

Radioamator 2⁷⁷

i krótkofalowiec



OGŁOSZENIA

Zamienię dwustrumieniową lampę oscyloskopową B10521 na lampę oscyloskopową 6L011 prod. ZSRR. Tomasz Chróścielewski, ul. Rutkowskiego 6 m. 18, 00-020 Warszawa.

Sprzedam scalone wzmacniacze 50 W, triaki, tyrystory, diody LED, tranzystory, zasilacze do kalkulatorów. Naprawiam kalkulatory. Kupię uszkodzone. Lucjan Pietruszka, ul. Warszawska 6/35, 39-300 Mielec.

Sprzedam stereo Hi-Fi — „Meluzyna” cena 11 500 zł, magnetofon ZK-246 — 8000 zł, kolumny japońskie „Pionier” — 50 W 10 000 zł za sztukę. Gula, ul. Bema 26, 27-200 Starachowice.

Kupię transceiver KF, odbiornik komunikacyjny dobrej klasy, przekładnię planetarną, filtr kwarcowy. Wiesław Niedźwiedzki, ul. Wierzbowa 11, 11-400 Kętrzyn.

Kupię schematy sprzętu elektroakustycznego firm zachodnioeuropejskich ewentualnie prospekty. Mirosław Cieśla, ul. Grochowska 71A m. 12, 04-186 Warszawa.

Kupię lub odstąpię za części elektroniczne rury Radioamatorów z lat 1972-1973. Piotr Kowalski, ul. Warszawska 20, 87-100 Toruń.

Tanio odstąpię kwarce, półprzewodniki, kondensatory, rezystory, przełączniki itp. Janusz Ohlasy, Rynek 4, 46-100 Namysłów.

Wykonujemy generatory sygnałowe cyfrowe i generatory obrazu TV. Opisy wysyłamy. „ELTON”, Dubieńska 7, 04-331 Warszawa.

Triaki 7 A/400 V — 300 zł, 5 A/400 V — 250 zł, **sprzedam**. Julian Kostrzewski, ul. Perkuna 13, 81-523 Gdynia.

„Hi-Fi Service” **wykonuje** na zamówienie następujący sprzęt mikrofonowy, gitarowy i świetlny:

- wzmacniacze gitarowe solo, bas i na organy 30, 60, 90 i 120 W z oddzielnym zestawem głośników,
 - wzmacniacze mikrofonowe 60, 90, 120 i 200 W,
 - wzmacniacze stereo 2 × 20 W, 2 × 40 W, 2 × 60 W i 2 × 100 W z wejściami na mikrofon, magnetofon, adapter krystaliczny i magnetyczny (do dyskotek),
 - wysokojakościowe kamery pogłosowe (taśmowe)
 - miksery 4- i 6-kanalowe mono i stereo,
 - przystawki gitarowe: Supa Fuzz, Wah-Wah, Supa-Fuzz + Wah-Wah, wibrator,
 - stroboskopy i migacze kolorowe.
- Pracownia wysyła zainteresowanym informacje i prospekty. Adres: inż. Lech Pisarek, ul. Piastowska 95a, 80-352 Gdańsk-Oliwa.

MOSFET 40673 dwubramkowy z zabezpieczeniem **sprzedam** — 230 zł. Borkowski, ul. Piwna 59/3, 80-831 Gdańsk, tel. 31-45-94.

Sprzedam tranzystory, diody, oporniki, foto-rezystory, płytki do druku. Nowicki, skr. poczt. 102, Słupsk.

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł. Mikrofonowe wkładki krystaliczne — 100 zł. Do akordeonów mikrofonowe przystawki na klawiaturę, zestawione z przetworników krystalicznych. Wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

WZMACNIACZE 50 VA oraz 100 VA (sinus) z czterokanałowymi mikserami, przystosowane do współpracy z magnetofonową kamerą pogłosową. MUZYCZNE ZESTAWY ELEKTROAKUSTYCZNE 75 VA trójwejściowe oraz 35 VA dwuwejściowe — będące skomponowaniem wzmacniacza tranzystorowego (tranzystory krzemowe) z zespołem głośnikowym we wspólnej obudowie. Suwakowe regulatory wzmocnienia, korektory bas, sopran. Jako wyposażenie dodatkowe: trójkolorowy żarówkowy wskaźnikysterowania, wibrator, fuzz, wash-wash. Specjalne wykonanie do gitary basowej. MIKSERY: studyjne 6-kanalowy z kanałem sumy, „standard” 4-kanalowy, wykonane na tranzystorach krzemowych, suwakowe regulatory wzmocnienia, wychyłowy wskaźnikysterowania. Czulość wejść 3 do 300 mV, napięcie wyjściowe 0.3: 1: 1.5 V (do uzasadnienia z zamawiającym). MIKROFON BEZPRZEWODOWY. MIKROFONOWE PRZYSTAWKI DO AKORDEONÓW. Producent: PRACOWNIA URZĄDZEN ELEKTROAKUSTYCZNYCH ul. Podrzeczna 23, 91-006 Łódź.



radioamator i krótkofalowiec polski

ROK 28 • LUTY 1977 ROK

Z kraju i zagranicy

- 25 Nowe modele krajowych oscyloskopów
- 26 Rentgeno-telewizyjny system obserwacji mózgu

Elektroakustyka

- ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI
- 26 Czterokanałowe systemy transmisji radiowej sygnałów kwadrofonicznych

Nowa technika

- LEON KOSSOBUDZKI
- 30 Podstawowe wiadomości o układach techniki cyfrowej — cz. V

Podzespoły elektroniczne

- KRYSTYNA JARZĘBSKA
- 35 Zastosowania uniwersalnych układów scalonych typu UL1101N i UL1111N

Przegląd schematów

- ZBIGNIEW FAUST
- 42 Nowe wskaźniki cyfrowe produkcji krajowej

Kątek dla zmotoryzowanych

- ZDZISŁAW TKACZYK
- 37 Odbiornik samochodowy „Akropol”
- JANUSZ JUSTAT
- 44 Instalacje alarmowe w samochodach — cz. I

Z praktyki radioamatorskiej

- Przegląd układów zabezpieczających samochody przed kradzieżą
- MICHAŁ GRABOWSKI
- 48 Tranzystorowy próbnik obwodów elektrycznych

Radioamatorstwo w LOK

- 49 Krótkofalowiec polski
- 52 Wyniki ogólnopolskich zawodów SP-K 1975/76

Okładkę projektował Tadeusz Pietrzyk



WYDAWCA: WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

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

Redaguje Komitet Redakcyjny w składzie: red. nac. — prof. dr inż. Andrzej Sowiński; z-ca red. nac. — inż. Janusz Justat. Redaktorzy działowi: mgr inż. Mieczysław Flisak, mgr inż. Czesław Klimczewski, inż. Jerzy Węglewski, doc. mgr inż. Aleksander Witort. Sekretarz redakcji — Eugenia Grudzińska. St. korektor — Elżbieta Malon.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

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

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto PKO nr 1531-71, w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa o 50% od krajowej dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji, organizacji i zakładów pracy. Ogłoszenia: drobne, do 30 wyrazów, w cenie 4 zł za wyraz lub 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładowych, przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kamierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 w. 261. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

OGŁOSZENIA

DRUK: RSW „Prasa-Książka-Ruch”, Prasowe Zakłady Graficzne, ul. Smolna 10/12, 00-375 Warszawa. Zam. 29. F-79. Nakład: 80 000 egz. Ark. druk. 3,5. Cena zł 5.— Podpisano do druku 4.II.1977 r.

NOWE MODELE KRAJOWYCH OSCYSKOPÓW

Krajowa produkcja oscyloskopów reprezentowana jest przez dwa zakłady: „KABID-Radiotechnika” we Wrocławiu (Kombinat Aparatury Badawczej i Dydaktycznej) oraz Zakład Doświadczalny Zapisu Magnetycznego przy ZR im. M. Kasprzaka w Warszawie.

Wachlarz produkcji obejmuje modele oscyloskopów od najbardziej złożonych dwukanałowych z wkładkami – do prostych, przeznaczonych dla warsztatów i laboratoriów szkolnych.

A oto kilka interesujących nowych rozwiązań zakładów „KABID”.

■ **OSCYSKOP DWUKANAŁOWY DT-525A** (rys. 1) z lampą oscyloskopową o prostokątnym ekranie i napięciu przyspieszającym 10 kV.

Ważniejsze parametry.

Tor Y

- pasmo 0÷25 MHz
- czułość 10 mV/cm do 5 V/cm w pasmie do 23 MHz
- czas narastania 14 ns
- wejście dwukanałowe z przełącznikiem elektronicznym
- impedancja wejściowa 1 MΩ i 20 pF

Tor X

- podstawa czasu – jednorazowa, wyzwalana lub automatyczna od 0,1 μs/cm do 1 s/cm
- wyzwalanie w pasmie od 0 do 35 MHz, przy wysokości obrazu 3 mm
- wzmacniacz X – czułość 0,1÷1 V/cm
- pasmo 0÷5 MHz
- kalibrator – sygnał prostokątny 1000 Hz 2 V i 0,02 V ±1%
- zasilanie z sieci 220 V, 80 VA.

■ OSCYSKOP ST-315A/II

Model do szerokiego zastosowania, zasilany z sieci lub z akumulatora; pobór mocy 27 W.

Tor Y

- pasmo 0÷15 MHz
- czułość 0,01÷20 V/cm
- impedancja wejściowa – 1 MΩ i 30 pF

Tor X

- podstawa czasu wyzwalana lub automatyczna od 0,5 s/cm do 0,5 μs/cm przy wysokości obrazu 5 mm
- wzmacniacz X – pasmo 0÷3 MHz, czułość 0,3÷1,5 V/cm.

■ OSCYSKOP PRZENOŚNY ST-509A (rys. 2)

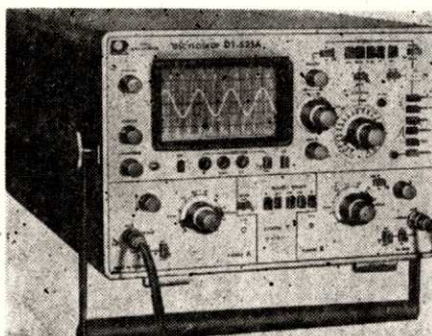
Tor Y

- pasmo 0÷10 MHz
- czułość 10 mV/cm÷5 V/cm
- impedancja wejściowa 1 MΩ i 47 pF

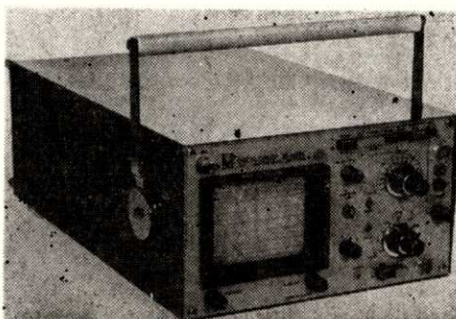
Tor X

- podstawa czasu wyzwalana lub automatyczna od 0,5 μs/cm do 0,1 s/cm, przy wysokości obrazu 5 mm
- wzmacniacz X – 20 Hz do 1 MHz
- czułość 100 mV/cm do 0,5 V/cm
- zasilanie z sieci 220 V, 55 VA.

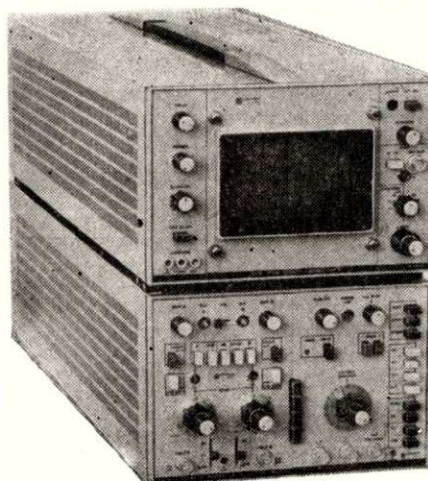
Z KRAJU I ZAGRANICĄ



Rys. 1



Rys. 2



Rys. 3

Z programu produkcji Zakładu Doświadczalnego Zapisu Magnetycznego przy ZR im. M. Kasprzaka należy wymienić dwa interesujące modele:

■ **OSCYSKOP SZEROKOPASMOWY OS-710** (rys. 3) z wymiennymi wkładkami X i Y, z lampą o prostokątnym ekranie i wewnętrznej skalą, o napięciu przyspieszającym 15 kV. Wkładka dwukanałowa Y z przełącznikiem elektronicznym o częstotliwości pracy 1 MHz.

Tor Y

- pasmo 0÷150 MHz
- czas narastania 2,4 ns
- czułość 50 mV/cm do 20 V/cm lub 5 mV/cm przy pasmie 60 MHz
- impedancja wejściowa 1 MΩ i 13 pF

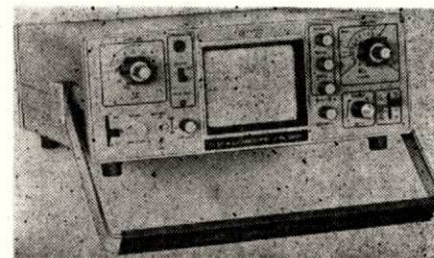
Tor X

- podstawa czasu od 0,05 μs/cm do 1 s/cm, wyzwalanie wewnętrzne przy wysokości obrazu 3 mm (do 30 MHz) do 20 mm (dla 150 MHz); zewnętrzne przy sygnale min. 120 mV_{pp}
- wzmacniacz X – pasmo 0÷3 MHz, czułość 0,1 V/cm ÷ 1 V/cm
- wbudowany kalibrator – sygnał prostokątny 1000 Hz, napięcie wyjściowe 250 mV i 10 V ±1%
- zasilanie 220 V, 120 VA
- ciężar 19,5 kg.

■ **OSCYSKOP PRZENOŚNY OS-300** (rys. 4) klasy laboratoryjnej z zasilaczem baterijno-sieciowym. Pobór mocy z sieci 220 V – 8 VA, z baterii 9 V – 6 W.

Tor Y

- pasmo 0÷10 MHz



Rys. 4

- czułość 2 mV/dz do 20 V/dz (dziatka 6,5 mm)
- impedancja wejściowa 1 MΩ i 37 pF

Tor X

- podstawa czasu od 0,1 μs/cm do 0,2 s/cm
- wzmacniacz X – pasmo 0÷200 kHz, czułość 50÷500 mV/dz.

Wbudowany kalibrator – sygnał prostokątny o częstotliwości 800 Hz 1 V ±2%

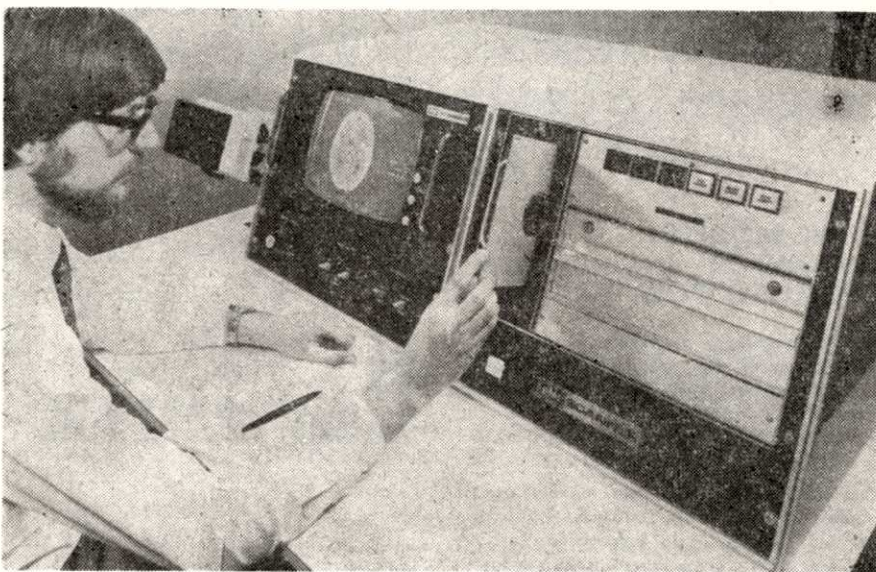
- wymiary 270×240×90 mm
- ciężar 4 kg (z bateriami).

RENTGENO-TELEWIZYJNY SYSTEM OBSERWACJI MÓZGU

Znana angielska firma EMI opracowała urządzenie umożliwiające za pomocą sterującego komputera oraz sondy rentgenologicznej z detektorem, prześwietlającej mózg linią z linijką (na podobieństwo obrazu telewizyjnego), odzwierciedlenie na monitorze telewizyjnym obrazu mózgu. Pozwala to na szybką diagnozę chorób mózgowych, jak nowotwory, guzy itp.

Monitor może być zainstalowany poza pacjentem, a nawet w innym szpitalu i połączony kablem z układem sondy-detektora.

W urządzeniu monitora (rys. 5) wbudowana jest również pamięć dyskowa, na której można zapisać obserwowany obraz prześwietlanego mózgu pacjenta.



Rys. 5

DR INŻ. ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

CZTEROKANAŁOWE SYSTEMY TRANSMISJI RADIOWEJ SYGNAŁÓW KWADROFONICZNYCH

W uzupełnieniu cyklu artykułów poświęconych stereofonii i kwadrofonii, opublikowanych w numerach 1-12/1975 r., zamieszczamy artykuł opisujący systemy kwadrofonicznej transmisji radiowej. Autor przygotował ten artykuł dla naszego miesięcznika na podstawie referatu wygłoszonego podczas Konferencji Naukowo-Technicznej „Kwadrofonia”, która odbyła się w Dzierżoniowie w dniach 20-21 maja 1976 r.

Redakcja

Prowadzone od kilku lat w najbardziej uprzemysłowionych krajach świata prace badawcze nad techniką emisji radiowej sygnałów czterokanałowej kwadrofonii wkroczyły obecnie w fazę wyboru i standaryzacji systemu transmisyjnego. Powołany w 1972 r. w USA Narodowy Kwadrofoniczny Radiokomitet (NQRK), działający w ramach Stowarzyszenia Przemysłu Elektronicznego (AIE), wykonał szeroki i wszechstronny program badań porównawczych różnych proponowanych systemów transmisyjnych i ostatecznie zgłosił do standaryzacji przez Federalną Komisję Łączności (FCC) pięć systemów transmisyjnych opracowanych zarówno przez laboratoria badawcze dużych i znanych koncernów (GENERAL ELECTRIC, ZENITH, RCA) jak i nowych firm założonych przez wynalazców systemów Dorrena i Coopera (ten ostatni jest jednocześnie konsultantem naukowym japońskiego koncernu NIPPON COLUMBIA).

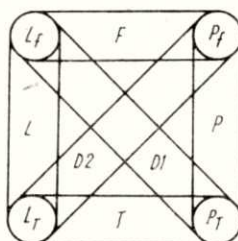
W przedstawionych do standaryzacji systemach za pomocą jednego nadajnika UKF-FM transmitowane są jednocześnie wszystkie cztery sygnały kwadrofoniczne. System zwielokrotnienia kanałowego takiego nadajnika różni się jednak zasadniczo od systemów stosowanych do zwielokrotnienia np. torów telefonicznych w systemach telefonii wielokrotnej. Sygnał zwielokrotniony, tzw. złożony sygnał kwadrofoniczny, którym moduluje się falę nośną nadajnika UKF-FM (częstotliwościowo) musi być ukształtowany w taki sposób, aby emisje kwadrofoniczne mogły być także odbierane za pomocą odbiorników monofonicznych oraz odbiorników stereofonii dwukanałowej.

Ten warunek kompatybilności systemu powinien być również spełniony przez odbiornik kwadrofoniczny, który powinien odbierać emisje nadajników monofonicznych i stereofonicznych. W pierwszym przypadku, poprzez cztery zespoły głośnikowe takiego odbiornika przekazywany jest ten sam sygnał monofoniczny, a w drugim przypadku każdy z sygnałów stereofonicznych odtwarzany jest równocześnie przez dwa lewe i dwa prawe zespoły głośnikowe.

PORÓWNIANIE SYSTEMÓW WSTĘPNEGO KODOWANIA SYGNAŁÓW M.C.Z.

We wszystkich proponowanych systemach radiofonii kwadrofonicznej, w celu spełnienia omawianego powyżej warunku kompatybilności systemu, przed procesem zwielokrotnienia kanałowego pierwotne sygnały kwadrofoniczne są wstępnie kodowane.

Na rysunku 1 przedstawiono schematycznie lokalizację pozornych źródeł sygnałów akustycznych oznaczając symbolami L_p , P_p , L_T , P_T sygnały kanałów: lewego przedniego, prawego przedniego, lewego tylnego i prawego tylnego.



Rys. 1. Schemat rozmieszczenia źródeł pierwotnych sygnałów kwadrofonicznych

W dyskretnych systemach kwadrofonicznych firm Zenith [5], RCA [6], Coopera [8], i Dorrena [4] z czterech podanych sygnałów tworzone są następująco cztery sygnały pomocnicze:

$$M = L + P \quad (1)$$

$$Y = L - P \quad (2)$$

$$X = P - T = \Delta L + \Delta P \quad (3)$$

$$U = D_1 - D_2 = \Delta L - \Delta P \quad (4)$$

w których:

$$L = L_f + L_T \quad (5)$$

$$P = P_f + P_T \quad (6)$$

$$F = L_f + P_f \quad (7)$$

$$T = L_T + P_T \quad (8)$$

$$\Delta L = L_f - L_T \quad (9)$$

$$\Delta P = P_f - P_T \quad (10)$$

$$D_1 = L_f + P_T \quad (11)$$

$$D_2 = P_f + L_T \quad (12)$$

W systemie General Electric [1] i [2] sygnały X i U są zamienione miejscami.

Odtworzenie z sygnałów M, Y, X, U pierwotnych sygnałów kwadrofonicznych L_f , P_f , L_T , P_T w układzie dekodera odbiornika można zrealizować za pomocą przekształtników przy wykorzystaniu następujących zależności:

$$\left. \begin{aligned} L_f &= \frac{1}{4} (M + Y + X + U) \\ L_T &= \frac{1}{4} (M + Y - X - U) \\ P_T &= \frac{1}{4} (M - Y - X + U) \\ P_f &= \frac{1}{4} (M - Y + X - U) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Zależności powyższe są ważne dla systemów Dorrena, RCA i Zenith. Przekształcanie sygnałów według wzorów (13) w systemie General Electric prowadzi do zamiany miejscami dwóch prawych sygnałów P_T i P_f . Ta właściwość nie stanowi istotnej wady systemu, ponieważ praktycznie przełącza się tylko prawe głośniki do odpowiednich wyjść wzmacniaczy m.cz. odbiornika.

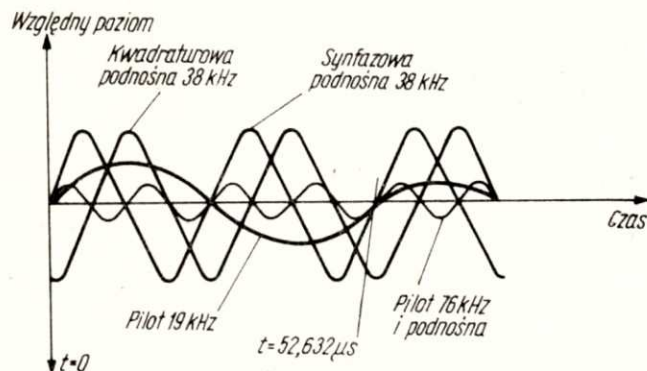
PORÓWNANIE SYSTEMÓW ZWIEŁOKROTNIEŃ KANAŁOWEGO RADIOFONICZNEGO TORU NADAWCZEGO UKF-FM

We wszystkich omawianych dyskretnych systemach kwadrofonicznych kompatybilna informacja monofoniczna (wzór 1) transmitowana jest w naturalnym pasmie częstotliwości akustycznej 30 Hz ÷ 15 kHz. We wszystkich systemach poza systemem Coopera, sygnały opisywane wzorem 2 służą do modulacji amplitudowej synfazowej podnośnej 30 kHz, umożliwiając uzyskanie kompatybilności systemu kwadrofonicznego względem stereofonii dwukanałowej.

Sygnał X opisywany wzorem 3 w systemie Zenith, Dorrena i RCA lub wzorem 4 w systemie General Electric służy do modulacji amplitudowej podnośnej 38 kHz przesuniętej w fazie względem fazy synfazowej podnośnej (rys. 2). Przy modulacji zarówno synfazowej jak i kwadraturowej podnośnej wykorzystywane są tylko wstęgi boczne (dolna i górna), a sama podnośna jest tłumiona, podobnie jak to ma miejsce w konwencjonalnym systemie stereofonii dwukanałowej.

W obu odmianach cztero- i trójkanałowego matrycowego systemu Coopera, modulacja synfazowej i kwadraturowej podnośnej 38 kHz dokonywana jest sygnałami $(Y - X) / \sqrt{2}$ i $(X - Y) / \sqrt{2}$. Symbole $\bar{X}$ i $\bar{Y}$ oznaczają, że sygnały te są w kwadraturze (przesunięte liniowo w fazie o 90°) w stosunku do sygnałów X i Y.

Stosowanie takiego przesunięcia fazowego wynika z przeprowadzonej przez Coopera [10] analizy uniwersalnego systemu (UMX) umożliwiającego uzyskanie optymalnej azymutalnej korelacji między wyjściowymi i wejściowymi sygnałami przekształtnika przy ograniczonej liczbie dwóch (system BMX), trzech (TMX) oraz przy czterech (QMX) kanałach transmisyjnych.



Rys. 2. Zależności fazowe pomiędzy „pilotami” i „podnośnymi”

Następne różnice pomiędzy dyskretnymi systemami radiofonii kwadrofonicznej dotyczą sposobu transmisji czwartego sygnału pomocniczego, opisywanego wzorem 4 w systemie Zenith, Dorrena, RCA i Coopera a wzorem 3 w systemie General Electric.

W systemie Zenith 2A, General Electric, Dorrena, RCA i Coopera czwarty sygnał pomocniczy moduluje w amplitudzie drugą podnośną 76 kHz, która jest czwartą harmoniczną sygnału pilotującego i powinna mieć fazę początkową taką, jak na rys. 2 w przypadku systemów Dorrena, General Electric, RCA i Coopera lub przesuniętą o 180° względem fazy pokazanej na rys. 2 w przypadku systemu Zenith 2A.

W systemie Zenith 3B czwarty sygnał pomocniczy stosowany jest do amplitudowej modulacji podnośnej 90,25 kHz otrzymywanej z sygnału o częstotliwości 361 kHz, która jest 19 harmoniczną sygnału pilotującego 19 kHz.

W systemie Dorrena, RCA i Coopera do transmisji czwartego sygnału pomocniczego wykorzystywane są obie wstęgi boczne zmodulowanej w amplitudzie podnośnej 76 kHz, w systemie Zenith 2A tylko górna wstęga boczna modulacji, a w systemie General Electric wykorzystywana jest dolna wstęga boczna i częściowo tłumiona górna wstęga boczna (modulacja typu „Vestigal sideband” o środkowej częstotliwości zbocza Nyquista 76 kHz).

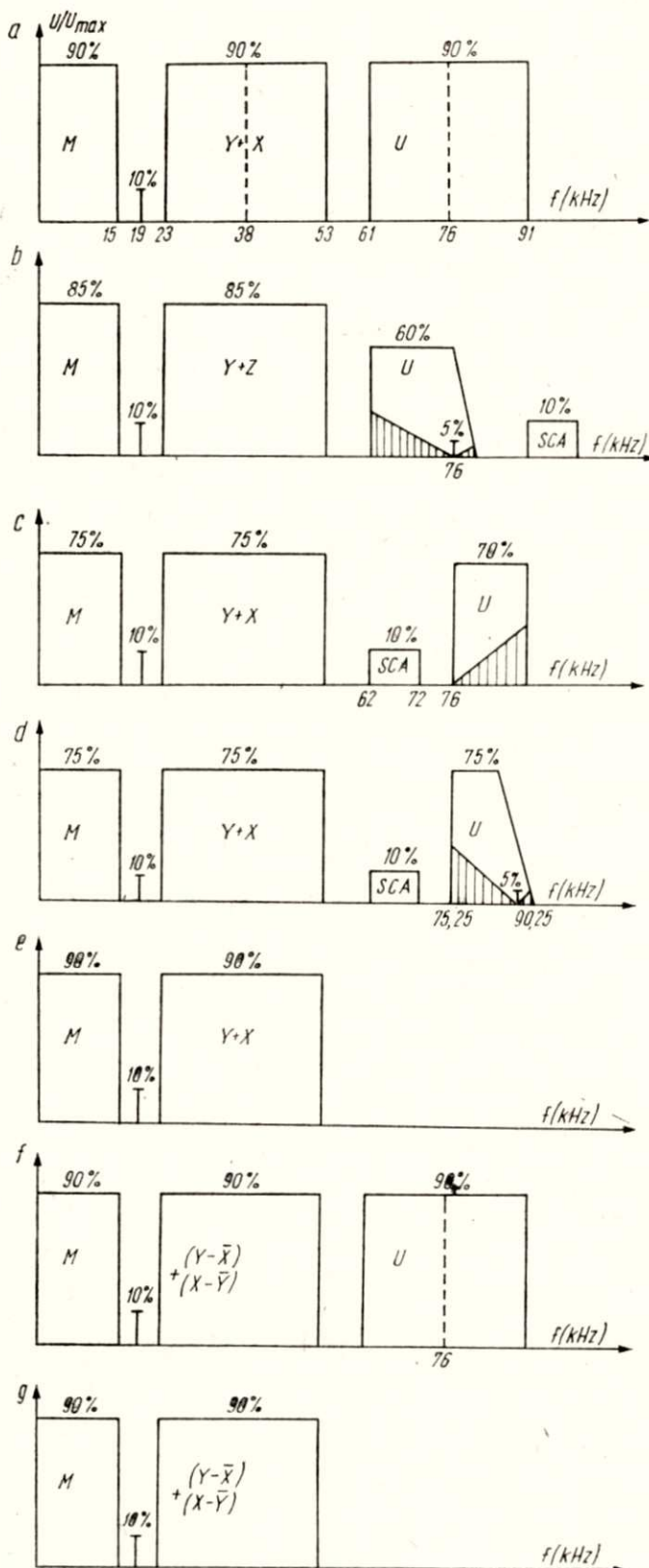
W systemie Zenith 2B wykorzystywana jest podobna zasada transmisji czwartego sygnału pomocniczego jak w systemie General Electric, ale na podnośnej 90,25 kHz.

Uproszczone wykresy spektralne złożonego sygnału kwadrofonicznego w opisywanych systemach transmisyjnych przedstawione są na rys. 3. Różnice między niektórymi z przedstawionych systemów nie mają charakteru merytorycznego, wynikają one bowiem z sytuacji patentowej poszczególnych firm. Dotyczy to przede wszystkim systemu Dorrena i RCA. System zaproponowany i opatentowany przez Dorrena powstał z intuicyjnych przesłanek autora, natomiast ten sam wynik otrzymano od specjalistów RCA w wyniku technicznej i teoretycznej analizy odtworzenia obrazu akustycznego w miejscu odsłuchu przy wykorzystaniu skończonej liczby kanałów transmisyjnych metodą próbkowania pierwotnego obrazu akustycznego [6].

Analiza matematyczna wykazuje, że cztery kanały i złożony sygnał kwadrofoniczny zaproponowany przez Dorrena są pierwszym przybliżeniem uogólnionego sposobu transmisji obrazu akustycznego, opracowanego przez specjalistów RCA, którzy ponadto wskazują na istnienie możliwości odsłuchu kwadrofonicznego w warunkach, gdy czwarty sygnał pomocniczy (na podnośnej 76 kHz) w ogóle nie jest transmitowany lub też nie jest odbierany przez odbiornik. Podstawiając we wzorach (13) $U = 0$ można wykazać, że przesłuch międzykanałowy w takim przypadku nie przekracza 10 dB, to znaczy, że jest mniejszy niż ma to miejsce w dwukanałowym systemie quasi-kwadrofonii SQ¹.

Powyższą właściwość ma również system UMX zaproponowany przez Coopera.

¹) Nazywanej również kwadrofonią ograniczoną.



Rys. 3. Widma złożonych sygnałów kwadrofonicznych w systemach zgłoszonych do standaryzacji w USA (system oznaczony jest nazwiskiem projektodawcy lub nazwą firmy i kolejną liczbą): a – Dorren i RCA1, b – General Electric, c – Zenith 2A, d – Zenith 3B, e – RCA2, f – Cooper 1, g – Cooper 2

Rozpatrywane systemy zwielokrotnienia kanałowego radiofonicznego toru nadawczego UKF–FM nie są pozbawione wad. Główną wadą systemu Dorrena, zwłaszcza w warunkach USA jest niemożliwość transmisji za pomocą tego samego nadajnika UKF–FM dodatkowego, niezależnego kanału muzycznego (tzw. kanał SCA–Subsidiary Communication Authorization); opłaty abonentów za korzystanie z niego stanowią liczącą się część zysku prywatnych stacji radiofonicznych. W warunkach europejskich kanał SCA nie jest stosowany i wada ta nie jest istotna, chociaż i w tym przypadku powinna być przestrzegana zasada oszczędnego wykorzystania pasma częstotliwości radiowych.

Zaletą obu systemów Zenith [5] jest zapewnienie możliwości transmisji kanału SCA w dotychczas stosowanym do tego celu pasmie częstotliwości 62–72 kHz. Właściwie się to jednak ze znacznym skomplikowaniem układów kodera i dekodera kwadrofonicznego.

Praktycznie jedyną metodą, którą można tu zastosować do syntezy sygnału jednowstęgowego w kanale drugiej podnośnej w koderze i eliminacji sygnału SCA w dekodzie kwadrofonicznym jest metoda kompensacji fazowej.

Wady systemu 2A były z pewnością przyczyną opracowania przez koncern Zenith – systemu 3B, w którym po detekcji synchronicznej sygnał SCA ulega przesunięciu do pasma częstotliwości 18,25–28,25 kHz. Wadą systemu 3B jest bardziej złożony układ odtwarzania w dekodzie drugiej podnośnej 90,25 kHz. Ma to jednak mniejsze znaczenie niż niedoskonałości systemu Zenith 2A.

Zaletą systemu Dorrena jest prosty układ kodera kwadrofonicznego nie wymagający stosowania szerokopasmowych przesuwników, używanych do syntezy sygnału jednowstęgowego w kanale drugiej podnośnej w systemie Zenith 2A lub skomplikowanych filtrów do kształtowania jednej, częściowo wytłumionej wstęgi bocznej i rozbudowanych układów korekcji grupowego czasu przejścia sygnałów M, X, Y.

System Dorrena zapewnia teoretycznie najmniejsze przesłuchy międzykanałowe.

Do wad systemu General Electric zaliczyć należy stosunkową złożoność filtru do kształtowania jednej częściowo stłumionej wstęgi bocznej i złożoność układu samego kodera kwadrofonicznego, który musi zawierać rozbudowane układy korektorów fazowych dla wyrównania opóźnień czasowych sygnałów M, X, Y, U.

SZEROKOŚĆ PASMA EMISJI NADAJNIKA KWADROFONICZNEGO

Obliczenie szerokości pasma emisji nadajnika UKF–FM przy złożonej postaci sygnału modulującego jest zagadnieniem trudnym.

Wykonane zgraniczanie [9] obliczenia wykazują, że dla sygnału sinusoidalnego występującego w jednym kanale, szerokości zajmowanego pasma wynoszą:

Rodzaj emisji	Częstotliwość modulacji [kHz]	Szerokość zajmowanego pasma [kHz]
Stereo ($M = 0, Y = \max$)	13	202
Kwadro ($M = 0,5 \max$ $Y = 0,$ $X = 0,$ $U = 0,5 \max$)	11	218
Kwadro ($M, Y, X = 0,$ $U = \max$)	15	220

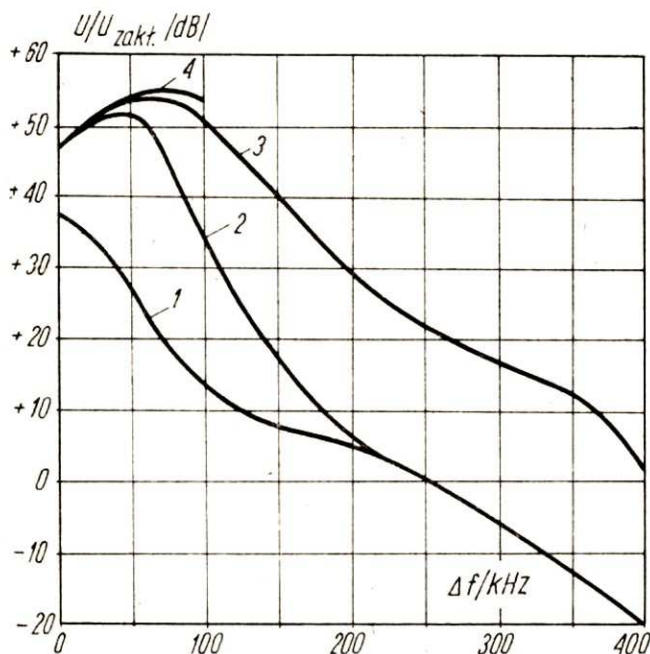
Wyniki powyższych obliczeń, a także doświadczenia praktyczne wskazują, że szerokość pasma zajmowanego przez emisję kwadrofoniczną jest nieco większa od emisji stereofonicznej, mimo prawie dwukrotnie szerszego pasma częstotliwości modulacji nadajnika²⁾.

²⁾ Podane wyniki dotyczą systemu kwadrofonicznego Dorrena. Obliczenia wskazują, że szerokość pasma emisji w innym wykonaniu, np. w systemie General Electric lub Zenith są większe [9].

Przeprowadzone zagranicą, a także w Polsce (Instytut Łączności) badania wykazują, że zmiana rodzaju emisji nadajnika stereofonicznego na kwadrofoniczny nie powoduje wzrostu zakłóceń, zarówno wspólnych jak i sąsiedniokanałowych, dla odbioru emisji nadajników mono- i stereofonicznych.

Wprowadzanie emisji kwadrofonicznych w niektórych krajach uzależnione jest od lokalnych warunków pracy sieci stacji radiofonicznych UKF-FM, które często były projektowane jeszcze przed wprowadzeniem emisji stereofonicznych. Sieć stacji UKF-FM, a więc lokalizację, moc promieniowaną i wysokość anten nadawczych projektuje się w ten sposób, aby w rejonie obsługiwanym przez daną stację uzyskać właściwą wartość natężenia pola i minimalne potrzebne współczynniki ochronne. Współczynnik ochronny określa selektywne właściwości odbiornika, który bez ograniczeń można użytkować w takiej sieci, jako minimalną wartość stosunku sygnału nadajnika użytecznego do zakłócającego na wejściu odbiornika, dla danego odstrojenia fal nośnych obu nadajników, przy którym efekt zakłócający jest jeszcze tolerowany przez słuchacza w przeciętnych domowych warunkach odsłuchu audycji.

Na rysunku 4 krzywe 1 i 2 przedstawiają typowe, zalecane do planowania sieci przez Międzynarodowy Radiokomunikacyjny Komitet Doradczy (CCIR) Światowej Unii Telekomunikacyjnej przebiegi współczynnika ochronnego dla emisji mono- (krzywa 1) i stereofonicznych (krzywa 2). Jak widać, emisja stereofoniczna wymaga przy niektórych odstrojeniach fal nośnych znacznego, dochodzącego nawet do 20 dB zwiększenia stosunku sygnału użytecznego do zakłócającego na wejściu odbiornika. Zwiększenie tego stosunku poprzez odpowiednie zwiększenie mocy promieniowanej nadajnika użytecznego nie prowadzi do zmiany współczynnika ochronnego, jeżeli w sąsiednim zakłócającym nadajniku dokonywana jest również zmiana rodzaju emisji z monofonicznej na stereofoniczną.



Rys. 4. Współczynniki ochronne dla różnych emisji
1 - emisja monofoniczna (wg CCIR), 2 - stereofoniczna (wg CCIR),
3 - spełnione przez odbiornik „Jubilat”, 4 - emisja kwadrofoniczna (wg Dorrena)

W krajach, w których sieć stacji radiofonicznych UKF-FM była zaplanowana jako monofoniczna, wprowadzenie nowego rodzaju emisji (często we wszystkich nadajnikach sieci) dokonywane było kosztem wykorzystania założonych rezerw i ewentualnie ograniczenia liczby przewidzianych pierwotnie do emisji programów.

Krzywe CCIR z rys. 4 wyznaczane były dla typowych odbiorników stereofonicznych przeciętnej klasy. Z badań prze-

prowadzonych w Instytucie Łączności wynika, że wymagania wynikające z przedstawionych krzywych spełniają jedynie odbiorniki produkcji krajowej o dużej selektywności, np. „Meluzyna”, „Elizabeth-stereo” lub im podobne. Odbiorniki o mniejszej selektywności np. „Jubilat” (krzywa 3 na rys. 4) mogą być stosowane w sieci z ograniczeniami, to znaczy w miejscach gdzie poziom zakłóceń interferencyjnych od sąsiednich nadajników jest mniejszy od założonego przy planowaniu sieci.

Wyniki badań autora, a także rezultaty uzyskane zagranicą [9] wykazują, że wzrost wymagań na współczynniki ochronne przy przejściu z emisji stereofonicznej na kwadrofoniczną jest znacznie mniejszy niż w przypadku zastąpienia emisji monofonicznej - stereofoniczną.

Krzywa 4 na rys. 4 ilustruje początkową część przebiegu współczynnika ochronnego dla emisji kwadrofonicznej. Bardziej płaski wierzchołek tej krzywej uwarunkowany jest koniecznością transmisji na dodatkowej podnośnej 76 kHz czwartego kanału. Dalszy przebieg krzywej uzależniony jest od selektywności odbiornika kwadrofonicznego (stromości zboczny i wprowadzanego tłumienia poza pasmem przepustowym).

Odbiornik kwadrofoniczny powinien zatem mieć nieco szerszą ($2\Delta f \approx 200$ kHz), ale bardziej zbliżoną do prostokąta charakterystykę selektywności niż obecne odbiorniki stereofoniczne, przy zachowaniu wysokiej linearności charakterystyki fazowo-częstotliwościowej w pasmie przepustowym).

Uniwersalny odbiornik powinien mieć przynajmniej dwie przełączane szerokości pasma toru pośr.cz. dla kwadro- i stereo-mono. Konieczność znacznego zwiększenia wymagań w stosunku do toru pośr. cz. odbiornika kwadrofonicznego pozwala przypuszczać, że wprowadzenie do radiofonii emisji kwadrofonicznych w systemie czterokanałowym związane będzie z podobnym skokiem jakościowym w produkcji odbiorników radiowych jaki nastąpił przy wprowadzeniu emisji stereofonicznych.

Obiektywna konieczność zwiększenia współczynnika ochronnego dla emisji kwadrofonicznej w zakresie odstrojeń 50÷100 kHz sprawia, że w sieciach stacji UKF-FM z wykorzystanymi rezerwami nie można automatycznie zmieniać rodzaju emisji (ze stereofonicznej na kwadrofoniczną), gdyż prowadzi to do zmniejszenia obszarów pokrycia nowym rodzajem emisji. Zmniejszenie to wywoływane jest wzrostem zakłóceń interferencyjnych od sąsiednich nadajników (niekoniecznie nawet kwadrofonicznych).

Słuchacze znajdujący się poza obszarami pokrycia nową emisją mogą jednak odbierać nadawane audycje na swoich starych odbiornikach monofonicznych i stereofonicznych, praktycznie bez zauważalnego wzrostu zakłóceń.

Aktualne możliwości sieciowe PRL również nie pozwalają na pełne pokrycie kraju programami kwadrofonicznymi. Nie powinno to jednak stanowić przeszkody dla zapewnienia możliwości odbioru nowego rodzaju emisji przez przeważającą część ludności skupioną w aglomeracjach miejskich, które na pewno znajdują się w tych zmniejszonych obszarach pokrycia.

ODSTĘP SYGNAŁU OD ZAKŁÓCEŃ

Konieczność demodulacji przez dyskryminator odbiornika kwadrofonicznego szerszego pasma częstotliwości modulujących niż w systemie stereofonicznym (do 77 kHz w systemie General Electric i 91 kHz w pozostałych systemach) sprawia, że teoretycznie w systemie Dorrena powinien ulec dalszemu zmniejszeniu o około 7 dB (to jest łącznie o 30 dB) odstęp sygnału od zakłóceń na wyjściu odbiornika w stosunku do pracy monofonicznej. Powyższe wartości otrzymuje się przy założeniu występowania na wejściu idealnego odbiornika zakłócenia w postaci białego szumu (o równomiernym rozkładzie widmowym amplitud). W praktyce okazuje się, że przy pracy odbiornika w strefach, w których jest zabezpieczona, zalecana przez CCIR wartość chronionego natężenia pola, zakłócenia na wyjściu odbiornika determinowane są poziomem niepożądanych zakłóceń własnych w odbiorniku. Doświadczenia amerykańskie [4] i japońskie [9] wskazują, że obecne dobre tunery stereofoniczne po ich przystosowaniu do odbioru emisji kwadrofonicznych pozwalają zapewnić do-

³⁾ Poszerzenie charakterystyki selektywności odbiornika kwadrofonicznego uwarunkowane jest głównie koniecznością zapewnienia odbioru dalszych składników emisji z mniejszymi zniekształceniami tłumieniowymi i fazowymi, niż to ma miejsce w obecnych systemach.

statecznie duży (około 60 dB) odstęp sygnału od zakłóceń, nawet przy minimalnych wartościach chronionego natężenia pola (250 $\mu\text{V/m}$ dla obszarów miejskich).

Przy odbiorze emisji kwadrofonicznych odbiornikami monofonicznymi lub stereofonicznymi występuje podobnie jak to ma miejsce przy odbiorze emisji stereofonicznych pewne zmniejszenie odstępów sygnału od zakłóceń na wyjściu odbiornika monofonicznego i stereofonicznego.

Jeżeli rozpatrywać każdy z 4 kanałów niezależnie, pogorszenie tego odstępów dla odbiornika monofonicznego wzrośnie o dalszych 6 dB (w stosunku do 7 dB przy emisji stereofonicznej). W rzeczywistości zarówno sygnały stereofoniczne jak i sygnały kwadrofoniczne są wzajemnie skorelowane co sprawia, że to zmniejszenie wynosi [9]:

2-4 dB przy odbiorze emisji stereo na odbiorniku monofonicznym,

2,6 dB przy odbiorze emisji kwadro na odbiorniku stereofonicznym,

6 dB przy odbiorze emisji kwadro na odbiorniku monofonicznym.

Takie zmniejszenie odstępów sygnału od zakłóceń jest w praktyce całkowicie dopuszczalne.

Z przeprowadzonej analizy systemów wynika, że poważne szanse ma jeden z następujących systemów: Dorrena, General Electric, Zenith 3B, Coopera.

Możliwe jest też zatwierdzanie dwóch systemów po takiej ich modyfikacji, aby można było zapewnić odbiór przez jeden zunifikowany układ dekodera.

Taką modyfikację można przeprowadzić z systemem General Electric, wyrównując poziom sygnału zmodulowanego w kanale pierwszej i drugiej podnośnej. Dla warunków europejskich takie rozwiązanie byłoby najbardziej korzystne, gdyż pozwoliłoby na pewną elastyczność wyboru jednego z tych systemów w zależności od własności posiadanej sieci stacji UKF-FM.

W warunkach polskich najbardziej odpowiednim do zastosowania wydaje się system Dorrena, zapewniający najwyższą

jakość odbioru kwadrofonicznego najmniej skomplikowanym sprzętem nadawczo-odbiorczym.

Należy zaznaczyć, że chwilowy brak zaleceń międzynarodowych dotyczących systemu kwadrofonicznego nie powinien stanowić przeszkody w rozwijaniu prac mających na celu opanowanie techniki emisji i odbioru programów kwadrofonicznych.

LITERATURA

- [1] Csisatka A., Foster J. — Compatible multichannel FM broadcasting system. IEEE Transaction on broadcast and television receivers. 1/1973 r.
- [2] Foster J., Csisatka A. — Vestigial sideband subchannel for multichannel FM broadcasting. IEEE Transaction on broadcast and television receivers 1/1973 r.
- [3] Makieński A. — Czerokanałowy system radiofonii stereofonicznej opracowany przez firmę General Electric. Radio i Telewizja w Publikacjach Zagranicznych, Zeszyt nr 8/1973 r.
- [4] Dorren L., Torczyner J. — An optimum quadrophonic FM broadcasting system. IEEE Transaction on broadcast and television receivers 4/1973 r.
- [5] Weger D., Eilers C., Fockens P., Prosser H. — Two proposed quadrophonic FM broadcasting system. IEEE Transaction on broadcast and television receivers 4/1973 r.
- [6] Gibson J., Christensen R., Limberg A. — Compatible FM broadcasting of panoramic sound. IEEE Transaction on broadcast and television receivers 4/1973 r.
- [7] „Do we want discrete four-channel stereo for FM?” Broadcast Management Engineering nr 2/1976 r.
- [8] Cooper D., Shiga T. — Discrete matrix multichannel stereo. Journal of the Audio Engineering Society, 5/1972 r.
- [9] Miki S., Takesaki T., Kanno M., Okamoto M. — Some considerations regarding FM four-channel stereo broadcasting. Journal of the Audio Engineering Society, 4/1975 r.
- [10] Cooper D., — QFMX — quadruplex FM transmission using the 4-4 QMX matrix system. Journal of the Audio Engineering Society, 2/1974 r.

MGR INŻ. LEON KOSSOBUDZKI

PODSTAWOWE WIADOMOŚCI O UKŁADACH TECHNIKI CYFROWEJ

Część V

WYBRANE UKŁADY TECHNIKI CYFROWEJ

Równoległe i szeregowe przesyłanie informacji

W układach cyfrowych stosuje się dwa sposoby przesyłania informacji zakodowanej w postaci liczb dwójkowych, a mianowicie: równoległe i szeregowe. Oba sposoby przesyłania zostaną omówione na uproszczonym przykładzie z rys. 21.

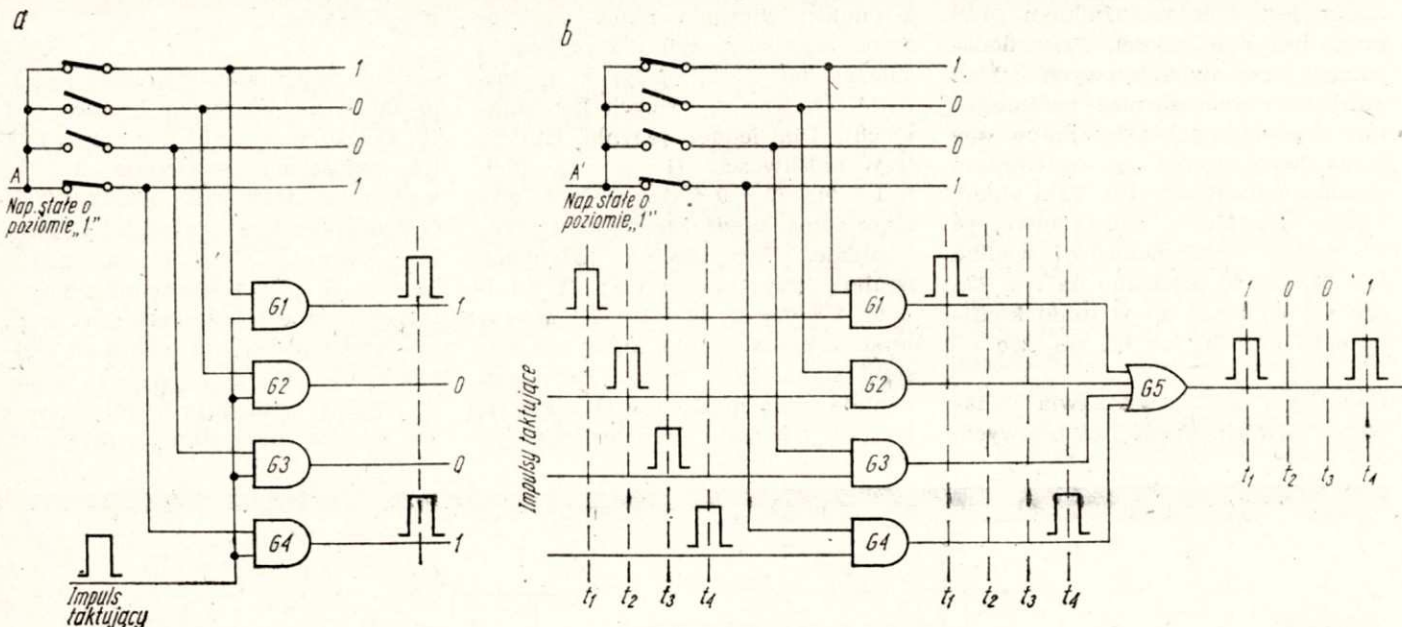
Na rysunku 21a przedstawiono poglądowo równoległe przesyłanie informacji. Informacją tą niech będzie liczba 9 zapisana w kodzie BCD (1001). Na przewodzie w punkcie A występuje napięcie stałe o wartości odpowiadającej poziomowi 1 dla bramki AND $G1 \div G4$. Napięcie to jest doprowadzane do czterech prze-

wodów z wyłącznikami. Zależnie od stanu odpowiedniego wyłącznika występuje za nim napięcie (stan) 1 lub też tego napięcia brak, czyli jest tam stan 0. Każdy z czterech przewodów jest połączony z jednym wejściem bramki AND; drugie wejścia tych bramek są połączone ze źródłem impulsów taktujących.

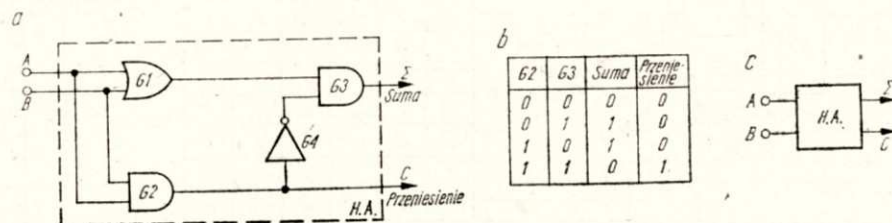
W momencie wystąpienia impulsu taktującego, bramki AND, których wejścia są połączone z przewodami mającymi stan 1 (w tym przypadku $G1$ i $G4$) otwierają się, i na ich wyjściach występuje 1. Ponieważ bramki są otwierane jednocześnie, bity informacji oznaczającej liczbę 9 występują równocześnie na czterech przewodach wyjściowych (równoległe).

Na rysunku 21b przedstawiono zasadę szeregowego przesyłania informacji.

Sterowanie bramek sygnałem informującym o wielkości przesyłanej liczby (1001) jest takie samo, jak w poprzednim przypadku, inaczej jednak wygląda taktowanie bramek. Drugie wejścia bramek są tu wprowadzone każde oddzielnie i do każdego z nich podaje się oddzielny impuls taktujący. Impulsy taktujące, przesunięte względem siebie o jednakowy odcinek czasu, są podawane do bramek kolejno, poczynając od $G1$. W czasie t_1 otrzymuje sygnał sterujący bramka $G1$, w czasie t_2 — bramka $G2$ itd. Bramki, na których pierwszych wejściach występuje stały sygnał 1, zostają otwarte przez sygnał taktujący i na ich wyjściach występuje 1. Sygnały wyjściowe nie występują jednocześnie, lecz w odstępach określonych przez odcinki czasu między impulsami taktującymi. Wszystkie wyjścia bra-



Rys. 21. Sposoby przesyłania informacji
a - równoległe, b - szeregowe



Rys. 22. Układ półsumatora
a - schemat logiczny, b - tablica przejść, c - symbol graficzny

mek AND są połączone z czterema wejściami bramki OR G5, toteż każdy impuls wejściowy pojawia się na wspólnym wyjściu.

W rezultacie uzyskuje się informację, której poszczególne bity występują kolejno w czasie, czyli szeregowo.

Reasumując powyższe można stwierdzić, że:

— informacja w postaci równoległej ma miejsce w przypadku, kiedy wszystkie wchodzące w jej skład bity występują jednocześnie, każdy na innej linii;

— informacja w postaci szeregowej ma miejsce w przypadku, kiedy wszystkie wchodzące w jej skład bity występują kolejno na jednej linii w określonych odstępach czasu.

Elementy arytmetyczne

Elementy arytmetyczne służą do budowy systemów wykonujących operacje arytmetyczne w urządzeniach liczących. Przykładowo zostaną tu przedstawione najprostsze układy do sumowania liczb dwójkowych. Przy dodawaniu dwóch

liczb jednobitowych mogą występować cztery kombinacje:

0	0	1	1
+0	+1	+0	+1
—	—	—	—
0	1	1	10

Do dodawania liczb jednobitowych stosuje się półsumatory (half-adder).

Na rysunku 22 przedstawiono schemat blokowy, tablicę przejść i symbol graficzny półsumatora. Sygnał wyjściowy półsumatora może być sumą ($1 + 0 = 1$, $0 + 1 = 1$) lub przeniesieniem ($1 + 1 = 10$, co oznacza sumę 0 i przeniesienie 1, a razem — liczbę 2 w postaci dwójkowej).

Jeżeli dodatek A jak i dodajne B są 0, na wyjściach zarówno bramki AND (G2) jak i OR (G1) występuje sygnał 0. Brak sygnału na wyjściu bramki G2 oznacza również brak przeniesienia. Warto zauważyć, że sygnał przeniesienia podaje się do bramki G3 przez inwerter G4, a zatem bramka G3 otrzymuje z bramki OR na jedno wejście sygnał 1, a na drugie — sygnał 0, w rezultacie czego jej sygnał wyjściowy jest 0.

Wynik operacji — suma 0 i przeniesienie 0.

G1	G2	Suma	Przeniesienie
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Jeżeli jedna z liczb A lub B jest 1, na wyjściu G1 występuje 1, lecz na wyjściu G2 jest 0. Sygnał z wyjścia G2 zostaje odwrócony przez inwerter G4 i podany jako 1 na drugie wejście G3. Bramka G3 ma teraz 1 na obu wejściach, a zatem jej sygnał wyjściowy jest 1. Wynik operacji — suma 1 i przeniesienie 0.

Jeżeli zarówno A i B są 1, na wyjściu G1 jest 1 oraz na wyjściu G2 jest 1. Sygnał 1 z wyjścia bramki G2 jest odwracany przez inwerter, dzięki czemu bramka G3 otrzymuje pierwsze wejście 1, a do drugiego 0 i jej sygnał wyjściowy jest 0. Wynik operacji — suma 0 i przeniesienie 1.

Półsumator może również służyć jako układ porównania, służący do wykrywania błędów. Jeżeli do półsumatora wprowadzić dwie różne liczby, na jego wyjściu wystąpi suma; jeżeli liczby są jednakowe (1,1

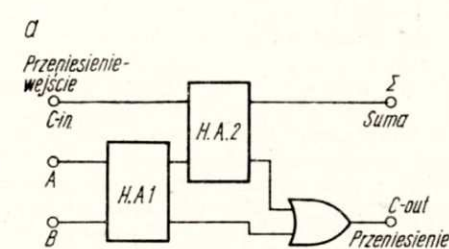
lub 0,0) suma nie wystąpi, choć może wystąpić przeniesienie. Półsumator jest więc wskaźnikiem równości lub nierówności. Przy dodawaniu liczb wielobitowych układ musi sumować również przeniesienia z poprzednich pozycji, co wymaga wyposażenia go w wejście przeniesienia (Carry-In). Taki układ, zwany sumatorem, można utworzyć z dwóch półsumatorów według rys. 22, jak to pokazano na rys. 23a lub też wykonać go w innej konfiguracji bramek, jak na rys. 23c.

Układ z rys. 23c umożliwia dodawanie dwóch liczb trzybitowych.

Jak wynika z tablicy przejść, istnieje tu $2^3 = 8$ różnych kombinacji, lecz z punktu widzenia bitów wejściowych występują tylko 3 przypadki zależne od liczby jedynek (jedna, dwie lub trzy w różnych kombinacjach). Dla jednej jedynki istnieją trzy możliwości: $(1 + 0 + 0)$, $(0 + 1 + 0)$, $(0 + 0 + 1)$; zawsze wystąpi suma, nigdy nie wystąpi przeniesienie. Przy dwóch jedynkach istnieją trzy możliwości: $(1 + 1 + 0)$, $(1 + 0 + 1)$, $(0 + 1 + 1)$; zawsze wystąpi przeniesienie, nigdy nie wystąpi suma. Przy trzech jedynkach istnieje tylko możliwość $(1 + 1 + 1)$; wystąpi i suma i przeniesienie.

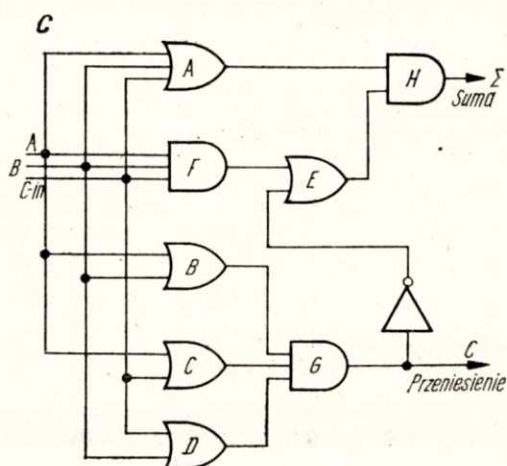
Gdy na wszystkich wejściach są 0 $(0 + 0 + 0)$, nie ma ani sumy, ani przeniesienia.

Jeśli na wszystkich wejściach jest 1, to także na wejściach bramek OR (B, C i D) występuje 1, a zatem i na ich wyjściach występuje 1. Na wszystkich wejściach bramek AND G występuje 1, zatem na jej wyjściu jest również 1. Sygnał 1 z wyjścia bramki G (równoważnemu wyjściu „przeniesienie”) jest odwracany przez inwerter i podawany jako 0 na wejście bramki OR E. Na wyjściu bramki AND F występuje 1 (jej wszystkie wejścia mają stan 1), zatem na

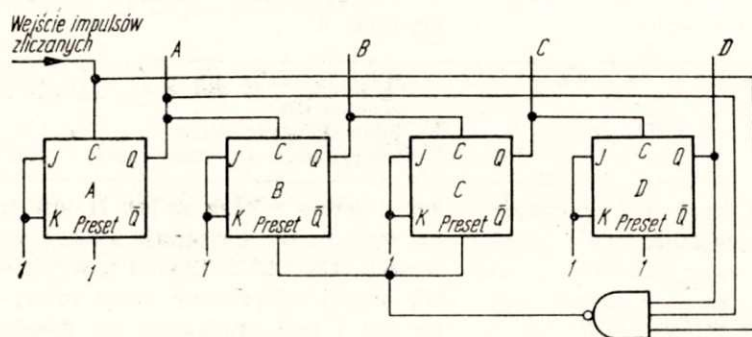


b

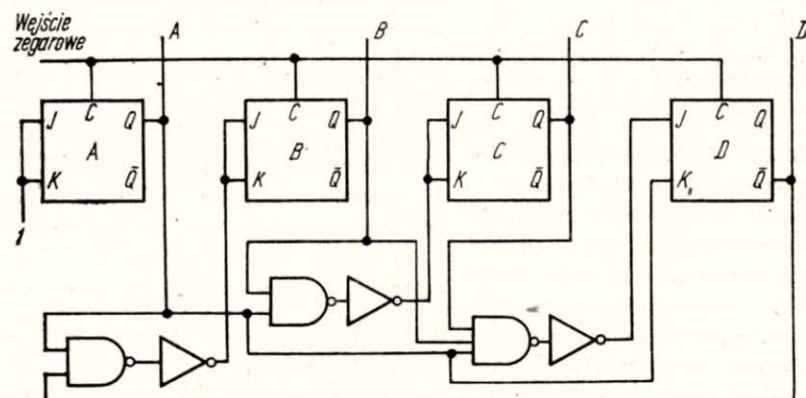
Stan	A	B	Cin	Σ	C-out
1	1	0	0	1	0
2	0	1	0	1	0
3	0	0	1	1	0
4	1	1	0	0	1
5	1	0	1	0	1
6	0	1	1	0	1
7	1	1	1	1	1
8	0	0	0	0	0



Rys. 23. Układ sumatora
a – schemat blokowy, b – tablica przejść,
c – schemat logiczny



Rys. 24. Układ asynchronicznego licznika dziesiętnego wykonanego z przerzutników J-K z wejściem ustawiającym



Rys. 25. Układ licznika synchronicznego z przeniesieniem równoległym

wyjściu bramki E jest 1. Ponieważ i na wyjściu bramki OR A jest 1, bramka AND H ma na obu wejściach stan 1, czyli na jej wyjściu jest 1. W rezultacie uzyskuje się wynik $1 + 1 + 1 = 11$, czyli 3 w postaci dwójkowej.

Jeżeli na dwóch wejściach sumatora jest 1, a na trzecim wejściu jest 0, każda z bramek B, C i D ma przynajmniej na jednym z wejść stan 1, a zatem na wszystkich wejściach bramki G jest stan 1, co oznacza również występowanie przeniesienia. Na dwóch wejściach bramki F występuje 1, a na trzecim 0, sygnał wyjściowy jest więc 0. Oba wejścia bramki E mają stan 0, a zatem na jej wyjściu jest również 0. Na wejściach bramki H jest 1 i 0, więc na jej wyjściu jest 0. Rezultat dodawania — nie ma sumy, jest przeniesienie $(1 + 1 = 10, 1 + 0 + 1 = 10, 0 + 1 + 1 = 10)$, czyli w postaci dwójkowej 2.

Jeżeli tylko na jednym z wejść jest 1, bramka G nie może mieć na wejściach trzech stanów 1, zatem nie wystąpi przeniesienie. Inwerter

zmienia stan wyjściowy tej bramki wynoszący 0 na 1, na wyjściu bramki E wystąpi więc 1. Na obu wejściach bramki H występuje 1, a zatem na jej wyjściu również występuje 1. Wynik dodawania nie ma przeniesienia, jest suma $(1 + 0 + 0 = 1, 0 + 1 + 0 = 1, 0 + 0 + 1 = 1)$.

Jeżeli na wszystkich wejściach jest 0, na wyjściu bramki G jest 0, a zatem nie ma przeniesienia. Na wyjściu bramki A jest 0, więc na wyjściu bramki H jest również 0 — nie ma również sumy.

Sumatory są produkowane w postaci gotowych układów scalonych. Przykładem sumatora scalonego może być czterobitowy sumator binarny UCY7483N produkcji krajowej lub też złożone układy arytmetyczne, wykonujące 16 operacji na dwóch 4-bitowych liczbach dwójkowych w rodzaju UCY74181N.

Liczniki i dzielniki

Liczniki i dzielniki są szeroko stosowane w różnych urządzeniach techniki cyfrowej.

Zasada budowy liczników polega na wykorzystaniu zespołu przerzutników dzielących przez 2. Są to na ogół przerzutniki J-K, których wejścia programujące łączy się na stałe ze źródłem napięcia o wartości odpowiadającej 1.

Podstawowym typem licznika wykonywanego jako układ scalony jest licznik szeregowy (Ripple Counter). Przykładem takiego licznika, liczącego do 16, może być układ czterech szeregowo połączonych przerzutników, przedstawiony na rys. 3*). Każdy kolejny przerzutnik jest tam sterowany przez impuls wyjściowy swego poprzednika niesynchronicznie z sygnałem zegarowym, stąd też inna nazwa tego rodzaju licznika (asynchroniczny). n połączonych szeregowo przerzutników daje licznik o pojemności 2^n .

Często potrzebny jest inny podział niż 2^n , a szczególnie często wymaga się dzielenia przez 10. W tym celu wyjścia przerzutników znajdujące się w stanie 1 po zliczeniu przez licznik 9 impulsów (liczba 1001, a więc wyjścia Q przerzutników A i D), łączy się z dwoma wejściami bramki NAND, której wyjście jest połączone z wejściami ustawiającymi (Preset) tylko tych przerzutników, których wyjścia Q po zliczeniu

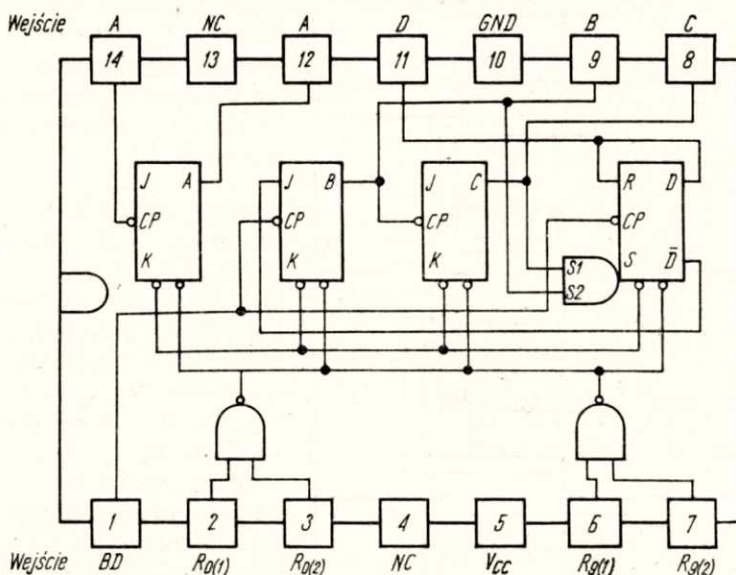
9 impulsów znajdują się w stanie 0 (rys. 24). Do trzeciego wejścia tej bramki podaje się impuls zegarowy. Po wystąpieniu narastającego zbocza dziesiątego impulsu zegarowego na wyjściach przerzutników połączonych z wejściami bramki występuje 1, a tylne zbocze tego impulsu zeruje wyjścia wszystkich przerzutników. Przykład realizacji takiego licznika przedstawiono na rys. 24.

Jeszcze prościej buduje się taki licznik przy zastosowaniu przerzutników J-K z wejściem zerującym Clear lub Reset. Wyjścia przerzutników znajdujące się w stanie 1 po

mie czasów opóźnień wszystkich przerzutników licznika.

W standardowych układach scalonych TTL uzyskuje się tu najwyższą częstotliwość liczenia wynoszącą około 25÷30 MHz, przeciętnie około 18 MHz.

Opóźnienie propagacji informacji wyeliminowano w licznikach synchronicznych czyli takich, w których zmiany stanów wszystkich przerzutników odbywają się jednocześnie z wystąpieniem impulsu zegarowego. Przykład takiego licznika przedstawiono na rys. 25, przy czym zastosowano tu przeniesienie równoległe



Rys. 26. Układ licznika dziesiętnego w kodzie BCD (typu UCY7490N)

zliczeniu 10 impulsów (10 w kodzie dwójkowym odpowiada 1010, a więc dotyczy to wejść przerzutników D i B) łączy się z wejściami bramki NAND, której wyjście jest połączone z wejściami zerującymi wszystkich przerzutników. Dziesiąty impuls powoduje zmianę stanu wyjścia bramki z 1 na 0 i wyzerowanie licznika. Oczywiście przerzutnik musi zerować się sygnałem 0.

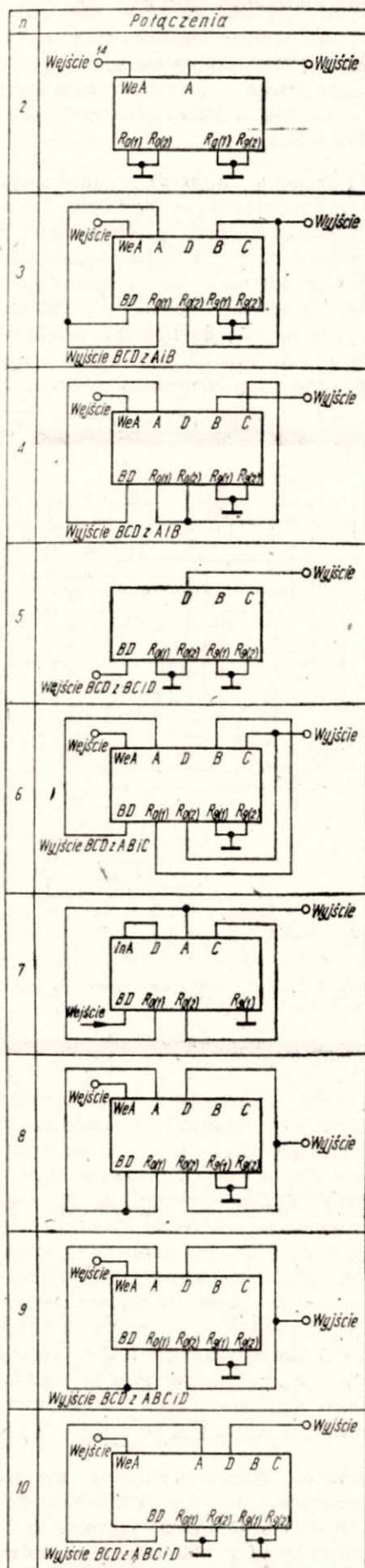
Ustalanie innych podziałów odbywa się w taki sam sposób, jak dla podanego tu podziału przez 10. Szczególnie często spotyka się podział przez 12.

Wadą liczników asynchronicznych jest ich stosunkowo powolna praca. Ponieważ każdy przerzutnik wymaga określonego czasu na przeniesienie informacji, wynik końcowy uzyskuje się z opóźnieniem równym su-

(Carry Look-Ahead lub Parallel Carry). Przerzutnik C zmienia tu stan, gdy $Q_A = Q_B = 1$, a przerzutnik D — gdy $Q_A = Q_B = Q_C = 1$. Wejścia J-K przerzutnika A znajdują się w ustalonym stanie 1, wejścia J_A i Q_B są sterowane z wyjścia Q_A , a wejścia J_C i K_C z zangowanego przez inwerter wyjścia bramki NAND o wejściach dołączonych do wyjścia Q_A i Q_B . Wejścia J_D i K_D są sterowane z zangowanego wyjścia bramki NAND, sterowanej z wyjść Q_A , Q_B i Q_C .

Bardzo rozpowszechnione są też synchroniczne liczniki rewersyjne (Up-Down Counter). Liczniki takie mogą liczyć w obie strony — zarówno „w przód”, czyli np. od 0 do 9, jak i „wstecz”, czyli od 9 do 0. Kierunek liczenia „w przód” uzyskuje się przez podanie 1 do odpo-

* Drugi z cyklu artykułów z nru 11/1976.



Rys. 27. Wykorzystanie licznika UCY7490N do dzielenia przez 2-10

wiedniego wyjścia (Down-Up), kierunek „wstecz” — przez podanie do tego wejścia 0. Przykładem takiego rozwiązania może być licznik typu UCY74193N (dwójkowy) lub UCY74192N (dziesiętny) wyposażony ponadto w układ programujący. Układ ten umożliwia programowanie liczenia do lub od określonej liczby przez podanie do odpowiednich czterech wejść stanów dwójkowych odpowiadających danej liczbie. Tego typu liczniki stosuje się m.in. przy pomiarze częstotliwości odbieranych przez odbiorniki radiowe oraz częstotliwości nadajników z przemianą częstotliwości.

Najpopularniejszym bez wątpienia licznikiem jest licznik dziesiętny asynchroniczny pracujący w kodzie BCD — UCY7490N, stosowany w większości urządzeń cyfrowych. Jego budowę wewnętrzną i układ wyprowadzeń przedstawiono na rysunku 26.

Licznik składa się z czterech przerzutników J-K M-S; pierwszy z nich (A) jest całkowicie wydzielony (z wyjątkiem wspólnych dla wszystkich przerzutników wejść zerujących) i dzieli tylko przez dwa; pozostałe trzy dzielą przez pięć. Licznik jest wyposażony w wejścia zerujące $R_{0(1)}$ i $R_{0(2)}$, które poprzez bramkę NAND sterują wejścia zerujące przerzutników. Pojawienie się 1 jednocześnie na obu tych wejściach (wyprowadzenia 2 i 3) zeruje licznik, który może następnie liczyć dopiero po skasowaniu stanu 1 tych wejść. Ustawiające wejście $R_{0(1)}$ i $R_{0(2)}$ sterują poprzez bramkę NAND licznik tak, że pojawienie się stanu 1 jednocześnie na obu tych wejściach (wyprowadzenia 6 i 7) ustawia licznik na 9 i uniemożliwia dalsze liczenie.

Ponieważ wyjście przerzutnika A jest wyprowadzone oddzielnie, licznik może pracować jako:

— dziesiętny w kodzie BCD. Wejście BD (wyprowadzenie 1) łączy się z wejściem A (12), a liczone impulsy podaje się do wejścia A (14). Stany licznika odpowiadające liczbom dziesiętnym w kodzie BCD występują na wyjściach DCBA (11—8—9—12). Wyjście do następnej dekadacy pracującej w tym samym układzie odbywa się z wyjścia D (11) łączonego z wejściem A (14) następnego licznika. — Dzielnik częstotliwości przez 10. Wyjście D (11) łączy się z wejściem A (14), a zliczane impulsy podaje się do wejścia BD (1). Symetryczną falę prostokątną o częstotliwości podzielonej przez 10 odbiera się z wyjścia A (12). Sygnał dzielony wchodzi tu najpierw na część dzielącą przez 5, po której włącza się przerzutnik dzielący przez 2.

Licznik UCY7490N (i jego odpowiedniki) umożliwia podział częstotliwości przez dowolną liczbę naturalną od 2 do 10. Zasada tego podziału polega na podaniu stanu 1 z jednego, dwóch lub trzech wyjść DCBA do wejść ustawiających R_0 . We wszystkich przypadkach po osiągnięciu przez licznik stanu wyjść odpowiadającego górnej zadanej granicy zliczania, następuje podanie 1 na odpowiednie wejście zerujące.

Sposób uzyskania liczenia do dowolnej liczby od 2 do 10 przy użyciu licznika typu UCY7490N przedstawiono na rys. 27.

W handlu detalicznym znajduje się również czechosłowacki odpowiednik UCY7490N o oznaczeniu MH7490.

(Dc. w następnym nrze)

Staraniem Komisji Historycznej SEP wydany został tom III „Historii elektryki polskiej” pt.

ELEKTRONIKA I TELEKOMUNIKACJA

Autorzy tomu: H. Klejman, J. Możejko

Tom ten można nabyć lub zamówić w Centralnym Ośrodku Szkolenia i Wydawnictw SEP, ul. Tamka 2, tel. 27-58-41, 00-349 Warszawa. Zamówienia realizowane są za pobraniem należności pocztą lub przelewem na konto SEP — NBP IV OM Warszawa, nr 1049-6611-132. Cena — 270 zł.

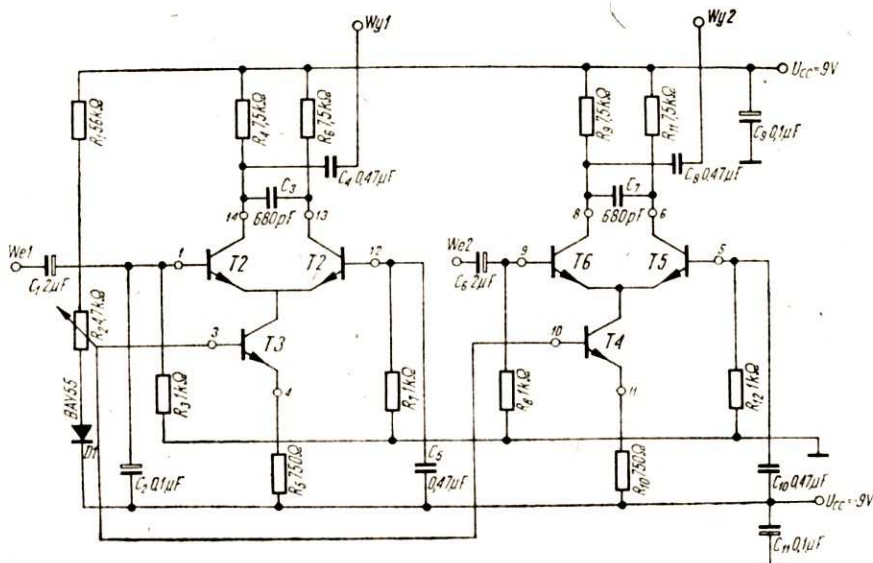
ZASTOSOWANIA UNIWERSALNYCH UKŁADÓW SCALONYCH TYPU UL1101N I UL1111N

MGR INŻ. KRYSZYNA JARZĘBSKA

W artykule pt. „Odbiornik radiofoniczny z układami scalonymi” (nr 4/1978 „Radioamatora i Krótkofalowca”) omówiono zastosowania monolitycznych układów scalonych typu UL1101N i UL1111N w odbiorniku radiofonicznym, przedstawiono schematy wewnętrzne tych układów i ich podstawowe parametry. Ponieważ są to układy uniwersalne, a zatem zakres ich zastosowań może być bardzo szeroki, wydaje się celowe przedstawienie kilku dalszych przykładów.

REGULATOR WZMOCNIENIA

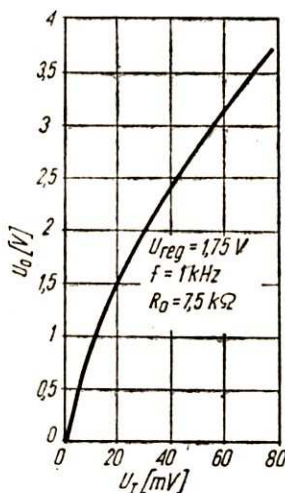
Do regulacji wzmocnienia (siły dźwięku) we wzmacniaczach stereo-fonicznych stosowane są najczęściej mechanicznie sprzężone potencjometry. Układ przedstawiony na rysunku 1 umożliwia jednoczesną regulację wzmocnienia w obydwu torach wzmacniacza za pomocą jednego potencjometru. Tutaj każdy z dwóch symetrycznych wzmacniaczy układu UL1101N stanowi oddzielny tor wzmocnienia. Regulacja wzmocnienia następuje poprzez zmianę napięcia stałego (potencjometr $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$) galwanicznie połączonych baz tranzystorów T_3 i T_4 (źródła prądowych). Tak więc regulowane jest wzmocnienie w obu torach jednocześnie.



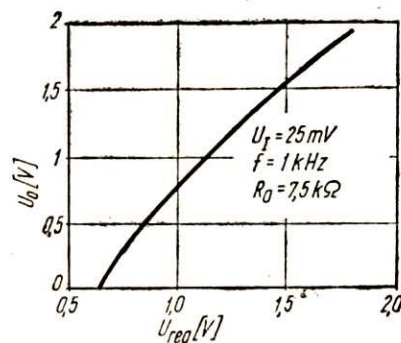
Rys. 1. Schemat ideowy regulatora wzmocnienia

Dane techniczne regulatora wzmocnienia

Napięcie zasilania (symetryczne):	+9 V, -9 V
Zakres napięć wejściowych:	0 ÷ 70 mV
Wzmocnienie napięciowe ($U_{reg} = 1,75 \text{ V}$):	34 dB
Wzmocnienie napięciowe ($U_{reg} = 0,65 \text{ V}$):	-9 dB
Zakres regulacji wzmocnienia napięciowego ($U_{reg} = 0,6 \div 1,75 \text{ V}$):	43 dB
Rezystancja wejściowa:	1 k Ω
Rezystancja wyjściowa:	7,5 k Ω
Pasmo przenoszenia	30 Hz do 20 kHz



Rys. 2. Charakterystyka przejściowa regulatora wzmocnienia



Rys. 3. Charakterystyka regulacji regulatora wzmocnienia

Zależność napięcia wyjściowego od napięcia wejściowego, czyli tzw. charakterystykę przejściową przedstawiono na rys. 2, natomiast charakterystykę regulacji — na rys. 3.

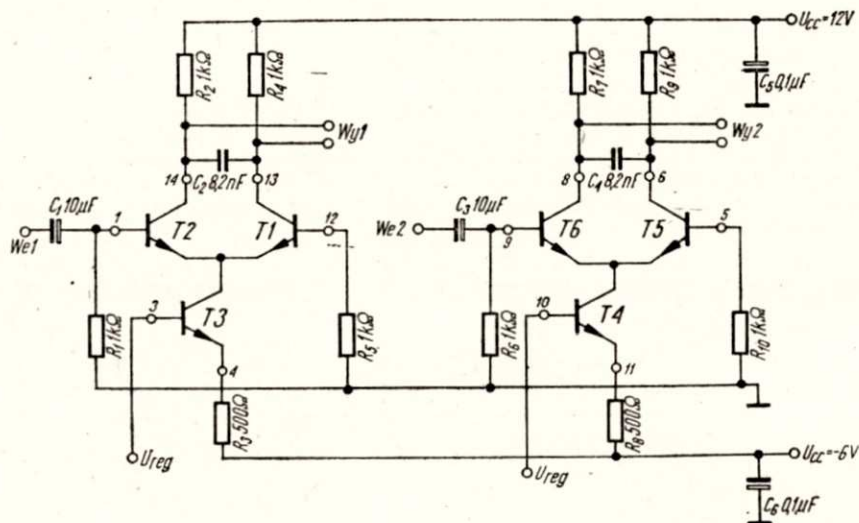
WZMACNIACZE NAPIĘCIOWE

Układ scalony UL1101N można wykorzystać jako dwa niezależne jednostopniowe wzmacniacze napię-

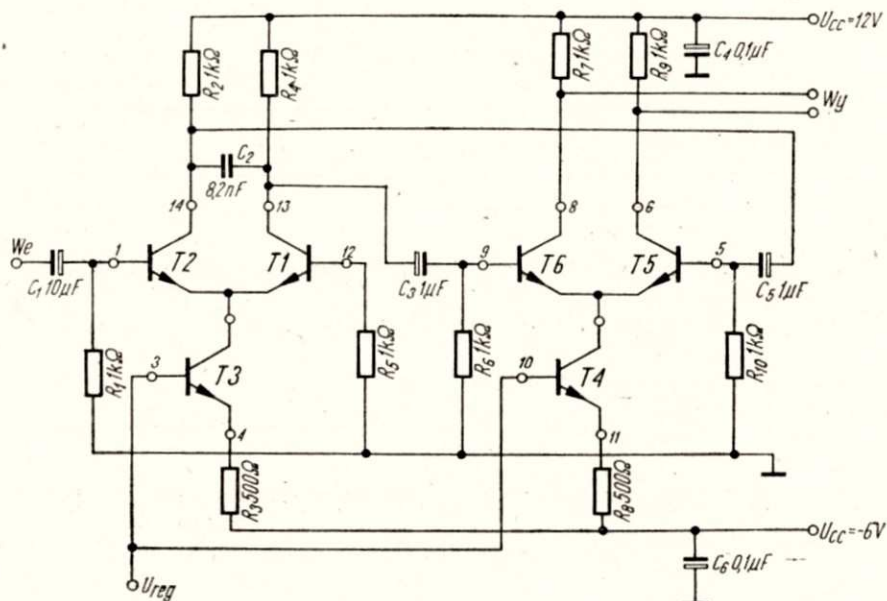
ciowe (rys. 4) lub jako dwustopniowy wzmacniacz napięciowy (rys. 5). Zmiany napięć polaryzacji doprowadzonych do wyprowadzeń 3 i 10 umożliwiają regulację wzmocnienia. Zestawienie parametrów wzmacniaczy jednostopniowego i dwustopniowego podano w tablicy, a odpowiednie charakterystyki przedstawiono na rys. 6 ÷ 11.

WZMACNIACZE AKUSTYCZNE

Układ scalony typu UL1111N może znaleźć szerokie zastosowanie przy konstruowaniu wzmacniaczy akustycznych. W przedstawionym na rys. 12 stopniu mocy wzmacniacza akustycznego układ UL1111N spełnia następującą funkcję: tranzystory T_1 i T_2 — różnicowy stopień



Rys. 4. Schemat ideowy niezależnych jednostopniowych wzmacniaczy napięciowych

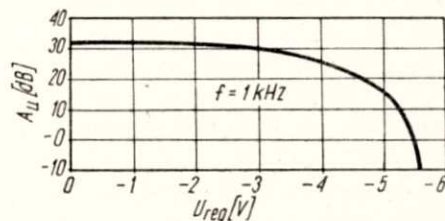


Rys. 5. Schemat ideowy dwustopniowego wzmacniacza napięciowego

Dane techniczne wzmacniaczy napięciowych

Parametry	Wzmacniacze	
	jednostopniowy	dwustopniowy
Napięcie zasilania	+12 V, -6V	+12 V, -6V
Zakres napięć wejściowych	0÷40 mV	0÷40 mV
Wzmocnienie napięciowe ($U_{reg} = 0$)	30 dB	60 mV
Wzmocnienie napięciowe ($U_{reg} = -5,5$ V)	-10 dB	-20 dB
Rezystancja wejściowa	1 kΩ	1 kΩ
Rezystancja wyjściowa	2 kΩ	2 kΩ
Pasma przenoszenia (-3 dB)	100 Hz do 21 kHz	50 Hz do 23 kHz

wejściowy, tranzystor T3 — wtórnik emiterowy, tranzystor T4 — stopień wzmacniający, tranzystor T5 — stopień sterujący. Tak więc do budowy tego wzmacniacza, oprócz układu scalonego wykorzystano tylko 3 elementy półprzewodnikowe: diodę w układzie polaryzacji stopnia wyjściowego i dwa tranzystory mocy (komplementarne) w stopniu wyjściowym.



Rys. 6. Charakterystyka regulacji wzmacniacza jednostopniowego

Parametry stopnia mocy wzmacniacza akustycznego

Napięcie zasilania:	16 V
Pobór prądu ($P_o = 0$):	8 mA
Pobór prądu ($P_o = P_{o max}$):	610 mA
Moc wyjściowa ($\eta = 10\%$, $f = 1$ kHz):	2,8 W
Znamionowe napięcie wejściowe:	160 mV
Pasma przenoszenia (-3 dB):	25 Hz do 30 kHz

STABILIZATOR NAPIĘCIA

Układ scalony typu UL1111N można wykorzystać do budowy stabilizatora napięcia. Dla przykładu przedstawiono na rys. 13 schemat ideowy szeregowego stabilizatora napięcia. Tranzystory pary różnicowej (T1 i T2) stanowią wzmacniacz błęd. Tranzystor T3 w układzie wtórnika emiterowego steruje tranzystorem wyjściowym T6 (BC211). Tranzystor T4, którego emiter zwarty jest z kolektorem, stanowi stabilizator pełniący funkcję diody stabilizującej napięcie odniesienia wzmacniacza różnicowego. Tranzystor T5 pracuje jako ogranicznik prądowy, przy czym próg ograniczania można regulować przez odpowiednie ustawienie rezystora nastawnego R_3 100 Ω. Układ ograniczania działa następująco: jeśli spadek napięcia na rezystorze R_3 100 Ω przekroczy określoną wartość, tranzystor T5 bę-

(Dc. na str. 41)

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Odbiornik samochodowy AKROPOL

„Akropol” produkowany przez Zakłady Radiowe DIORA jest odbiornikiem II klasy przeznaczonym do samochodów osobowych o instalacji 12 V z „minusem” na obudowie. Umożliwia on odbiór audycji z modulacją amplitudy na zakresie fal długich, dwóch podzakresach fal średnich, na falach krótkich oraz z modulacją częstotliwości na zakresie UKF. Odbiornik wyposażono w układ automatycznego strojenia, który może być sterowany bezpośrednio z odbiornika lub zdalnie przez gniazdo zdalnej regulacji.

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal

długie	150÷285 kHz
średnie I	525÷920 kHz
średnie II	920÷1605 kHz
krótkie	5,95÷6,2 MHz
UKF	65,5÷73,0 MHz

Czułość odbiornika (sem)

fale długie	120 μ V
fale średnie	50 μ V
fale krótkie	50 μ V
UKF	10 μ V

Czułość automatycznego dostrajania (sem)

fale długie	240 μ V
fale średnie	100 μ V
fale krótkie	100 μ V
UKF	40 μ V

Częstotliwość pośrednia

AM	465 kHz
FM	10,7 MHz

Selektywność

AM	$S \pm 9$ kHz = 33 dB
FM	$S \pm 300$ kHz = 30 dB

Tłumienie sygnałów lustrzanych

fale długie (250 kHz)	— 46 dB
fale średnie (1,2 MHz)	— 40 dB
UKF (69 MHz)	— 36 dB

Tłumienie modulacji amplitudy w torze FM — 36 dB

Największy użytkowy sygnał wejściowy (sem)

AM	— 100 mV
FM	— 400 mV

Skuteczność działania ARW — $\frac{10}{40}$ dB

Maksymalna moc wyjściowa — 4 W

Pobór mocy — 8 W

Wymiary: 184 × 86 × 145 mm

Ciężar — 1,2 kg

OPIS DZIAŁANIA

Schemat ideowy odbiornika przedstawiono na str. 38–39. Sygnał AM z anteny jest doprowadzany do bramki tranzystora T1 przez filtr szerokopasmowy składający się z indukcyjności D_1 i L_1 , z pojemności anteny i kabla antenowego oraz z pojemności montażu i pojemności wejściowej tranzystora polowego T1. Filtr ten tłumia sygnały o częstotliwościach poniżej 150 kHz i powyżej 6,2 MHz oraz uwypukla sygnały z pasma 49 m.

Wzmacniacz w.cz. z tranzystorami polowymi złączowymi T1 i T2 pracuje w układzie kaskadowym. Obciążeniem układu kaskadowego są przestrajane elektronicznie (diody D2, D3)

filtry pasmowe. Bezpośrednio z obwodu pierwotnego filtrów pasmowych pobiera się sygnał do detektora i wzmacniacza ARW w.cz. Obie te funkcje spełnia tranzystor bipolarny T3. Wzmocnione napięcie ARW po wyfiltrowaniu steruje bramkę tranzystora T2, zmniejszając wzmocnienie układu kaskadowego po przekroczeniu przez sygnał wejściowy określonego poziomu.

Heterodyna AM pracuje w typowym układzie z tranzystorem T4. Obwód heterodyny jest przestrajany elektronicznie za pomocą diody D4. Diody pojemnościowe D2, D3, D4 o bardzo dużym współczynniku zmian pojemności są umieszczone we wspólnej obudowie. Potrójna dioda ma oznaczenie BB113. Napięcie oscylacji jest ograniczane przez diodę D5 bezpośrednio na obwodzie rezonansowym. Sygnał heterodyny doprowadza się szeregowo z sygnałem odbieranym do bazy tranzystora T5, pracującego jako mieszacz.

Wyjście mieszacza AM obciążone jest filtrem L_{14} , rezonatorem RFO2 i filtrem L_{15} . Sygnał pośr.cz. AM wzmacnia dwustopniowy wzmacniacz aperiodyczny z tranzystorami T6 i T7. W obwód kolektora tranzystora T7 włączono filtr pasmowy AM (L_{18} , L_{19}). Detekcję sygnałów AM zrealizowano za pomocą diody D8.

Sygnał FM z anteny jest doprowadzany poprzez obwody wejściowe do wzmacniacza w.cz. z tranzystorem polowym T101 pracującym w układzie wspólnej bramki. Obwody wejściowy i wyjściowy wzmacniacza w.cz. są przestrajane elektronicznie podwójnymi diodami pojemnościowymi D101 i D102. Również elektronicznie (dioda D103) jest przestrajany obwód rezonansowy heterodyny wyposażonej w tranzystor T102.

Funkcję mieszacza FM spełnia tranzystor T103, w kolektorze którego znajduje się obwód rezonansowy L_{104} , C_{121} dostrojony do częstotliwości 10,7 MHz. Obwód ten jest sprzężony z filtrem piezoceramicznym SFE-10,TMA-5, będącym odpowiednikiem wieloobwodowego filtru pośr.cz.

Wzmacniacz pośr.cz. FM jest wzmacniaczem aperiodycznym z tranzystorami T6 i T7. Wzmacniacz sprzężono filtrem pasmowym L_{16} i L_{17} z bazą tranzystora T301, który spełnia funkcję ogranicznika amplitudy. W obwód kolektora ogranicznika włączony jest dyskryminator fazy FM (L_{301} , L_{303}) i dyskryminator fazy AM (L_{302} , L_{304}). Wydzielenie sygnału m.cz. realizuje detektor stosunkowy z diodami D301 i D302. W detektorze stosunkowym zastosowano hybrydowy mikroukład rezystywny typu GBRO11.

Dyskryminator fazy i detektor stosunkowy poza wydzieleniem sygnału m.cz. z sygnału FM spełniają rolę detektora obecności stacji oraz błędu dostrojenia. Do tego celu wykorzystuje się tzw. krzywą S dyskryminatora.

Napięcia ustalające punkt pracy tranzystorów wzmacniacza pośr.cz. (T6, T7) i mieszacza AM (T5) są stabilizowane diodą D7. Tranzystory T5 i T6 objęto automatyczną regulacją wzmocnienia, do której napięcia dostarcza dioda D6.

Sygnały m.cz. z wyjścia detektorów toru AM i FM są kierowane poprzez przełącznik do potencjometru regulacji głośności R_{68} .

Dodatkowy zestyk przy gnieździe magnetofonowym odłącza wyjście demodulatora od wejścia przedwzmacniacza napięciowego po włożeniu wtyczki magnetofonowej.

Wstępne wzmocnienie sygnałów m.cz. zapewnia przedwzmacniacz napięciowy z tranzystorem T10. Układ regulacji barwy dźwięku tworzą: rezystor R_{71} , kondensatory C_{73} i C_{62} oraz potencjometr R_{69} . We wzmacniaczu mocy m.cz. pracuje układ scalony TBA810A.

Przy automatycznym przestrajaniu wykorzystano właściwości diod pojemnościowych pracujących w obwodach w.cz. Zmiana pojemności diod następuje pod wpływem zasilania ich napięciem płókształtnym. Napięcia płókształtne dostarcza integrator Millera, w którym pracują kondensator C_{910} oraz tranzystory T909 i T910, a ponadto układ rozładowania z tranzystorami T907, T908. Integrator jest zasilany stabilizowanym prądem, którego źródłem jest tranzystor

T911. Podwyższone napięcie 30 V do zasilania tranzystora T911 wytwarza przetwornica z tranzystorem T912.

Automatyczne przestrajanie zostaje uruchomione przez krótkotrwałe naciśnięcie przycisku „Start”. Wówczas na wyjściu układu formującego (tranzystor T901, dioda D901) zostaje wytworzony impuls, który steruje przerzutnikiem bistabilnym (tranzystory T902, T903) i powoduje, że tranzystory T902 oraz T903 przechodzą w stan zablokowania. Wysoki potencjał kolektora tranzystora T902, poprzez rezystor R_{930} , wprowadza w stan przewodzenia tranzystor T905. Gdy tranzystor T905 przewodzi, kondensator C_{910} ładuje się prądem z tranzystora T911. Obwód ładowania tworzą elementy: R_{948} (lub R_{947}), R_{949} , T905, R_{926} , D904 i R_{927} . Napięcie na wyjściu integratora narasta do momentu dostrojenia się odbiornika do stacji.

Po „pojawieniu się” stacji, na wyjściu tzw. detektora krzywej S (połączenie dyskryminatora fazy z detektorem stosunkowym) występuje napięcie, którego wartość wynika z charakterystyki detektora. Napięcie to jest wzmacniane we wzmacniaczu różnicowym z tranzystorami T904 i T906. Wzmocniony przebieg z odwróconą fazą, z kolektora tranzystora T904, przez rezystor R_{921} i kondensator C_{906} jest doprowadzany do bazy zatkanego tranzystora T902. Tranzystory z przerzutnika bistabilnego (T902, T903) pozostają zablokowane do czasu, gdy częstotliwość pośrednia dla odbieranej stacji przekroczy częstotliwość środkową charakterystyki S, co odpowiada wzrostowi dodatniego napięcia na bazie tranzystora T902. Wówczas tranzystory przerzutnika bistabilnego przejdą w stan przewodzenia. Przejście to przyspiesza dioda D902, która po zmianie stanu utrzymuje tranzystory w stanie nasycenia. Gdy tranzystor T902 przewodzi, napięcie na jego kolektorze maleje, a więc maleje także potencjał bazy tranzystora T905, co powoduje jego zablokowanie. Proces ładowania kondensatora C_{910} zostaje przerwany. Napięcie płaskostajne przestaje narastać i ustala się. Dokładnym dostrojeniem do stacji steruje następnie detektor krzywej S, oddziaływując poprzez wzmacniacz różnicowy (T904, T906) na wejście integratora Millera. Sygnał z kolektora tranzystora T904 poprzez rezystory R_{917} i R_{922} steruje bazą tranzystora T909. Przy dokładnym dostrojeniu (zero krzywej S) bazy tranzystorów T904 i T906 nie są sterowane, a więc nie ma oddziaływania na integrator Millera. Jeżeli układ zatrzyma się powyżej (poniżej) częstotliwości dostrojenia, co odpowiada za dużemu (za małym) napięciu przestrojenia, to na wyjściu detektora krzywej S, a więc i na bazie tranzystora T904 pojawi się napięcie ujemne (dodatnie). Spowoduje to przyrost (spadek) napięcia na kolektorze tranzystora T904, a poprzez rezystory R_{917} i R_{922} — na bazie tranzystora T909. Wskutek tego napięcie wyjściowe integratora zmaleje (wzrośnie), częstotliwość rezonansowa obwodów również zmaleje (wzrośnie) i układ dostroi się do właściwej częstotliwości. Automatyczna regulacja dostrojenia (ARCz) działa również przy strojeniu ręcznym, ponieważ napięcie z detektora krzywej S, proporcjonalne do błędu dostrojenia,ysterowuje tranzystor T906 wzmacniacza różnicowego. Napięcie z kolektora tranzystora T906 jest doprowadzane przez rezystor R_{954} do potencjometru R_{20} i dodając się do napięcia pobieranego z suwaka potencjometru R_{20} steruje dostrojeniem.

Utrzymanie kontaktu z uchwyconą stacją mimo krótkotrwałych zaników sygnału, zapewnia sprzężenie zwrotne z wyjścia integratora Millera do jego wejścia. Napięcie wyjściowe integratora znajduje się na dzielniku, w skład którego wchodzi rezystory: R_{933} , R_{932} , część R_{937} i R_{938} . Napięcie z rezystorów: R_{932} , części R_{937} i R_{938} steruje poprzez rezystory R_{924} i R_{928} bazy tranzystorów T904 i T906 z układu wzmacniacza różnicowego. Napięcie to po wzmocnieniu jest ponownie dzielone przez rezystory R_{917} , R_{918} , R_{919} i R_{923} , a napięcie z rezystorów R_{918} i R_{919} steruje poprzez rezystor R_{922} bazą tranzystora T909 układu integratora. Dobór dzielników zapewnia właściwą wielkość sygnału wyjściowego doprowadzanego do wejścia integratora, a odwrócenie fazy sygnału realizuje tranzystor T904.

Ponowne uruchomienie automatycznego przestrajania uzyskuje się przez krótkotrwałe naciśnięcie przycisku „Start”. Powoduje to przewodzenie tranzystora T901 wywołane prądem ładowania kondensatora C_{902} . Przewodzący tranzystor T901 zwiera rezystor R_{907} , a zanik napięcia na rezystorze R_{907} powoduje zatkanie tranzystora T903, co z kolei prowadzi do zablokowania tranzystora T902. Wzrost napięcia na kolektorze tego tranzystora wprowadza w stan przewodzenia tranzystor T905, ładuje się kondensator C_{910} i napięcie wyjściowe integratora wzrasta, przestrajając obwody rezonansowe. Ponowny start przestrajania jest utrudniany przez układ samo-

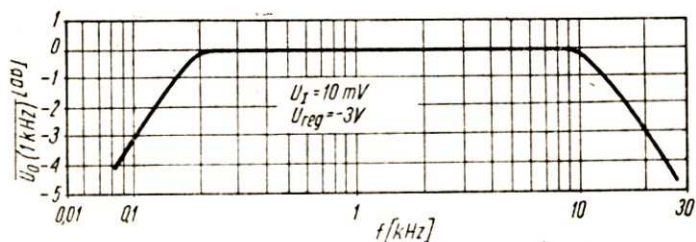
dostrojenia, który dąży do skorygowania powstającego błędu dostrojenia. Pewny start przy ponownym przestrajaniu zapewnia sprzężenie pomiędzy kolektorami tranzystorów T904 i T906. Obwód sprzężenia stanowi rezystor R_{921} , dioda D903 i rezystor R_{926} . Przy opuszczaniu stacji, szybko wzrasta napięcie na kolektorze tranzystora T904, a wówczas zaczyna przewodzić dioda D903, która zwiera kolektory tranzystorów T904 i T906, co ogranicza napięcie na bazie tranzystora T902. Szybkie przestrajanie z początku na koniec zakresu uzyskuje się przez dłuższe naciśnięcie przycisku „Start”. Zdąży się wtedy rozładować kondensator C_{904} , a stan przewodzenia tranzystora T901 wymusza dzielnik z rezystorami R_{903} , R_{905} i R_{904} . Przewodzący tranzystor T901 zwiera rezystor R_{907} i tranzystor T903 pozostaje w stanie zatkania, mimo chwilowego wprowadzania tranzystora T902 w stan przewodzenia przez sygnał z młanych stacji. Po zwolnieniu przycisku „Start” kondensator C_{904} ładuje się bardzo szybko przez rezystor R_{901} i diodę D901, co powoduje zatkanie tranzystora T901.

W przypadku braku stacji napięcie na wyjściu integratora narasta aż do górnej wartości napięcia płaskostajnego (około 24 V). Następnie tranzystor T907 zaczyna przewodzić, a prąd kolektora tego tranzystora wytwarza spadek napięcia na rezystorze R_{942} . Napięcie to wprowadza w stan przewodzenia tranzystor T908, co powoduje wzrost potencjału bazy tranzystora T909. Przewodzące tranzystory T909 i T910 rozładowują kondensator C_{910} i napięcie na wyjściu integratora maleje. Gdy napięcie zmaleje poniżej 24 V, tranzystor T907 zostaje zatkany, a spadek napięcia na rezystorze R_{942} utrzymujący stan przewodzenia tranzystora T908, wytwarza prąd, którego źródłem jest kondensator C_{909} . Kondensator C_{909} rozładowuje się od napięcia 24 V, a następnie ładuje się do napięcia 7,8 V, ale zmianie ulega polaryzacja napięcia na kondensatorze. Wypadkowa stała czasu rozładowania i ładowania kondensatora C_{909} , a więc i czas przewodzenia tranzystora T908, jest tak dobrana, że kondensator C_{910} rozładowuje się całkowicie.

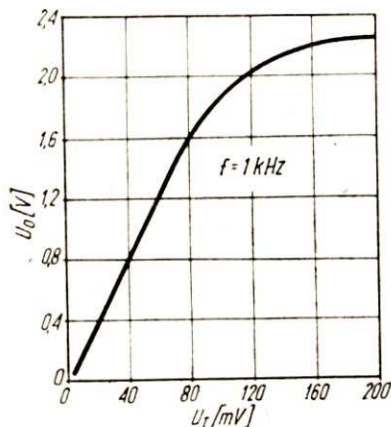
Przy automatycznym przestrajaniu odbiornik może dostrojać się do każdej odbieranej stacji radiowej lub tylko do stacji silniejszych. Wyboru czułości chwytania dokonuje się przełącznikiem, a do zmiany czułości wykorzystuje się zmianę wzmocnienia tranzystora T7 pracującego we wzmacniaczu pośr.cz. AM/FM. Punkt pracy tranzystora T7 ustalony jest diodą D7 i dzielnikiem rezystorowym R_{43} , R_{38} , R_{34} i R_{918} . Podczas automatycznego strojenia tranzystor T903 jest zatkany, a więc nie ma spadku napięcia na rezystorze R_{916} i rezystor R_{34} znajduje się praktycznie na potencjale masy. Napięcie zasilające bazę tranzystora T7 zależy tylko od podziału napięcia z diody D7 na dzielniku R_{43} , R_{38} , R_{37} i R_{34} wraz z R_{918} . Przy zwartych kontaktach 2 i 1 lub 3 i 2 przełącznika rodzaju strojenia (normalna czułość) zwarte są rezystory R_{34} i R_{38} , a punkt pracy tranzystora T7 nie ulega praktycznemu zmianie i automatyka dostroja odbiornik do każdej stacji. Jeżeli w/w kontakty są rozwarte (obniżona czułość), to zmniejsza się potencjał bazy tranzystora T7 zależnie od podziału napięcia na dzielniku, wzmocnienie tranzystora T7 maleje i następuje dostrojenie tylko do silnych stacji. Żądany poziom czułości ustala się potencjometrem nastawnym R_{38} . Po dostrojeniu do stacji przez układ automatycznego strojenia tranzystor T903 zaczyna przewodzić i na rezystorze R_{916} występuje spadek napięcia równy w przybliżeniu spadkowi napięcia na diodzie D7. Dzielnik rezystorowy przestaje funkcjonować i punkt pracy tranzystora T7 wraca do stanu odpowiadającego dużemu wzmocnieniu. Podczas automatycznego przestrajania wszystkie szumy, traski, zmiany głośności i hałasy towarzyszące przestrajaniu są wyciszane przez zatkanie tranzystora T10 pracującego w przedwzmacniaczu napięciowym m.cz. Praca przedwzmacniacza jest uzależniona od stanu tranzystora T903. W czasie automatycznego przestrajania tranzystor T903 jest zatkany, a więc nie występuje spadek napięcia na rezystorach R_{911} i R_{912} . Potencjał bazy tranzystora T10 jest bliski zera i tranzystor nie przewodzi.

W odbiorniku jako wskaźnik na skali, w miejsce mechanicznie napędzanej wskazówki, zastosowano walcowy wskaźnik magnetoelektryczny. Napięcia do zasilania wskaźnika dostarcza wzmacniacz z tranzystorami T913 i T914, a sygnał sterujący wzmacniacz jest pobierany z wyjścia integratora Millera. Układ złożony z tranzystorów T8 i T9 oraz z diody D9 jest stabilizatorem napięcia zasilającym diody pojemnościowe. Diawiki Di_2 + Di_6 oraz kondensatory C_{74} , C_{78} , C_{79} i C_{81} stanowią filtry przeciwzakłóceńowe zapobiegające przenikaniu zakłóceń do wnętrza odbiornika.

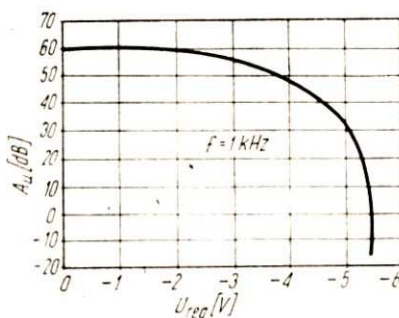
inż. Zdzisław Tkaczyk



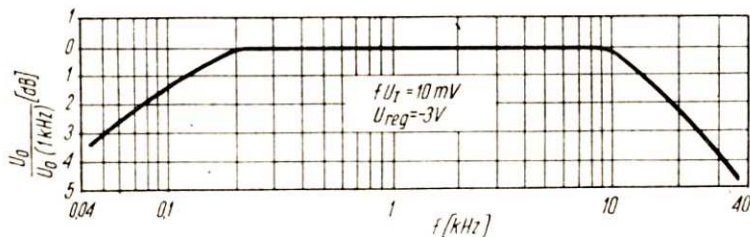
Rys. 7. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza jednostopniowego



Rys. 8. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza jednostopniowego



Rys. 9. Charakterystyka regulacji wzmacniacza dwustopniowego



Rys. 10. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza dwustopniowego

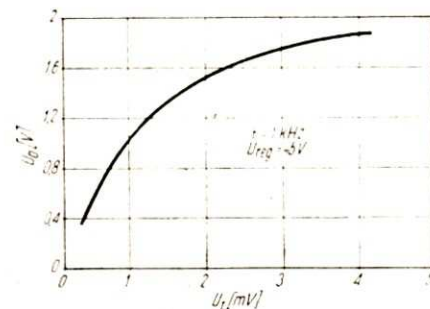
dający normalnie w stanie odcięcia zaczyna przewodzić, wzrasta prąd tranzystorów T1 i T2, co w efekcie zmniejsza napięcie wyjściowe.

Parametry stabilizatora napięcia

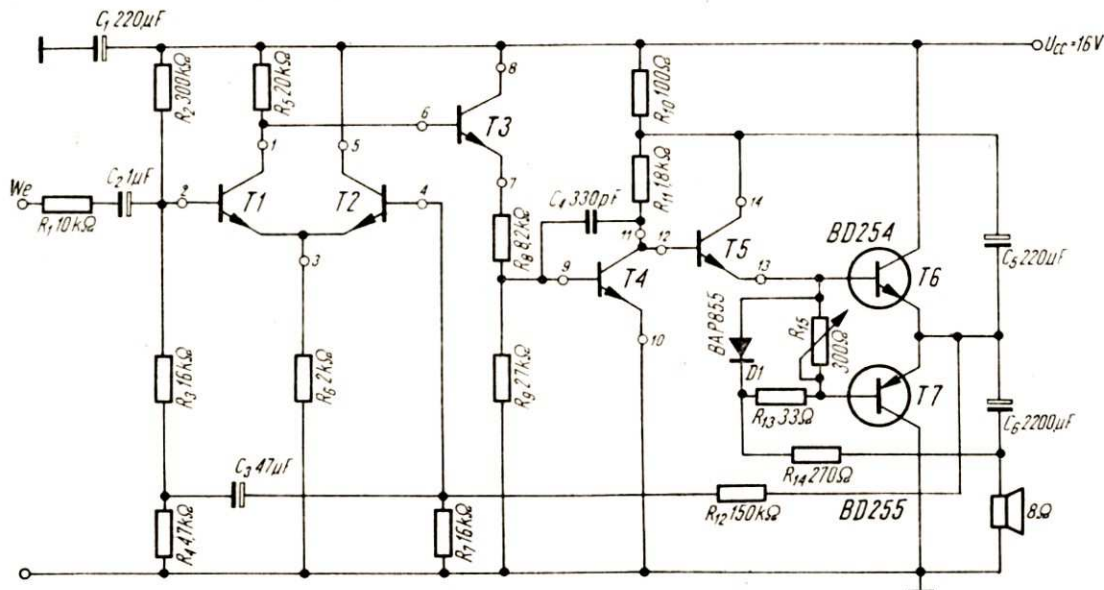
Zakres napięcia wejściowego:	11÷15 V
Napięcie wyjściowe:	9 V
Współczynnik stabilizacji napięcia:	±0,3%
Prąd wyjściowy:	650 mA
Prąd spoczynkowy:	2,3 mA

PRZESŁONNIK ŚWIETLNY

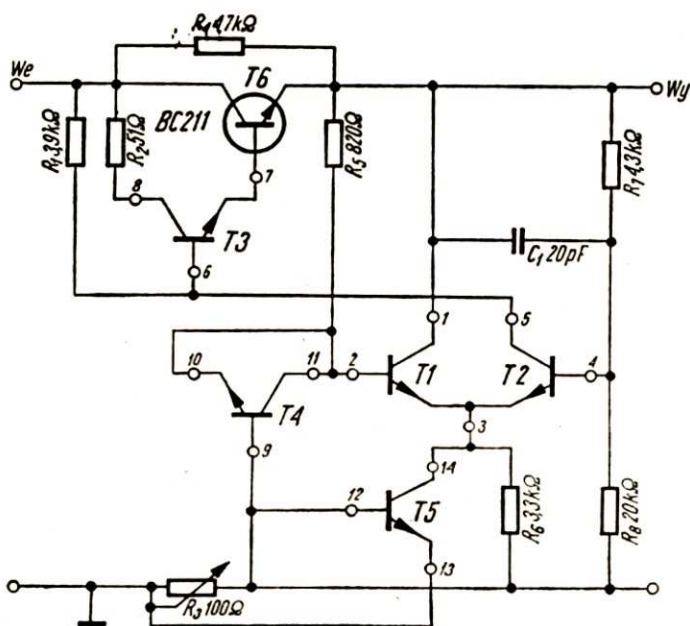
Schemat ideowy przekaźnika świetlnego z układem scalonym typu UL1111N przedstawiono na rys. 14. Przekaźnik składa się z fototranzystora T6 (BFYP21) jako czujnika świetlnego, dwóch przełączników tranzystorowych (T5 i T3) oraz przerzutnika monostabilnego (T1 i T2).



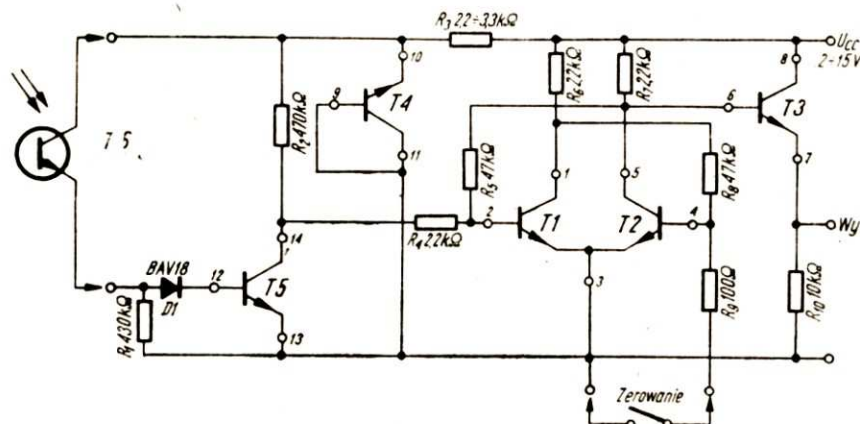
Rys. 11. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza dwustopniowego



Rys. 12. Schemat ideowy stopnia mocy wzmacniacza akustycznego



Rys. 13. Schemat ideowy stabilizatora napięcia



Rys. 14. Schemat ideowy
przekaznika świetlnego

Tranzystor T4 połączony diodowo w kierunku zaporowym (baza zwarta z kolektorem) pracuje jako stabilizator i zabezpiecza fototranzystor przed przebiegiem.

Impuls świetlny powoduje przejście tranzystora T5 w stan przewodzenia, zadziałanie przerzutnika, zablokowanie tranzystora T3 i spadek wartości napięcia wyjściowego do poziomu „niskiego”. Do przywrócenia stanu pierwotnego, przerzutnika służy przycisk „zerowanie”.

Dane techniczne przekaznika świetlnego

Napięcie zasilania U_{CC} : 2÷15 V

Impuls wejściowy (wyzwalający): >0,8 V

Poziom wyjściowy bez impulsu wejściowego ($U_{CC} = 15$ V): 14,2 V

Poziom wyjściowy z impulsem wejściowym ($U_{CC} = 15$ V): 1,3 V

Przedstawione tu przykłady nie wyczerpują z pewnością możliwości stosowania układów scalonych typów UL1101N i UL1111N. Mogą one być wykorzystane w różnych układach elektronicznych.

INŻ. ZBIGNIEW FAUST

NOWE WSKAŹNIKI CYFROWE PRODUKCJI KRAJOWEJ

Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Techniki Świetlnej w Warszawie opracował dwa nowe typy półprzewodnikowych wskaźników cyfrowych, a mianowicie:

CQZP12 — wskaźnik siedmiosegmentowy (rys. 1) oraz CQZP13 — wskaźnik polaryzacji i przepełnienia (rys. 2).

Wskaźniki mają konstrukcję reflektorową i wysokość cyfry (znaku) około 8 mm.

Wskaźnik typu CQZP12 jest wyposażony w punkt dziesiętny. Zastosowano struktury półprzewodnikowe z fosforu-arsenku galu GaAsP świecące barwą czerwoną. Czternastonóżkowa obudowa wskaźników z wy-

prowadzeniami typu „dual in line” jest hermetyzowana barwioną żywicą epoksydową.

Maksymalne wartości dopuszczalne parametrów oraz podstawowe parametry elektryczne i optyczne wskaźników podano w tablicach 1 i 2. Zakres temperatur pracy wynosi od -10° do $+70^{\circ}\text{C}$.

Typowy układ pracy wskaźnika siedmiosegmentowego typu CQZP12 jest przedstawiony na rysunku 3. Poszczególne segmenty wskaźnika są połączone z odpowiednimi wyjściami dekodera sterującego przez oporniki szeregowo, ograniczające prąd płynący przez seg-

Tablica 1

Maksymalne wartości dopuszczalne parametrów wskaźników

Parametry	CQZP12	CQZP13
Moc wydzielana przy temp. otoczenia 25°C [mW]	450	225
Prąd przewodzenia [mA]		
— całkowity	280	140
— segmentu	35	35
— punktu dziesiętnego	35	—
Napięcie wsteczne [V]		
— segmentu	3,0	3,0
— punktu dziesiętnego	3,0	—

Tablica 2

Parametry elektrooptyczne wskaźników CQZP12 i CQZP13

Parametry	Wartość
Światłość* [mcd]	
— segmentu	0,4
— punktu dziesiętnego	0,2
Długość fali promieniowanej* [nm]	660
Napięcie przewodzenia* [V]	
— segmentu	1,62
— punktu dziesiętnego	1,62
Prąd wsteczny** [μA]	
— segmentu	max 10
— punktu dziesiętnego	max 10

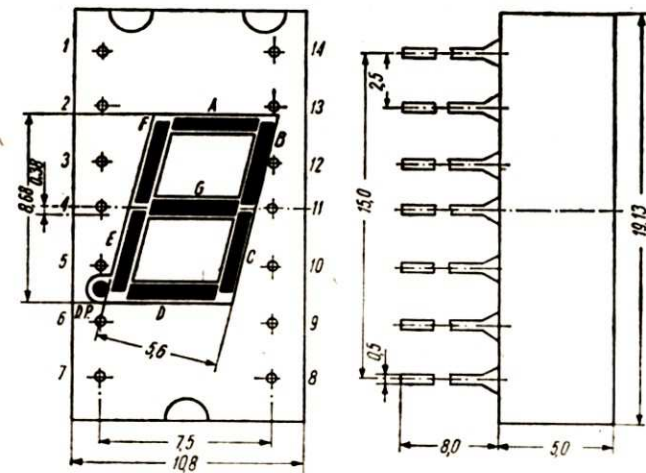
* Przy prądzie przewodzenia 20 mA.

** Przy napięciu wstecznym 3 V.

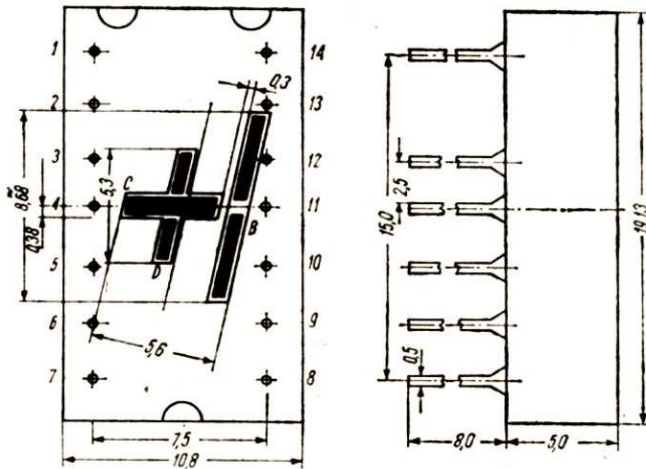
Tablica 3

Stany logiczne powodujące wyświetlanie cyfr na wskaźniku CQZP12

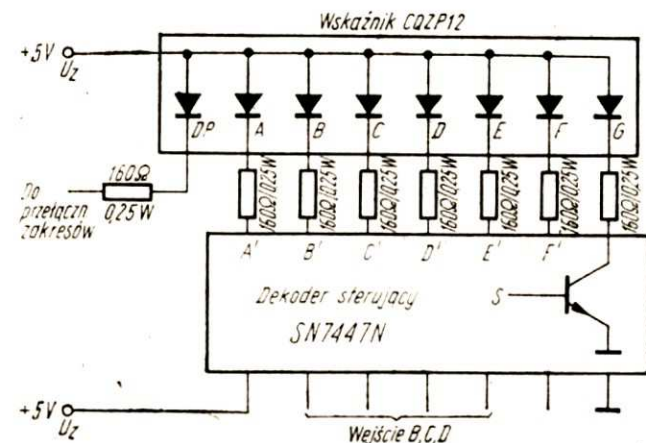
Dekoder sterujący		Wskaźnik cyfrowy
Sygnał wejściowy	Stan wyjściowy	Świeące segmenty
d c b a	A B C D E F G	
0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 1	0
0 0 0 1	1 0 0 1 1 1 1	1
0 0 1 0	0 0 1 0 0 1 0	2
0 0 1 1	0 0 0 0 1 1 0	3
0 1 0 0	1 0 0 1 1 0 0	4
0 1 0 1	0 1 0 0 1 0 0	5
0 1 1 0	1 1 0 0 0 0 0	6
0 1 1 1	0 0 0 1 1 1 1	7
1 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0	8
1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 0	9



Rys. 1. Wygląd zewnętrzny wskaźnika typu CQZP12
1 – katoda A; 2 – katoda F; 3 – wspólna anoda (E, F, G, D, P);
4–5 – wolna; 6 – katoda D.P.; 7 – katoda E; 8 – katoda D;
9 – wspólna anoda (C, D); 10 – katoda C; 11 – katoda G;
12 – wolna; 13 – katoda B; 14 – wspólna anoda (A, B)

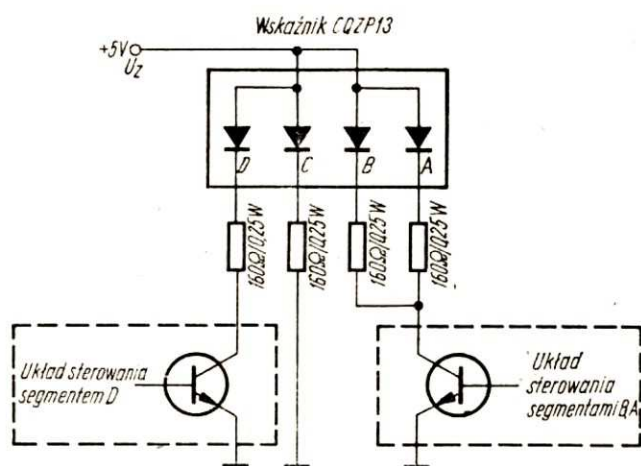


Rys. 2. Wygląd zewnętrzny wskaźnika typu CQZP13
1 – wspólna anoda (C, D); 2 – wolna; 3 – wspólna anoda (C, D);
4–6 – wolna; 7 – katoda D; 8 – katoda C; 9 – wolna;
10 – katoda B; 11 – katoda A; 12–13 – wolna; 14 – wspólna anoda (A, B)



Rys. 3. Układ połączeń wskaźnika CQZP12 z dekodrem sterującym

menty. Do wyprowadzeń wejściowych układu scalonego typu SN7447N doprowadza się sygnał zaszyfrowany kodem BCD. Wskaźnik cyfrowy i dekodery sterujący są zasilane ze źródła prądu stałego.



Rys. 4. Sposób zasilania wskaźnika CQZP13

W tablicy 3 podano, jakie stany logiczne występują na wejściu i wyjściu dekodera sterującego, gdy wskaźnik wyświetla cyfry od 0 do 9. Dla przypomnienia podaję, że logiczne „0” oznacza stan czynny (układ przewodzi), natomiast logiczna „1” oznacza stan bierny (układ nie przewodzi).

Rysunek 4 przedstawia typowy układ pracy wskaźnika polaryzacji i przepełnienia typu CQZP13. Segmenty składające się na znak polaryzacji oraz na znak przepełnienia są sterowane za pomocą oddzielnych układów. Stosuje się również oporniki ograniczające prąd płynący przez segmenty. Zasilanie — ze źródła prądu stałego.

Wskaźniki są przeznaczone do pracy w urządzeniach profesjonalnych, a mianowicie: CQZP12 — do wyświetlania wszystkich cyfr i dziewięciu liter, CQZP13 — do wyświetlania znaku polaryzacji i przepełnienia. Przykładem zastosowania mogą być mierniki cyfrowe, urządzenia informatyki, urządzenia laboratoryjne i przemysłowe ze wskazaniem cyfrowym, urządzenia sygnalizacyjne itp.

**Kącik dla
Zmotoryzowanych**

INSTALACJE ALARMOWE W SAMOCHODACH

Część I

Przegląd układów zabezpieczających samochody przed kradzieżą

Wielu właścicieli samochodów, szczególnie tych, którzy nie posiadają garaży, stara się zabezpieczać swoje pojazdy przed kradzieżą lub włamaniem. Istnieje wiele sposobów, aby uniemożliwić, a przynajmniej utrudnić ten proceder. Znane i stosowane są rozmaite urządzenia mechaniczne lub elektroniczne, chroniące samochód przed zagarnięciem go lub splądrowaniem. Opisane tu będą układy i systemy elektroniczne o różnym stopniu złożoności i różnych sposobach działania.

Trzeba na wstępie zastrzec, że nie ma — teoretycznie rzecz biorąc — całkowicie pewnego sposobu zabezpieczenia samochodu przed włamaniem czy kradzieżą. Mam tu na myśli oczywiście układy możliwe do skonstruowania i zainstalowania przez amatorów. Nie należy jednak zbytnio się tym przejmować, ponieważ wiadomo z praktyki, że złodzieje niemal zawsze rezygnują z kradzieży przy napotkaniu trud-

ności z uruchomieniem samochodu, lub po wywołaniu alarmu.

Najprostsze układy zabezpieczające uniemożliwiają albo utrudniają uruchomienie silnika. Kilka przykładowych rozwiązań przedstawiono na rys. 1. Oznaczono na nim najważniejsze z punktu widzenia układu zabezpieczającego elementy i połączenia instalacji elektrycznej samochodu. Dodatkowy wyłącznik 1 przerywa dopływ prądu do elektromagnetycznego wyłącznika rozrusznika, co uniemożliwia uruchomienie silnika. Wyłącznik 2 przerywa dopływ prądu do cewki zapłonowej, natomiast wyłącznik dodatkowy 3 zwiera na stałe zestyki przerywacza. W tym ostatnim przypadku rozrusznik daje się normalnie włączyć, na zacisku wejściowym jest napięcie, ale silnika nie można uruchomić.

Nie trzeba chyba dodawać, że każdy taki dodatkowy wyłącznik musi być starannie ukryty przed niepo-

wołanymi osobami. Ponadto przewody prowadzące do wyłącznika 3 powinny być możliwie krótkie. Układy z dodatkowym wyłącznikiem uniemożliwiają wprowadzenie uruchomienia silnika i kradzież samochodu, ale nie sygnalizują próby zabrania rzeczy znajdujących się w samochodzie. Takie możliwości stwarzają bardziej rozbudowane układy, o których będzie mowa dalej.

Rysunek 2 przedstawia zasadę działania układu, który spełnia dwie funkcje: uniemożliwia uruchomienie silnika i alarmuje sygnałem dźwiękowym samochodem. Ukryty wyłącznik dodatkowy WD odłącza cewkę zapłonową i włącza jednocześnie obwód cewki przekąźnika Pk. Jeżeli teraz zostanie włączony wyłącznik zapłonu WZ, to zadziała przekąźnik Pk. Jego zestyki Pk2 włączą sygnał dźwiękowy, a zestyki Pk1 doprowadzą napięcie do cewki przekąźnika. Alarm będzie podtrzymywany również po wyłączeniu

wyłącznika zapłonu WZ. Alarm można skasować wyjmując na chwilę bezpiecznik z gniazda albo odłączając zacisk akumulatora. Urządzenie alarmowe można dalej rozbudowywać, tak aby sygnalizowało także i włamanie do samochodu, to znaczy otwarcie drzwi, maski silnika i pokrywy bagażnika. Zadanie takie jest już trudniejsze, gdyż przy drzwiach i przy pokrywach bagażnika i silnika trzeba zaizolować specjalne wyłączniki zamykające obwód prądu w momencie otwarcia drzwi albo pokrywy.

Schemat ideowy tego rodzaju urządzenia przedstawiono na rys. 3. Po włączeniu wyłącznika instalacji alarmowej WA urządzenie jest gotowe

do pracy. Otwarcie drzwi powoduje włączenie jednego z wyłączników drzwiowych WD. Analogicznie, podniesienie maski silnika lub pokrywy bagażnika spowoduje włączenie wyłącznika WS albo WB. Zamknie się dzięki temu obwód zasilania przełącznika Pk. Jego zestyki Pk1 zapewnią podtrzymywanie alarmu, zestyki Pk2 włączą sygnał dźwiękowy, zestyki Pk3 zewrą przerywacz. Nawet, gdyby włamywacz przeciął przewód przy sygnale dźwiękowym, nie będzie mógł uruchomić silnika. Alarm kasuje się wyłączając wyłącznik WA.

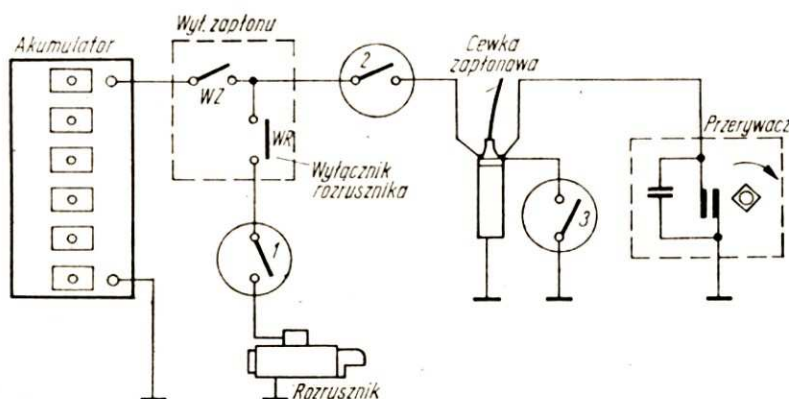
Układy z rys. 2 i 3 mają jedną wspólną wadę: wywołany alarm będzie trwał tak długo, aż nadejdzie właściciel samochodu i wyłączy in-

stalację. Poza tym ciągły ton sygnału dźwiękowego może sugerować, że w samochodzie nastąpiło jakieś zwarcie, które spowodowało włączenie się sygnału na stałe. Wyłącznik WA instalacji alarmowej z rysunku 3 powinien być umieszczony na zewnątrz samochodu, aby właściciel mógł go wyłączyć przed wejściem do środka. Ten sam układ ma jeszcze jedną niedogodność: trzeba mianowicie instalować specjalne wyłączniki drzwiowe, w bagażniku i komorze silnika, pomimo że w wielu samochodach wyłączniki takie są zainstalowane i służą do wyłączania oświetlenia. Wymienione tu wady instalacji alarmowych można usunąć, ale kosztem dalszej rozbudowy układu.

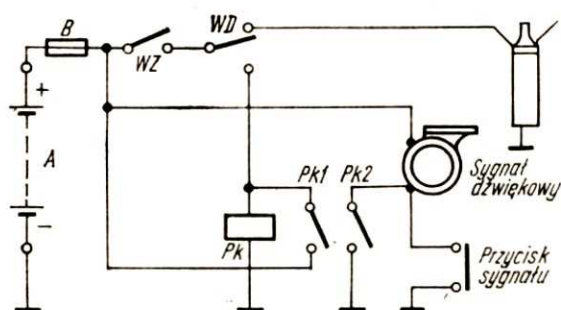
W opisanych dotychczas układach wykorzystywano proste podzespoły, takie jak wyłączniki czy też przełączniki. Są to typowe układy elektrotechniczne. Wprowadzając do użytku podzespoły elektroniczne — układy scalone, tranzystory, diody, rezystory, kondensatory — można konstruować układy zabezpieczające, wprowadzić bardziej złożone, ale pozbawione większości wad, o których wspomniano. Na rysunku 4 przedstawiono schemat ideowy urządzenia zabezpieczającego samochód przed włamaniem, wyposażonego w układ scalony, tranzystory, diody, a więc nowoczesne podzespoły elektroniczne.

Po otwarciu drzwi zamyka się kontakt WD wywołując alarm. Alarmowanie odbywa się przerywanymi sygnałami dźwiękowymi. Przerywane sygnały dźwiękowe rozbrzmiewają przez około 1 minutę, po czym układ samoczynnie przełącza się z powrotem do stanu czuwania i jest gotowy do ponownego działania, jeśli próba włamania będzie powtórzona.

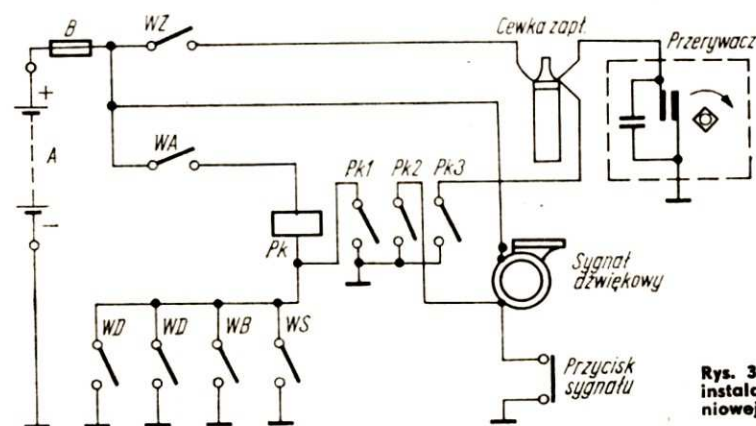
Głównym elementem urządzenia jest układ scalony — 6-krotny inwerter, zawierający bramki B1 do B6. Układ oryginalny typu FLH255 (Siemens) można zastąpić dwoma krajowymi układami UCA6400N albo UCY7400N (o węższym zakresie dopuszczalnych temperatur pracy). Generator impulsów o szerokości około 1 s skonstruowano wykorzystując bramki B4, B5 i B6. Drgania powstają dzięki zabocznikowaniu elementów $R_3 + R_4$, C_2 bramką B6, realizującą funkcję negacji. Dzięki temu, gdy na jednym „końcu” układu RC jest poziom niski L, na drugim będzie poziom wysoki H. Gdy napięcie na jednej koń-



Rys. 1. Wyłączniki unieruchamiające silnik



Rys. 2. Schemat ideowy prostej instalacji alarmowej



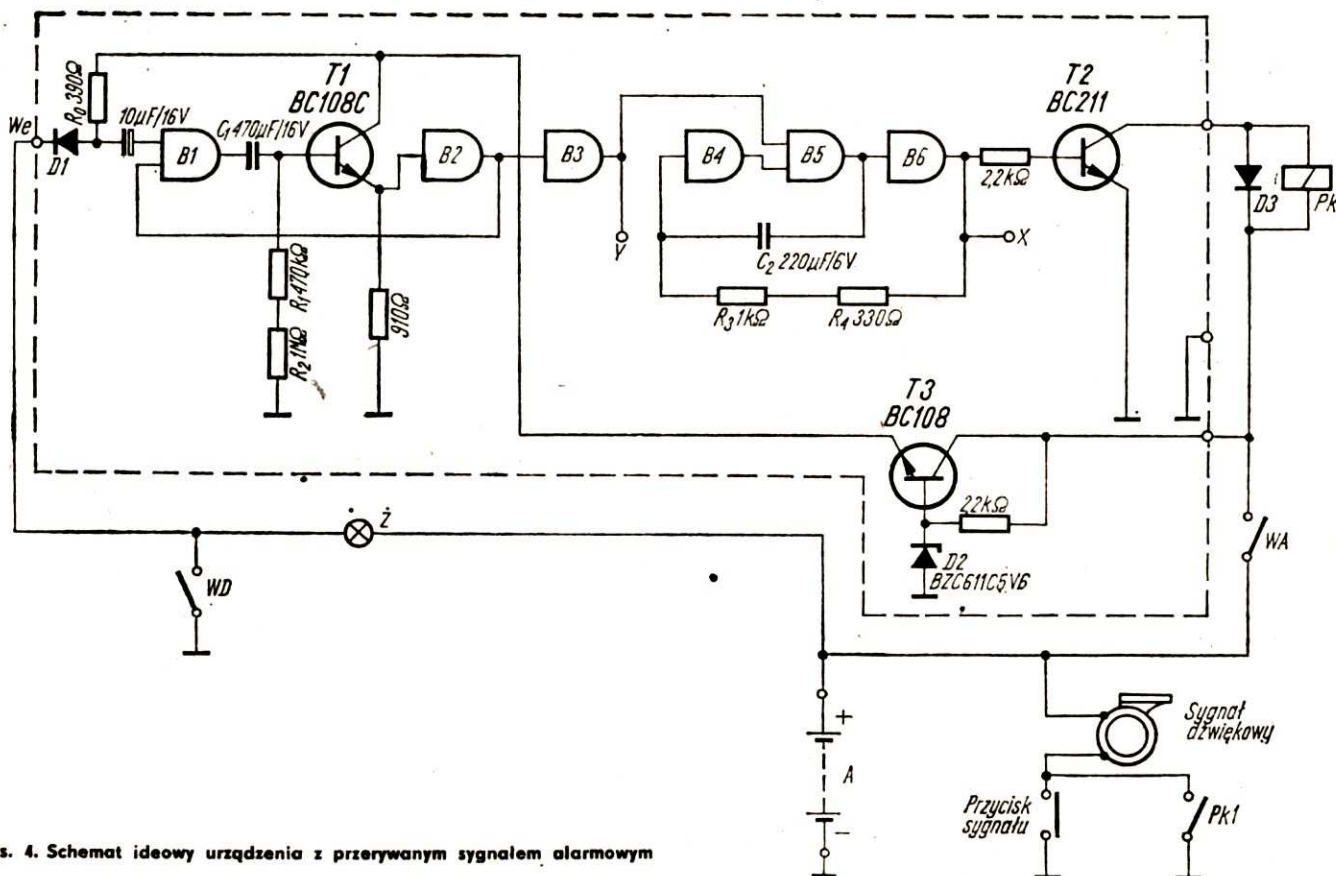
Rys. 3. Schemat ideowy instalacji przeciwwłamaniowej

cówce kondensatora C_2 osiągnie napięcie progowe wejścia bramki B4, następują zmiany stanów wszystkich trzech bramek: B4, B5 i B6. Jednocześnie zmienia się kierunek napięcia na końcówkach układu RC, a zatem — zaczyna się zmieniać napięcie na kondensatorze C_2 w przeciwnym kierunku. Po pewnym czasie napięcie kondensatora C_2 spowoduje, że po osiągnięciu drugiego progu napięcia wejściowego bramki B4 wszystkie bramki powrócą do stanu poprzedniego i cykl oscylacji zacznie się powtarzać. Potencjometr R_3 służy do regulacji częstotliwości impulsów.

nie ujemnego impulsu, który dociera do wejścia bramki B1, powodując zmianę stanów bramki B1, tranzystora T1 oraz bramek B2 i B3. Sprzężenie zwrotne z wyjścia bramki B2 do drugiego wejścia bramki B1 powoduje, że taki niestabilny stan będzie utrzymany, dopóki nie naładuje się kondensator C_1 poprzez rezystory R_1 i R_2 . Tranzystor T1 pracuje jako transformator impedancji. Gdy napięcie emitera tranzystora T1 stanie się mniejsze niż napięcie przełączania bramki B2, bramka B2 zmieni swój stan i cały układ powróci do stanu stałej rów-

ca do stanu gotowości zaraz po zamknięciu drzwi, to znaczy po wyłączeniu wyłącznika WD. Zastosowano w układzie wejściowym diodę D1, ponieważ napięcie na zacisku wejściowym We docierające poprzez żarówkę Z znajdującą się w samochodzie i służącą do oświetlania wnętrza pojazdu po otwarciu drzwi — jest równe napięciu zasilającemu.

Z punktu „Y” można odbierać napięcie wyjściowe układu sterującego czasem alarmu, np. do włączania świateł ostrzegawczych itp. Natomiast z punktu „X” uzyskuje się impulsowe napięcie generatora. Po



Rys. 4. Schemat ideowy urządzenia z przerywanym sygnałem alarmowym

Napięcie na kondensatorze C_2 zmienia swą biegunowość, toteż należy tu zastosować kondensator niepolaryzowany — bipolarny — albo z braku takiego — dwa zwykłe kondensatory elektrolityczne o dwa razy większej pojemności, połączone szeregowo („—” do „—” lub „+” do „+”).

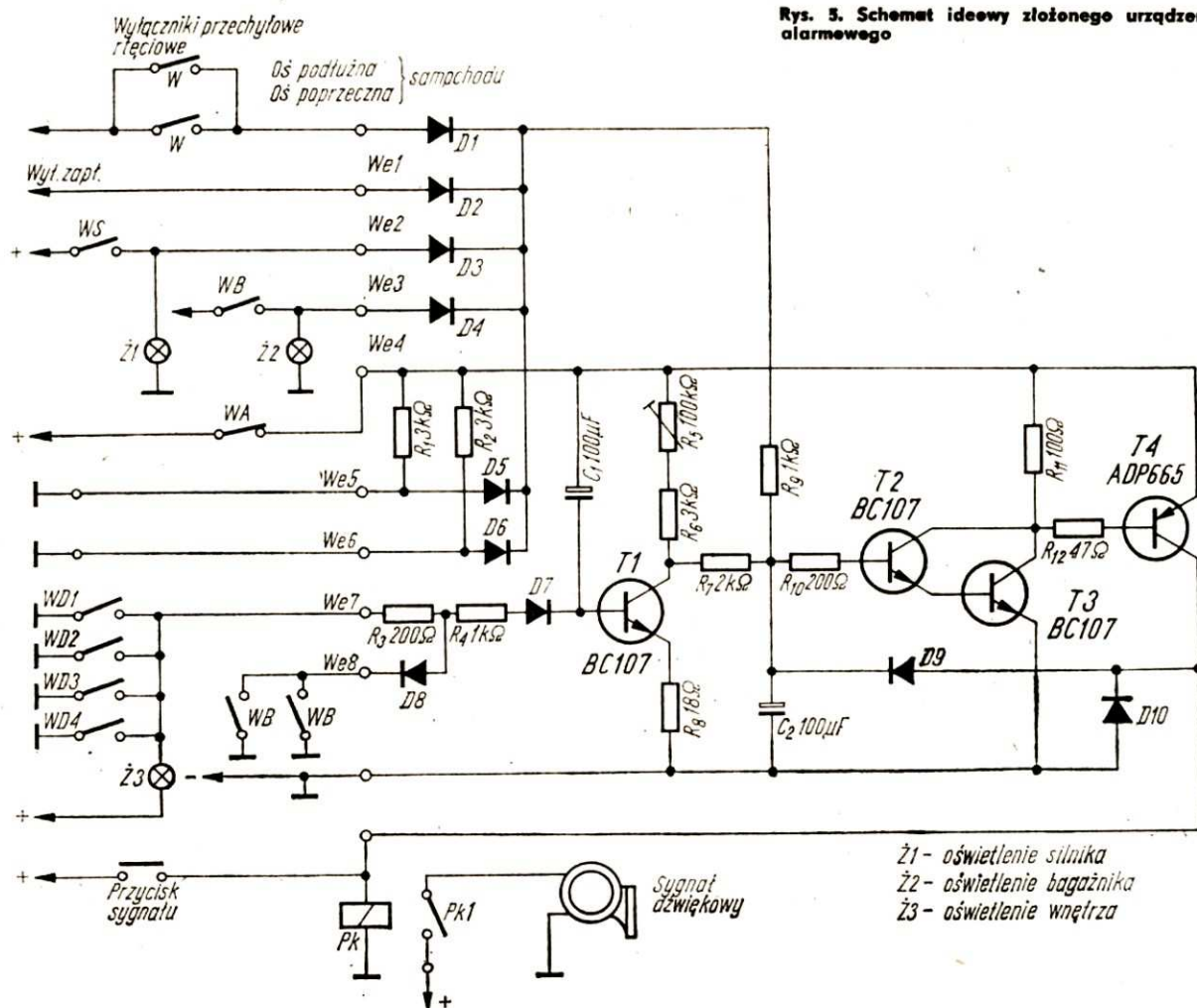
Czas trwania alarmu określa układ złożony z trzech pierwszych bramek: B1, B2 B3 i tranzystora T1. Zwarcie zestyków wyłącznika drzwiowego WD powoduje powsta-

nowagi, to znaczy do stanu początkowego.

Bramka B3 zapewnia ustalenie właściwego poziomu napięcia uruchamiającego, a następnie blokującego pracę generatora impulsów. Napięcie to zostaje doprowadzane z wyjścia bramki B3 do drugiego wejścia bramki B5. Rezystorem R_2 reguluje się czas trwania alarmu. Wartość rezystora R_0 dobrano tak, aby mógł szybko naładować wejściowy kondensator elektrolityczny. Dzięki temu układ wejściowy wra-

wzmocnieniu w tranzystorze T2 steruje ono pracą przekaźnika Pk włączającego zestykami Pk1 sygnał dźwiękowy. Dioda D3 zwiera impulsy napięcia samoindukcji cewki przekaźnika, powstające w momencie wyłączania prądu sterującego. Napięcie samoindukcji mogłoby uszkodzić tranzystor T2.

Zastosowany tu układ scalony TTL wymaga napięcia zasilającego stabilizowanego $5\text{ V} \pm 5\%$. Takiego napięcia dostarcza zasilacz stabilizowany z tranzystorem T3 i diodą Zenera D2.



Instalację alarmową wyłącza się wyłącznikiem WA. Powinien on być tak umieszczony, aby był osiągalny z zewnątrz samochodu.

Działanie instalacji alarmowej powinno obejmować nie tylko drzwi samochodu, ale także maskę silnika i pokrywę bagażnika. Inny układ alarmowy, którego schemat przedstawiono na rysunku 5, umożliwia wszechstronne zabezpieczenie samochodu. Układ opóźniający tego urządzenia umożliwia umieszczenie wyłącznika instalacji alarmowej samochodu w jego wnętrzu. Alarm powstaje natychmiast przy próbie podniesienia samochodu z jednej strony (kradzież kół), włączenia zapłonu, podniesienia maski silnika lub pokrywy bagażnika, wymontowania zewnętrznego lusterka, anteny samochodowej albo innego specjalnie chronionego elementu wyposażenia samochodu. Alarm z opóźnieniem zostaje wywołany przez otwarcie drzwi.

W urządzeniu można wykorzystywać sygnał dźwiękowy samochodu, tak jak to przedstawiono na rys. 5.

Pojawienie się napięcia na zaciskach wejściowych We1÷We4 wywołuje natychmiastowy alarm. Do wejść We5 i We6 przyłącza się przewody prowadzące, np. do lusterka zewnętrznego i anteny. Odizolowana końcówka przewodu jest przyciśnięta do masy nadwozia właśnie tym chronionym elementem. Przy próbie zdemontowania lusterka lub anteny przewód traci kontakt z masą, co powoduje alarm. Wejścia We7 i We8 są przeznaczone do przyłączenia wyłączników drzwiowych WD1÷WD4 i ewentualnie wyłączników w pokrywach silnika i bagażnika, jeśli nie ma tam wyłączników wmontowanych fabrycznie. Nie wszystkie samochody mają wmontowane wyłączniki w czterech drzwiach. W razie potrzeby można je tam dodatkowo zamontować i przyłączyć do zacisku wejściowego We8.

Instalację włącza się ukrytym wewnątrz samochodu wyłącznikiem WA. W czasie gdy układ czuwa, przez wejścia We1 do We4 prąd nie płynie, wejścia We5 i We6 mają po-

tencjał masy, wejście We7 ma napięcie dodatnie, które przedostało się poprzez żarówkę Z3 oświetlenia wnętrza samochodu, wejście We8 jest otwarte.

Po otwarciu drzwi samochodu wejście We7 zostaje zwarte z masą. Początkowo wszystkie tranzystory są zablokowane, a kondensatory elektrolityczne rozładowane. Kondensator C₂ zacznie się powoli ładować poprzez rezystory R₅, R₆, R₇. Jeżeli drzwi zostaną zamknięte zanim napięcie na tym kondensatorze osiągnie wartość około 0,8 V, to tranzystory T₂, T₃ i T₄ pozostaną zablokowane. Przez żarówkę Z3 — oświetlenia wnętrza — rezystory R₃, R₄ i diodę D7 popłynie prąd bazy tranzystora T₁, który będzie przewodził. Jednocześnie naładuje się kondensator C₁; natomiast kondensator C₂ wyładuje się poprzez rezystor R₇, tranzystor T₁ i rezystor R₈. Dzięki temu tranzystory T₂, T₃, T₄ pozostaną zablokowane.

Jeżeli podczas próby kradzieży pojawi się dodatnie napięcie na jednym z zacisków wejściowych We1÷

÷We6 (przechylenie wozu, odkręcenie zewnętrznego lusterka, otwarcie bagażnika itd.), to przez rezystor R_6 dotrze ono do bazy tranzystora T2. Odblokują się również tranzystory T3 i T4, a przekaźnik Pk włączy sygnał alarmowy. Sprężenie zwrotne powstające dzięki diodzie D9 spowoduje, że alarm będzie podtrzymywany także i wtedy, gdy złodziej zrezygnuje z kradzieży (wejścia We1÷We4 nie będą „pod napięciem”, a wejścia We5 i We6 będą miały potencjał masy). Dioda D10 chroni układ przed przepięciami powstającymi w przekaźniku.

Alarm wywołuje się z opóźnieniem, jeżeli prąd bazy tranzystora T1 płynący przez rezystory R_3 i R_4 oraz diodę D7 zostanie przerwany wskutek zamknięcia jednego z wyłączni-

ków WD lub WB. Prąd bazy będzie płynął jeszcze przez kilka sekund, ponieważ kondensator C_1 był naładowany. Prąd kolektora tranzystora T1 zacznie się zmniejszać, jednocześnie będzie wzrastało napięcie na tej elektrodzie. Dzięki temu kondensator C_2 naładuje się przez rezystory R_5 , R_6 , R_7 , a tranzystory T2, T3, T4 będą mogły się odblokować. Przekaźnik Pk włączy sygnał alarmowy. Czas opóźnienia alarmu reguluje się potencjometrem R_5 .

Ten układ alarmuje ciągłym sygnałem dźwiękowym, aż do czasu wyłączenia urządzenia przez właściciela samochodu.

Omówione w tym artykule urządzenia zabezpieczające nie są pomyslane jako opisy konstrukcyjne, zawie-

rające wszelkie wskazówki i wytyczne do samodzielnej budowy. Chodziło tu o przedstawienie przykładów rozwiązań układowych urządzeń alarmowych o różnym stopniu złożoności, spełniających mniej lub więcej zadań.

Czytelnicy interesujący się gotowym rozwiązaniem, znajdą w następnym numerze opis konstrukcyjny urządzenia alarmowego do samochodu, wykonanego i zbadanego, a także wypróbowanego podczas eksploatacji przez konstruktorów.

LITERATURA

1. Siemens. Halbleiterbeispiele. Integrierte Schaltungen 1971/1972.
2. „Funkschau” nr 22 i 23/1973.
3. „Radio Fernsehen Elektronik” nr 22/1973.

inż. Janusz Justat



Tranzystorowy próbnik obwodów elektrycznych

Chciałbym zaproponować tym radioamatorom, którzy nie dysponują odpowiednimi przyrządami pomiarowymi, wykonanie próbnika obwodów elektrycznych z łatwo dostępnych części. Zawiera on 3 tranzystory i zastępuje popularny do niedawna próbnik z neonówką zasilaną napięciem stałym 200 V.

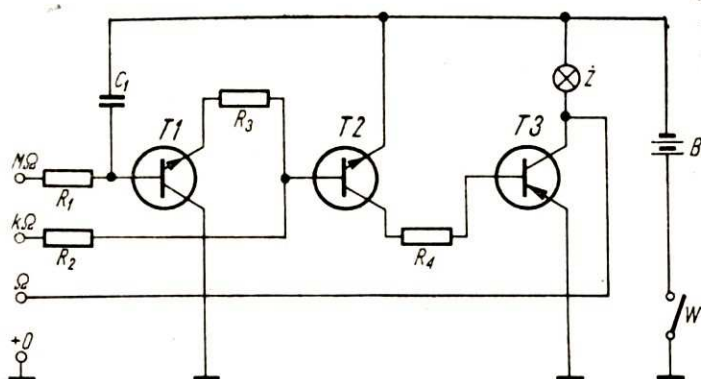
Czułością dorównuje próbnikowi neonowemu, przewyższa go jednak szeregiem cennych zalet, a mianowicie: jest mały i lekki, nie wymaga zasilania prądem z sieci, bezpieczny w użyciu ze względu na niskie napięcie zasilania z baterii, można nim badać kondensatory niskonapięciowe (z odbiorników tranzystorowych), czego nie można było dokonać próbnikiem neonowym, gdyż występujące tam napięcie 200 V przebijalo badany kondensator, ponadto zaświecenie się żarówki jest łatwiejsze do zauważenia, niż słabe jarzenie się neonówki. Próbnika takiego można użyć w wielu przypadkach zamiast czułego omomierza.

Odda on również nieocenione usługi przy wszelkich pracach elektrotechnicznych, jak i przy badaniu instalacji samochodowych.

Wskaźnikiem w próbniku jest żarówka od latarki kieszonkowej 2,5 V/0,2 A lub 3,5 V/0,2 A. Zasilany on jest z dwóch baterii R-14 połączonych szeregowo. Schemat ideowy próbnika przedstawiono na rysunku.

Próbnik ma 3 zakresy czułości: Ω , k Ω , M Ω . Przyłączając przewody próbnika do zacisków 0- Ω można badać obwody o oporze mniejszym od 20 Ω , np. badanie na „przejście” i przerwę kabli, przewodów, ścieżek drukowanych, bezpieczników o prądzie $\geq 0,5$ A, a także germanowych i krzemowych diod prostowniczych o prądzie przewodzenia $\geq 0,5$ A.

(dc. na str. 52)



krótkofalowiec polski



POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII
RADIOAMATORSKIEJ (IARU)

Skrytka pocztowa 320 00-950 Warszawa
Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 2 (202) LUTY 1977 R.

WIADOMOŚCI ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

● W dniu 1 grudnia 1976 r. wydane zostało Zarządzenie nr 53 Przewodniczącego Głównego Komitetu Kultury Fizycznej i Turystyki w sprawie nadania Polskemu Związkowi Krótkofalowców uprawnień organizacji wiodącej w zakresie amatorskiej radiolokacji sportowej. Zarządzeniem tym zaliczono amatorską radiolokację do sportów technicznych oraz określono dokładnie jej definicję.

Definicja ta brzmi: „Pod pojęciem amatorskiej radiolokacji sportowej rozumie się uczestnictwo w sportowych zawodach lokalnych, krajowych i międzynarodowych, polegających na odnajdywaniu ukrytych radiostacji amatorskich w czasie biegu terenowego przy użyciu odpowiedniego przenośnego sprzętu radiowego lub wyłącznie na podstawie radionamiaru. Zawody powinny przewidywać współzawodnictwo o zwycięstwo w poszczególnych konkurencjach, kategoriach i grupach wiekowych, ustalonych przez odpowiednie organizacje krajowe lub międzynarodowe”.

Nowy termin „amatorska radiolokacja” zamiast poprzednio używanego „radiopelengacja” dla popularnych „łowów na lisa” wprowadzony został w oparciu o zalecenia IARU poparte opinią biegłych w zakresie terminologii radiokomunikacyjnej i jest zgodny z oficjalną terminologią międzynarodową.

Polski Związek Krótkofalowców jako organizacja wiodąca uprawniony został do zajmowania się całokształtem spraw amatorskiej radiolokacji sportowej, a w tym m.in.: sprawami regulaminów, przepisów, norm i klas sportowych, szkoleniem oraz nadawaniem uprawnień organizatorom, instruktorom i sędziom ARL; reprezentowaniem kraju na terenie międzynarodowym.

Jednocześnie z tym zarządzeniem, mocą innego postanowienia GKKFIT, sprawy amatorskiej radiolokacji (dawna „radiopelengacja”) zostały wyłączone z zakresu działalności Ligi Obrony Kraju jako organizacji wiodącej.

MIĘDZYNARODOWE ZAWODY SPDX CONTEST 1976

Wyniki i komentarze

Zawody SPDX Contest 1976 odbyły się w dniach 3 i 4 kwietnia 1976 r. Zawody te odbywają się raz w roku, tradycyjnie w pierwszą sobotę i niedzielę kwietnia i trwają przez 33 godziny, od 15.00 GMT w sobotę do 24.00 GMT w niedzielę. Celem zawodów jest nawiązanie jak największej liczby połączeń radiowych pomiędzy amatorskimi stacjami polskimi i zagranicznymi.

W zawodach SPDX Contest 1976 sklasyfikowano na podstawie nadesłanych dzienników (tzw. logów) 451 stacji zagranicznych nadawczych i 53 stacje nasłuchowe; 57 stacji nadesłało logi tylko dla celów kontrolnych.

Ze strony polskich uczestników zawodów sklasyfikowano łącznie 367 stacji indywidualnych i klubowych oraz niestety tylko dwie stacje nasłuchowe. 53 stacje polskie nadesłały logi wyłącznie do kontroli. Jedna stacja polska — SP2KMH została zdyskwalifikowana za niewłaściwe podawanie numerów kontrolnych.

Liczba uczestników zarówno zagranicznych jak i polskich była mniejsza, niż w latach 1973—1975 r. (tablica). Spośród stacji zagranicznych reprezentowanych było 39 krajów liczących według listy SPDX Klubu, zaś spośród stacji polskich reprezentowanych było 45 województw, lecz tylko 42 województwa zostały uwzględnione w klasyfikacji, ponieważ uczestnicy z trzech województw przestali swę logi wyłącznie do kontroli.

Znaczną liczbą stacji polskich wzięła udział w zawodach, lecz nie nadesłała swych logów. Komisja sędziowska ustaliła 25 znaków stacji polskich, które były wykazane przez co najmniej trzy stacje za-

graniczne, a logi od tych stacji nie wpłynęły. A oto znaki tych stacji: SP1DNI/2, SP1EUS, SP1FMH, SP1PGM, SP2BLC, SP2FLE, SP2H2B, SP3BLV, SP4KSH, SP5CRX, SP5GFC, SP5IOU, SP5KTD, SQ5Z, SP5GDY, SP7EZZ, SP7KCE/7, SP8ESR, SP9GLJ, SP9FZF, SP9HNB, SP9HOH, SP9HQV, SP9HZV, SP9IJU.

Udział stacji amatorskich w SPDX Contest w latach 1973—1976 (wg SP9KZ)

Wyszczególnienie		R o k			
		1973	1974	1975	1976
Stacje sklasyfikowane	SP	377	398	402	367
	Zagraniczne	526	517	580	456
Logi kontrolne	SP	41	48	39	53
	Zagraniczne	24	49	63	57
Nasłuchowcy	SP	4	8	5	2
	Zagraniczne	61	48	68	53

Wyniki indywidualne zawodów SPDX Contest 1976 zostały staraniem komisji sędziowskiej wydrukowane w formie 16-stronicowej broszury formatu A5 w nakładzie 1000 egzemplarzy. Ponadto broszura zawiera dodatkowo regulamin zawodów SPDX Contest na rok 1977 oraz skrócone regulaminy dyplomów „POLSKA” i SPDX-Klubu dla stacji zagranicznych, których warunki uzyskania mogą być spełnione w czasie trwania zawodów. Broszurę rozesłano do wszystkich uczestników zawodów: do stacji polskich przez oddziały PZK, do stacji zagranicznych — w zależności od liczby uczestników — przez odpowiednie biura QSL, lub indywidualnie. Podawanie więc pełnych wyników zawodów na łamach miesięcznika RIK byłoby niecelowe. Poniżej podano w zestawieniach 10 najlepszych stacji w poszczególnych kategoriach klasyfikacyjnych, oddzielnie dla uczestników zagranicznych i polskich.

Liczby za znakiem wywoławczym w w/w zestawieniach oznaczają ilość zdobytych punktów; skróty SOMB — jeden operator na kilku pasmach; MOMB — wielu operatorów na kilku pasmach i stacje klubowe; SO — jeden operator na jednym (np. 3.5 MHz) pasmie; SWL — nasłuchowcy.

Najlepsze wyniki stacji zagranicznych

SOMB	MOMB	SO DX
UA3QO 60456	LZ1KDP 70470	UA9CBM 28320
UB5LAY 55599	UK5MAF 67070	UW9WL 27216
LZ2RF 51975	UK6LAZ 62775	UA9ACO 26838
UB5FBQ 43473	UK5QBE 57590	UA9JH 22815
UP2SA 43164	UK2BBB 50056	UA9JAA 20049
UR2RDI 39603	UK2BBE 48762	UJ8JAS 18870
UA3AFL 35400	HA7KLF 48360	UW9AT 15210
UA6LBQ 35088	UK6LEZ 48216	UL7PA 12960
UA4HAG 34274	UK9FER 45225	UA9CGL 11232
UB5WCJ 33540	LZ2KSU 42720	UL7LCQ 10200

SO 3,5 MHz

OK1DWA	37023
UB5WF	32928
LZ1WI	32595
UA2FAT	31878
UA3XAC	30870
UC2LAZ	30618
DM3NKF	29726
DM3YBF	27720
OK2YAX	27600
YU1NFP	25155

SO 7 MHz

UB5TAM	13794
YU1NZW	13221
UV3XH	13209
UA1QBE	11340
DM2AQI	10605
UB5QEO	9996
UA3RDH	8856
YU1OFT	8772
UP2BAR	8160
UP2ND	6435

SO 14 MHz

UA6LAM	19773
UL7PA	12960
EA7TL	11220
UA4IV	10800
UL7AFD	9858
UD6DHW	9801
UH8HAB	9408
OD5LX	8352
EA2LA	6930
4Z4TA	6216

Klasyfikacja województw

Kolejność rubryk: 1 — miejsce, 2 — województwo, 3 — skrót województwa, 4 — suma uzyskanych punktów, 5 — ilość licencji, 6 — liczba startujących, 7 — współczynnik aktywności, 8 — wynik.

1. Katowice	KA	322 920	346	66	0,190	61 597 442
2. Warszawa	WA	405 803	281	26	0,092	37 547 571
3. Zielona Góra	ZG	193 467	158	26	0,164	31 836 329
4. Nowy Sącz	NS	81 522	50	12	0,240	19 565 280
5. Gdańsk	GD	195 129	198	18	0,091	17 738 982
6. Gorzów Wlkp.	GO	112 130	78	12	0,159	17 250 763
7. Białą Podl.	BP	72 747	33	7	0,212	15 431 180
8. Kraków	KR	107 545	137	15	0,109	11 774 994
9. Wrocław	WR	143 190	197	16	0,081	11 629 634
10. Bielsko B.	BB	90 637	105	12	0,114	10 358 512
11. Olsztyn	OL	64 688	70	11	0,157	10 165 253
12. Krosno	KS	95 586	31	3	0,096	9 250 249
13. Toruń	TO	56 812	87	14	0,161	9 142 159
14. Tarnów	TA	33 635	42	7	0,166	5 605 831
15. Poznań	PO	71 441	131	10	0,076	5 529 842
16. Bydgoszcz	BY	91 169	132	7	0,053	4 834 719
17. Lublin	LU	41 659	136	9	0,066	2 756 842
18. Piotrków Tryb.	PT	64 851	48	2	0,041	2 702 120
19. Jelenia Góra	JG	25 409	42	4	0,095	2 419 902
20. Radom	RA	66 627	77	2	0,025	1 730 569
21. Opole	OP	58 922	213	6	0,028	1 659 773
22. Włocławek	WL	10 445	23	3	0,130	1 362 390
23. Skierniewice	SK	30 310	72	3	0,041	1 262 914
24. Szczecin	SZ	21 995	140	7	0,050	1 099 750
25. Elbląg	EL	45 262	123	3	0,023	1 028 678
26. Koszalin	KO	17 274	102	6	0,059	1 019 166
27. Piła	PI	10 899	42	3	0,071	778 499
28. Chełm	CH	8 565	35	3	0,085	734 142
29. Łódź	LD	22 942	199	6	0,030	691 717
30. Wałbrzych	WB	12 803	65	3	0,046	590 901
31. Tarnobrzeg	TG	32 442	57	1	0,017	568 805
32. Rzeszów	RZ	18 443	99	3	0,030	553 878
33. Białystok	BK	24 207	145	3	0,020	500 833
34. Zamość	ZA	16 813	35	1	0,028	480 709
35. Częstochowa	CZ	15 916	70	2	0,028	454 742
36. Legnica	LG	9 143	49	2	0,040	313 183
37. Kielce	KI	21 371	212	3	0,014	302 418
38. Płock	PL	7 176	24	1	0,041	298 999
39. Kalisz	KL	1 779	38	3	0,078	140 447
40. Siedlce	SE	2 227	30	1	0,033	73 791
41. Leszno	LE	1 575	41	1	0,024	38 145
42. Słupsk	SL	1 596	61	1	0,015	23 470

SO 21 MHz

UA9CN	1488
UA4WAE	312

SWL

UA4-148227	39237
LZ2-P73	33798
DM-5720/G	25461
UB5-077585	24804
DM-7816/O	22680
DM-6405/N	21528
DM-7176/M	18720
UP2-03872	17280
UC2-00652	17538
OK2-19749	17088

Najlepsze wyniki stacji polskich

SOMB

SP8ECV	87296
SP7CDH	61200
SP7CTY	60918
SP5EXA	54918
SP5ATO	38828
SP9CDA	36992
SP9CTW	32630
SP7AFS	32422
SP9DWT	32064
SP3GCT	30156

MOMB

SP5PWK	76446
SP2KAC	69720
SP9KCB	52288
SP9KRT	49536
SP3PBP	48374
SP3KEY	48326
SP3KCL	44850
SP2KFQ	44689
SP6PAZ	40870
SP5KMB	40194

SO 3,5 MHz

SP2FAX	16200
SP5GXL	13203
SP2BBD	11853
SP9BCH	10833
SP5HHV	8640
SP3FAH	7480
SP5ILP	7176
SP8HOK	6896
SP9BDQ	6448
SP9AKD	5911

SO 7 MHz

SP9ICA	16762
SP4HKB	13464
SP2BWO	9164
SP5BAK	9153
SP2JS	8618
SP9JA	6902
SP4INT	6858
SP2FGO	5916
SP6DXG	5880
SP8AIS	5412

SO 14 MHz

SP7EOY	5740
SP8GQU	5425
SP3IGB	5016
SP5GX	4238
SP4DCS	3894
SP5AGU	3728
SP6AEG	3648
SP3HC	3520
SP8ALC	3520
SP6BPY	3519

SO 21 MHz

SP9PT	840
SP5EWY	460
SP6BFB	387
SP8YA/9	351
SP6DNS	315
SP9DH	45

SO 28 MHz

SP9AI	12
-------	----

SWL

SP9-1573	13950
SP9-1960	3234

Najlichnijszj jak zwykle był udział stacji ze Związku Radzieckiego — 179 nadawców i 11 nasłuchowców. Na drugim miejscu stacje czechosłowackie — 99 nadawców i 7 nasłuchowców, na trzecim stacje z NRD — 47 nadawców i 26 nasłuchowców. Wśród DX-ów poza stacjami z azjatyckich republik ZSRR najlichnijszj reprezentowana była Japonia — 8 nadawców i 2 nasłuchowców. Rarytasem w zawodach był nadawca z Wysp Kanaryjskich EA8IR, który nawiązał 59 QSO ze stacjami polskimi. Nie zabrakło też naszego rodaka z Libanu, Tadeusza OD5LX wlewnego, corocznego uczestnika naszych zawodów, który nie bacząc na zawieruchę wojny domowej nawiązał w Bejrucie 87 QSO ze stacjami SP. Najciekawsze zaś jest to, że nie mogąc wysłać swego dziennika pocztą (ze względu na zablokowanie jej przez działania wojenne), przedyktował cały swój log drogą radiową Bronkowi SP9AI w późniejszym spotkaniu z nim w eterze. Komisja oczywiście uwzględniła tę niezwykle formę logu, widząc w niej wzór solidności krótkofalowca i poszanowania dla swoich partnerów w zawodach.

W związku z nowym podziałem administracyjnym kraju na 49 województw klasyfikacja zespołowa została przeprowadzona wg województw niezależnie od tego, czy w danym województwie istnieje samodzielnny oddział PZK. Wyniki punktowe w tej klasyfikacji obliczono według dotychczasowych zasad (suma punktów stacji z danego województwa, które przeprowadziły minimum 50 QSO, pomnożona przez współczynnik aktywności; współczynnik ten jest ilorazem liczby uczestników przez liczbę licencji pierwszej kategorii w województwie). Klasyfikację województw przedstawiono powyżej. Oceniając jakość logów stacji polskich komisja sędziowska pragnie podkreślić, że znaczna większość oddziałowych KF-managów PZK bardzo starannie sprawdziła logi otrzymane od stacji amatorskich swojego oddziału i przygotowała wymagane zestawienia wyników. Były jednak zestawienia niekompletne, wypełnione niestarannie, nieczytelnie i na kartkach znacznie odbiegających od wzoru typowego logu PZK, lub w ogóle brak danych do klasyfikacji zespołowej. Na szczególną uwagę zasługują udział w zawodach tylko dwóch polskich stacji nasłuchowych (z SP9)! W porównaniu z liczbą 53 stacji nasłuchowych zagranicznych, a w tym kilku DX-owców jak UA9, EA8, JA5 i JA3, jest to liczba żenująco mała. Tak słabe zainteresowanie nasłuchowców zawodami można sobie różnie tłumaczyć. Zdaniem autora główną przyczyną jest brak wymagań dotyczących praktyki nasłuchowej przed uzyskaniem licencji nadawcy i związana z tym ogólna deprecjacja roli nasłuchowca.

Mimo tych i innych usterek tegoroczny SPDX-Contest był imprezą udaną. Były to ostatnie zawody przeprowadzone według starego jeszcze, choć już zmodyfikowanego regulaminu — zawody wyłącznie telegraficzne. Ta mała modyfikacja była podyktowana koniecznością zastąpienia starych skrótów powiatów nowymi skrótami województw. Począwszy od roku 1977 zawody SPDX Contest będą organizowane w dwóch turach: część telegraficzna CW i część foniczna SSB — jako dwie niezależne imprezy w odstępie dwóch tygodni.

Stacje z województw: Sieradz — Si, Suwałki — SU, Przemysław — PR nadesłały logi tylko do kontroli. Z pozostałych województw, tzn.: Ciechanów — Ci, Kenin — KN, Łomża — LO logi nie nadeszły.

Należy dodać, że wszystkie dyplomy dla zwycięzców SPDX Contest'u 1976 w poszczególnych krajach i kategoriach zostały już rozdane do zainteresowanych. Mamy nadzieję, że terminowe rozliczenie zawodów przez obecną nową komisję sędziowską SPDX Contest'u stworzy dobry klimat do licznego udziału w naszej przyszłorocznej imprezie krótkofalowców z wielu krajów całego świata.

SP9ZD
Przewodniczący Komisji Sędziowskiej

WAŻNE DNI KRÓTKOFALARSTWA BYDGOSKIEGO

Sobota 4 grudnia i niedziela 5 grudnia 1976 r. przyniosły ważne wydarzenia krótkofalowcom z Bydgoszczy i województwa bydgoskiego. Pierwszym wydarzeniem było uroczyste otwarcie w dniu 4 grudnia ub.r. nowego pomieszczenia Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK przy ul. 1 Maja 27, uzyskanego dzięki przychylności władz miasta i przebudowanego gruntownie przy pomocy finansowej ZG PZK. Po 15 latach starań, przy ogromnej pracy (szczególnie wiceprezesa ZOW Jana Drzewieckiego SP2-7391 i sekretarza, a zarazem klerownika biura ZOW Bolesława Krzymińskiego SP2ESH) ZOW PZK doczekał się wreszcie siedziby, której mogą mu pozazdrościć inne oddziały. Nowy lokal zawiera dwa pomieszczenia biurowe (w tym jedno przeznaczone na biuro QSL i bibliotekę techniczną), przestronną świetlicę-salę wykładową, również przestronne laboratorium z trzema stanowiskami pracy, pomieszczenie dla radiostacji, podręczny magazyn, węzeł sanitarny i hall. Wszystkie pomieszczenia są już zagospodarowane, a w hallu wystawiono w kilku gablotach medale, proporzki i fotografie upamiętniające najważniejsze wydarzenia z życia PZK.

Otwarcia lokalu dokonali z-ca dowódcy Pomorskiego Okręgu Wojskowego — gen. bryg. Józef Kolasa oraz wiceprezydent m. Bydgoszczy — mgr Stefan Bielawski. W uroczystości udział wzięli liczni goście, a wśród nich sekretarz ZG PZK Anatol Jegliński SP5CM, dyrektor Zakładów POLON w Bydgoszczy — dr inż. Stanisław Trawiński, honorowy członek Zarządu Oddziału, Okręgowy Inspektor PIR i inni.

Na terenie działania Oddziału (woj. bydgoskie i wrocławskie) znajduje się 36 klubów i ponad 170 radiostacji indywidualnych, a człon-

kowie odnoszą co roku wiele sukcesów, m.in. w SPDX Contencie, w zawodach „Dni Zielonej Góry”, w zawodach radiostacji klubowych i w zawodach amatorskiej radiolokacji.

Sukcesy te w połączeniu z aktywnością społeczną i dobrą pracą Zarządu Oddziału powodują, że w ocenie ZG PZK bydgoski Oddział znajduje się w ścisłej czołówce oddziałów PZK w kraju.

Gen. J. Kolasa zabierając głos podczas uroczystości stwierdził, że działalność krótkofalarska jest pożyteczna jako narzędzie wychowania politechnicznego młodzieży, a równocześnie może spełniać poważną rolę w systemie obronnym, podczas klęsk żywiołowych itp. Organizacja ta skupia ludzi naprawdę zaangażowanych, którzy umiłowali swoje hobby. Młodzież powinna korzystać z dobrych wzorców, aby rozwijać swoje zainteresowania łączności, zdobywać kwalifikacje i umiejętności techniczne. Wiceprezydent m. Bydgoszczy mgr St. Bielawski dołączył się do życzeń dalszej owocnej pracy i zapewnił, że ZOW PZK w Bydgoszczy może liczyć na pomoc władz miasta.

Drugim wydarzeniem krótkofalarskim było uroczyste spotkanie seniorów, którzy działali w latach międzywojennych w Bydgoskim Klubie Krótkofalowców. Spotkanie to odbyło się 4 grudnia ub.r. w kawiarni „Magnolia”. Uczestniczyło w nim 22 seniorów, w tym kilku mieszkających obecnie na terenie innych oddziałów, jak np. Florian Nowakowski SP1LH, Cyryl Zalewski SP1BC, Józef Jezierski SP2SJ, Zenon Blekiewicz SP2CX i Anatol Jegliński SP5CM. Spotkanie zaporzątkował występ zespołu seniorów Spółdzielni Mieszkaniowej „Zjednoczenie” z osiedla Bartodzieje. Następnie uczono chwilą milczenia pamięć niezających członków Bydgoskiego Klubu Krótkofalowców. Rozpoczęły się wspomnienia. Licznie zgromadzeni przedstawiciele młodszych pokoleń krótkofalowców z zainteresowaniem słuchali opowieści o trudnych początkach krótkofalarstwa bydgoskiego, o wojennych i powojennych losach założycieli i członków dawnego BKK. Szczególnie dużo ciekawych rzeczy mieli do powiedzenia Franciszek Prentki SP2BA, Józef Jezierski SP2SJ i były prezes, współzałożyciel BKK, a w czasie wojny radiotelegrafista partyzancki, działający w Borach Tucholskich Anatol Jegliński SP5CM.

Zaproponowano utworzenie zespołu seniorów przy ZOW PZK w Bydgoszczy zrzeszającego długoletnich krótkofalowców dla podtrzymania tradycji i więzów koleżeństwa, a także w celu społecznej działalności doradczej dla Zarządu Oddziału. Zebrani przyjęli jednogłośnie przedstawiony regulamin, podjęli decyzję o utworzeniu zespołu seniorów i wybrali trzyosobowy zarząd w składzie: prezes – Franciszek Prentki SP2BA, wiceprezes – Franciszek Grabowski SP2BG i sekretarz – Jan Drzewiecki SP2-7391. Członkowie – założyciele zespołu seniorów otrzymali ozdobne akty nadania godności członka zespołu. Po zakończeniu spotkania seniorzy zwiedzili nowy lokal ZOW.

Trzecim wydarzeniem był sprawozdawczo-wyborczy zjazd ZOW, który odbył się 5 grudnia ub.r. w udekorowanej akcentami krótkofalarskimi kawiarni „Magnolia”. Był to V jubileuszowy zjazd oddziału. W prezydium zasiadli zaproszeni goście. Sprawozdanie z pracy ZOW w minionej kadencji (lata 1972–1976) złożył prezes SP2ATF. Omówił obecny stan organizacyjny oddziału, osiągnięcia i perspektywy dalszego rozwoju. Godny podkreślenia jest fakt, że poza liczbą 173 nadawców indywidualnych, w oddziale znajduje się 209 nasłuchowców i ponad 100 osób, zajmujących się amatorską radiolokacją. Z osiągnięć sportowych można wymienić czołowe miejsca zajmowane przez oddział w SPDX Contencie (1973 r. – VI miejsce, 1974 r. – IV miejsce i 1975 r. – II miejsce) i w zawodach „Dni Zielonej Góry” (1973 r. – II miejsce, 1974 r. – I miejsce i 1975 r. – I miejsce), a także czołowe lokaty na kolejnych mistrzostwach Polski w amatorskiej radiolokacji. Niewątpliwie największym osiągnięciem ostatniego roku jest wybudowanie własnej siedziby. O zakresie prac i skali trudności przy budowie lokalu ZOW może świadczyć fakt, że aby uzyskać lokal o normalnej wysokości musiano podnieść dach budynku o około 80 cm. Za pomoc w pokonywaniu licznych trudności prezes podziękował dyrekcji zakładów POLON w Bydgoszczy, Zarządowi Głównemu PZK, dowództwu Pomorskiego Okręgu Wojskowego i wielu innym instytucjom i osobom.

Sprawozdanie komisji rewizyjnej Oddziału złożył SP2BA. Omówił finansową i materiałową stronę działalności Oddziału, stwierdzając między innymi, że o gospodarności zarządu może świadczyć osiągnięcie w czasie minionej kadencji ponad 460 tys. zł zysku z działalności magazynowej i usług laboratoryjnych. Na wniosek komisji rewizyjnej udzielono absolutorium ustępującemu zarządowi.

Odbyła się następnie miła uroczystość dekoracji kol. Bolesława Krzemińskiego SP2ESH brązowym Medalem Za Zasługi dla Obronności Kraju i brązową odznaką Zasłużonego Pracownika Łączności. Za społeczny wkład pracy i pomoc w rozwoju ruchu krótkofalarskiego na terenie województwa bydgoskiego wręczono kilku przedstawicielom instytucji i szkół kryształowe puchary, a wyróżniającym w pracy społecznej członkom oddziału wręczono ponad 30 pamiątkowych proporczyków i kilkanaście talonów na podzespoły z magazynu ZOW.

Jednogłośnie decyzją zebranych nadano godność Honorowego Prezesa Oddziału Dowódcy Pomorskiego Okręgu Wojskowego generałowi dywizji Wojciechowi Barańskiemu.

Do prezydium zjazdu nadeszły telegramy z życzeniami owocnych obrad od prezesa ZG PZK gen. bryg. inż. Leona Kołatkowskiego SP5PZ i wiceprezesa ZG PZK mgr inż. Zbigniewa Cieleckiego SP5PA. Dowództwo Pomorskiego Okręgu Wojskowego nadesłało telegram następującej treści: „Dowództwo Pomorskiego Okręgu Wojskowego wysoko ceniąc działalność wojewódzkiej organizacji PZK dla umocnienia obronności kraju, życzy uczestnikom zjazdu pomyślnych obrad. Życzymy Wam dalszej owocnej pracy w rozwoju tego wspaniałego ruchu, który obok satysfakcji osobistej jej członków, tak wiele wnosi w dzieło zainteresowań techniczno-obronnych i wychowawczych społeczeństwa. Życzymy wszystkim krótkofalowcom dalszych sukcesów sportowych oraz pomyślnej współpracy w dziedzinie obronności.” Telegram podpisali: z-ca Dowódcy Okręgu Wojskowego d/s Politycznych płk mgr Henryk Kondas, Dowódca Pomorskiego Okręgu Wojskowego gen. dyw. Wojciech Barański.

Następnie przeprowadzono wybory nowych władz oddziału. Podczas obliczania głosów zjazd podjął uchwałę wytyczającą główne kierunki działalności dla nowego Zarządu Oddziału.

Nowo wybrany zarząd ukonstytuował się następująco: prezes – Bogusław Piasecki SP2ATF, wiceprezes d/s organizacyjnych – Jan Drzewiecki SP2-7391, wiceprezes d/s technicznych – Zbigniew Chmielowiec SP2AMB, wiceprezes d/s sportowych – Ryszard Czerwiński SP2IW, sekretarz – Bolesław Krzymin SP2ESH, skarbnik – Franciszek Pasicz, KF-manager – Kazimierz Drzewiecki SP2FAX, UKF-manager – Jerzy Doryda SP2DDV, QSL-manager – Czesław Müller SP2DOK, award-manager – Zenon Dembek SP2DE, ARL-manager – Jan Kral SP2FZG, SWL-manager – Wojciech Żurański SP2IUM. Ponadto wybrano przewodniczących komisji: propagandowo-szkoleniowej – Irenę Jaworską SP0017/BY, technicznej – Edwarda Mańkowskiego SP2JL i sprzętowej – Edmunda Burdzińskiego SP2FKV. Przewodniczącym komisji rewizyjnej oddziału został Franciszek Prentki SP2BA.

SP5QU

DYPLOM „POLSKA”

Dyplom jest wydawany przez ZG PZK – członka IARU za uzyskanie potwierdzonych łączności z województwami Polski po 1.06.1975 r.

Wymagania

1. Uzyskanie potwierdzonych łączności (SWL) od stacji pracujących z różnych województw Polski:
Klasa I – 49 województw
Klasa II – 35 województw
Klasa III – 20 województw
2. Pasma oddzielnie KF lub UKF. Rodzaj emisji dowolny.
3. Koszt dyplomu wynosi 25 zł lub 7 IRC każda klasa. Za spełnienie warunków dyplomu w czasie SPDX Contest lub w zawodach mistrzowskich klasy krajowej dyplom jest wydawany bezpłatnie, a zgłoszenie należy dołączyć do dziennika zawodów. Opłaty należy wnieść na konto ZG PZK w PKO lub dołączyć znaczki pocztowe.
4. Zgłoszenia potwierdzone przez ZOW PZK lub dwu licencjonowanych nadawców należy nadsyłać na adres: Zarząd Główny PZK, Awards Manager, skr. poczt. 320, 00-950 Warszawa.

Ogłoszenie treści regulaminu dyplomu „POLSKA” w RBI SP5PZK, a obecnie w prasie amatorskiej, zachęci na pewno wielu Om's do złożenia wniosków o wydanie tego interesującego dyplomu.

Długi cykl wydawniczy spowoduje jednak pewną zwłokę w rozesłaniu dyplomów. Na życzenie wnioskodawcy, na dyplomie może być zamieszczona uwaga o osiągnięciu dyplomu na konkretnym pasmie lub jednym rodzajem emisji. Dużą też szansę stanowią krajowe zawody klasy krajowej (mistrzowskie) umożliwiające zdobycie dyplomu bezpłatnie oraz bez konieczności dołączania kart QSL.

Życzę szybkiego spełnienia warunków i uzyskania dyplomu.

KF Manager ZG PZK
Juliusz Schmidt-SP3AUZ

UWAGA!

Data zawodów CQ MIR została ustalona ostatecznie na 7/8.V.br., a nie jak podano wstępnie w nrze 1/77 – 21/22.V.

Można również na tym zakresie badać działanie wyłączników i przełączników oraz wykrywać pełne zwarcia. Przejście prądu lub zwarcie sygnalizuje świecenie się żarówki.

Drugi zakres (0-kΩ) jest czulszy. Umożliwia badanie obwodów i elementów o oporze 0÷100 kΩ. Maksymalny prąd płynący przez badany obwód będzie wynosił około 20 μA. Ten zakres ma największe zastosowanie i można wykonywać:

- badanie włókna lamp elektronowych, wszystkich typów żarówek, świetlówek, bezpieczników;
- wykrywanie zwarcie międzyelektrodowych w lampach elektro- nowych;
- badanie na „przejście” uzwojeń wszystkich typów cewek, dławików, transformatorów, przekazy- ników, silników, cewek, głośni- ków itd.;
- wykrywanie przebicia uzwojeń do obudowy wyżej wymienio- nych urządzeń;
- badanie na „przejście” spiral wszystkich typów grzejników elektrycznych;
- badanie obwodu żarzenia lamp w telewizorach i radioodbiorni- kach;
- badanie kondensatorów elektroli- tycznych i zwykłych;
- badanie na zwarcie kondensato- rów obrotowych;
- badanie oporników o oporze 0÷100 kΩ;
- badanie i ustalanie kierunku przewodzenia diod krzemowych.

Zakres trzeci (0-MΩ) jest najczulszy. Można na nim badać kondensatory na upływność i przebicie. Począwszy od pojemności 10 000 pF, żarówka w pierwszej chwili się zaświeci i zgaśnie jeśli badany kondensator jest dobry. Przy upływności rzędu 30 MΩ żarówka będzie się stale świecić.

Poza tym można badać wszystkie oporniki o oporze mniejszym lub równym 25 MΩ, a także wykryć upływność między spiralą grzejną a obudową lutownicy i wszystkich in- nych elektrycznych urządzeń grzej- nych.

Montaż próbnika można wykonać dowolnie. Całość umieściłem w nie- wielkim pudełku polistyrenowym. Jako zaciski posłużyły mi gniazda radiowe. Wyłącznik może być do- wolnego typu. Kondensator C_1 za- pobiega ewentualnemu stałemu, sła-

bemu świeceniu się żarówki w przy- padku używania próbnika w pobli- żu przewodów sieciowych prądu zmiennego.

Jako T_1 i T_2 użyłem tranzystorów typu BC148C, a jako T_3 — ADP670. Wszystkie działają sprawnie.

WYKAZ ELEMENTÓW

Tranzystory (do wyboru)

T_1 i T_2 — BC108B, BC108C, BC109B, BC109C, BC148B, BC148C, BCP237B, BCP238B, BCP627B, BCP628B, BCP628C, BC413B, BC413C, BC415B, BC415C,

T_3 — AC180K, AC180L, AD365, AD366, ADP665, ADP666, ADP670, ADP671, ADP672, BC313, BD255, TG60, TG70, TG71, TG72

Kondensator

C_1 — 10 000 pF

Oporniki

R_1 — 500 kΩ

R_2 — 100 kΩ

R_3 — 1 kΩ

R_4 — 300 Ω

Inne

Z — żarówka od latarki kieszonko- wej 2,5 V/0,2 A lub 3,5 V/0,2 A

W — wyłącznik dowolnego typu

B — bateria 3 V (2 × R-14) — 2 szt.

Michał Grabowski



Wyniki ogólnopolskich zawodów SP-K 1975/1976

W zawodach tych sklasyfikowano 265 ra- diostacji klubowych w części KF/CW (228 LOK, 27 PZK i 10 ZHP), 212 w czę- ści KF/Fonia (184 LOK, 15 PZK, i 13 ZHP), 30 stacji nasłuchowych, 134 stacje w części UKF (126 LOK, 5 PZK i 3 ZHP), 67 w łącznej części, tj. CW + Fonia + UKF (64 LOK, 2 PZK i 1 ZHP).

A oto wyniki.

RADIOSTACJE KLUBOWE W CZĘŚCI KF/CW

- 1—2. SP5KQC Klub Łączności LOK przy Hotelach MZK w Warsza- wie — 14 720 pkt
- 1—2. SP5KHU Klub Łączności LOK w Siedlcach — 14 720 pkt
3. SP4KKV Klub Łączności LOK przy WUT w Białymstoku — 13 440 pkt
4. SP7KQL Klub Łączności LOK w Łodzi — 12 584 pkt
5. SP4KCF Klub Łączności LOK w Mragowie — 11 800 pkt
6. SP9KAD Klub Łączności LOK przy Akademii Górniczo-Hutni- czej w Krakowie — 11 040 pkt

RADIOSTACJE KLUBOWE W CZĘŚCI KF/FONIA

1. SP4KKI Klub Łączności LOK w Białymstoku — 11 768 pkt
2. SP9KDA Klub Łączności LOK przy Domu Kultury w Oleś- nie — 10 576 pkt
3. SP3KFH Klub Łączności LOK przy Domu Kultury w Szprota- wie — 9676 pkt
4. SP7KED Klub Łączności LOK w Wieluniu — 8628 pkt
5. SP7KDJ Klub Łączności LOK w Ostrowcu Św. — 8600 pkt
6. SP5KQG Klub Łączności LOK w Wyszowie — 7514 pkt

RADIOSTACJE NASŁUCHOWE

1. SP9-2932/K Klub Łączności LOK w Świętochłowicach — 6640 pkt
2. SP7-9002/K Klub Łączności LOK w Ostrowcu Św. — 5490 pkt
3. SP2-0027/P Klub Krótkofalowców PZK w Maiborku — 4336 pkt
4. SP9-1256/K Klub Łączności LOK w Lublińcu — 3444 pkt

5. SP1-8778/Z Klub Łączności ZHP w Słupsku — 3144 pkt
6. SP2-7186/K Klub Łączności LOK w Toruniu — 2508 pkt

RADIOSTACJE KLUBOWE W PASMIE UKF

1. SP7KCE Klub Łączności LOK w Piotrkowie Tryb. — 61 332 pkt
2. SP1KNN Klub Łączności LOK przy Domu Kultury w Połczynie Zdroju — 45 436 pkt
3. SP6KBE Klub Łączności LOK we Wrocławiu — 36 332 pkt
4. SP7KAK Klub Łączności LOK w Kielcach — 26 906 pkt
5. SP7KAW Klub Łączności LOK w Pabianicach — 26 167 pkt
6. SP9KAX Klub Łączności LOK przy Hucie „Pokój” w Rudzie Śl. — 25 665 pkt

KLASYFIKACJA ŁĄCZNA RADIOSTACJI KLUBOWYCH (CW + FONIA + UKF)

1. SP7KCE Klub Łączności LOK w Piotrkowie Tryb.
2. SP2KFQ Klub Łączności LOK w Chojnicach
3. SP1KIZ Klub Łączności LOK przy ZSZ w Postomino
4. SP7KDJ Klub Łączności LOK w Ostrowie Św.
5. SP2KFW Klub Łączności LOK przy PBRol. w Chojnicach
6. SP1KNN Klub Łączności LOK przy DK w Połczynie Zdroju

KLASYFIKACJA ZARZĄDÓW WOJEWÓDZKICH LOK

Grupa I

1. ZW Stoł. Warszawa — 301 036 pkt
2. ZW LOK Bydgoszcz — 225 911 pkt
3. ZW LOK Katowice — 131 114 pkt

Grupa II

1. ZW LOK Słupsk — 135 963 pkt
2. ZW LOK Piotrków Tryb. — 126 389 pkt
3. ZW LOK Toruń — 105 527 pkt

Grupa III

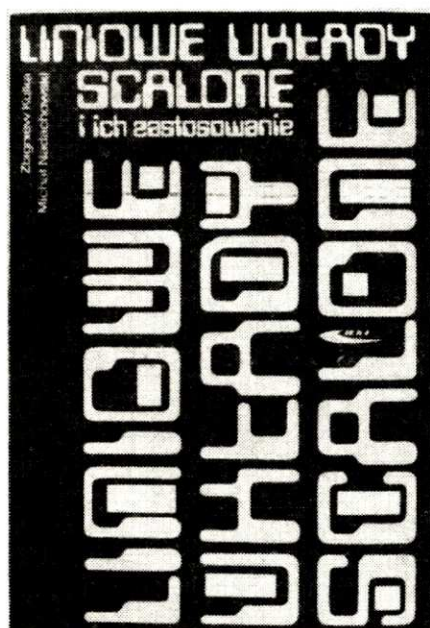
1. ZW LOK Ostrołęka — 7227 pkt
2. ZW LOK Legnica — 6704 pkt
3. ZW LOK Nowy Sącz — 6594 pkt

Zdobywcem trzech pierwszych miejsc w poszczególnych konkurencjach przyznano puchary, wszystkim radiostacjom uczestniczącym w zawodach — pamiątkowe proporzki, a radiooperatorom, których radiostacje zajęły miejsca od 1 do 6 — nagrody.

SP5KM

nowe książki

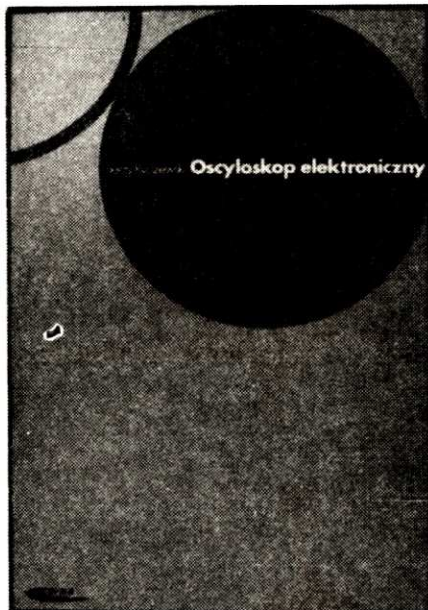
WYDAWNICTWO KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI



Zbigniew Kulka, Michał Nadachowski
LINIOWE UKŁADY SCALONE I ICH ZASTOSOWANIE

Wyd. 3 popr. i uzupeł., format B5, str. 500, rys. 442, tabl. 25, cena 100 zł.

Książka stanowi obszerny i wyczerpujący poradnik-katalog z dziedziny liniowych układów scalonych i ich zastosowań. Uwzględnia przede wszystkim charakter pracy projektowo-inżynierskiej. Zawiera niezbędne informacje o właściwościach podstawowych liniowych układów scalonych: wzmacniaczy operacyjnych, komparatorów, stabilizatorów napięcia oraz ilustruje na konkretnych przykładach sposób ich wykorzystania. Wprowadza również w zagadnienia układów specjalnych: przełączników analogowych, układów do transmisji danych itp. Zamieszcza tablice najczęściej stosowanych typów, odpowiedników i parametrów liniowych układów scalonych.



Odbiorcy: pracownicy nauki i techniczni uczelni i instytutów, inżynierowie i technicy zatrudnieni w przemyśle oraz studenci wydziałów elektronicznych.

Jerzy Rydzewski

OSCYSKOP ELEKTRONICZNY

Wyd. 2 zmien., format B5, str. 688, rys. 544, tabl. 23, cena 150 zł.

Omówienie oscyloskopów elektronicznych, ich budowy, działania i zastosowania praktycznego ze szczególnym uwzględnieniem metod pomiarów i interpretacji wyników.

Odbiorcy: technicy i inżynierowie elektroniczni, fizycy oraz pracownicy innych specjalności, którym potrzebna jest znajomość budowy oscyloskopu i oscyloskopowych metod pomiarowych.



Janusz Wojciechowski

NOWOCZESNE ZABAWKI. ELEKTRONIKA W DOMU, PRACY, SZKOLE

Wyd. 6, str. 532, format B5, rys. 465, tabl. 17, cena 70 zł.

Jest to poradnik elektronika eksperymentatora. Zapoznaje on praktycznie z najciekawszymi zagadnieniami współczesnej elektroniki na przykładzie opisów konkretnych urządzeń możliwych do zbudowania w warunkach amatorskich i szkolnych. Szczególną uwagę zwrócono na urządzenia automatyczne i cybernetyczne.

Odbiorcy: radioamatorzy, nauczyciele i młodzież zrzeszona w klubach i domach kultury, zajmujący się budową nieskomplikowanych urządzeń elektronicznych.

SKLEP SPECJALISTYCZNY

STOLECZNEGO PRZEDSIĘBIORSTWA HANDLU WEWNĘTRZNEGO

ul. Belska 10, 02-638 Warszawa

poleca radioamatorom i zainteresowanym instytucjom
duży wybór podzespołów elektronicznych:

● UKŁADY SCALONE

● TRANZYSTORY

● TYRYSTORY

● DIODY

● KONDENSATORY

● REZYSTORY

● LAMPY

Sklep prowadzi sprzedaż pozarynkową oraz wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

UPRZEJMIIE ZAPRASZAMY!

UŻYWANE JUŻ PRZEZ 12 000 FACHOWCÓW I AMATORÓW

FONO-TEST

radiowy generator m.cz. i w.cz.

umożliwia uzyskanie sygnału m.cz. i w.cz.
w paśmie 800 Hz do 6 MHz.

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

Cena: 250 zł.

FONO-TEST-L. A do 30 MHz

Cena: 300 zł.



VIDEO-TEST

telewizyjny generator pasów pionowych.

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

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

Cena: 290 zł.

Zalecane w serwisie RTV przez ZBR-ZURT, opisane w nrze 8/1970 Radioamatora". Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze. W I kwarta-
le 1977 r. realizujemy zamówienia z 1976 r. po starych cenach podanych w ogłoszeniu. Zamówienia nadesłane po 10 grudnia
1976 r. będą realizowane pocztą w II kwartale po cenach wyższych około 10%.

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