terenowymi (np. obóz w dolinie czy niecce jeziora). Przeprowadzone regularne nasłuchy stacji SP9DH z rodzinnego QTH wskazują na dalece pewniejszą stałą łączność satelitarną na trasie SP1 – SP9, niż przy wykorzystaniu kapryśnych pod względem propagacji pasm 3,5 i 7 MHz. Zaś zalet stałej łączności z „domem” dla obozu np. harcerskiego nie muszą podkreślać.

Dzieląc się z kolegami naszymi skromnymi doświadczeniami, zapraszamy do łączności via OSCAR-6 i 7 podczas następnych obozów letnich i zimowych.

Zespół SP9ZAS

DYPLOMY

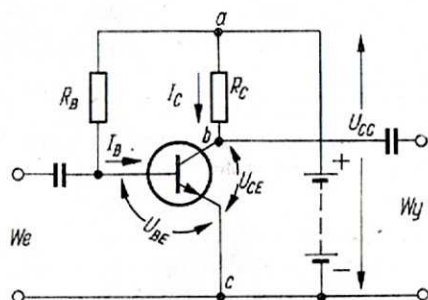
„Eindhoven certificate”. Dyplom ten jest wydawany przez grupę krótkofalowców holenderskich zatrudnionych w znanych zakładach radiowych Philipsa w Eindhoven (Holandia). Warunkiem uzyskania dyplomu jest przeprowadzenie co najmniej 15 łączności z 15 nadawcami holenderskimi, których znaki znajdują się w niżej podanym wykazie. Są to PA0BO, CO, CF, DLB, DU, EP, EJ, FW, GH, GM, GRE, HE, HH, HL, JCV, KT, LG, LZ, MJH, NE, OF, PCM, PHM, PH, PP, PRZ, QA, QJ, QN, RN, UN, US, VDK, VH, WP, WF, XS, ZK. Dyplom jest bezpłatny, a zgłoszenia w postaci wyciągu z logu należy wysłać na adres domowy jednego z wyżej podanych nadawców.

SP6HR

Jeżeli napięcie (U_{CC}) wyrazimy w voltach, a opór opornika R_B będzie w kiloomach ($k\Omega$), to wynik otrzymamy w miliamperach (mA).

Założmy, że w konkretnym układzie $U_{CC} = 9 \text{ V}$, a wartość opornika $R_B = 600\,000 \Omega = 600 \text{ k}\Omega$. Prąd bazy wyniesie wówczas $I_B \approx 0,015 \text{ mA} = 15 \mu\text{A}$.

Warto wspomnieć o zmianie wartości współczynnika wzmocnienia prądowego w układzie z rys. 4 w porównaniu do tej, jaka może być zmierzona według układu z rys. 2.



Rys. 4. Najprostszy układ wzmacniający z tranzystorem n-p-n

Rzecz w tym, że do obwodu kolektorowego tranzystora wprowadzony został opornik R_C , stanowiący obciążenie układu, a niezbędny do wykorzystania tranzystora jako wzmacniacza. Wpływa on na zmniejszenie przyrostu prądu kolektorowego określonym prądem bazy. Wobec tego współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie z rys. 4 ma wartość mniejszą. Nie jest to już ten sam współczynnik, lecz inny, charakteryzujący konkretny układ (z tranzystorem), a nie sam tranzystor. Nazywamy go dynamicznym współczynnikiem wzmocnienia prądowego i odznaczamy β_a lub h_{21e} . Przy względnie niewielkich wartościach oporu R_C oraz w obliczeniach orientacyjnych można założyć, że oba te współczynniki są liczbowo sobie równe. Znając wówczas współczynnik β i zakładając żadaną wartość prądu kolektorowego I_C , możemy obliczyć przybliżoną wartość opornika R_B według następującej zależności:

$$R_B \approx \frac{U_{CC} \cdot \beta}{I_C}$$

Jeżeli I_C wyrazimy w miliamperach, to opór R_B otrzymamy w kiloomach. Wartość R_B powinna być skorygo-

wana po dokonaniu pomiaru wartości prądu I_C lub zmierzeniu napięcia U_{CE} za pomocą dobrego woltomierza o wielkim oporze wewnętrznym.

Większość tranzystorów w układach wzmacniaczy m.cz. i w.cz. pracuje w konkretnych układach przy prądzie kolektorowym od 0,1 mA do 10 mA.

Czym powinniśmy się kierować przy wyborze wartości prądu I_C , napięcia zasilającego U_{CC} i opornika R_C ?

Zastąpmy w myśli tranzystor w układzie z rys. 4 opornikiem zmiennym. Zmieniamy wartość tego opornika od wartości równej zero do jakiejś bardzo dużej wartości; napięcie między punktami b i c będzie się zmieniało od wartości zerowej do prawie pełnego napięcia źródła zasilającego U_{CC} . Jeżeli zmiany wartości opornika będą dostatecznie szybkie, to otrzymamy na wyjściu przebieg zmienny odpowiadający tym zmianom. Tranzystor w układzie z rys. 4 spełnia funkcję takiego właśnie opornika zmiennego, którego opór zależy od sygnału sterującego doprowadzonego do bazy.

Powróćmy do zagadnienia wyboru punktu pracy tranzystora w układzie. Założmy, że zależy nam na otrzymaniu na wyjściu możliwie największej amplitudy. W takim razie w stanie spoczynku napięcie między punktami b i c powinno być równe $0,5 U_{CC}$. Wiadomo również z charakterystyk wyjściowych tranzystora (nr 10/1975 r. miesięcznika), że nie należy wykorzystywać zakresu pracy przy znikomym małym prądzie tranzystora, jak również, że napięcie między kolektorem a emiterym nie może być równe zero. Wobec tego napięcie zasilające powinno być większe niż podwojona wartość amplitudy sygnału na wyjściu układu. Jeżeli zależy nam, aby układ nie wnosił zniekształceń, to przyjmuje się napięcie zasilające równe rzędu 10-krotnej wartości amplitudy sygnału na wyjściu. A więc przy napięciu np. 9 V można uzyskać amplitudę sygnału około 1 V (wartość skuteczna sygnału sinusoidalnego wyniesie 0,7 V). Dotyczy to oporowych stopni wzmacniających. W przypadku stopni transformatorowych oraz stopni mocy jest inaczej.

Tranzystory mają większy współczynnik wzmocnienia prądowego przy niezbyt małej wartości prądu kolektorowego I_C . Wobec tego należy przyjmować wartość dla układu oporowego (z wyjątkiem czułych stopni wejściowych) w przedziale $0,5 \div 2 \text{ mA}$.

Wykorzystajmy zasady, o których napisano wyżej, do ustalenia wartości stopnia wzmacniającego według układu z rys. 4, zakładając przykładowo następujące wymagania: stopień ma służyć jako przedwzmacniacz mikrofonowy do wejścia adapterowego odbiornika radiofonicznego o czułości 0,3 V; zakładamy zapas i przyjmujemy potrzebne napięcie wyjściowe 0,6 V, a wobec tego wartość amplitudy — $0,6 \cdot 1,41 = 0,85 \text{ V}$. Wartość napięcia zasilającego $U_{CC} = 10 \cdot 0,85 = 8,5 \approx 9 \text{ V}$.

Zakładamy prąd kolektorowy równy 1 mA, a w takim przypadku opornik R_C powinien mieć wartość:

$$R_C = \frac{0,5 \cdot 9}{1} = 4,5 \text{ k}\Omega.$$

Przyjmujemy wartość nieco mniejszą — 3,9 k Ω , lecz sprawdzamy równocześnie omomierzem, czy opornik nie ma zbyt małej wartości. Ponieważ zbadaliśmy, że tranzystor ma współczynnik β równy 100, to opornik R_B orientacyjnie ma wartość 900 k Ω .

Przedstawiony na rys. 4 układ jest bardzo czuły na zmiany temperatury otoczenia, a więc niestabilny. Powszechnie stosuje się układy bardziej złożone lecz stabilniejsze.

Jak wynika z przedstawionych rozważań, warto znać oprócz danych katalogowych także wartości: β , I_{CB0} , I_{CE0} w odniesieniu do każdego posiadanego tranzystora. R.T.

CZY WIECIE, ŻE...

● W ciągu pierwszych trzech kwartałów 1974 roku radziecki przemysł radioelektroniczny wyprodukował blisko 6,5 mln różnego rodzaju odbiorników radiofonicznych oraz bez mała 5 mln odbiorników telewizyjnych.

● Liczbę odbiorników telewizji kolorowej eksploatowanych we wszystkich krajach świata określa się na blisko 90 mln. Zdecydowana większość z nich (około 70 mln) korzysta z systemu NTSC, nieco ponad 15 mln — z systemu PAL, oraz przeszło 2 mln z systemu SECAM (Francja, kraje socjalistyczne i niektóre kraje Afryki i Bliskiego Wschodu).

M.W.

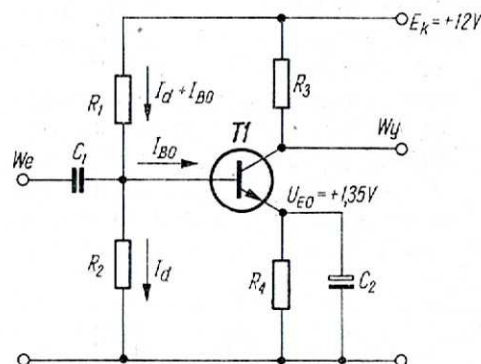
Nomogram do obliczania dzielnika w obwodzie bazy stopnia tranzystorowego

W praktyce radioamatorskiej zachodzi nieraz konieczność zaprojektowania dzielnika napięcia w obwodzie bazy stopnia tranzystorowego. Obliczenia można znacznie uprościć korzystając z przedstawionego na rys. 1 nomogramu.

Dla układu z rys. 2 składowa stała napięcia bazy wynosi $U_{B0} = U_{E0} + U_{BE}$, przy czym dla tranzystorów krzemowych $U_{BE} = 0,6 \div 0,7$ V ($0,2 \div 0,3$ V dla tranzystorów germanowych). Przyjmując wartość średnią $U_{BE} = 0,65$ V, otrzymamy $U_{B0} = 1,35$ V + $0,65$ V = 2 V.

Zakładamy, że składowa stała prądu bazy ma wartość $I_{B0} = 0,1$ mA oraz, że sumaryczna wartość prądu płynącego przez dzielnik wynosi $I_d + I_{B0} = 1$ mA.

Na lewej skali znajdujemy punkt odpowiadający napięciu $E_k - U_{B0} = 12 - 2 = 10$ V (punkt A), zaś na prawej skali punkt odpowiadający prądowi $I_d + I_{B0} = 1$ mA (punkt C). Wartość rezystora R_1 odczytujemy na środkowej skali w punkcie przecięcia się jej z odcinkiem AC: $R_1 = 10$ kΩ. W celu określenia re-



Rys. 2. Schemat tranzystorowego stopnia wzmacniającego

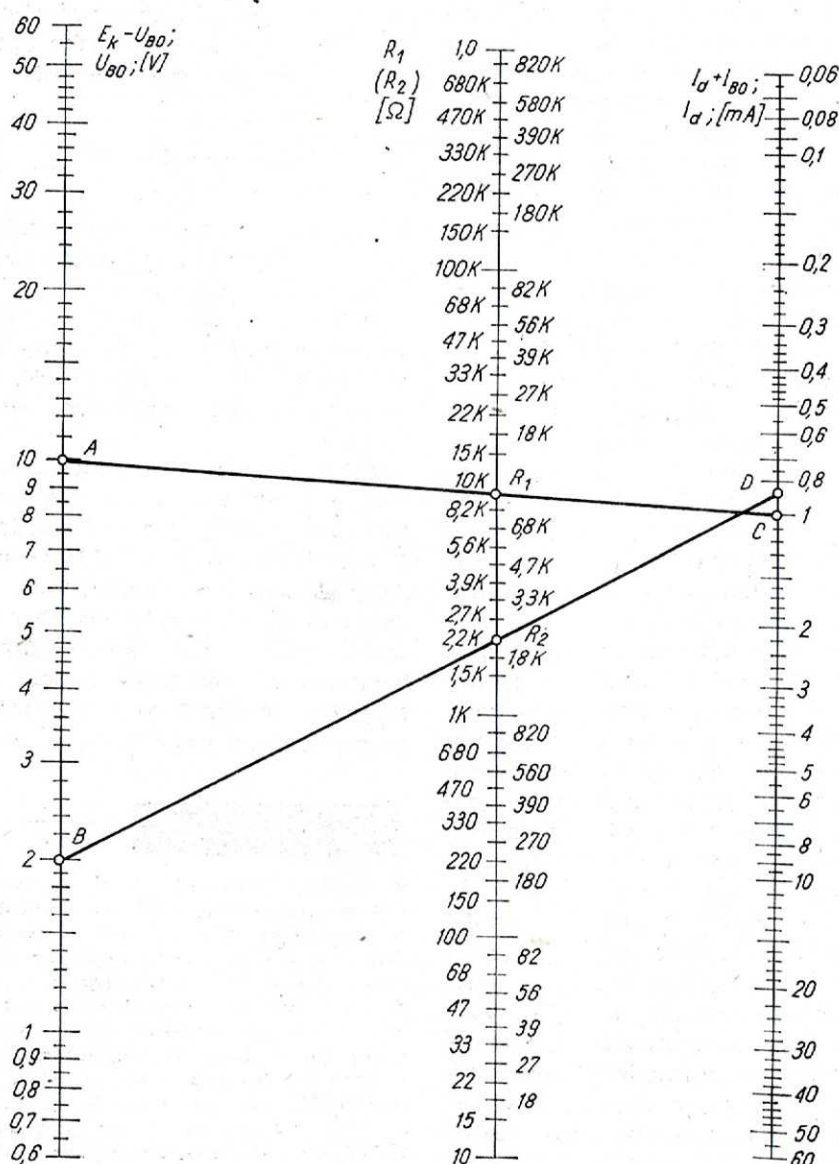
zystancji R_2 odkładamy na lewej skali napięcie $U_{B0} = 2$ V (punkt B), a na prawej skali prąd dzielnika $I_d = 1 - 0,1 = 0,9$ mA (punkt D). W punkcie przecięcia się środkowej skali z odcinkiem BD odczytujemy wartość rezystora $R_2 = 2,2$ kΩ.

Opracowano na podstawie A.I. Aksenow, D.N. Głuszkowa — „Mosznye tranzistory w radio-ustrojuach”. Moskwa 1974.

PRZEGLĄD WYDAWNICTW

ELEMENTY I UKŁADY PÓLPRZEWODNIKOWE — Charles L. Alley, Kenneth W. Atwood. Tłumaczyli z jęz. angielskiego dr inż. Andrzej Rusak i mgr Jerzy Rzewuski. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1975. Wyd. I, nakład 5000 egz., stron 387, cena 76 zł.

Zasobny w nowości wydawniczy rynek książarski oferuje kolejną pozycję przeznaczoną dla szerokiego kręgu odbiorców — inżynierów i techników wszystkich specjalności, interesujących się teorią i zastosowaniem przyrządów półprzewodnikowych. Książka ta służyła przez dwa lata jako podręcznik w Instytucie Techniki (Oddział Kontynuacji Studiów) Uniwersytetu Utah; stąd też i przekonanie, że może stanowić pomoc naukową dla uczniów techników elektronicznych oraz studentów wyższych szkół technicznych kształcących w dziedzinie aparatury elektronicznej. Do zrozumienia zawartego w niej materiału, ukierunkowanego głównie na metody projektowania układów elektronicznych, wystarczy znajomość podstaw matematyki w zakresie trygonometrii i algebry, aczkolwiek znajomość rachunku różniczkowego jest tu bardzo pomocna. Poza tym pożądana jest znajomość podstaw chemii i fizyki na poziomie szkoły średniej, oraz opanowanie elementów teorii obwodów, między innymi analizy obwodów RLC dla przebiegów zmiennych



Rys. 1. Nomogram do obliczania rezystorów dzielnika

Prostownik z tyrystorem do ładowania akumulatorów

Wykonany przeze mnie prostownik (rys. 1) służy do ładowania akumulatorów o napięciu 6 i 12 V, prądem o natężeniu do 10 A. Przez szeregowo włączenie tyrystora w uzwojenie pierwotne transformatora uzyskałem wysoką sprawność prostownika, który dzięki prostocie konstrukcji można łatwo wykonać we własnym zakresie. Cenną zaletą tego układu jest płynna regulacja prądu ładowania oraz możliwość zastosowania regulatora w posiadanym już prostowniku.

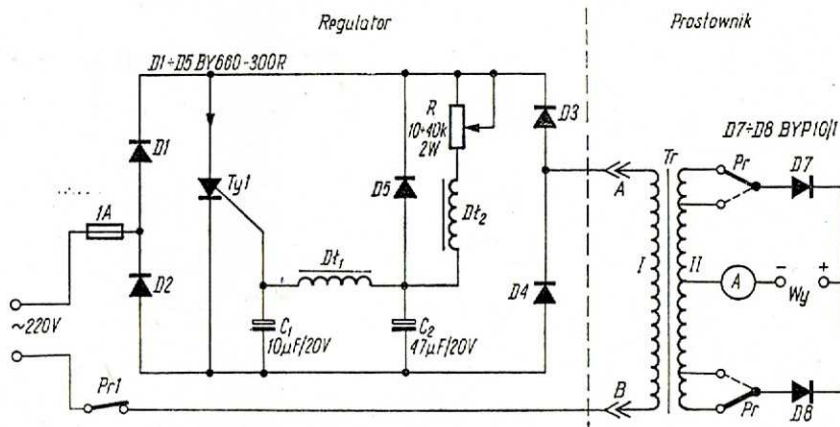
Regulator działa na zasadzie sterownika prądu przemiennego, wykonanego w układzie mostkowym, co przy symetrycznymysterowaniu umożliwia uzyskanie w punktach A, B symetrycznego przebiegu prądu względem osi czasu. Prąd na wyjściu regulatora nie zawiera składowej stałej, wobec czego możliwe jest użycie transformatora jako obciążenia.

Miedzy katody diod D1, D3 a anody diod D2, D4, które tworzą mostek, włączony jest tyrystor Ty1. Może on być dowolnego typu, na napięcie 300 V. W takim układzie, do uzwojenia pierwotnego transformatora Tr1 zostaje doprowadzone napięcie tylko w momentach, gdy tyrystor przewodzi. Sterowanie tyrystora odbywa się za pomocą generatora relaksacyjnego wykonanego z elementów C₁, C₂, D11, D12,

R, D5. Zmieniając potencjometrem R częstotliwość drgań generatora relaksacyjnego, zmienia się „moment” (kąt) zapłonu tyrystora; w wyniku tego ustala się średnią wartość napięcia na uzwojeniu pier-

tora. Przy zastosowaniu potencjometru o oporze 25 kΩ zakres regulacji napięcia w punktach A, B powinien zawierać się w granicach od 50 V do pełnego napięcia sieci. Diody D1÷D5 można zastąpić diodami dowolnego typu o prądzie powyżej 0,6 A i napięciu 300 V.

Transformator Tr nawinięty na rdzeniu z blach transformatorowych



Schemat prostownika do ładowania akumulatorów z regulatorem prądu

wotnym transformatora i następuje zmiana prądu w obciążeniu układu. Zamiast dławika D11 można zastosować rezystor 620 Ω, a zamiast D12 — rezystor 51÷1000 Ω, jednakże użycie dławików polepsza sprawność regulatora i płynność regulacji. Uruchomienie prostownika sprowadza się praktycznie do sprawdzenia prawidłowości montażu oraz pomiaru regulowanego napięcia na uzwojeniu pierwotnym transformatora

o przekroju środkowej kolumny rdzenia $S = 20 \text{ cm}^2$. Uzwojenie pierwotne zawiera 700 zwojów drutu w emalii o średnicy 0,75 mm, uzwojenie wtórne — 4×39 zwojów drutu w bawełnie o średnicy 1,6 mm — połączonych szeregowo, z odczepami. Włączając dwa lub cztery uzwojenia wtórne za pomocą przełącznika Pr uzyskujemy 6 V lub 12 V prądu stałego na wyjściu prostownika.

Diody D7 i D8 umieściłem na radiatorze typu RL60g (może być dowolny o powierzchni chłodzenia powyżej 100 cm²). Diody te można zastąpić innymi diodami o prądzie 10 A lub prostownikiem selenowym o podobnych parametrach. Dławik D11 i D12 nawinięty na pręcie ferrytowym o długości 20 mm i średnicy 3,5 mm. Dławiki mają po 50 zwojów (nawiniętych zwój przy zwoju) drutem w emalii o średnicy 0,3 mm. Ich indukcyjność: 10÷100 μH.

Czesław Seneńko

LITERATURA

M.W. J. Luciński — Układy tyrystorowe.

dla stanu ustalonego. Radioamatorzy posiadający także przygotowanie wyniosą niewątpliwie nie małą korzyść z przestudiowania tej rzetelnie opracowanej i starannie wydanej publikacji.

A oto w skrócie treść całości opracowania ujętego w 16 wyrównanych objętościowo rozdziałach: przegląd podstawowych praw fizyki elektronów i zasad fizyki półprzewodników; opis rozmaitych typów diod oraz ich zastosowań; działanie tranzystora (z typami FET i IGFET włącznie), układ typowego 1-stopniowego wzmacniacza; wzmacniacze wielostopniowe oraz różnego rodzaju układy sprzęgające i zagadnienia szumowe; układy scalone, wzmacniacze operacyjne, metody projektowania układów; działanie i projektowanie zasilaczy (wraz z układami regulacji napięcia); zastosowanie elementów półprzewodnikowych w układach przełączających i impulsowych oraz cyfrowe układy scalone.

Materiał zawarty w książce jest aktualny i dotyczy takich również przyrządów, jak: tranzystory MOSFET, tranzystory jednozłączowe, tyrystory i triaki. Opis każdego przyrządu uzupełniony jest przeglądem praktycznych jego zastosowań.

Dydaktyczne walory książki uwypuklane są licznymi zadaniami i przykładami ich rozwiązań. W zamieszczonym na końcu książki dodatku podano charakterystyki niektórych typów tranzystorów (2N3114, 2N3903, 2N4134, 2N4135, 2N2147, 2N2841÷2N2844, 2N3796, 2N3797). Ostatnie strony zajmuje skrócony rzeczowy. Całość obficie zilustrowana rysunkami. Sporo wzorów matematycznych, mało fotografii. Terminologia poprawna, samo zaś wydanie — na niebudzącym zastrzeżeń poziomie.

PRZEDŁUŻENIE CZASU TRWANIA KONKURSU

Uwzględniając życzenia Czytelników korzystających w okresie letnim z urlopów wypoczynkowych, wczasów, turystyki itp. przedłużamy czas trwania OGÓLNOKRAJOWEGO KONKURSU TWÓRCZOŚCI RADIOAMATORSKIEJ – ogłoszonego w nrze 1/1975 i ponownie (dla przypomnienia) w nrze 5/1975 – o 3 miesiące, to jest

do dnia 31 grudnia 1975 r., z tym że wyniki konkursu będą ogłoszone w nrze kwietniowym w r. 1976.

Terminy te są ostateczne. Nie zwlekajcie więc z zadeklarowaniem swego uczestnictwa w tej organizowanej dla Was imprezie. Czas nagli!

REDAKCJA

UŻYWANE JUŻ PRZEZ 10 000 FACHOWCÓW I AMATORÓW

FONO-TEST

radiowy generator m.cz. i w.cz. umożliwia uzyskanie sygnału m.cz. i w.cz. w paśmie 800 Hz – 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 pseudokoloru 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 w 3 dni. Płatne przy odbiorze. Roczna gwarancja. Szczegółowa instrukcja obsługi. Ceny zatwierdzone przez WK. Cena kompletu F + V: 520 zł, F-LUX + V: 580 zł + porto 12 zł. Na żądanie wysyłamy prospekt. Piszcie na kartach pocztowych.

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

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI polecają:

● Wiktor Chojnacki – UKŁADY SCALONE W URZĄDZENIACH KRÓTKOFALARSKICH

Wyd. 1, format A5, str. 320, rysunki, cena 42 zł.

Wybór schematów stopni urządzeń radiokomunikacyjnych (odbiorników, nadajników, zasilaczy i urządzeń pomocniczych), w których zastosowano układy scalone.

Przegląd schematów jest poprzedzony podstawowymi informacjami dotyczącymi wybranych układów scalonych produkowanych w Polsce.

Książka zawiera także omówienie zasad postępowania przy projektowaniu montażu i uruchamianiu urządzeń z układami scalonymi oraz zastosowanie liniowych układów scalonych produkcji polskiej.

Odbiorcy: krótkofalowcy, zaawansowani radioamatorzy i technicy radiokomunikacji.

● Czesław Klimczewski – ABC TELEWIZJI

Wyd. 5 uzupełnione, format A5, str. 457, rysunki, cena 45 zł. Treść książki ujęta jest w czterech częściach.

Część I mówi o wytwarzaniu i nadawaniu programu. Ujmuje ona procesy zachodzące od kamery telewizyjnej do nadajnika.

Część II, zatytułowana „Przesyłanie programu telewizyjnego”, opisuje anteny nadawcze i odbiorcze oraz zjawiska zachodzące między anteną nadawczą i odbiorczą. Ze względów praktycznych autor większą uwagę zwraca na anteny odbiorcze.

Część III, najobszerniejsza, zamyka się w dziesięciu rozdziałach, w których opisane są: lampy obrazowe, tor wizji, tor synchronizacji, tor fonii, zespoły odchyłania, zasilanie odbiorników telewizyjnych oraz tablica testowa.

Część IV wprowadza Czytelnika w tajniki telewizji kolorowej.

Odbiorcy: radioamatorzy oraz młodzież interesująca się telewizją.

DO NABYCIA W KSIĘGARNIACH „DOMU KSIĄŻKI”