

^{13/2}Radioamator 2 | 78



i krótkofalowiec

OGŁOSZENIA

Sprzedam odbiornik, nadajnik SSB, lampy nadawcze, oscyloskopowe i noktowizyjne mierniki, wykrywacz metali. Danuta Kulwas, ul. Mikołaja 55A/1, 81-062 Gdynia.

Kupię oscyloskop fabryczny. Mirosław Iszaro, ul. Wł. Jagiełły 7AII/11, 14-100 Ostróda.

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne - 100 zł, wysyła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.



radioamator i krótkofalowiec polski

ROK 29 • LUTY 1978 ROK

GENERATORY

televizyjny do 250MHz
VIDEO-TEST
cena 340 zł.

radiowe
m. cz. i w. cz.
FONO-TEST do 6MHz
cena 290 zł
FONO-TEST-LUX do 30MHz
cena 350 zł

Przydatne do lokalizacji uszkodzeń F + V lub F lux + V dają obraz pseudokrąty.
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja. Przy zakupie kompletu rabat 20 zł. Dostawa pocztą w 7 dni płatne przy odbiorze + porto.

ELTEST skr. poczt. 71 81-605 GDYNIA

UWAGA! Nowy adres aktualny od 1.01.1978 r.

- Z kraju i zagranicy* 25 Satelitarny system radionawigacyjny „Transit”
25 Urządzenia DOLBY do redukcji szumów
25 Przyszłość płyt wizyjnych
26 Radiotelefony do osobistego użytku
- Elektroakustyka* 27 Dynamiczne zniekształcenia intermodulacyjne wzmacniaczy tranzystorowych
- Miernictwo elektroniczne* 28 Generator sygnałowy dla pasma UKF - BOGUSŁAW KALINOWSKI
- Radiokomunikacja amatorska* 29 Anteny na pasmo 70 cm - ZDZISŁAW BIEŃKOWSKI - SP6LB
- Przeгляд schematów* 35 Odbiorniki telewizyjne NEPTUN 424 i 624 - WŁADYSŁAW PARCZOWSKI, KRYSZYNA MIERZEWICZ
- Podzespoły elektroniczne* 38 Układy współpracy elementów TTL z zestykami - JAN PIEŃKOS, WITOLD PIETRZYŃSKI
- Z praktyki radioamatorskiej* 42 Bezpiecznik elektroniczny do zasilaczy - FRANCISZEK OLEKSIUK
- 43 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI
- Różne* 45 Międzynarodowy Układ Jednostek Miar (SI)
48 Nowości konstrukcyjne sprzętu radiowo-telewizyjnego i technologicznego
- IV okł PRZEGLĄD WYDAWNICTW

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI polecają

SP5MS

Krzysztof Słomczyński

krótkofalowca

Wyd. 1 (dłódruk), format A5, str. 264, cena 30 zł.

Do nabycia w księgarniach DOM KSIĄŻKI



WYDAWCA:
WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI

Okładkę projektował Tadeusz Pietrzyk

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

Redaguje Komitet Redakcyjny w składzie: red. nac. - prof. dr inż. Andrzej Sowiński, z-ca red. nac. - inż. Janusz Justat, sekretarz redakcji - Eugenia Grudzińska, redaktorzy działów - inż. Zenon Budynek, mgr inż. Miocysław Flisak, mgr inż. Czesław Klimczewski, inż. Janusz Roder, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witon. Przedstawiciel ZG LOK - pik dypl. Witold Konwiński-SP5KM.

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 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy 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 dzielnicowych urzędach pocztowych lub u doręczycieli.

Prenumeratę zagranicę ze zleceniem wysyłki zagranicę 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 100% dla zlecających instytucji, organizacji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów - 12 zł za słowo; ramkowe 1 cm² - 87 zł na III str. okładki i 116 zł na IV str. okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261.

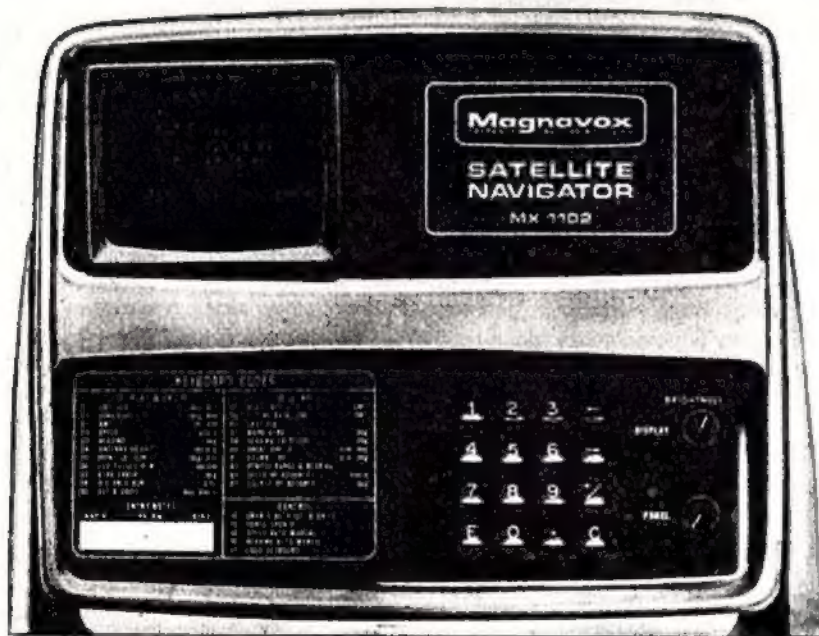
Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

OGŁOSZENIA

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego” w Warszawie. Zam. 139/CD. Nakład 80 000 egz. 5-17. Ark. druk. 3. Skład technika Linotron 505 TC. Cena zł 8. - Numer zamknięto 2.II.1978 r.

SATELITARNY SYSTEM RADIONAWIGACYJNY „TRANSIT”

Szerokie wprowadzenie satelitów dla łączności radiowej znalazło zastosowanie również w dziedzinie radionawigacji morskiej. W dotychczas rozpowszechnionych systemach, jak DECCA, LORAN czy OMEGA, osiągnięta dokładność zlokalizowania statku nie przekracza 2 mil morskich (około 3600 m), natomiast rozwijający się system satelitarny „Transit” umożliwia uzyskanie dokładnego położenia statku w granicach do 200 m, przy czym sama czynność dokonywania namiaru jest automatyzowana za pomocą komputera. Urządzenie tego typu (MX1102) było demonstrowane na ostatnich MTP przez f-mę MAGNAVOX (rys. 1). Cztery takie urządzenia zostały dostarczone dla Polski; jedno z nich zainstalowano na statku rybackim „Sagitta” należącym do DALMORU.



Rys. 1

System „Transit” wprowadzony początkowo przez marynarkę USA dla obsługi fłoty podwodnych, został udostępniony w latach siedemdziesiątych również dla floty handlowej. W systemie tym na orbitach polarnych (południkowych), przechodzących przez bieguna, krąży 6 satelitów na wysokości około 1075 km, przy czym czas obiegu dookoła Ziemi wynosi około 107 minut. W chwili, gdy satelita przechodzi przez horyzont, urządzenie odbiorcze na statku określa położenie geograficzne. Urządzenie składa się z odbior-

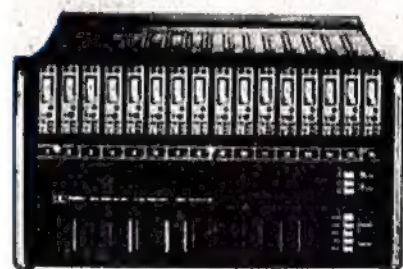


nika pracującego w pasmie 400 MHz, komputera oraz monitora ekranowego. Na podstawie sygnałów nadawanych przez satelitę komputer wyświetla na ekranie dane szerokości i długości geograficznej statku, czas lokalny, czas wg GMT, oraz na żądanie przelicza odległość statku od portu docelowego.

Urządzenie pracuje całkowicie automatycznie, podając niezależnie od pory dnia i warunków atmosferycznych 16-18 razy na dobę dokładne położenie statku. Dodatkowo urządzenie ma układ samokontrolujący się i za pomocą komputera wykrywa każdy błąd lub uszkodzenie podzespołów elektronicznych.

URZĄDZENIA DOLBY DO REDUKCJI SZUMÓW

Urządzenia DOLBY „wchodzą” już powszechnie do techniki zapisu magnetycznego i optycznego, w radiofonii, filmie dźwiękowym oraz produkcji płyt gramofonowych. Na rysunku 2 przedstawiono



Rys. 2

zestaw DOLBY współpracujący z 16-śladowym magnetofonem typu M16H. Za pomocą tego urządzenia uzyskuje się redukcję szumów o 10 dB w pasmie 30-5000 Hz, wzrastającą do 15 dB przy częstotliwości 15 kHz.

PRZYSZŁOŚĆ PŁYT WIZYJNYCH

Jak wykazała dyskusja na konferencji „Video Disc 77” (Londyn – listopad 1977), płyty wizyjne staną się niedługo poważnym konkurentem dla magnetowidów kasetowych. W stosunku do magnetowidu, którego koszt wynosi około 1500 dol. USA, odtwarzacz płytowy będzie o połowę tańszy, zaś w stosunku do kasety z taśmą dla dwugodzinnego odtwarzania w cenie około 50 dolarów – płyta wizyjna może być tylko nieco droższa od płyt gramofonowych. Dotychczas istnieją trzy systemy płyt wizyjnych; ich podstawowe parametry podano w tablicy.

Najstarszym historycznie jest system TELDEC, demonstrowany po raz pierwszy w 1970 r. Odtwarzanie obrazów czarno-białych trwało 4 minuty. Obecnie można już odtwarzać obraz kolorowy (z dźwiękiem) w czasie około 10 minut.

Wydaje się jednak, że system ten nie ma przyszłości; dla przykładu – z wyprodukowanych 15 000 urządzeń odtwarzających sprzedano zaledwie około 3000, mimo że w handlu istnieje już około 200 różnych programów na tych płytach. Przyczyną jest tu chyba zbyt krótki czas odtwarzania.

Parametry płyty	System (firma)		
	TELDEC	RCA	PHILIPS
Szybkość (obr/min) Zapis informacji	1800 deformacja rowka	450 szczeliny poprzeczne	1800 wgnębienia wzdłużne
Średnica płyty (cm)	20-25,4	30,5	20-30,5
Czas odtwarzania (min)	10	60 (dwustronnie)	30
Liczba rowków (na min)	138	218	492
Średni okres „życia” płyty	100 odtwarzań	100 odtwarzań	nieskończony
System odczytu	mechaniczny „igła” diamentowa	mechaniczno- pojemnościowy „igła” szafirowa	promień laserowy

Płyta jest wykonana z cienkiej folii i wyjmowana automatycznie z koperty bez dotykania, aby nie uszkodzić delikatnych rowków.

W systemie RCA – mechaniczno-pojemnościowym, płyta jest wykonana z pięciu warstw, przy czym informacja jest zapisana w warstwie winylowej. Głowica odczytująca z igłą szafirową jest prowadzona w rowku płyty, zaś odczyt informacji odbywa się drogą pojemnościową.

Dzięki stosunkowo małej liczbie obrotów (450 obr/min) drobne niewyważenie płyty lub ekscentryczność nie odgrywają tu tak ważnej roli, jak w pozostałych systemach.

Najbardziej „wyfilozofowanym” systemem – jest system z laserowym odczytem informacji opracowany przez firmę PHILIPS.

Płyta jest wykonana na podłożu aluminiowym (odbijającym promień lasera) i zawiera warstwę ochronną oraz warstwę z zawartością informacji. Informacja dźwięku, wizji i chrominancji jest zawarta we wgnębieniach o wymiarach około 10 mikronów szerokości i kilka mikronów długości, od których odbija się promień lasera. Głowica odczytująca jest prowadzona wzdłuż spirali, a ponieważ nie dotyka ona płyty – jej trwałość jest teoretycznie nieograniczona. System ten umożliwia odtwarzanie obrazu w tempie zwolnionym, wyszukiwanie dowolnego fragmentu obrazu na płycie, a także odtwarzanie każdego obrazu oddzielnie. Jednakże fachowcy z RCA krytykują ten system, jako wymagający dużej precyzji i łatwo psujący się.

Niezależnie od tego laboratoria PHILIPSA opracowują system magnetyczny odczytu płyty, umożliwiając również dokonywanie własnych zapisów; będzie to oczywiście w pełni konkurencyjny system dla magnetowidów kasetowych.

Firma RCA przewiduje wprowadzenie na rynek swoich urządzeń i płyt już w 1978 r. w USA i Anglii.

RADIOTELEFONY DO OSOBISTEGO UŻYTKU

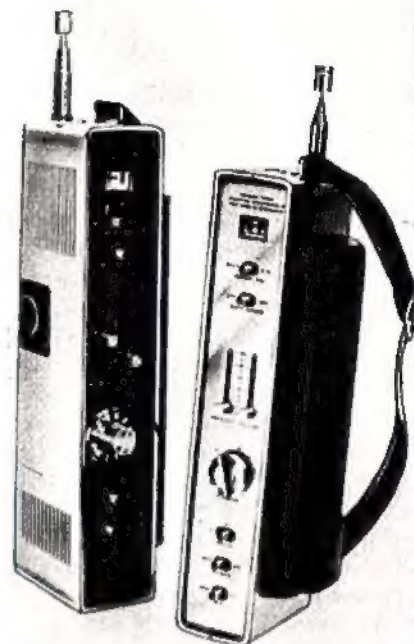
Dużą popularnością w Stanach Zjednoczonych Ameryki cieszą się radiotelefony pracujące w tak zwanym Citizens Band (CB) – dosłownie w pasmie obywatelskim 26,965 – 27,405 MHz.

Są to radiotelefony dostępne dla wszystkich i najczęściej montowane w samochodach osobowych. W pasmie tym mieści się 40 kanałów, przy czym moc wyjściowa nadajnika jest ograniczona do 4 W (przepisami FCC).

Wymieniony sprzęt zawiera szereg dodatkowych udogodnień układowych, jak np.: ogranicznik szumów, S-meter, wybór kanałów stabilizowanych kwarcem (syntezery), odczyt numeru kanału wyświetlany za pomocą diod LED.

Często wzmacniacz modulacyjny jest wykorzystywany w połączeniu z głośnikami zamontowanymi na dachu samochodu do rozgłaszania (public address).

Niektóre modele mają również możliwość pracy emisją SSB. Przykładem takich radiotelefonów jest model „Fanfare 185DF,” firmy FANON-COURIER (rys. 3).



Rys. 4

Stopień końcowy pracuje w klasie D, tolerancja częstotliwości w granicach 0,003%, zniekształcenia 10% dla 100% modulacji.

Odbiornik ma czułość 0,25 μ V, selektywność w granicach 2,5 kHz przy osłabieniu o 6 dB, tłumienie kanałów sąsiednich 60 dB, ogranicznik szumów działający już od poziomu 1 μ V. Moc wyjściowa wzmacniacza m.cz. - 5 W, masa 2,5 kg.

Podobne parametry techniczne mają przenośne radiotelefony typu „walkie-talkie” (rys. 4), a więc: moc wyjściowa w.cz. 4 W, praca na wybieralnych 6 lub 23 kanałach (zależnie od typu), czułość odbiornika 0,25 μ V, S-meter, masa 1400 g.



Rys. 3

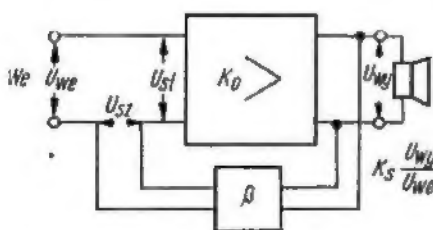
DYNAMICZNE ZNIEKSZTAŁCENIA INTERMODULACYJNE WZMACNIACZY TRANZYSTOROWYCH

Gdy opanowana została produkcja nowoczesnych tranzystorowych wzmacniaczy Hi-Fi i stały się one elektroakustycznym sprzętem powszechnego użytku, zauważono interesujące zjawisko - niektóre wzmacniacze o bardzo dobrych parametrach dawały wyniki gorsze od dobrych wzmacniaczy lampowych. Brzmienie muzyki było „twarde” o odcieniu „metalicznym” lub „szorstkim”. Kilka firm produkujących sprzęt elektroakustyczny próbowało nawet wykorzystać to zjawisko dla swoich interesów, propagując wzmacniacze Hi-Fi z końcowym stopniem lampowym, pracującym w klasie A lub płytkiej klasie AB. Zjawisko było tym bardziej interesujące, że porównanie subiektywne, w zasadzie identycznych co do parametrów wzmacniaczy Hi-Fi różnych firm, dawało zauważalne różnice w jakości brzmienia muzyki.

Z dokonanych obserwacji wynikał wniosek, że mierzone obiektywnie parametry wzmacniaczy (pasmo przepustowe, współczynnik zawartości harmonicznych i współczynnik zniekształceń intermodulacyjnych) nie dają obrazu o jakimś procesie zachodzącym we wzmacniaczach, a wywierającym dość znaczny wpływ na jakość brzmienia audycji, a więc powodującym zniekształcenie przebiegu pierwotnego.

Już w 1972 r. Matti Otala z Finlandii opublikował artykuł, w którym wysunął koncepcję, że przyczyną opisanych wyżej zjawisk we wzmacniaczach tranzystorowych mogą być dynamiczne zniekształcenia intermodulacyjne TIM*. Zrozumienie mechanizmu ich powstawania wymaga przypomnienia sobie niektórych cech wzmacniaczy tranzystorowych; chodzi tu o tranzystorowe wzmacniacze mocy Hi-Fi.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat strukturalny wzmacniacza z uwidocznioną pętlą



Rys. 1. Struktura wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

*Transient Intermodulation Distortion - oznaczane TIM lub TID

ujemnego sprzężenia zwrotnego. Część napięcia wyjściowego wzmacniacza zostaje doprowadzona do wejścia w taki sposób, że następuje odejmowanie się napięcia sprzężenia zwrotnego od napięcia wejściowego (napięcia są przesunięte w fazie o 180°). Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza jest określone wzorem:

$$K_1 = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$$

w którym:

K_1 - współczynnik wzmocnienia wzmacniacza z zamkniętą pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego,

K_0 - współczynnik wzmocnienia wzmacniacza bez ujemnego sprzężenia zwrotnego,

β - współczynnik ujemnego sprzężenia zwrotnego, określający jaką część napięcia wyjściowego jest doprowadzana do wejścia wzmacniacza.

Tranzystorowe wzmacniacze Hi-Fi charakteryzuje bardzo głębokie ujemne sprzężenie zwrotne wynoszące 40-60 dB, a niekiedy jeszcze więcej, co umożliwiło obniżenie współczynnika zawartości harmonicznych do bardzo małych wartości, dając i inne ogólnie znane korzyści.

Przyjmijmy do naszych rozważań jakieś realne wartości, np. następujące:

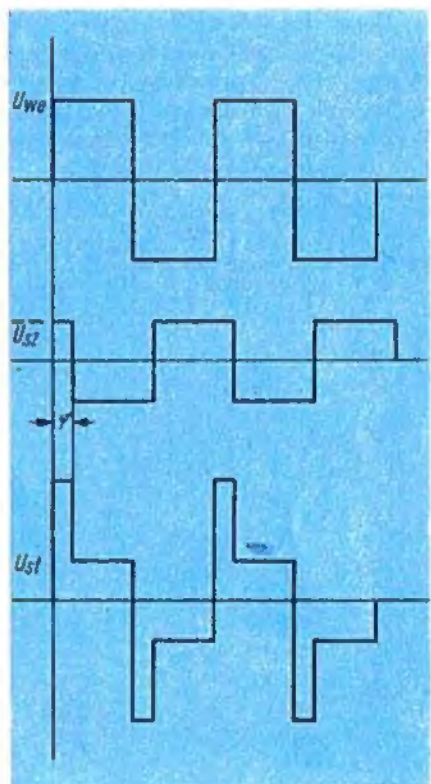
- napięcie wyjściowe $U_{wy} = 20$ V
- napięcie wejściowe $U_{we} = 1$ V
- głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego - 40 dB.

Wobec tego inne parametry przedstawiają się następująco: $K_1 = 20$, $K_0 = 2000$, $\beta = 0,0495$, napięcie sprzężenia zwrotnego $U_{stz} = 0,99$ V, napięcie sterujące $U_{st} = 0,01$ V. O wzmocnieniu wzmacniacza (K_1) decyduje głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przerwanie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego przy obecności sygnału na wejściu wzmacniacza spowoduje natychmiast silne jego przesterowanie. Przy sygnale o wartości znamionowej, w danym przypadku $U_{we} = 1$ V, przesterowanie będzie 100-krotne. Przebiegi zmienne zostaną odcięte, ulegając silnemu zniekształceniu. W przypadku wzmacniacza o głębszym sprzężeniu zwrotnym, np. 60 dB, przesterowanie byłoby 1000-krotne.

Czy taki przypadek może wystąpić w normalnych warunkach pracy wzmacniacza? Okazało się, że tak. Właśnie bardzo głębokie ujemne sprzężenie zwrotne może w pewnych warunkach

stać się przyczyną powstawania dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych (TIM).

Przyczyna powstawania zniekształceń TIM jest przedstawiona w dużym uproszczeniu na rys. 2. Przypuśćmy, że wzmacniacz jest sterowany przebiegiem prostokątnym (U_{we}), a napięcie sprzężenia zwrotnego opóźnia się o jakiś niewielki kąt φ . Kształt napięcia sterującego



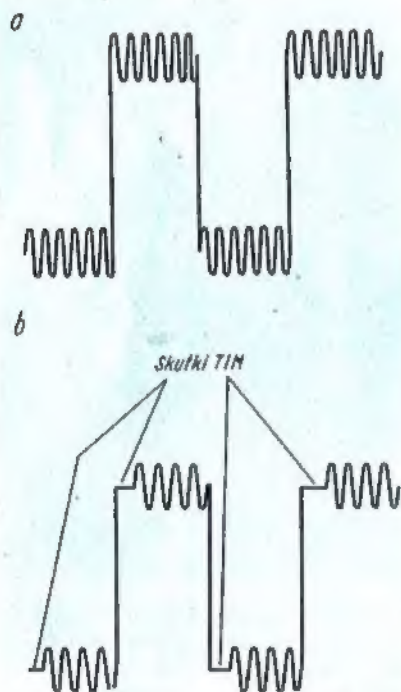
Rys. 2. Powstawanie zniekształceń TIM wskutek zmiany kształtu przebiegu sterującego (U_{st}), wywołanego opóźnieniem napięcia ujemnego sprzężenia zwrotnego (U_{stz}) o kąt φ

U_{st} , będącego różnicą U_{we} i U_{stz} , będzie miał przebieg jak na rysunku - znacznie zniekształcony krótkim impulsem na początku każdej połówki przebiegu prostokątnego.

Na rysunku 2 przedstawiono przebiegi przy sprzężeniu zwrotnym o głębokości 6 dB i małym wysterowaniu. Jest oczywiste, że w przypadku wzmacniaczy o sprzężeniu zwrotnym 40 do 60 dB wspomniane impulsy przybrałyby kształt szpilek z reguły obcinanych pałapem możliwości fizycznych wzmacniacza (ograniczona moc wyjściowa).

Ponieważ sygnały odpowiadające muzyce mają przebiegi przypominające serie impulsów i przebiegi okresowe o bardzo złożonym kształcie, opóźnienie w pojawianiu się napięcia ujemnego sprzężenia zwrotnego może powodować pojawienie się zniekształceń TIM zmieniających brzmienie muzyki. Warto dodać, że za pomocą okresowego sygnału sinusoidalnego skłonności wzmacniacza do powodowania zniekształceń TIM wykryć nie można. Przy obserwacji – za pomocą oscyloskopu – wzmacnionego okresowego przebiegu prostokątnego – wykrycie zniekształceń TIM nie jest łatwe z wielu przyczyn. Dopiero zastosowanie przebiegu prostokątnego z nałożonym nań sygnałem sinusoidalnym umożliwia wykrycie tych zniekształceń.

Na rysunku 3 przedstawiono przebieg prostokątny 500 Hz oraz przebieg sinusoidalny 6000 Hz o mniejszej amplitudzie (20 do 25%), zdeformowany zniekształceniami TIM. Wskutek występującego w pewnych momentach przesterowania wzmacniacza, fragmenty przebiegu sinusoidalnego znikają, zostają „wycięte”. Wykrycie zniekształceń TIM jest możliwe również za pomocą analizatorów widma sygnałów pojawiających się na wyjściu, przy sterowaniu wzmacniacza sygnałem złożonym, jak na rys. 3a.



Rys. 3. Badanie zniekształceń TIM za pomocą złożonego sygnału

a – sygnał złożony z przebiegu prostokątnego 500 Hz i przebiegu sinusoidalnego 6000 Hz; b – sygnał ze zniekształceniami TIM

Zasady pomiaru zniekształceń TIM nie zostały jeszcze znormalizowane.

Jakimi zasadami należy się kierować konstruując wzmacniacze, aby nie występowały zniekształcenia TIM?

Ogólnie biorąc, należy powrócić do zasad przestrzeganych dawniej przy konstruowaniu

wzmacniaczy lampowych Hi-Fi, a przede wszystkim nie starać się wyrównać wad wzmacniacza tylko przez stosowanie bardzo głębokiego ujemnego sprzężenia zwrotnego.

A oto ważniejsze zalecenia.

1. Wzmacniacz powinien przenosić szerokie pasmo częstotliwości (co najmniej do 20 kHz) i nie wnosić nadmiernych zniekształceń, bez stosowania ujemnego sprzężenia zwrotnego.
2. Wzmacniacz powinien pracować w „płytkiej” klasie AB, to jest głównie w klasie A, a tylko przy bardzo silnych sygnałach – w klasie AB.
3. Głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego (pętla główna) powinna wynosić 20-30 dB, a pasmo przepustowe wzmacniacza z ujem-

nym sprzężeniem zwrotnym – co najmniej 200 kHz. Na wejściu wzmacniacza (poza członami ujętymi pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego) należy umieścić filtr środkowoprzepustowy, ograniczający zarówno bardzo małe częstotliwości, jak i większe od 20 kHz.

4. Nie należy stosować nadmiernego uwypuklenia wysokich tonów we wzmacniaczu wstępnym (maks. 12-15 dB).
5. Zniekształcenia fazowe wzmacniacza powinny być znikomo małe.
6. Równolegle do zespołów głośnikowych należy przyłączać na wyjściu układ RC wyrównujący parametry obciążenia wzmacniacza przy większych częstotliwościach.

A.W.

Opracowano na podstawie mies. „Radio-Electronics”, lipiec 1977 r. oraz innych źródeł.

BOGUSŁAW KALINOWSKI

GENERATOR SYGNAŁOWY DLA PASMA UKF

Układ generatora sygnałowego zaprojektowano i wykonano z myślą o zastosowaniu go do strojenia głowicy UKF. Ma on dwa wyjścia, z których jedno jest przeznaczone do kontroli częstotliwości (można dołączać do niego dowolny częstotlicznik o rezystancji wyjściowej 50 Ω), natomiast z drugiego jest pobierane napięcie do strojenia głowicy.

Dane techniczne

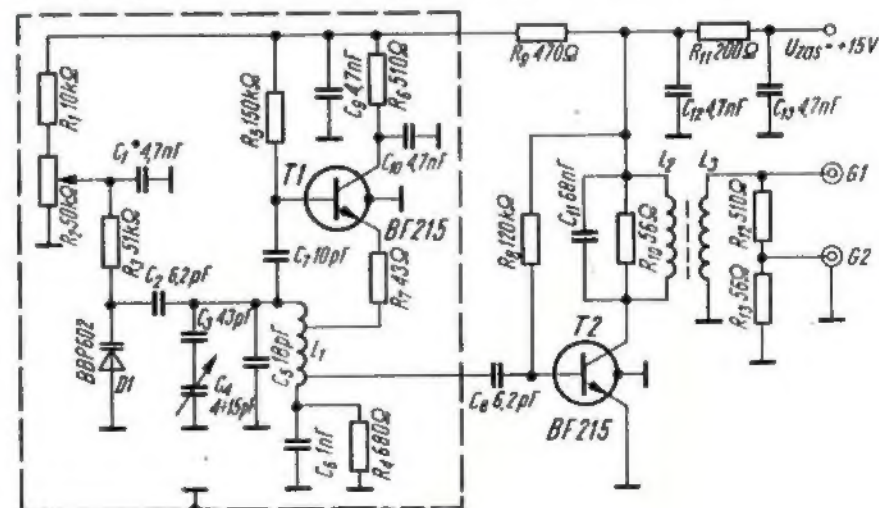
Zakres częstotliwości generatora:	od 64 do 75 MHz
Pasmo przestrajania precyzerem warikapowym:	900 kHz
Napięcie na wyjściu 1 (pomiarowym):	około 100 mV
Napięcie na wyjściu 2:	około 10 mV
Rezystancja wyjściowa (każdego z wyjść):	50 Ω

Opis układu

Schemat ideowy generatora jest przedstawiony na rysunku 1.

Generator z tranzystorem T1 pracuje w typowym układzie o sprzężeniu autotransformatorem (z dzieloną indukcyjnością Hartley'a) z elementami linearyzująco-lazującymi w bazie i emiterze. Amplituda napięcia w obwodzie rezonansowym wynosi około 10 V dla napięcia zasilającego 15 V. Właściwą częstotliwość sygnału ustawia się kondensatorem obrotowym.

Jeżeli zależy nam na bardzo dokładnie ustalonej częstotliwości, korzystamy z precyzeru warikapowego (diody pojemnościowa DI). Dla $f_s = 70$ MHz zakres przestrajania generatora warikapem wynosi ± 450 kHz.



Schemat ideowy generatora sygnałowego

Z części obwodu rezonansowego generatora sygnał jest podawany przez kondensator C_6 do bazy tranzystora wzmacniającego T2.

Tranzystor ten pracuje w układzie wzmacniacza rezonansowego o silnie stłumionym obwodzie rezonansowym.

Przez odpowiedni dobór wartości pojemności kondensatorów C_8 , C_{11} oraz przekładni transformatora L_2 , L_3 można uzyskać jednakową (z dokładnością 0,5 dB) amplitudę napięcia w całym zakresie częstotliwości generatora (gniazdo G1).

Wskazówki konstrukcyjno-użytkowe

1. Ze względu na duży poziom sygnału generator musi być starannie odekranowany od pozostałej części układu.

2. Cewkę L_1 wykonano z drutu srebrzonego \varnothing 0,8 – 7 zwojów o średnicy około 7 mm i długości około 10 mm (bez korpusu). Rezystor R_7 jest dolutowany w odległości 1 zwoju od początku cewki; kondensator C_8 w odległości 1/4 zwoju od końca cewki.

3. Transformator w.cz. wykonano na korpusie polistyrenowym \varnothing 6 mm. L_2 – 7 zwojów, drut srebrzony \varnothing 0,8 mm; L_3 – 6 zwojów, drut emaliowany \varnothing 0,4 mm, umieszczonych między zwojami cewki L_2 . Rdzeń z materiału U31 lub U11.

4. Strojenie heterodyny głowicy UKF (przy założeniu, że tor pośredniej częstotliwości jest zestrojony prawidłowo i częstotliwość ta wynosi f_p) najlepiej przeprowadzać następująco. Sygnał z generatora przykładamy do elektrody sygnałowej mieszacza. Ustalamy $f_s = 65,0$ MHz i pokręcając rdzeniem cewki heterodyny głowicy uzyskujemy na wyjściu wzmacniacza pośr. cz. sygnał o częstotliwości f_p (pomiar częstotłomierzem). Następnie ustalamy $f_s = 73,5$ MHz i za pomocą trymera heterodyny uzyskujemy f_p na wyjściu toru pośr.cz. Czynności te należy powtórzyć kilkakrotnie, aż do właściwego zestrojenia.

5. Strojenie wzmacniacza w.cz. głowicy przeprowadza się na maksimum sygnału w torze pośredniej częstotliwości po przyłożeniu sygnału z generatora do wejścia głowicy przez odpowiedni tłumik symetryzujący (jeśli istnieje taka konieczność).

6. W opisanym układzie zastosowano nietypowy kondensator obrotowy firmy DUCATI. Wskazane byłyby licencyjne kondensatory obrotowe typ 93.7.3.51.01, stosowane w głowicy UKF odbiornika „Amator-stereo”.

Wykaz elementów

Tranzystory

T1, T2 – BF215

Diody

D1 – BBP602

Kondensatory

$C_1, C_9, C_{10}, C_{12}, C_{13}$ – 4,7 nF (KFP)

C_2 – 6,2 pF (KCP)

C_3 – 43 pF (KCP) dobraćany

C_4 – około 4 do 15 pF (KCP)

C_5 – 18 pF (KCP) dobraćany

C_6 – 1 nF (KFP)

C_7 – 10 pF (KCP)

C_8 – 6,2 pF (KCP) dobraćany

C_{11} – 68 pF (KCP) dobraćany

Rezystory (MLT lub RMB 0,25 W 5%)

R_1 – 10 k Ω

R_2 – 50 k Ω potencjometr liniowy

R_3 – 51 k Ω

R_4 – 680 Ω

R_5 – 150 k Ω

R_6, R_{12} – 510 Ω

R_7 – 43 Ω

R_8 – 120 k Ω

R_9 – 470 Ω

R_{10}, R_{13} – 56 Ω

R_{11} – 200 Ω

Inne

G1, G2 – gniazda BNC-50

MGR INŻ. ZDZISŁAW BIEŃKOWSKI – SP6LB

ANTENY NA PASMO 70 cm

Podczas XVII Zjazdu PK UKF (Lubniewice, maj 1977 r.) przeprowadzona była szeroka dyskusja na temat anten UKF. Wykazała ona konieczność opracowania opisu takich anten, aby zaawansowany radioamator otrzymał niezbędne minimum informacji teoretycznych oraz przykłady sprawdzonych konstrukcji anten dla pasma 432 MHz.

Spełniając postulaty Zjazdu podaję w niniejszym artykule najnowsze poglądy na zasadę działania anteny „Długa Yagi” (L-Yagi), praktyczne wskazówki obliczania jej wymiarów oraz opisy trzech wypróbowanych, poprawnie działających w zakresie decymetrowym – systemów antenowych.

Część artykułu opracowano na podstawie najnowszych publikacji z literatury radioamatorskiej (1), (2) i (3).

Zasada działania anteny L-Yagi

Z pewnym uproszczeniem antenę L-Yagi można podzielić na pięć zasadniczych członów (rys. 1):

– wibrator W – element czynny, wytwarzający pole elektromagnetyczne o rozkładzie (charakterystyce) w kształcie ósemki (rys. 2a)

– reflektor R – element bierny odbijający znaczną część energii połowki ósemki w kierunku wibratora (rys. 2b)

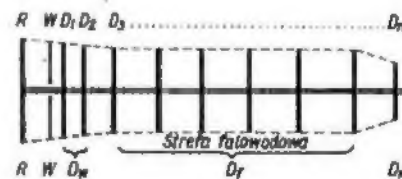
– direktory D_n – elementy formowania wstępnego, koncentrującego strumień pola wibratora i odbitego od reflektora w wiązkę naświetlającą dalsze direktory. Efektem ubocznym wstępnej koncentracji strumienia jest wytworzenie listka bocznego (rys. 2c)

– direktory D_f – elementy formowania głównego. Tworzą one swoisty falowód, w którym następuje dalsza koncentracja pola w wiązkę główną; jednocześnie pojawiają się dalsze listki boczne (rys. 2d)

– direktor D_k – wyjściowy stanowiący element, którego zadaniem jest dopasowanie impedancji falowej części falowodowej do impedancji swobodnej przestrzeni (377 Ω). Przy braku dopasowania część energii ulega na końcu falowodu odbiciu i przemieszcza się w kierunku wstecznym.

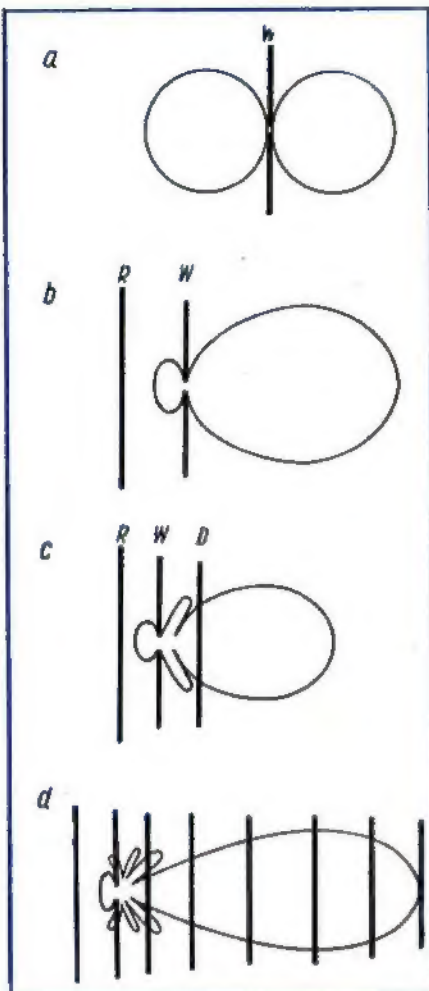
Dla częstotliwości projektowej anteny wibrator, będący w rezonansie przedstawia sobą reaktancję $X_w = 0$; reflektor jest dłuższy od wibratora i ma reaktancję indukcyjną $X_R = 30$ do 50 Ω , zaś direktor, który jest krótszy od wibratora, przedstawia sobą reaktancję pojemnościową $X_D = -50$ do -100Ω .

W każdym elemencie biernym (reflektor, direktor) znajdująca się w pobliżu wibratora indukują się prądy. Ich amplituda i faza zależą od długości i odległości tych elementów od wibratora. Prądy te emitują własne pole elektromagnetyczne nakładające się na pole wytworzone przez wibrator. Charakterystyka tego pola jest także w przybliżeniu ósemkowa.



Rys. 1. Podział anteny L-Yagi na elementy

Dzięki różnicy faz pola te dodają się zwiększając strumień energii promieniowanej w kierunku głównym, natomiast w pozostałych kierunkach nakładają się w fazie przesuniętej więcej niż 90°, powodując osłabienie strumienia energii w tych kierunkach. W odległej antenie odbiorczej indukuje się napięcie pro-



Rys. 2. Kształt charakterystyki promieniowania anteny w zależności od liczby elementów proporcjonalne do zastępczego prądu anteny I_2 , który można przedstawić jako wypadkową prądów płynących w poszczególnych elementach anteny nadawczej (rys. 3).

Wartość prądu I_2 można osiągnąć przy zastosowaniu większej lub mniejszej liczby dipoli w antenie nadawczej pod warunkiem wzbudzenia w nich prądów o odpowiedniej amplitudzie i fazie. Na rysunku widać, że największy wpływ na prąd wypadkowy I_2 mają prądy indukowane przez direktory, leżące w pobliżu wibratora. Dalej położone direktory mają już wpływ niewielki. Tym tłumaczy się niedawno poznana cecha anteny „L-Yagi” przejawiająca się brakiem przyrostu zysku przy jej wydłużeniu ponad 4λ .

Z rys. 3c widzimy, że źle położony lub nieprawidłowo wymiarowany direktor, w wyniku nieodpowiedniej fazy zmniejsza zysk anteny. W praktyce amatorskiej zjawisko to występuje dość często, wskutek niesprawdzania anteny po jej wykonaniu. Najprostszą metodą uniknięcia takiego błędu jest stosowanie anten o budowie homogenicznej.

Homogeniczna antena „L-Yagi” ma direktory w części D_1 i D_k jednakowej długości, rozstawione w równych odległościach (około $0,3\lambda$). W literaturze spotyka się wiele takich anten, z tym, że projektanci czasami wprowadzają pewne zróżnicowanie odległości bądź długości direktorów.

Anteny homogeniczne mają następujące właściwości:

■ Każdej długości anteny odpowiada optymalna wartość prędkości fazowej V , która to określa opóźnienie czoła fali w części falowodowej w stosunku do fali w otaczającej wolnej przestrzeni. Optymalne opóźnienie wzrasta z długością anteny i przy długościach do 4λ osiąga ono około 105° czyli $0,3\lambda$; dalej pozostaje stałe.

■ Prędkość fazowa V direktorów zależy od ich długości, średnicy elementów oraz wzajemnej ich odległości. Dysponując trzema zmiennymi można stworzyć niezliczoną liczbę kombinacji, dających optymalną prędkość fazową V . Oczywiście istnieją naturalne ograniczenia, w ramach których poszczególne wymiary mogą ulegać zmianie.

■ Zysk maksymalny anteny, przy doborze optymalnej prędkości fazowej, zależy jedynie od jej długości, lecz nie przekracza 14 dB w stosunku do dipola $\lambda/2$. Zysk taki uzyskuje się w antenach o długości rzędu 6λ . Dawniej sądzono, że odpowiednio długa antena „L-Yagi” może mieć zysk rzędu 20 dB i więcej. Nowsze badania wykazały występowanie naturalnego ograniczenia zysku tych anten.

W antenach niehomogenicznych, charakteryzujących się zbieżnością D_w , D_1 i D_k (zbieżność jest osiągnięta przez odpowiednie zmniejszenie długości oraz niejednorodne usytuowanie elementów), można zmieniać charakterystykę wypadkową układu, osiągając wydłużenie wiązki promieniowania głównego, co jest jednoznaczne z dalszym powiększeniem zysku anteny. Oczywiście istnieje w tym przypadku jeszcze większa różnorodność konstrukcji anten dających podobny zysk, a jednocześnie większa możliwość popełnienia błędów, w wyniku którego otrzyma się antenę o złych parametrach. Z tych powodów nie można podać jednoznacznego wzoru dla „najlepszej” anteny.

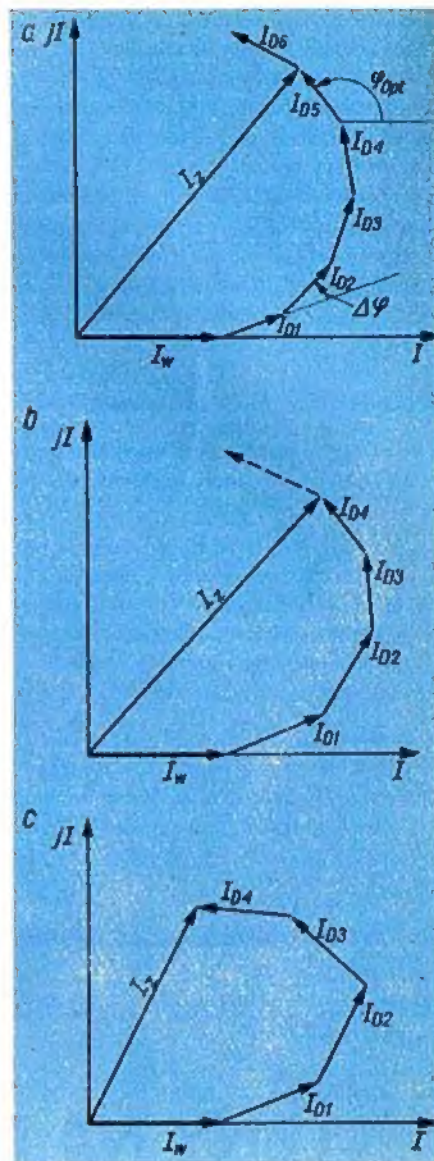
Na podstawie doświadczeń przeprowadzonych na niehomogenicznych antenach „L-Yagi” ustalono następujące wnioski:

– Zbieżność direktorów formowania (D_w) powinna być większa w pobliżu wibratora, zaś mniejsza w części falowodowej.

– Prądy indukowane w direktorach, zależnie od ich długości i odległości od wibratora, powinny zmniejszać się w miarę odległości w określony sposób. Obie właściwości uzyskuje się przez stopniowe zmniejszanie długości i zwiększanie rozstawienia direktorów.

– Odpowiednie ukształtowanie zbieżności powoduje, że pola poszczególnych dipoli – nakładając się wzajemnie rozszerzają nieco wiązkę promieniowania głównego przy jednoczesnym zmniejszeniu wiązek bocznych.

Podane wyżej działania umożliwiają zwiększenie zysku anteny o około 1 dB w stosunku do anteny homogenicznej tej samej długości. Uzyskiwane przez poszczególnych eksperymentatorów wyniki uwidoczniło na rys. 4.

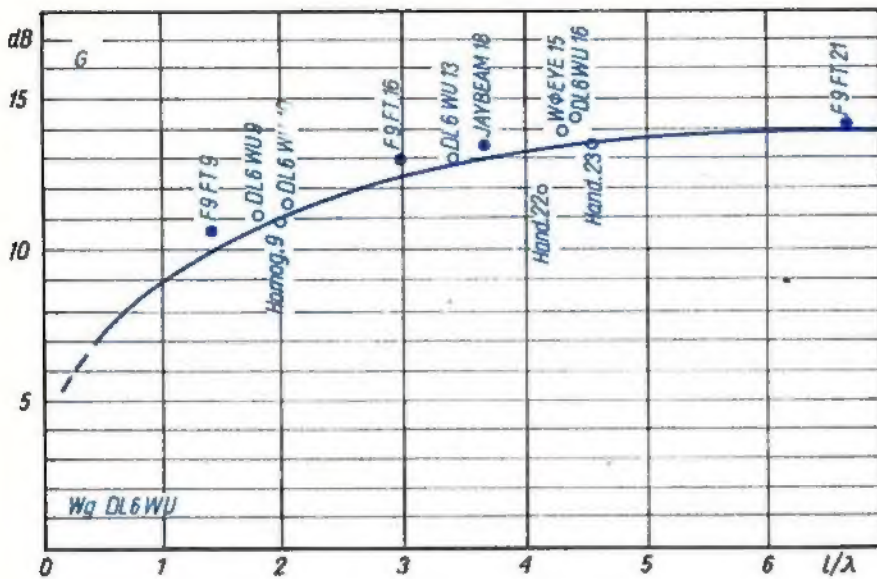


Rys. 3. Składanie się prądów płynących w poszczególnych dipolach na umowny prąd zastępczy anteny I_2 , prąd w wibratorze I_w , prąd w kolejnym direktorze I_D
a – antena z pięcioma direktorami, b – z czterema direktorami, c – jak w b, lecz z niewłaściwie położonym i wymiarowanym direktorem D_3 i D_4 .

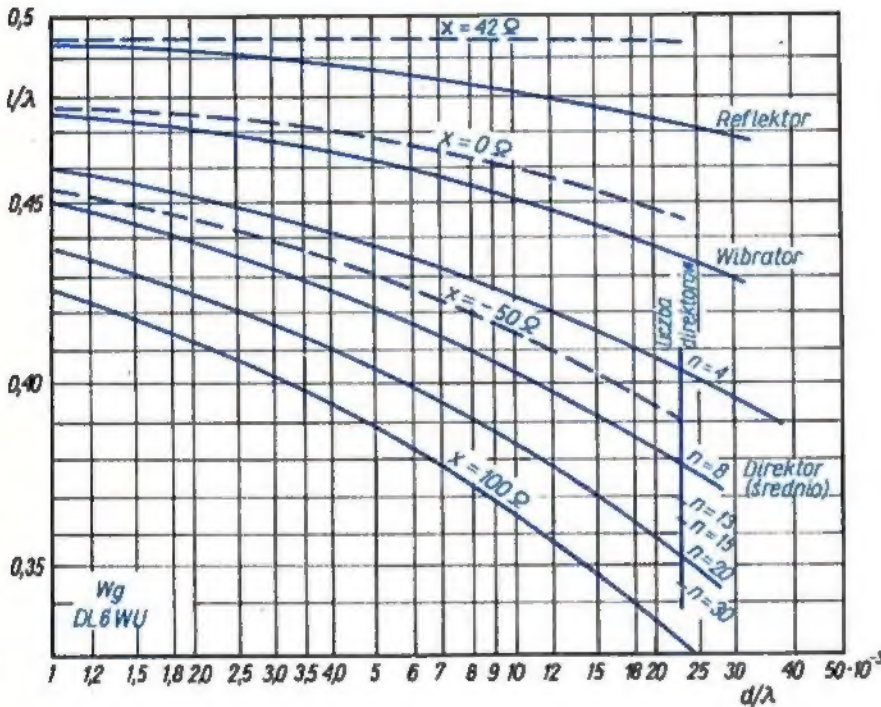
Budowa anteny „L-Yagi”

Zgodnie z zasadą odwzorowania, optymalnie zaprojektowana antena dla pasma 432 MHz może mieć zmienione wymiary dla pasma 144 lub 1296 MHz pod warunkiem trzykrotnego zwiększenia lub zmniejszenia wszystkich wymiarów, tj. długości oraz wzajemnej odległości i średnicy elementów. Wiąże się z tym jednak problem wytrzymałości mechanicznej, masy anteny i rodzaju materiałów. Z tych powodów radioamator często stoi przed problemem: jak należy zmieniać wymiary anteny przy zastosowaniu materiałów o innych średnicach, niż podano w oryginalnym opisie, aby nie zmienić właściwości anteny.

Rysunek 5 umożliwia obliczenie długości elementów reflektora (R), wibratora (W) i direktorów (D) w zależności od średnicy użytych



Rys. 4. Zyski anten pomierzone przez DL1BU i DL6WU. Cyfry podają liczbę elementów anteny. „Hand 22” – 22-elementowa antena handlowa



Rys. 5. Optymalne długości dipoli w antenie w zależności od ich średnicy

rurek lub prętów. Długość direktorów jest zależna od ich liczby w optymalnej antenie homogenicznej. W antenie niehomogenicznej określa się tzw. długość średnią i po ustaleniu na rysunku 5 jej zmiany, odpowiednio przelicza się długości poszczególnych direktorów. Z rysunku wynika, że długości direktorów zależą w znacznie większym stopniu od ich średnicy, niż to ma miejsce dla wibratora i reflektora. Przewiduje się, że reflektor i wibrator znajdują się w pobliżu rezonansu, zaś direktory są odstrojone w kierunku znacznych pojemności. Dla porównania, na rysunku 5 wykreślono linię przerywaną zależność długości od średnicy elementów dla określonych reaktancji: $X = 42 \Omega$, $X = 0 \Omega$, $X = -50 \Omega$ i -100Ω .

Tablica 1

Średnica (d) oraz długości (l) elementów	Wymiary				Skrócenie [%]
	początkowe		po przeliczeniu		
	[mm]	[λ]	[mm]	[λ]	
d	4	0,002	8	0,004	-
l_R	1020	0,492	1012	0,489	0,8
l_W	975	0,471	962	0,465	1,4
l_{D1}	952	0,460	932	0,450	2,1
l_{D2}	932	0,450	911	0,440	2,3

Wykresu z rys. 5 nie należy traktować jako jedynego kanonu konstrukcyjnego. Powstał on na bazie artykułu (1). Inne poważne źródło

(3) podaje podobne przebiegi dla anten inaczej zaprojektowanych.

Sposób posługiwania się wykresem widać następujący przykład. W antenie na pasmo 2 m ($\lambda = 2070$ mm) zastosowano elementy o średnicy $d = 4$ mm; obliczyć długość elementów przy średnicy $d = 8$ mm. Wynik przeliczeń zestawiono w tabelicy 1.

Jeśli w przeliczanej antenie występują wartości d/λ i l/λ nie podane na wykresie, należy stosować interpolację.

W antenach o długości do 4λ , przy średnicach elementów d/λ zawartych w przedziale 0,002 do 0,015 obliczenia i pomiary nie wykazały zależności zysku od średnicy tych elementów. Elementy o większych średnicach nadają antenie większą szerokopasmowość, a ich wymiary liniowe są mniej krytyczne. Przy bardzo małych średnicach elementów należy liczyć się ze wzrostem strat wskutek efektu naskórkowego.

Dipol w miejscu przechodzenia przez metalowy nośnik jest przez niego bocznikowany. Powoduje to skrócenie elektrycznej długości dipola. Sprawa ta była przedmiotem ostatnio przeprowadzonych badań przez kilku autorów. Badania te wykazały, że dla przywrócenia dipolowi jego pierwotnej długości elektrycznej należy go mechanicznie nieco wydłużyć o Δl . Wydłużenie to zależy od stosunku średnicy D nośnika do długości fali λ , przy czym profil przekroju nośnika nie odgrywa tu istotnej roli (może być kwadratowy).

Wyniki pomiarów przeprowadzonych przez DL6WU (1) są podane na rys. 6. Z rysunku tego odczytujemy przykładowo: dipol dla pasma $\lambda = 2070$ mm przechodzi przez nośnik o średnicy $D = 22$ mm, to $D/\lambda = 22 : 2070 = 0,011$, a więc dipol należy wydłużyć o $0,002\lambda$, czyli o $\Delta l = 4$ mm. W antenie dla pasma 432 MHz przy tej samej średnicy nośnika otrzymamy $D/\lambda = 0,031$ i $\Delta l = 10$ mm. Podobny wykres publikuje WIJR (3), lecz jego zdaniem wydłużenie powinno być nieco większe.

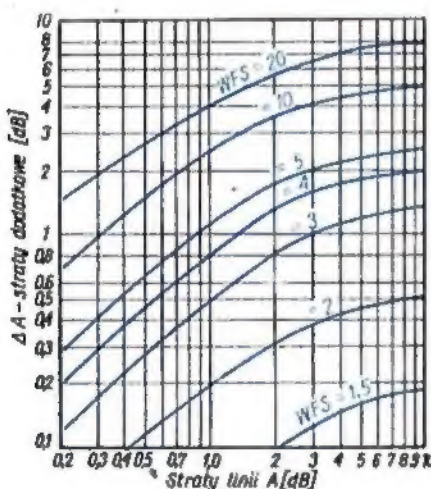
Impedancja wejściowa samego wibratora wynosi około 70Ω . Dodanie reflektora i direktorów znacznie wpływa na wartość tej impedancji, zazwyczaj ją obniżając. Największy wpływ wywierają reflektor i trzy pierwsze direktory.

Rodzaj wpływu zależy od ich długości i odległości od wibratora. Najślabiej wpływa pierwszy direktor (D_1), jeśli jego długość jest zbliżo-

na do rezonansowej i znajduje się w bezpośredniej bliskości przy wibratorze. Przy odległości $W-D_1$ mniejszej od $0,07 \lambda$ współdziała on z wibratorem, tworząc jakby dipol pętlowy z końcami sprzężonymi pojemnościowo. Podnosi to impedancję wejściową anteny do 300Ω . Dipole wykonane z rurek o większej średnicy, w wyniku silniejszego sprzężenia pojemnościowego wywierają większy wpływ na impedancję wibratora. Impedancja wejściowa anteny zależy jednak nie tylko od jej budowy, ale także od sposobu jej zainstalowania, tj. od oddziaływania otoczenia. Wykonaną antenę, wstępnie wyregulowaną, należy ostatecznie dopasować po zainstalowaniu w miejscu docelowym.

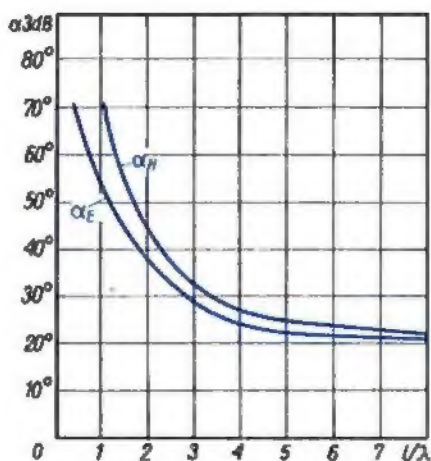


Rys. 6. Wartość wydłużenia dipola Δl w zależności od średnicy D nośnika metalowego



Rys. 7. Straty dodatkowe ΔA spowodowane tłumieniem kabla (A) przy różnych niedopasowaniach (WFS)

Niepełne informacje przekazywane przed laty w literaturze radioamatorskiej spowodowały błędną ocenę wpływu niedopasowania na przenoszenie energii. Na ten temat ukazało się ostatnio w światowej literaturze amatorskiej wiele artykułów prostujących błędne poglądy. Należy więc przypomnieć, że układ antenowy, w którym współczynnik fali stojącej (WFS) jest mniejszy od 2, można uważać za dostatecz-



Rys. 8. Wielkość kąta rozwarcia do połowy mocy (-3 dB) w płaszczyźnie poziomej α_E i pionowej α_H wiązki głównej w antenie L-Yagi w zależności od jej długości

nie dopasowany, przy $WFS \leq 1,5$ - za dopasowany dobrze, a przy $WFS \leq 1,2$ - za dopasowany bardzo dobrze. Wartość strat dodatkowych powstałych wskutek niedopasowania między anteną i linią przesyłową zależy przede wszystkim od stratności tej linii. Przykładowo: z rysunku 7 odczytujemy, że w linii o tłumieniu $A = 3$ dB dodatkowe straty przy $WFS = 2$ wynoszą 0,38 dB, a przy $WFS = 1,5$ - tylko 0,13 dB. Duży WFS może natomiast utrudnić dopasowanie wyjścia nadajnika do linii, a tym samym obciążenie go pełną mocą.

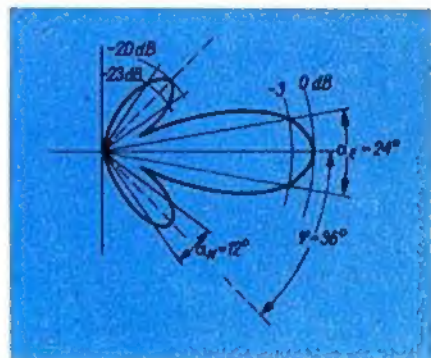
Istnieją dwie metody określenia zysku anteny: pomiar bezpośredni i obliczenie na podstawie pomiaru szerokości wiązki głównej. W warunkach amatorskich pomiar bezpośredni jest trudny do przeprowadzenia, gdyż występujące odbicia od ziemi i otaczających przedmiotów mogą w punkcie pomiarowym zwiększyć lub zmniejszyć natężenie pola wywołanego bezpośrednim promieniowaniem badanej anteny. Z tych powodów często korzysta się ze wzoru określającego zysk anteny w zależności od szerokości wiązki promieniowania głównego. W metodzie tej uzyskuje się prawidłowe wyniki pod warunkiem, że natężenie pola wszystkich listków bocznych i tylnego jest mniejsze od -20 dB. Szerokość wiązki określamy przy zdejmowaniu charakterystyki kierunkowej, mierząc kąt między poziomami 0,7 wartości maksymalnej napięcia indukowanego w antenie odbiorczej.

Zazwyczaj szerokość wiązki ustalamy w płaszczyźnie poziomej α_E , zaś w płaszczyźnie pionowej α_H wyliczamy z wykresu podanego na rysunku 8, opracowanego dla anten „L-Yagi”. Zysk anteny G_{dB} w stosunku do dipola $\lambda/2$ wynosi:

$$G_{dB} = 10 \lg \frac{27000}{\alpha_E^2 \cdot \alpha_H^2} \quad (1)$$

przy czym: α_E i α_H są podane w stopniach katowych.

Z teorii i praktyki budowy anten „L-Yagi” wiadomo, że dobierając odpowiednio stosunki fazowe i nie zmieniając długości anteny, można zmniejszyć szerokość wiązki głównej. Ze wzoru (1) wynikałoby, że wiąże się to ze wzrostem zysku anteny. Działanie to jednak wiąże się z jednoczesnym podniesieniem poziomu pierwszej bocznej wiązki do -13 dB. Wiązka ta otacza wiązkę główną i chociaż jest znacznie osłabiona (-13 dB), to jednak ze względu na jej duży przekrój przenosi ona beużytecznie znaczną część wypromieniowanej energii. Przyjmując oznaczenia jak na rysunku 9, można obliczyć strumienie energii przechodzące przez wiązkę główną i najsilniejszą wiązkę boczną.



Rys. 9. Charakterystyka promieniowania 3-elementowej anteny

Przykład: przyjmujemy, że wiązka główna ma między punktami połowy mocy szerokość $\alpha_E = \alpha_H = 24^\circ$ i poziom mocy maksymalnej 0 dB, zaś wiązka boczna, otaczająca wiązkę główną jakby kolnierzem, ma szerokość 12° i jej maksimum jest odchyłone 36° od wiązki głównej. Kąt przestrzenny wiązki określa się ze wzoru:

$$\Theta = 2\pi(1 - \cos \Phi) \quad (2)$$

Dla wiązki głównej $\Phi = 12^\circ$ i $\Theta_E = 0,138$ steradianów. Wiązka boczna ma kąt przestrzenny $\Theta_N = \Theta_{42^\circ} - \Theta_{30^\circ} = 0,835$ steradianów. Mnożąc te kąty przestrzenne przez poziomy mocy A_E i A_N otrzymuje się strumienie energii (P_E i P_N) przenikające przez te wiązki:

$$\frac{P_E}{P_N} = \frac{A_E \cdot \Theta_E}{A_N \cdot \Theta_N} \quad (3)$$

Stopień zmniejszenia zysku wskutek oddziaływania wiązki bocznej określa się ze wzoru:

$$R = \frac{G}{G - \Delta G} = 1 + \frac{A_E \cdot \Theta_N}{A_N \cdot \Theta_H} \quad (4)$$

Dla opisywanego przypadku

$$\frac{\Theta_E}{\Theta_N} = 6.$$

Przyjmując $A_E = 1$ (0 dB), otrzymuje się dla różnych poziomów wiązki bocznej A_N , pro-

mieniującej pod kątem 36°, straty zysku G podane w tabelicy 2. Wynika z tego, że antena zaprojektowana z celowym zawężeniem wiązki głównej ma zysk rzeczywisty mniejszy o $\alpha \cdot G = 1,14$ dB w stosunku do zysku wyliczo-

A_v	G
7,4 dB	3,0 dB
10 dB	2,0 dB
13 dB	1,14 dB
17 dB	1,32 dB

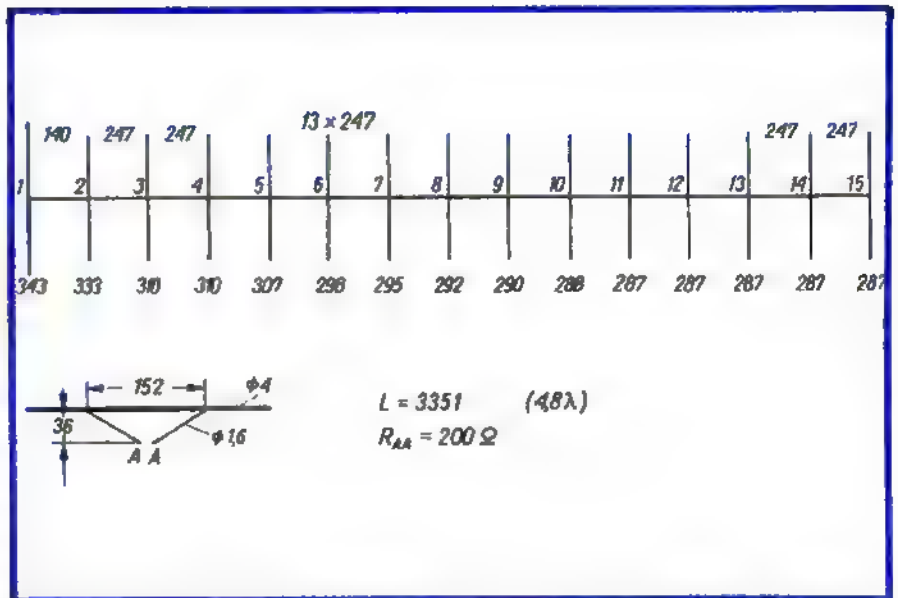
nego wg wzoru (1). W antenach wieloelementowych występują kilka wiązek bocznych. Mają one poza pierwszą, zazwyczaj poziomy poniżej -17 dB, przeto ich wpływ jest stosunkowo nieznaczny, powodując obniżenie zysku nie więcej niż 0,5 dB.

Przykłady anten na pasmo 70 cm

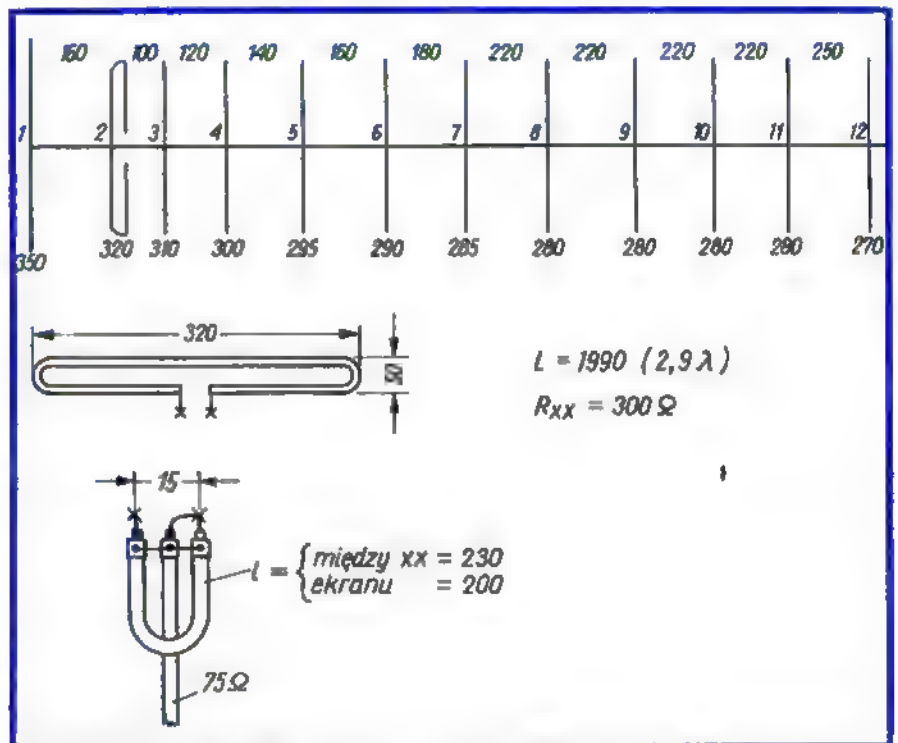
Antena WOEYE (rys. 10) jest bardzo popularna w USA. Była ona opisywana w QST nrach 1 i 3/72, a potem jej poprawioną wersję opisał PAØJMV w czasopiśmie „DUBUS” nr 8-9/74. Jest to 15-elementowa, prawie homogeniczna „L-Yagi”, o długości 4,8 λ , czyli 3,4 m z zyskiem w stosunku do dipola $\lambda/2$ wynoszącym około 13,5 dB. Dipole są wykonane z prętów $\varnothing 4$ mm izolowanych od nośnika lub mocowanych punktowo. Wibrator jest zasilany przez transformator „delta” o rozpiętości 152 mm i wysokości 36 mm. Transformator wykonano z drutu miedzianego $\varnothing 1,6$ mm. W punkcie zasilania występuje rezystancja $R_A = 200 \Omega$. Umożliwia to zasilanie kablem współosiowym 50 Ω przez transformator symetryzujący, półfalowy (balun). Użycie kabla współosiowego 75 Ω powoduje niedopasowanie, które można jeszcze tolerować ($WFS = 1,5$). Bardziej zaawansowany radiomator może wykonać transformator „delta” z drutu o średnicy 1,2 do 1,4 mm, dobierając jednocześnie eksperymentalnie miejsca przyłączenia do wibratora. Transformator „delta” powinien być wykonany starannie, gdyż jego wymiary są krytyczne, zaś miejsca styku z wibratorem muszą być uodpornione na wpływy atmosferyczne. Wymaga to stosowania odpowiednio sztywnej konstrukcji wspornikowej z materiałów izolacyjnych.

Zdaniem K6HCP (2) reprodukcje tej anteny na podstawie tylko teoretycznego opisu nie dają zadowolających wyników, gdyż jej wymiary i sposób wykonania są bardzo krytyczne. Antena taka była demonstrowana przez SP5JC w jego wykonaniu na Zjeździe PK UKF w Lubniewicach. W czasie pomiarów zysku była ona zasilana kablem współosiowym o tłumieniu 3 dB i wykazała zysk do dipola 8 dB, a więc zysk samej anteny powinien wynosić około 11 dB.

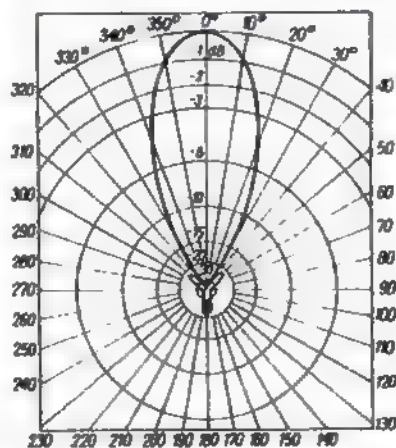
Antena SP6LB-III przedstawiona na rys. 11 ma 12 elementów rozłożonych niehomogen-



Rys. 10. 15-elementowa antena wg WOEYE



Rys. 11. 12-elementowa antena SP6LB-III dla 432 MHz



Rys. 12. Charakterystyka kierunkowa anteny SP6LB-III

cznie na długości 2 m, tj. 2,9 λ , i wykonana jest z typowych elementów stosowanych przez POLKAT do produkcji anten telewizyjnych. Antenę taką można wykonać we własnym zakresie nabywając dowolną 12-elementową antenę POLKAT na zakres III TV, skracając odpowiednio elementy i zmieniając miejsca ich mocowania tak, jak to uwidoczono na rysunku 11. W tak przerobionej antenie dipole są mocowane za pomocą tych samych uchwytów, które przewidziane były do montażu anten telewizyjnych. Należy jednak zwrócić uwagę na to, aby uchwyty były czyste, a ich styki z dipolem na całej długości dobre. Zmiana sposobu mocowania wymaga korekty długości dipoli, jak to podano w pierwszej części artykułu.

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

ODBIORNIKI TELEWIZYJNE

NEPTUN 424 i 624

Odbiorniki telewizyjne Neptun 424 i 624 produkcji Gdańskich Zakładów Elektronicznych UNIMOR należą do tej samej rodziny odbiorników lampowo-tranzystorowych, co Neptun 423 i 623. Podstawę montażową stanowi jedna duża płyta „drukowana” (stąd czasem są nazywane „jednopłytkowymi”) z wydzielonymi modułami wzmacniacza pośr. cz. wizji i częstotliwości różnicowej fonii. Neptun 424 jest wyposażony w kineskop o przekątnej 50 cm (20 cali), a Neptun 624 w kineskop o przekątnej 61 cm (24 cale); są to w zasadzie jedyne różnice między tymi odbiornikami.

W stosunku do odbiorników lampowo-tranzystorowych Neptun 421, 621, opisanych w nrze 7-8/1976 r. i Neptun 221 w nrze 1/1975 r. - odbiorniki Neptun 424 i 624 różnią się niektórymi układami.

UKŁADY RÓŻNIĄCE SIĘ W STOSUNKU DO OTV NEPTUN 221, 421 i 621

Zasilacz

Zasilacz składa się z dwóch oddzielnych układów:

a) zasilacza anodowego, z którego otrzymujemy napięcia

$U_{a1} = +240$ V, zasilające wzmacniacz mocy m.cz.,

$U_{a2} = +220$ V, zasilające wzmacniacz napięciowy m.cz., wzmacniacz wizji, selektor i generator sinusoidalny,

$U_{a3} = +28$ V, napięcie warikapowe na głowicę zintegrowaną,

$U_{a4} = +230$ V, zasilające układ ramki.,

$U_{a5} = +240$ V, zasilające końcówkę linii,

$U_{a7} = +205$ V, zasilające ekran lampy PCL805,

b) zasilacza niskonapięciowego, z którego otrzymuje się zredukowane na szeregu żarzenia lamp napięcia $U_{a6} = -12$ V do zasilania toru pośr.cz., różnicowej, stopnia ARW i głowicy zintegrowanej.

Przewody sieciowe są zablokowane kondensatorem C_{500} , eliminującym zakłócenia wychodzące z odbiornika do sieci (sygnaly o częstotliwościach harmonicznych linii).

Bezpiecznik sieciowy jest umieszczony w gałęzi „masy”.

Zasilacz anodowy pracuje w układzie prostownika jednopółkowego z diodą D6 (BYP401-1000), która jest zablokowana kondensatorem C_{550} . Kondensator ten redukuje przepięcia wewnętrzne diody oraz zapobiega modulacji skrośnej od sygnałów obrazu, której wpływ mógłby się ujawnić w postaci zakłóceń tła obrazu przy pracy z siecią asynchroniczną.

Rezystor R_{550} , włączony szeregowo z diodą, zabezpiecza diodę przed przeciążeniem w momencie włączenia i w czasie pracy odbiornika, kiedy płynie duży prąd ładowania elektrolitów zasilacza.

Filtracja tętnień w zasilaczu anodowym odbywa się w układzie oporowo-pojemnościowym (R_{551} , $C_{551/2}$, $C_{551/1}$, $C_{552/1}$, R_{552} , $C_{552/3}$, R_{553} , $C_{552/2}$).

Napięcie warikapowe $U_{a3} = +28$ V, uzyskane poprzez redukcję opornikiem R_{554} z napięcia U_{a2} , jest stabilizowane układem scalonym D9 (UL1550). Warystor VDR550 zabezpiecza przed zbyt dużym wzrostem napięcia w razie uszkodzenia (przerwa) obwodu D9. Zabezpieczenie to jest celowe ze względu na możliwość uszkodzenia warikapów w głowicy, co spowodowałoby wymianę głowicy. Rezystor R_{555} dodatkowo zabezpiecza obwód D9 przed przypadkowymi niszczącymi napięciami od strony obciążenia (np. przy uruchamianiu w czasie napraw itd.).

Zasilacz niskonapięciowy pracuje z diodą D7 (BYP401-800), włączoną w obwód żarzenia lamp. Dioda ta redukuje prąd żarzenia przez

eliminację jednej połówki sinusoidy, a jednocześnie służy jako prostownik zasilacza niskonapięciowego. Dodatkowym elementem redukcyjnym żarzenia jest rezystor R_{561} . Część prądu żarzenia zamyka się do masy przez C_{556} , R_{559} , R_{558} , C_{557} , R_{560} , a część - przez obwody zasilane z napięcia U_{a6} , stabilizowanego diodą Zenera D8.

Układ odchyłania pionowego

Układ odchyłania pionowego pracuje z lampą L3 (PCL805) w układzie multiwibratora mocy ze sprzężeniem zwrotnym anoda-siatka. W okresie wybierania część triodowa lampy PCL805 jest „zatkana”. Kondensator C_{251} jest ładowany przez dzielnik z napięcia boosterowego. Napięcie na nim ma charakter liniowo narastający. Można je zmierzać potencjometrem R_{256} , regulując w ten sposób amplitudę drgań, a więc wysokość obrazu. Napięcie to jest wzmacniane w części pentodowej lampy PCL805.

Kondensator C_{250} , naładowany szczytem impulsu powrotu, podtrzymuje zatkanie triody. Rozładowuje się przez oporniki R_{265} , R_{267} , R_{250} . Po pewnym czasie, wynikającym ze stałej czasowej obwodu C_{250} , R_{250} , (R_{265} i R_{267} można pominąć), napięcie na siatce triody wzrosło do takiej wartości, że spowoduje „odetkanie” triody. Kondensator C_{251} rozładowuje się przez triodę. Wskutek nagłego przerwania przepływu prądu przez pentodę lampy PCL805, na uzwojeniu pierwotnym transformatora odchyłania pionowego powstaje duży impuls dodatni. Impuls ten podawany jest na obwód VDR₂₅₁ i R_{265} , przez który przechodzą tylko szczyty impulsów ładując kondensator C_{250} . Naładowanie kondensatora powoduje ponowne zatkanie triody.

Synchronizowanie układu odbywa się w katodzie triody lampy PCL805, do której jest doprowadzony ujemny impuls synchronizujący z selektora (lampa PFL200).

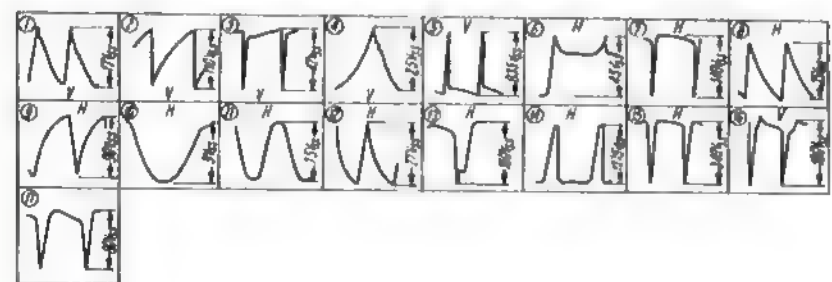
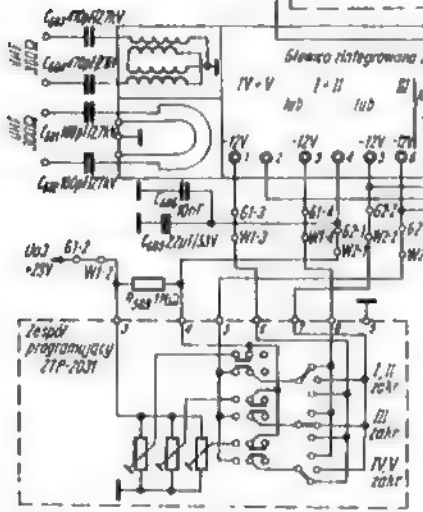
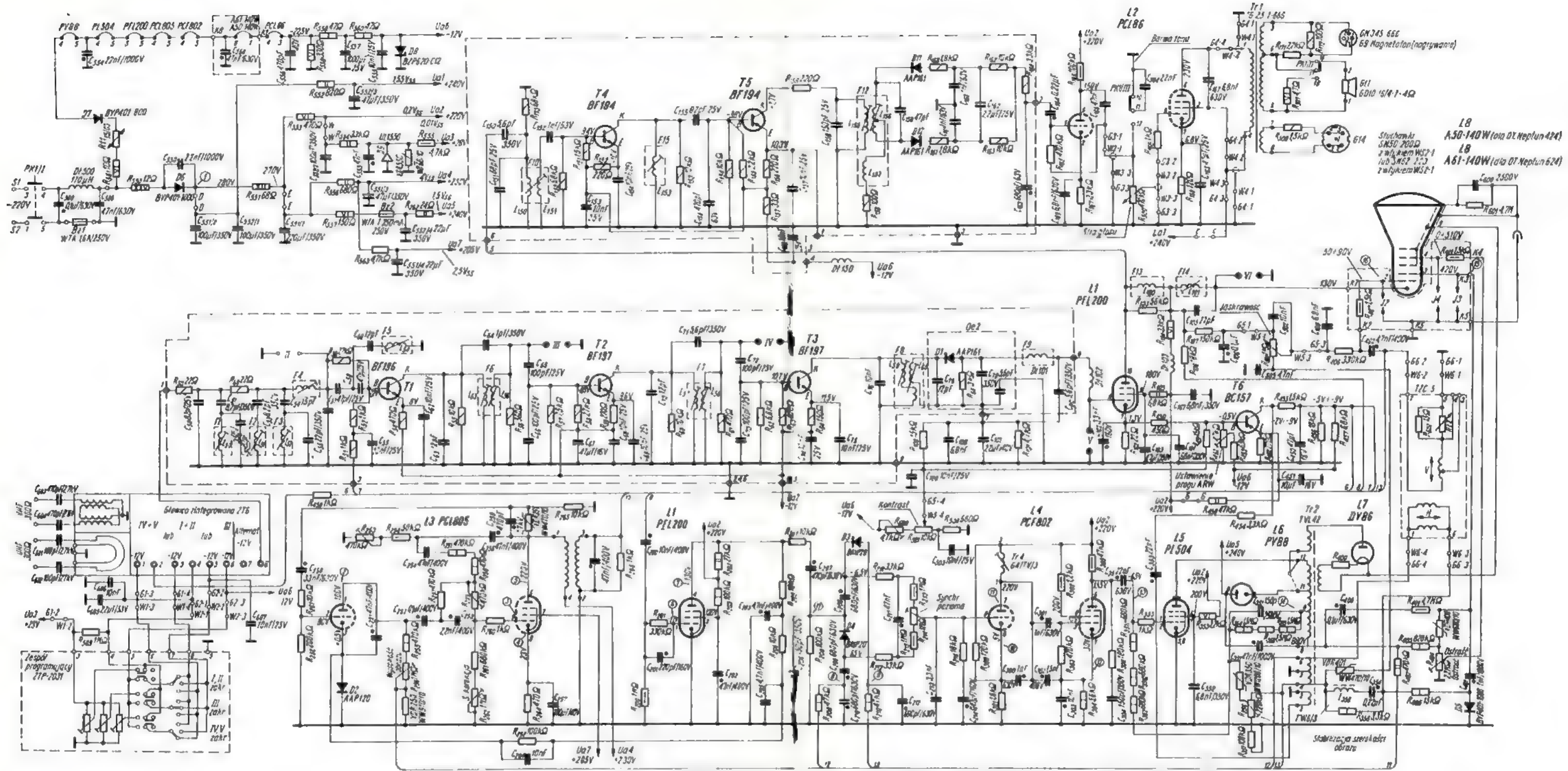
Impuls ten, przychodząc do diody D2 w katodzie lampy PCL805, powoduje wcześniejsze, niż wynikałoby to z rozładowania kondensatora C_{250} , odblokowanie lampy i daje początek lawinowemu procesowi przerzutu w multiwibratorze. Napięcie stałe na katodzie triody, wynikające z ładowania się kondensatora C_{251} , jest w tym czasie ujemne, a więc dodaje się ono do impulsu wyzwalającego (także ujemnego), powodując pewniejsze wyzwalanie.

Układ regulacji liniowości znajduje się w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego. Sprzężenie to obejmuje anodę i siatkę sterującą lampy PCL805. Rezystorem nastawnym R_{253} można regulować amplitudę napięcia sprzężenia zwrotnego, a więc liniowość całego obrazu. Rezystor nastawny R_{259} zmienia kształt tego napięcia, co wpływa na liniowość góry obrazu w stosunku do jego dołu. Wyeliminowanie wpływu wzmacniacza wyjściowego ramki na pozostałe układy odbiornika uzyskano przez zasilanie tego stopnia z osobnej gałęzi zasilacza anodowego U_{a4} . Zapewnia to małe zniekształcenia liniowości i kształtu obrazu przy tzw. asynchronicznej pracy odbiornika (z siecią nie zsynchronizowaną z częstotliwością ramki).

Z uwagi na bardzo duży zakres zaskoku generatora ramki nie zastosowano organu regulacji częstotliwości ramki, który jest tu zbędny.

Zespół pośredniej częstotliwości

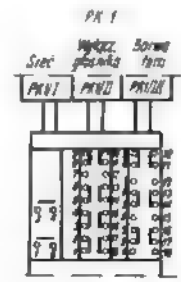
Zespół pośr.cz. łączy się z płytą bazową odbiornika za pomocą rozłącznych wtyków. Układ elektryczny wzmacniacza pośr.cz. został nie zmieniony z wyjątkiem zasilania ostatniego stopnia pośr.cz. (z -25 V na -12 V), w związku z czym zmianie uległy również oporniki polaryzujące ostatni tranzystor pośr.cz. (R_{62} , R_{63} , R_{64}).



- Oznaczenia rezystorów**
- 0,5W
 - 0,25W
 - 0,1W
 - 1W
- Układ wyprzewodzący tranzystora BC157**
- Układ wyprzewodzący tranzystora BC154**

- Punkt pomiarowy
- 24V Napięcie słabej sygnatury mierzone przy rezystorze R_{p2} = 20kΩ
- ⊖ Kierunek przy kondensatorze oznacza składową zsumowaną
- ⊕ Numer oscylogramu
- ⊖ Bateria ekwalizująca
- ⊕ Liczba charakterystyka przebiegu potencjału
- ⊖ Na schemacie nie dane napięcia znamionowe kondensatorów i rezystorów
- ⊕ Numeracja elementów od 50 - początek
- 100W Wzrost napięcia
- 150 Wzrost
- 200 kolektor - separator ARF i C2
- 25k Awarż odciążenia pasywnego
- 300 generator
- 350 układ synchronizacji
- 400 układ synchronizacji parzyste, ostrzeżenie i skrajności
- 450 10W
- 500 tryb regulacji
- 550 20W
- 600 przewód czujnikowy, układ zabezpieczający

- Oznaczenia rezystorów**
- WW 47010 - 0,22 - 0,8 - 20%
 - WW 92010 - 0,18 - 0,8 - 20%
 - WW 52010 - 0,77 - 0,8 - 20%
 - WW 72010 - 0,77 - 0,8 - 20%
 - WW 82010 - 0,22 - 0,8 - 20%
 - WW 62010 - 0,22 - 0,8 - 20%



Schemat ideowy odbiornika telewizyjnego NEPTUN 424 i 624

Wzmacniacz częstotliwości różnicowej i detektor stosunkowy

Wprowadzono nowy układ wzmacniacza częstotliwości różnicowej i detektora fonicznego. Jest on wykonany na oddzielnej płycie, mocowanej na płycie bazowej podobnie jak moduł pośr.cz. Wzmacniacz częstotliwości różnicowej jest wykonany z dwoma tranzystorami typu BF194 i przystosowany do zasilania napięciem -12 V . Jako filtr międzystopniowy wprowadzony został pojedynczy filtr F15. Powyższe zmiany elektryczne oraz odpowiedni dobór elementów RC zwiększyły czułość użytkową toru fonii, mierzoną od wejścia wzmacniacza częstotliwości różnicowej, o około 15%, znacznie poprawiając odbiór fonii w rejonach odległych od stacji nadawczej.

OPIS UKŁADU

Wymiary odbiorników:

	Neptun 424	Neptun 624
- szerokość	600 mm	700 mm
- wysokość	430 mm	500 mm
- głębokość	360 mm	400 mm
Masa	21 kg	31 kg

Odbiorniki mogą pracować w następujących skrajnych warunkach klimatycznych:

- górna dopuszczalna temperatura otoczenia: $+35^{\circ}\text{C}$
- wytrzymałość na wilgotne ciepło: do $+35^{\circ}\text{C}$
- maksymalna wilgotność względna: 93%
- wytrzymałość na zimno, w opakowaniu: -25°C

Odbiorniki są wyposażone w krótkie nóżki do ustawiania na stołku. Istnieje możliwość zamontowania długich nóżek z gwintem M10 do ustawiania odbiornika na podłodze.

Nowością w wyrobach UNIMORU są suwakowe potencjometry do regulacji jasności, kontrastu i siły dźwięku. Trzy klawisze przełącznika służą do: włączania sieci (klawisz czerwony), skokowej regulacji harwy tonu i wyłączenia głośnika wewnętrznego w odbiorniku – podczas odbioru fonii na słuchawki (klawisze czarne).

Odbiornik jest wyposażony w tranzystorową głowicę zintegrowaną, która umożliwia odbiór na dowolnym kanale w pasmie I-V wg standardu OIRT. Współpracujący z głowicą 3-klawiszowy zespół programujący umożliwia zapamiętanie trzech różnych programów, których wybieranie odbywa się za pomocą wciśnięcia odpowiedniego klawisza.

Odbiornik ma wyjście magnetofonowe oraz gniazdo przyłączenia słuchawek. Odbiór fonii z odbiornika – bezpośrednio za pomocą głośnika wewnętrznego, za pomocą słuchawek przy wyłączeniu głośnika wewnętrznego lub za pomocą głośnika i słuchawek jednocześnie.

Odbiornik jest wyposażony, poza głowicą zintegrowaną, w 7 lamp, kineskop, 6 tranzystorów, 8 diod oraz 1 układ scalony typu UL1550L, stabilizujący napięcie $+30\text{ V}$.

Konstrukcja odbiornika ułatwia naprawy serwisowe. Moduły pośr.cz. wizji i częstotliwości różnicowej fonii umocowane są na rozłącznych kontaktach, umożliwiających swobodną wymianę podzespołu w razie naprawy. Wszystkie podzespoły, montowane poza płytą główną, połączone są z płytą główną wiązkami przewodów, zakończonymi wtykami. Chassis metalowe z płytą główną może być odchylane w dwóch pozycjach ułatwiających dostęp do detali.

inż. Władysław Parchowski
mgr inż. Krystyna Mierczak

MGR INŻ. JAN PIEŃKOS
MGR INŻ. WITOLD PIESTRZYŃSKI

UKŁADY WSPÓŁPRACY ELEMENTÓW TTL Z ZESTYKAMI

Sterowanie i wprowadzanie informacji do urządzeń cyfrowych realizowane jest często za pomocą elementów stykowych (przełączników, zestyków przekaźników, itp.).

Sygnały z tych elementów przeważnie nie nadają się do bezpośredniego sterowania wejść układów cyfrowych, ponieważ podczas włączania występują zawsze drgania mechaniczne powodujące kilkakrotne krótkotrwałe rozwarcia zestyku. Czasy tych rozwarć oraz ich liczba zależy od konstrukcji mechanicznej zestyku.

Sygnal wyjściowy elementów NAND ma w przypadku bezpośredniego sterowania z zestyku kształt przedstawiony na rys. 1. Ponieważ czas propagacji sygnału wyjściowego dla elementów logicznych wykonanych technologią TTL jest rzędu kilkunastu lub kilkudziesięciu nanosekund (w zależności od typu elementu), element NAND „nadąga” za oscylacjami zestyków. W celu właściwego uformowania takiego przebiegu należy zastosować:

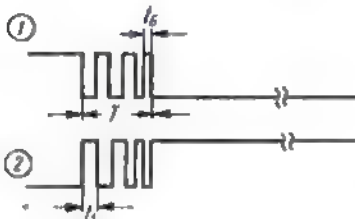
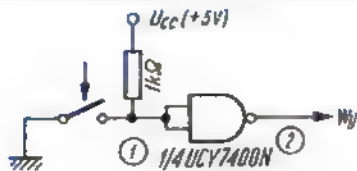
- układ przerzutnika reagujący jedynie na pierwsze zboczne sygnału z zestyku lub
- układ całkujący sygnał z zestyku i sterujący układem logicznym z „histerezą” (np. UCY74132) lub
- układ uniwibratora (np. UCY74121, UCY74123) o odpowiednio dobranej dużej stałej czasowej, formujący sygnał z zestyku

w jeden impuls z kilkunastu kolejnych impulsów wejściowych (drgan zestyku).

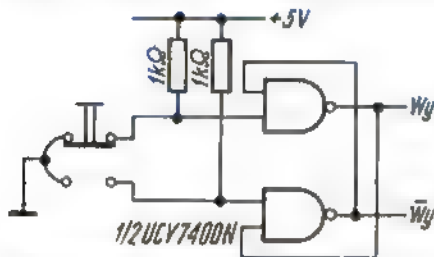
Przykład rozwiązania układu przerzutnikowego przedstawiono na rysunku 2. W przypadku, gdy przełączniki połączone z urządzeniem są długimi przewodami, a więc są narażone na działanie zakłóceń, należy stosować układy całkujące RC oraz dyskryminatory amplitudy. Przykład układu o podwyższonej odporności na działanie zakłóceń przedstawiono na rys. 3.

Na rysunku 4 przedstawiono przykłady współpracy układu UCY74121 z elementami stykowymi. Układ przedstawiony na rys. 4 nadaje się do współpracy z zestykiem rozwiernym znajdującym się nawet w znacznej odległości od elementu. Gdy zestyk jest zamknięty, potencjał w punkcie A wynosi 0. Przy rozwieraniu zestyku układ generuje impuls. Potencjał w punkcie A wynosi wówczas $+3,3\text{ V}$. Zakłócenia o polaryzacji dodatniej są niegroźne, natomiast zakłócenia o polaryzacji ujemnej są zwierane przez małą rezystancję dynamiczną diody Zenera. Układ przedstawiony na rys. 3b zapewnia współpracę układów TTL z zestykiem przełącznym. Filtr RC eliminuje zmiany napięcia wywołane drganiami zestyków oraz zakłóceniami indukowanymi w przewodach doprowadzających sygnały z zestyków.

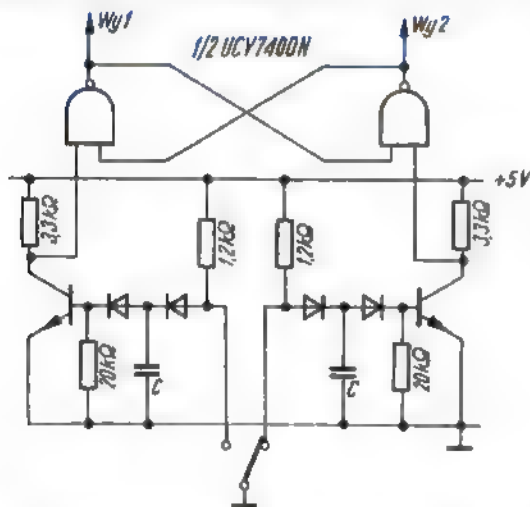
Na rysunku 5 przedstawiono układ przerzutnikowy generujący



Rys. 1. Schemat układu bezpośredniej współpracy elementu NAND z zestykami mechanicznymi oraz przebiegi czasowe sygnału wejściowego 1 i wyjściowego 2



Rys. 2. Schemat układu przerzutnikowego



Rys. 3. Schemat idealowy układu przerzutnikowego o podwyższonej odporności na działanie zakłóceń

impuls o krótkim czasie trwania, współpracujący z zestykiem o działaniu chwilowym i przełącznym.

Schemat logiczny układu do współpracy z zestykiem przełącznym przedstawiono na rysunku 6a, a działanie układu ilustrujące przebiegi zmian stanów – na rys. 6b. Układ jest taktowany przebiegiem prostokątnym na wejściu TAKT. Układ generuje impuls o czasie trwania T : na wyjściu A – po zwarceniu zestyku, na wyjściu B po zwolnieniu przycisku, zaś na wyjściu C – na czas zwarcia zestyku.

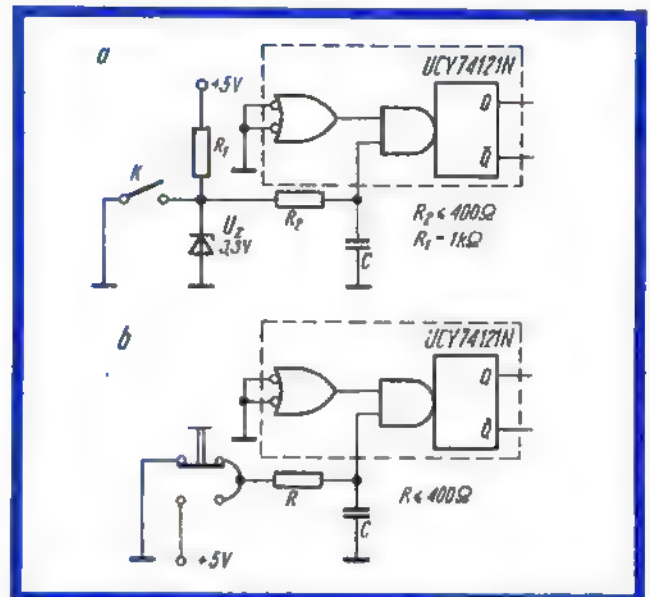
Schemat logiczny układu przerzutnikowo-uniwibratorowego do współpracy z zestykiem zwiernym przedstawiono na rys. 7. Generowany przez uniwibrator impuls powinien trwać około 10 ms.

Na rysunku 8 przedstawiono inny układ współpracy z zestykami.

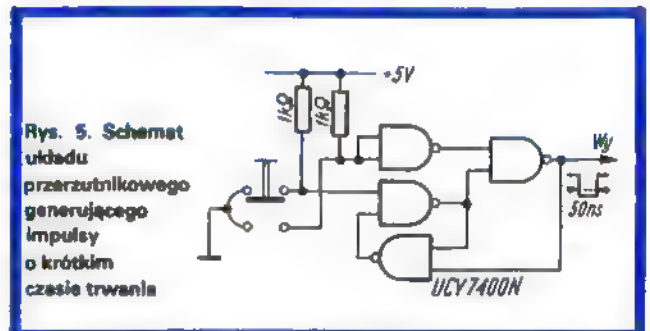
Wciśnięcie dowolnego przycisku o działaniu chwilowym powoduje pojawienie się sygnału „1” na odpowiadającym mu

wyjściu, z jednoczesnym zerowaniem stanu poprzedniego. Układ może być w prosty sposób przystosowany do współpracy z większą liczbą zestyków.

Układ o podobnym przeznaczeniu, jak omówiony poprzednio, przedstawiono na rysunku 9. Jeżeli dany zestyk przyjmuje pozycję 2, na odpowiadającym mu wyjściu pojawi się stan „0”, wciśnięcie innego przycisku nie powoduje zmiany stanu wyjść A, B, C, dopóki nie zwolni się uprzednio wciśnięty przycisk.



Rys. 4. Schemat uniwibratorowych układów współpracy z zestykami a - rozwiernym, b - zwiernym

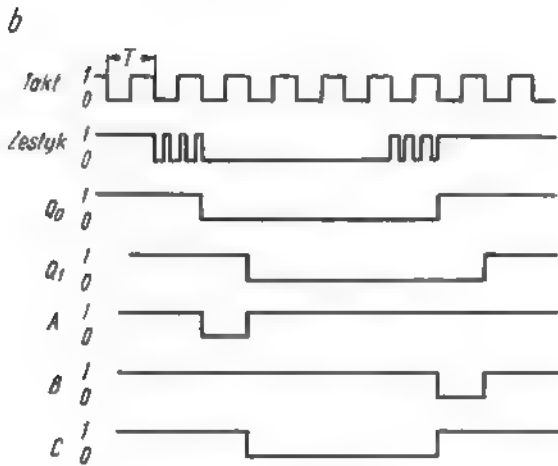
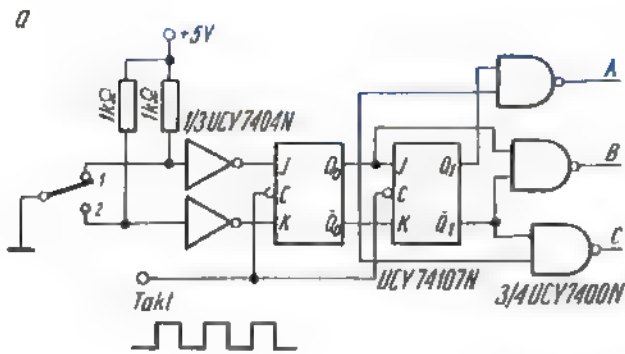


Rys. 5. Schemat układu przerzutnikowego generującego impulsy o krótkim czasie trwania

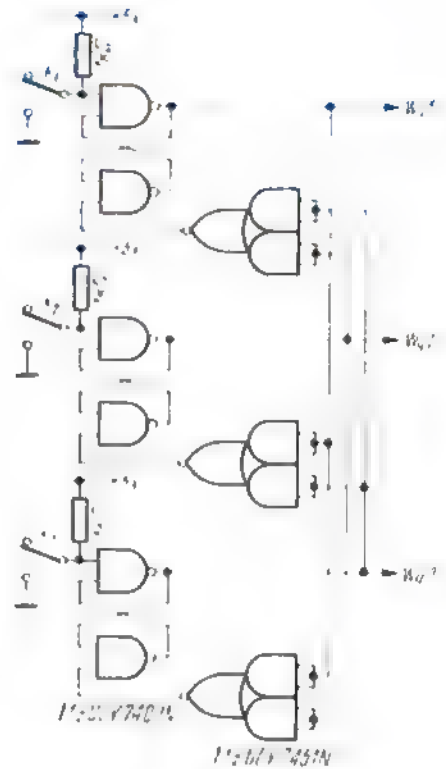
Najprostsze rozwiązanie układu współpracy z klawiaturą przedstawiono na rys. 10. Wciśnięcie dowolnego przycisku (0-9) odpowiada pojawieniu się na wyjściach A, B, C, D jego binarnego odpowiednika (np. dla wciśniętego przycisku 7 mamy A=1, B=1, C=1, D=0). Na wyjściach układu w momentach przełączania przycisków (0-9) pojawiają się stany nieustalone, co jest poważną wadą układu.

Wady rozwiązań układów kombinacyjnych mogą być wyeliminowane w rozwiązaniach z sekwencyjnym przeglądaniem klawiatury. Układ taki składa się przeważnie z licznika, dekodera, klawiatury oraz sterownika generatora impulsów prostokątnych (rys. 11). Gdy żaden klucz nie jest zwarty, generator wytwarza impulsy o częstotliwości około 1,5 kHz, licznik (modulo 10) zlicza te impulsy, wybierając kolejno wyjście dekodera (krótkie „zera”). Wciśnięcie przycisku spowoduje zablokowanie generatora dokładnie w chwili, w której wybrany zostanie przez dekodera (1 z 10) naciśnięty przycisk, oraz pojawi się sygnał informujący o wciśnięciu przycisku na wyjściu STAN ZWARCIA. Stan licznika odpowiada wtedy (w kodzie dwójkowym) numerowi wciśniętego przycisku. Bramkowany generator spełnia dwie funkcje:

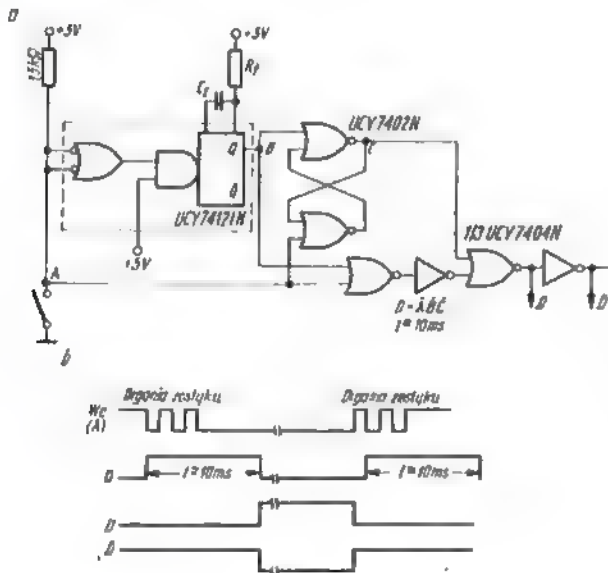
- generuje falę prostokątną impulsów, które są zliczane w liczniku,
- generuje sygnał o stanie zwarcia zestyku.



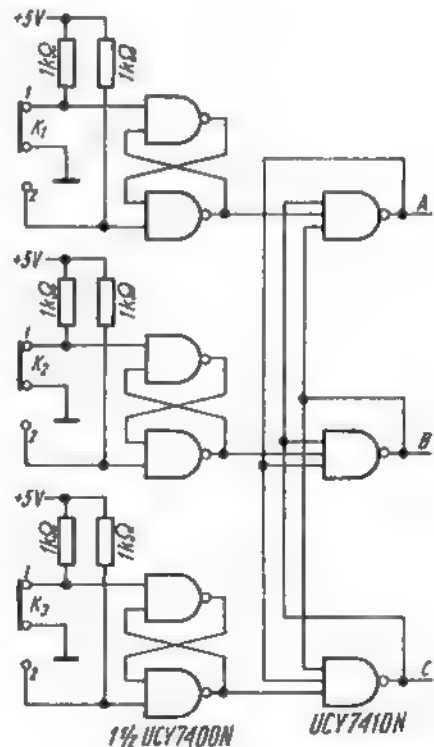
Rys. 6. Schemat układu współpracy z zestykiem przełącznym, z wykorzystaniem przerzutnika JK-MS
a - schemat logiczny, b - przebiegi czasowe



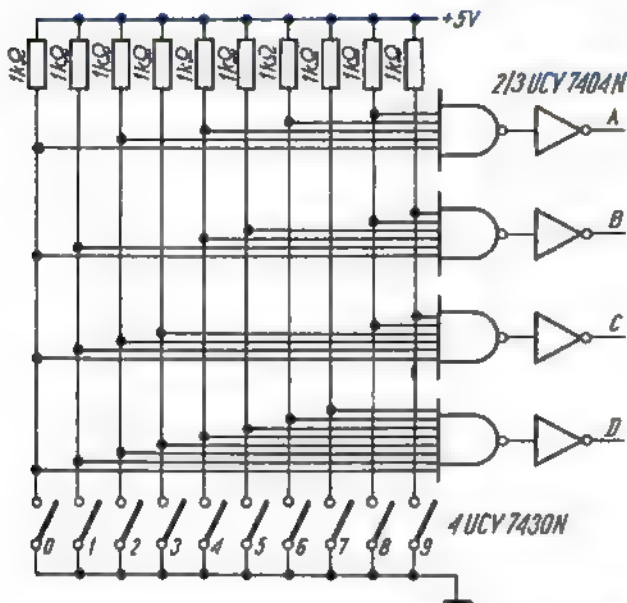
Rys. 8. Schemat Ideowy układu współpracy z zestykami z pamięcią stanu poprzedniego



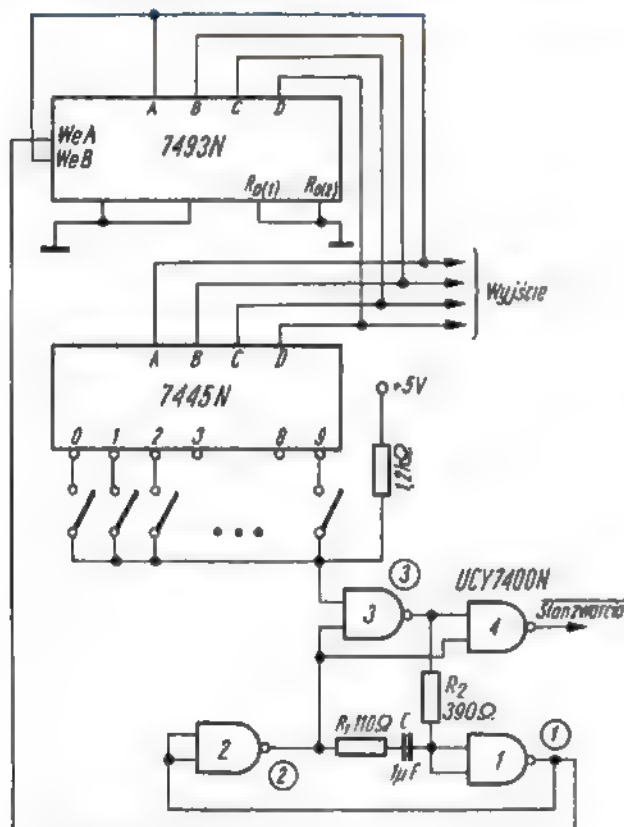
Rys. 7. Schemat układu przerzutnikowo-uniwibratorowego współpracującego z zestykiem zwiernym
a - schemat logiczny, b - przebiegi czasowe



Rys. 9. Schemat ideowy układu zapewniającego zadawanie sygnału w kodzie 12n



Rys. 10. Schemat układu do współpracy z klawiaturą o wyjściu w naturalnym kodzie binarnym



Rys. 11. Schemat układu sekwencyjnego przeglądania klawiatury z wyjściem w naturalnym kodzie binarnym

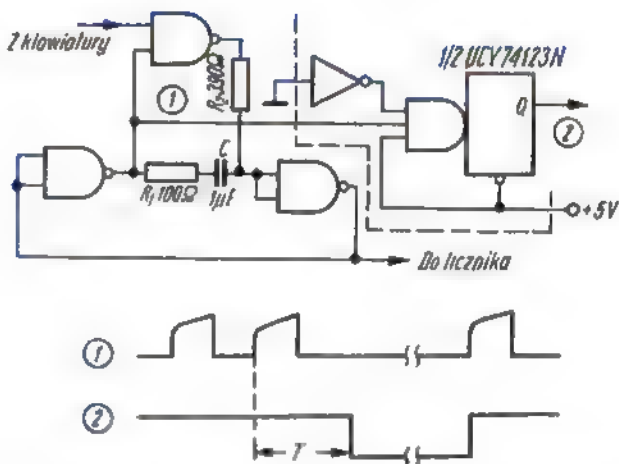
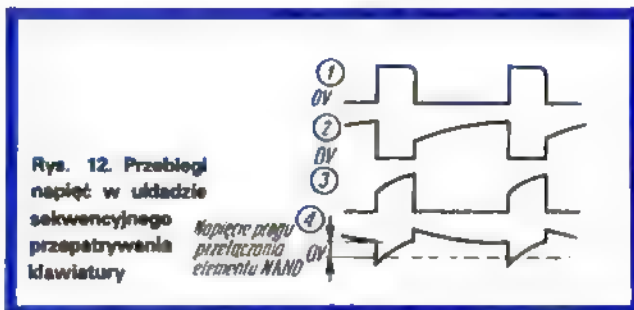
Przebiegi napięć w charakterystycznych punktach układu przedstawiono na rys. 12. Częstotliwość pracy generatora można określić ze wzoru:

$$f = \frac{0,9}{(R_1 + R_2)C}$$

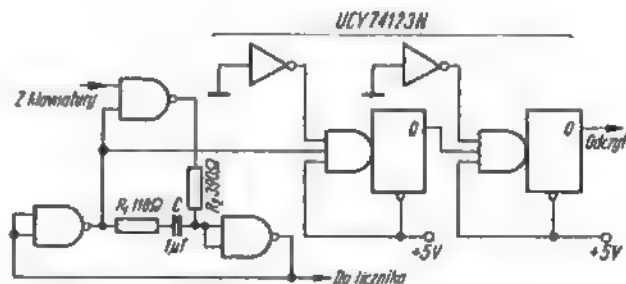
Na wyjściu bramki 4 (wykrywanie stanu zwarcia klucza) mogą pojawić się w szczególnych przypadkach krótkotrwałe sygnały zero-jedynkowe, pochodzące od drgań zestyków klawiatury.

Aby wyeliminować te sygnały, do wyjścia generatora można dołączyć przerzutnik monostabilny, regenerujący (przedłużający) impulsy (np. UCY74123N), tak jak przedstawiono to na rysunku 13.

Aby układ pracował poprawnie, czas trwania impulsu z uniwerbatora powinien być dłuższy od okresu impulsów z generatora, a krótszy od okresu przeglądania klawiatury. W niektórych zastosowaniach wymagane jest impulsowe wpisywanie informacji z klawiatury do urządzenia. Układ wprowadzania realizujący takie zadanie przedstawiono na rys.14.



Rys. 13. Schemat układu bramkowego generatora z przerzutnikiem monostabilnym, służącym do regenerowania sygnału „zwarcie klucza” (patrz rys. 12)



Rys. 14. Schemat układu bramkowego generatora generującego sygnał odczytu

Omawiane układy charakteryzują się tym, że jeżeli jeden przycisk zostanie wciśnięty w czasie, gdy wciśnięty jest inny przycisk, to jego wciśnięcie jest ignorowane aż do chwili zwolnienia uprzednio wybranego przycisku.

Sekwencyjny układ wybierania klawiatury może być łatwo rozbudowany do 16 i więcej zestyków przez dodatkowe stopnie licznika i dekodery. Dla więcej niż 16 zestyków jest zalecany

Bezpiecznik elektroniczny do zasilacza

Zasilacze sieciowe ZOT-1K, ZOT-1 i ZOT-2 są wrażliwe na zwarcia i przeciążenia, które powodują przepalenie się bezpieczników, a nawet zniszczenie zasilacza.

Zastosowanie bezpiecznika elektronicznego nie wymaga żadnych przeróbek w układzie zasilacza, z wyjątkiem regulacji opornika R_7 , gdyby zaistniała konieczność wymiany uszkodzonych przy zwarciu elementów T_1 , T_2 , D_2 (rys. 1.). Po dokonanej przeróbce nie trzeba regulować układu zasilacza, gdyż jego parametry techniczne nie zmieniają się, bowiem napięcie wyjściowe jest mało zależne od pobieranego prądu.

i kawałkiem drutu oporowego przyłączamy do emitera tranzystora T_1 . Zwieramy minimalny odcinek drutu oporowego (np. około 1 cm) z diodą D_1 za pomocą krokodylka. Należy zwrócić uwagę, aby połączenie było pewne. Następnie włączamy zasilacz do sieci. Na wyjście zasilacza włączamy chwilowo amperomierz o zakresie około 0,5 A. Prąd zwarcia powinien być mały (0,05–0,1 A). Następnie wyłączamy amperomierz i zasilacz z sieci oraz zwiększamy długość odcinka drutu oporowego, łącząc go z diodą. Ponownie włączamy zasilacz do sieci i na chwilę - amperomierz. Prąd zwarcia wzrośnie. Czynności te powtarzamy do chwili, aż prąd zwarcia osiągnie wartość w granicach 0,3–0,4 A. Ustalony odcinek drutu oporowego możemy nawinąć na opornik lub zwinąć w spiralę (tak, aby zwoje nie dotykały do siebie) i wlutować do układu.

W razie braku amperomierza odcinek drutu oporowego dla opornika R ustalamy jak powyżej, zaczynając od oporu minimalnego i dokonując okresowych, krótkich spięć na wyjściu zasilacza, zamiast włączania amperomierza. Moment, w którym bezpiecznik B_2 przepali się, jest sygnałem, że wartość opornika R jest już właściwa. Bezpiecznik B_2 podczas prób powinien mieć wartość około 0,2–0,3 A. Opornik R wykonujemy jak podano poprzednio i wlutowujemy. W tym przypadku nie jest wskazane zwiększanie długości drutu oporowego na połączenia. Bezpiecznik B_2 zastępuje innym o wartości 0,5–0,7 A.

Tak przerobiony zasilacz jest odporny na zwarcia, co nie znaczy, że można go pozostawiać w stanie zwartym przez dłuższy czas. Po zgaśnięciu żarówki Z zasilacz należy szybko odłączyć od uszkodzonego urządzenia.

W przypadku stosowania podobnego zabezpieczenia przeciwzwarciowego do zasilacza typu ZOT-2, należy diodę D przyłączyć odwrotnie.

Przy zabezpieczaniu zasilacza typu ZOT-1 diodę D_1 i opornik R należy przyłączyć również odwrotnie i połączyć z bazą tranzystora T_2 i kolektora T_3 , a nie z bazą T_1 (rys. 2).

Umieszczenie elementów bezpiecznika elektronicznego D , R , jak i sygnalizatora zwarcia Z , C nie jest krytyczne oraz nie stanowi problemu wynikającego z braku przestrzeni. Przy posiadaniu podstawowym sprzęcie mechanicznym i elektrycznym elementy te można umieścić od strony elementów zasilacza, wierząc odpowiednie otwory $\varnothing 1$ mm. W innym przypadku można je lutować bezpośrednio od strony obwodów drukowanych.

Żarówka z oprawką może być umieszczona tylko od strony elementów zasilacza. Żarówka Z , opornik R' i kondensator C nie są konieczne dla poprawnej pracy bezpiecznika elektronicznego. Jeżeli nie jest potrzebny nominalny prąd zasilacza, bezpiecznik elektroniczny najlepiej wyregulować na prąd zwarcia około 0,2 A. Zapewni to trwałość urządzenia przy ewentualnym zwarciu na okres dłuższy.

Zastosowane elementy

R - opornik 2–15 Ω , drutowy, wg opisu

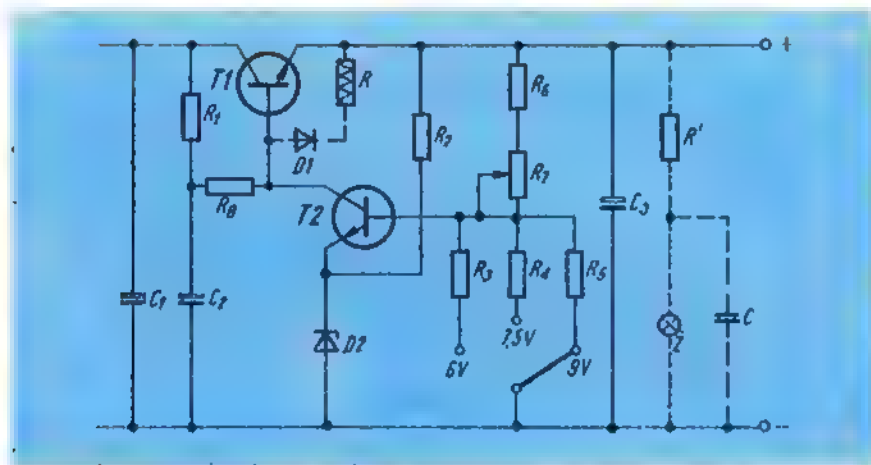
R' - opornik 20–25 Ω /0,5 W

Z - żarówka 6,3 V/0,2–0,3 A

C - kondensator 0,1–5 μ F/12 V min

D - dioda BAY55, BVP401/50 lub podobna, krzemowa 50 mA maks.

Franciszek Oleksuk

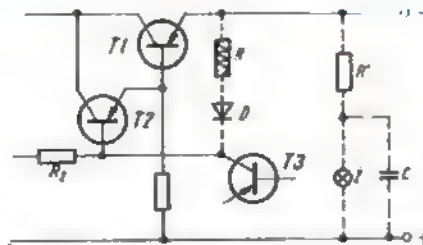


Rys. 1. Fragment schematu zasilacza ZOT-1K (elementy dodane - oznaczono linią przerywaną)

Tranzystor T_1 można zamienić na 2N3055, a T_2 - na BC211 w zasilaczu ZOT-1K. Można również z powodzeniem wykorzystać tranzystory z zestawów nr 3 i 5 CEMI, korzystając z opisów ich oznaczeń podanych w RiK nr 11 1975.

W zewnętrznej obudowie zasilacza wykonalem okienko sygnalizacyjne, zaslonięte różową, przezroczystą szybką (okienko to powinno być usytuowane na wprost żarówki sygnalizującej moment zwarcia).

Opornik R wykonalem z drutu oporowego ze spirali od żelazka. Druć ten można nawinąć na opornik węglowy o oporze 0,1–1 M Ω , 0,25–0,5 W. Wartość opornika należy dobrać doświadczalnie. W tym celu przyłączamy diodę D_1 jednym końcem do bazy tranzystora T_1



Rys. 2. Fragment schematu zasilacza ZOT-1 (elementy dodane - oznaczono linią przerywaną)

Należy dodać odpowiednią długość drutu na lutowanie

Przy ustalaniu wartości opornika R należy pamiętać, że mała wartość oporu powoduje mały prąd zwarcia, a zbyt duża - duże zwarcie.



ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK NR 2 (213) LUTY 1978 ROK

MIĘDZYNARODOWE ZAWODY SP DX CONTEST 1977

Wyniki, komentarze, opinie zawodników

W 1977 roku zawody SP DX Contest po raz pierwszy były zorganizowane w dwóch częściach jako dwie niezależne imprezy: w dniach 2 i 3 kwietnia odbyła się tradycyjna część telegraficzna - CW, zaś w dwa tygodnie później, 16 i 17 kwietnia, odbyła się po raz pierwszy część foniczna - SSB. Obie części zawodów trwały po 33 godziny (od 15.00 GMT w sobotę do 24.00 GMT w niedzielę).

Przez 15 lat zawody SP DX Contest odbywały się tylko na telegrafii i w tej formie pozyskały sobie zwolenników i sympatyków na wszystkich kontynentach, zwłaszcza wśród krótkofalowców pochodzenia polskiego. Od 1977 roku imprezę tę rozszerzono o część foniczną. Przypomnijmy, że celem zawodów SP DX Contest było i jest nadal nawiązanie jak największej liczby łączności między amatorskimi stacjami polskimi i zagranicznymi.

Ogółem komisja zawodów otrzymała 746 logów od stacji zagranicznych i 480 logów od stacji polskich za część CW oraz odpowiednio 272 logi od stacji zagranicznych i 306 logów od stacji polskich za część SSB.

Polskę reprezentowali zawodnicy z 42 województw w części CW i z 44 województw w części SSB. Nie otrzymano logów z następujących województw: w części CW - Legnica LE, Łomża LO, Piła PI, Płock PL, Przemysł PR, Siedlce SE, Sieradz SI; w części SSB - Białą Podlaską BP, Konin KN, Łomża LO, Przemysł PR, Tarnobrzeg TG. W części fonicznej SSB zawodów sklasyfikowano tylko 38 województw, ponieważ logi z 6 województw mogły być potraktowane tylko jako kontrolne. Sklasyfikowano 420 stacji nadawczych indywidualnych i klubowych oraz 9 nasłuchowców w części CW i odpowiednio - 264 stacje nadawcze i klubowe oraz 24 nasłuchowców w części SSB. Większość stacji polskich nadesłała logi wyłącznie do kontroli (60 stacji za CW i 52 stacje za SSB).

Udział wszystkich stacji w SP DX Contest 1977 w poszczególnych konkurencjach i pasmach przedstawiono w tablicy. W porównaniu do lat ubiegłych (patrz RfK nr 2/77, str. 49) liczba uczestników zawodów w części CW w 1977 roku była rekordowa zarówno ze strony stacji zagranicznych, jak i polskich.

Podobnie jak w ubiegłym roku, wyniki indywidualne zawodów SP DX Contest 1977 zostały staraniem komisji sędziowskiej wydrukowane w formie broszury (format A5, nakład 2000 egz.). Oprócz wyników broszura zawiera regulamin zawodów SP DX Contest na rok 1978 oraz skrócone regulaminy dyplomów „POLSKA” i SP DX Klubu dla stacji zagranicznych, których warunki uzyskania mogą być spełnione w czasie

Udział stacji amatorskich w SP DX Contest 1977

Wyszczególnienie		Liczba uczestników w poszczególnych pasmach									SWL
Stacje	Część	SOMB	3,5	7	14	21	28	MOMB	Logi kontrolne	Razem	
SP	CW	108	97	39	73	11	-	92	60	480	9
SP	SSB	83	62	12	49	-	-	58	52	306	24
Zagraniczne	CW	143	194	71	109	12	-	126	91	746	79
Zagraniczne	SSB	63	86	18	32	1	-	54	18	272	66

Faktyczne liczby uczestników były większe niż wymienione wyżej, ponieważ wiele stacji startujących w zawodach nie nadesłało swoich logów. W przeważającej większości nie otrzymano logów od stacji zagranicznych, ale i wśród polskich stacji było kilku nadawców, którzy nie wywiązali się z obowiązku wysłania logu za QSO przeprowadzone w zawodach.

Nie otrzymano logów od następujących stacji: część CW - SP3AYR, SP3EZE, SP4DP, SP6PBB, SP7H2H, SP8AIS/1, SP8KDF, SP8KIU; część SSB - SP1CGM, SP2HMJ, SP2ISU, SP3ZAL, SP7CUJ/6, SP7ETG, SP9HWY, SP9KBY.

Wśród zagranicznych uczestników zawodów reprezentowanych było w części CW 47 krajów, a w części SSB - 42 kraje liczone wg listy SPDX Klubu. W części CW sklasyfikowano na podstawie otrzymanych logów 656 stacji nadawczych zagranicznych i 79 nasłuchowców zagranicznych; 91 stacji nadesłało logi tylko do kontroli. Analogicznie, w części SSB sklasyfikowano 254 stacje nadawcze i 66 nasłuchowców zagranicznych; 18 stacji nadesłało logi do kontroli.

trwania zawodów. Broszurę wysłano wszystkim uczestnikom zawodów: do stacji polskich przez oddziały PZK, do stacji zagranicznych - w zależności od liczby uczestników w danym kraju - przez odpowiednie biura. OSL lub indywidualnie. Z tych to względów podajemy jedynie zestawienie obrazujące udział stacji amatorskich w SP DX Contest 1977 r. oraz klasyfikację województw w SP DX Contest 1977 r. w częściach CW i SSB.

KLASYFIKACJA WOJEWÓDZTW W SP DX CONTEST 1977 CZĘŚĆ SSB

Kolejno: miejsce, województwo, skrót województwa, suma uzyskanych punktów, liczba uczestników, współczynnik aktywności, wynik

1	Katowice	KA	211 176	37	0,121	25 552
2	Bydgoszcz	BY	167 786	20	0,129	21 642
3	Wałbrzych	WB	90 864	4	0,089	8 087
4	Siedlca	SE	42 669	5	0,167	7 126

5 Zielona Góra	ZG	72 462	12	0,097	6 304
6 Bielsko Biąta	BB	68 396	7	0,068	4 515
7 Wrocław	WR	51 140	11	0,083	3 222
8 Warszawa	WA	222 366	13	0,013	2 891
9 Elbląg	EL	35 393	6	0,072	2 548
10 Opole	OP	40 634	11	0,051	2 072
11 Tarnów	TA	17 146	6	0,111	1 903
12 Częstochowa	CZ	33 711	4	0,054	1 820
13 Gdańsk	GD	44 353	7	0,028	1 242
14 Poznań	PO	23 987	8	0,044	1 055
16 Kraków	KR	16 624	7	0,068	931
16 Suwałki	SU	17 208	3	0,051	878
17 Kielce	KI	38 201	3	0,024	869
18 Piła	PI	20 660	3	0,042	867
19 Łódź	LO	26 470	6	0,029	768
20 Gorzów Wlkp.	GO	14 075	3	0,046	647
21 Włocławek	WL	7 653	2	0,080	612
22 Kalisz	KL	12 950	2	0,043	567
23 Lublin	LU	32 196	3	0,015	482
24 Rzeszów	RZ	8 409	4	0,048	387
25 Legnica	LG	8 811	3	0,039	344
26 Olsztyn	OL	16 718	3	0,018	301
27 Leszno	LE	4 801	2	0,056	269
28 Radom	RA	9 650	1	0,018	174
29 Płock	PL	2 840	2	0,057	150
30 Białystok	BK	5 331	3	0,023	123
31 Ostrołęka	OS	1 672	1	0,050	84
32 Piotrków Tryb.	PT	3 475	1	0,018	63
33 Ciechanów	CI	1 226	1	0,048	69
34 Szczecin	SZ	4 548	2	0,011	50
35 Jelenia Góra	JG	1 932	1	0,023	44
36 Koszalin	KO	2 952	1	0,010	29
37 Krosno	KS	1 380	1	0,018	22
38 Toruń	TO	812	1	0,010	8

34 Koszalin	KO	15 387	2	0,020	307
35 Radom	RA	16 254	1	0,018	293
36 Konin	KN	4 280	1	0,063	268
37 Zamość	ZA	6 522	2	0,041	267
38 Skiermiewice	SK	15 190	1	0,014	213
39 Ciechanów	CI	4 032	1	0,048	194
40 Ostrołęka	OS	3 078	1	0,050	154
41 Suwałki	SU	8 314	1	0,017	141
42 Leszno	LE	819	1	0,028	23

Warto zauważyć, że spośród 10 najlepszych stacji pozaeuropejskich SODX z jednym operatorem w ubiegłych latach zawsze niepodzielnie dominowały stacje z azjatyckich republik radzieckich. W 1977 roku natomiast w części CW w ścisłej czołówce znalazły się dwie stacje z kontynentu północno-amerykańskiego, a mianowicie: na czwartym miejscu stacja W1PL z USA i na ósmym miejscu stacja VE3CSZ z Kanady. Podobnie w części fonicznej zawodów SSB na szóstym miejscu SODX wśród stacji radzieckich znalazła się stacja OD5LX z Libanu, której operatorem jest nasz rodak Tadeusz Truszkowski.

Spśród stacji polskich w najważniejszej konkurencji SOMB (CW) zwyciężył Bogdan Klatka SP8ECV osiągając rekordową liczbę punktów 183 286. Wynik ten to nawiązanie 1219 QSO, które dały zawodnikowi 1622 punkty podstawowe i mnożnik 113 krajów. W części SSB zawodów i odpowiedniej konkurencji SOMB pierwsze miejsce zdobył Bronisław Duda SP9AI (44 940 punktów). Dorobek ten jest iloczynem 536 punktów podstawowych i 84 krajów zaliczonych jako mnożnik w ogólnej liczbie 521 QSO. Rekord w konkurencji MOMB pobita również stacja klubowa Warszawskiego Klubu Krótkofalowców SP6PWK osiągając 152 635 punktów (1091 QSO w części telegraficznej). Odpowiednio pierwsze miejsce w części fonicznej zdobyła stacja klubowa SP6PZB z Dzierżonłowa (613 QSO - 61 650 pkt).

W klasyfikacji zespołowej województw krótkofalowcy z Nowego Sącza przetrzymali prymat zespołu krótkofalowców z Katowic, zdobywając pierwsze miejsce w części CW przede wszystkim dzięki dużemu współczynnikowi aktywności (0,491). Oznacza to, że prawie połowa wszystkich licencjonowanych w województwie nowosądeckim amatorów wystartowała w zawodach. Dobrze to świadczy o działalności koordynacyjnej ZOW PZK w Nowym Sączu. Szkoła tylko, że nie nadesłano w terminie logów za część foniczną zawodów.

Oceniając SP DX Contest 1977 można stwierdzić, że zawody te były kolejnym sukcesem krótkofalarstwa polskiego na arenie międzynarodowej. Świadczy o tym nie tylko liczba uczestników w części CW i to, że zawody foniczne „chwyciły”, ale również liczne wypowiedzi krótkofalowców zagranicznych, którzy do logów dołączyli swoje uwagi i opinie na ten temat. Otrzymałmy ponad 30 wypowiedzi z czterech kontynentów, niektóre bardzo lakoniczne, inne obszernie, jedne zawierające słowa uznania, inne także słowa życzliwej krytyki.

A oto kilka fragmentów listów:

- Miałem wiele przyjemności pracując w SP DX Contest. Była to wspaniała zabawa. (W2POZ - USA)

- Bardzo dziękuję za świetny SP DX Contest na CW. Były to moje pierwsze zawody i dały mi wiele radości. Mam nadzieję, że następnym razem będę mógł zdobyć dyplom SPA poprzez QSO. (DJ4JY - RFN)

- Część foniczna była zadziwiająco dobra jak na pierwszy raz. Można byście mogli ograniczyć ją w następnym roku do pewnego wycinka pasma, wtedy łączności innych stacji będą mogły odbywać się bez QRM ze strony zawodów. Dziękuję bardzo za te nowe i piękne zawody. (DL1OY - RFN)

- Bardzo jestem rad ze zdobycia dyplomu „POLSKA” podczas tych zawodów. Myślę, że dyplomy za zawody mogły być przyznawane najlepszym stacjom w okręgach wywoławczych Japonii podobnie, jak to jest dla stacji USA, ZSRR, Australii i Kanady, ponieważ Japonia ma obecnie 300 000 radiostacji amatorskich. (JH3AIU - Japonia)

- Każdy uczestnik SP był świetnym operatorem. Niestety kilka stacji (trzy, cztery) miało złą jakość emitowanego sygnału. Dziękuję za okazję spędzenia bardzo przyjemnego weekendu z moimi przyjaciółmi; mam nadzieję, że otrzymam od Was wyniki zawodów przed kwietniem 1978 r. (W1PL - USA)

- Regulamin w moim pojęciu został opracowany bardzo dobrze, zwła-

KLASYFIKACJA WOJEWÓDZTW W SP DX CONTEST 1977 CZĘŚĆ CW

Kolejno: miejsce, województwo, skrót województwa, suma uzyskanych punktów, liczba uczestników, współczynnik aktywności, wynik.

1 Nowy Sącz	NS	227 853	27	0,491	111 875
2 Katowice	KA	445 447	51	0,167	74 389
3 Zielona Góra	ZG	263 439	37	0,268	70 602
4 Bydgoszcz	BY	452 394	21	0,135	61 073
5 Bielsko Biąta	BB	157 585	21	0,203	31 989
6 Warszawa	WA	779 710	32	0,033	25 730
7 Toruń	TO	124 907	21	0,204	25 481
8 Wrocław	WR	184 570	22	0,126	23 256
9 Gorzów Wlkp.	GO	137 905	10	0,154	21 237
10 Gdańsk	GD	246 243	21	0,083	20 438
11 Kielce	KI	275 509	9	0,072	19 837
12 Kraków	KR	144 664	14	0,112	16 201
13 Poznań	PO	184 577	10	0,073	14 204
14 Jelenia Góra	JG	57 464	9	0,209	12 010
15 Olsztyn	OL	130 921	12	0,074	9 688
16 Piotrków Tryb.	PT	140 649	3	0,063	7 454
17 Krosno	KS	210 632	2	0,033	6 951
18 Tarnów	TA	37 350	6	0,133	4 968
19 Łódź	LO	110 781	8	0,039	4 320
20 Rzeszów	RZ	49 241	8	0,069	3 329
21 Białystok	BK	67 486	6	0,045	3 037
22 Opole	OP	88 021	5	0,023	2 254
23 Wałbrzych	WB	24 879	4	0,089	2 214
24 Chełm	CH	28 648	3	0,077	2 206
25 Elbląg	EL	20 701	6	0,087	1 801
26 Włocławek	WL	13 898	3	0,120	1 668
27 Biała Podlaska	BP	12 664	4	0,114	1 444
28 Szczecin	SZ	41 357	6	0,034	1 406
29 Słupsk	SL	26 896	4	0,050	1 345
30 Lublin	LU	31 009	8	0,041	1 271
31 Tarnobrzeg	TG	38 458	1	0,025	911
32 Kalisz	KL	8 840	2	0,042	380
33 Częstochowa	CZ	12 614	2	0,027	340

szcza, że wprowadzono po raz pierwszy część SSB jako nowe zawody. Za tę zmianę ukłon w stronę PZK jak i Komisji Zawodów. (OD5LX – Liban)

– Ponownie dziękujemy bardzo za interesujące zawody. Wygląda na to, że stają się one tradycją dla naszego klubu. Wzięliśmy udział już po raz drugi, a w przyszłym roku z pewnością znajdziecie nas znowu QRV w tych zawodach. Zawsze jest bardzo miło spotkać dobrych operatorów-telegrafistów. Chcemy także wyrazić nasze podziękowanie za otrzymane wyniki SP DX Contest 1976. Ten rodzaj obsługi uzupełnia zawody w sposób miło widziany przez uczestników. Podtrzymujcie nadal wysyłkę wyników do uczestników, ponieważ jestem przekonany, że czyni to zawody SP DX Contest bardziej popularne, podniecające i interesujące. (OH2AR – OH2BDL – Finlandia)

– Z wielką przyjemnością wziąłem udział w tych zawodach. Niestety propagacja była zła, ponieważ jest rzeczą oczywistą, że stacje SP preferują połączenia ze stacjami najbliższymi położonymi. Mimo to z przyjemnością uczestniczyłem razem z Wami w tym wielkim wyderzeniu. Gratulacja i najlepsze życzenia. Do usłyszenia w następnych zawodach SP DX Contest. (PY1BOA – Brazylia)

– Serdeczne podziękowania dla wszystkich przyjaciół SP za ich dobrą pracę w pasmie 3,5 MHz. (UB5NS – ZSRR)

– Drodzy amatorzy SPI! To było wspaniale pracować ponownie w SP DX Contest. Zawody były cudowne i cieszyłem się każdą minutą ich trwania. Warunki były dla mnie słabe. Jak zawsze próbowałem bardzo usilnie i mimo, że moje osiągnięcie punktowe nie jest wielkie, cieszę się bardzo, że mogłem spotkać starych i nowych przyjaciół z SP. (WGBMM – USA)

– Korzystam również z tej okazji, aby wyrazić uznanie Waszym krótkofalowcom za ich naprawdę „fair” zachowanie, mimo, że ja nie mam żadnego doświadczenia w zawodach. Były to moje drugie zawody. (YU3DRL – Jugosławia)

Dziękujemy Wam za miłe słowa oraz za to, że swoim udziałem uświetniście naszą imprezę. Do usłyszenia w następnych zawodach SP DX Contest!

SP9ZD

WYSTAWA „PRZYJAŹŃ – SP-U”

Z inicjatywy białostockich działaczy PZK, Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK i Zarządu Wojewódzkiego Towarzystwa Przyjaźni Polsko-Radzieckiej w dniach od 5 do 13 listopada 1977 r. czynna była w siedzibie ZW TPPR w Białymstoku wystawa „Przyjaźń – SP-U”, na której eksponowane były karty QSL – polskie i radzieckie oraz dyplomy radzieckie. W tym czasie czynna była okolicznościowa radiostacja amatorska

SP0PZM. Operatorzy tej radiostacji nawiązywali łączności w języku rosyjskim w pasmach 20–40 i 80 m. Wiele interesujących łączności nawiązano z krótkofalowcami Kraju Rad. Stacja SP0PZM za przeprowadzone łączności wysyłała specjalnie przygotowane karty QSL ze znacznikiem TPPR, z tekstem okolicznościowym oraz pozdrowieniami z okazji 60 Rocznicy Wielkiej Socjalistycznej Rewolucji Październikowej. Uroczystego otwarcia wystawy dokonał sekretarz generalny Towarzystwa Przyjaźni Radziecko-Polskiej w Wilnie.

Warto odnotować, że ekspozycja wystawy „Przyjaźń SP-U” dotyczyła wyłącznie kart QSL SP-U oraz dyplomów. Dużym zainteresowaniem cieszyły się na wystawie radzieckie karty QSL za łączności z radioamatorami z Białegostoku. Kartę QSL U5ARTEK nadesłała radiostacja zainstalowana w obozie pionierów na Krymie. Jej operatorami są uczestnicy turnusów przebywający na wypoczynku w pięknie położonym nad brzegiem Morza Czarnego miasteczku ARTEK.

Wielu zwiedzających podziwiała kartę QSL o znaku wywoławczym RAEM. Znak RAEM był używany przez radiooperatora E. Krenkla podczas słynnej wyprawy Czeluskina, a następnie przydzielony E. Krenkowi w dowód jego wybitnych zasług radiooperatorów (był to wyjątek w skali światowej w przydzielaniu znaków dla radioamatorów). Znak nie zawiera prefiksu, okręgu i sufiksu. Bohater ZSRR E. Kronkiel-RAEM (1903–1971) był przewodniczącym Federacji Radiosportu ZSRR, włożył wiele pracy w rozwój radiokomunikacji amatorskiej w Związku Radzieckim; w 1965 roku gościł w Polsce jako przewodniczący delegacji ZSRR na Mistrzostwach Europy w Amatorskiej Radiolokacji, zorganizowanych przez Międzynarodową Unię Radioamatorską (IARU). Gospodarzem Mistrzostw był wówczas Polski Związek Krótkofalowców.

Elektonową kartą QSL była karta radiostacji 4J08AM pracującej na terenie budowy Bajkałsko-Amurskiej Magistrali. Radiostacja jest obsługiwana przez pracowników BAM. W miarę postępu prac radiostacja jest przewożona przez całą trasę budowy.

Nie zapomniano również o ciekawych kartach QSL stacji radzieckich pracujących z Antarktydy (4J) na obozach badawczych. Amatorskie radiostacje utrzymują łączność ze stacjami Związku Radzieckiego.

Do ładnych kart QSL można było zaliczyć U0ACW (radiostacja ekspedycji naukowej w rejonie arktycznym, za kołem polarnym).

Na wystawie znalazły się także karty QSL z różnych zakątków Związku Radzieckiego, jak np. z Baku (Azja), Taszkientu (Uzbecka SRR), Kazachstanu, Turkmenii, Tadżykistanu, Kaliningradu, Moldawii, Wołgogradu, Moskwy, Leningradu i wiele innych ciekawych kart QSL wysyłanych przez krótkofalowców radzieckich.

Z interesujących dyplomów radzieckich wydawanych przez Federację Radiosportu ZSRR i przyznawanych krótkofalowcom całego świata warto wymienić dyplomy R6K i R100-0.

Wystawa cieszyła się dużym powodzeniem zwiedzających, zapoznała kilka tysięcy młodzieży z działalnością polskich i radzieckich krótkofalowców.

SP5RM

MIĘDZYNARODOWY UKŁAD JEDNOSTEK MIAR (SI)

Rozwój cywilizacji nie byłby możliwy bez jednostek miar. Każda epoka tworzyła na swoje potrzeby nowe jednostki i systemy miar. Zmieniały się one i udoskonalaly w miarę rozwoju nauki i sił wytwórczych ludzkości.

Burzliwy rozwój nauki i techniki w XIX wieku wyłonił potrzebę nowych uniwersalnych (ogólnie uznawanych) jednostek oraz systemów jednostek miar.

Na pierwszej międzynarodowej konferencji elektryków w 1881 r. przyjęty został układ CGS – z następującymi jednostkami podstawowymi: centymetr, gram, sekunda. Układ ten znalazł bardzo szerokie zastosowanie w fizyce i elektryce, występując

w kilku odmianach (zależnie od czwartej jednostki przyjętej za podstawową). Spełnił on ważną funkcję w rozwoju współczesnej nauki, panując niepodzielnie do pierwszej połowy naszego wieku.

Idealny system jednostek miar powinien spełniać następujące wymagania:

- liczba podstawowych jednostek miar powinna być jak najmniejsza,
- jednostki podstawowe powinny być wybrane tak, aby zależności między nimi były nieskomplikowane,
- jednostki podstawowe powinny być tak wybrane aby wyko-

nane ich wzorce zapewniały największą dokładność, oraz aby można było łatwo je odtworzyć w wielu miejscach na świecie,
 – system powinien być przydatny zarówno dla nauki, a także dla techniki i praktyki gospodarczej,
 – system powinien być powszechnie zaakceptowany (przez wszystkie kraje).

W 1960 r. XI Generalna Konferencja Miar podjęła rezolucję zatwierdzającą przygotowane wcześniej propozycje Międzynarodowego Układu Jednostek SI obejmującego wszystkie podstawowe dziedziny fizyki. Poszczególne kraje doceniając zalety nowego Układu SI rozpoczęły jego wprowadzanie. W Polsce ukazały się dwa akty normatywne w tej sprawie:

● Rozporządzenie Rady Ministrów z 17 października 1975 r. w sprawie ustalenia legalnych jednostek miar (Dz.U. nr 35, poz. 192),

● Zarządzenie Prezesa Polskiego Komitetu Normalizacji i Miar z 5 stycznia 1976 r. w sprawie ustalenia definicji, nazw i oznaczeń jednostek miar (Mon. Polski nr 4, poz. 19).

Stosownie do wyżej wymienionych aktów normatywnych lata 1977–1979 są przeznaczone na wdrożenie w Polsce „legalnych jednostek” uwzględniających Układ SI. Wszystkie związane z tym przedsięwzięcia mają być zakończone do 31 grudnia 1979 r.

Główne etapy porządkowania sprawy jednostek miar w naszym kraju są następujące:

– od 1 stycznia 1977 r. jednostki Układu SI i inne legalne powinny być stosowane w normalizacji, wydawnictwach i szkolnictwie;

– od 1977 r. poczynając, zapewnione będzie wytwarzanie narzędzi i przyrządów pomiarowych wyskalowanych w „legalnych” jednostkach;

– w latach 1977–1979 należy przeskalować przyrządy i narzędzia pomiarowe stanowiące wyposażenie laboratoriów, stosowane w procesach technologicznych.

Niżej podane są niektóre jednostki legalne ustalone w Zarządzeniu Prezesa PKNiM z 5 stycznia 1976 r.

I. JEDNOSTKI SI

A. Jednostki podstawowe

długość	– metr (m)
masa	– kilogram (kg)
czas	– sekunda (s)
prąd elektryczny	– amper (A)
temperatura	– kelwin (K)
liczność materii	– mol (mol)
światłość	– kandela (cd)

B. Jednostki uzupełniające

kąt płaski	– radian (rad)
kąt bryłowy	– steradian (sr)

C. Jednostki pochodne (wybrane)

prędkość liniowa	– metr na sekundę (m/s)
gęstość masy	– kilogram na metr sześcienny (kg/m ³)
częstotliwość	– herc (Hz)
siła	– niuton (N)
ciśnienie	– paskal (Pa)
energia, praca	– dżul (J)
moc	– wat (W)
ciepło właściwe	– dżul na kilogram i kelwin (J/kg.K)
ładunek elektryczny	– kulomb (C)
napięcie elektryczne, siła elektromotoryczna, potencjał elektryczny	– wolt (V)
pojemność elektryczna	– farad (F)
opór elektryczny	– om (Ω)

opór elektryczny właściwy, rezystywność elektryczna	– omometr (Ω.M)
przewodność elektryczna	– siemens (S)
strumień magnetyczny	– weber (Wb)
indukcja magnetyczna	– tesla (T)
pole magnetyczne, natężenie pola magnetycznego	– amper na metr (A/m)
indukcyjność	– henr (H)
przenikalność magnetyczna (bezwzględna)	– henr na metr (H/m)
siła magnetomotoryczna, napięcie magnetyczne	– amper (A)
strumień świetlny	– lumen (lm)
ilość światła	– lumenosekunda (lm.s)
natężenie oświetlenia	– luks (lx)
luminancja	– kandela na metr kwadratowy (cd/m ²)
naświetlenie	– luksosekunda (lx.s)
aktywność promieniotwórcza	– bekerel (Bq)
dawka pochłonięta (promieniowania)	– grey (Gy)

II. JEDNOSTKI MIAR NIE NALEŻĄCE DO UKŁADU SI (LEGALNE, WYBRANE)

czas: minuta, godzina, doba, tydzień, miesiąc, kwartał, rok
 temperatura: stopień Celsjusza (°C)

kąt płaski: stopień, minuta, sekunda, grad

powierzchnia: hektar (ha)

pojemność: litr (l) – stosuje się tylko do płynów i ciał sypkich

prędkość obrotowa: obrót na sekundę (obr/s), obrót na minutę (obr/min)

ładunek elektryczny: amperogodzina (Ah)

moc elektryczna pozorna: wolt/amper (VA)

moc elektryczna bierna: war (war)

poziomy elektryczne względne i bezwzględne: bel (B), decybel (dB)

tłumiennosc i wzmocnienie: bel (B), decybel (dB)

poziom ciśnienia akustycznego: bel (B), decybel (dB)

poziom głośności: fon (fon)

interwał częstotliwości: oktawa, dekada (1 dekada \approx 3,322 oktawy)

stosunek dwóch wartości tej samej wielkości: jedność, procent (%), promil (‰)

liczba informacji: bit (bit)

Zarządzenie Przewodniczącego PKNiM przewiduje poza tym stosowanie przejściowo niektórych jednostek miar w ograniczonym zakresie. Dotyczy to głównie jednostek stosowanych w żegludze, rolnictwie i niektórych innych działach gospodarki. W załączniku 3 do ww Zarządzenia są podane zasady wyrażania dziesiętnych wielokrotności i podwielokrotności jednostek miar. Oto ich nazwy i oznaczenia:

deka (da), hekto (h), kilo (k), mega (M), giga (G), tera (T),

peta (P), eska (E)

decy (d), centy (c) mili (m), mikro (μ), nano (n), piko (p),

femto (f), atto (a).

Na zakończenie podamy jeszcze kilka porównań jednostek stosowanych dawniej z jednostkami Układu SI:

siła – dyna (dyn) 1 dyn=10⁻⁵N
 kilogram-siła (kG),
 kilopond (kp)
 1 kG=1 kp=9,806 65 N

ciśnienie – atmosfera techniczna (at)
 1 at=1 kG/cm²=98066,5 Pa
 bar (bar) 1 bar=10⁵Pa
 tor (Tr) 1 Tr=1 mmHg
 =133,322 Pa

praca – kaloria (cal) 1 cal=4,1868 J

UKŁADY WSPÓLPRACY ELEMENTÓW TTL... dc. ze str. 41

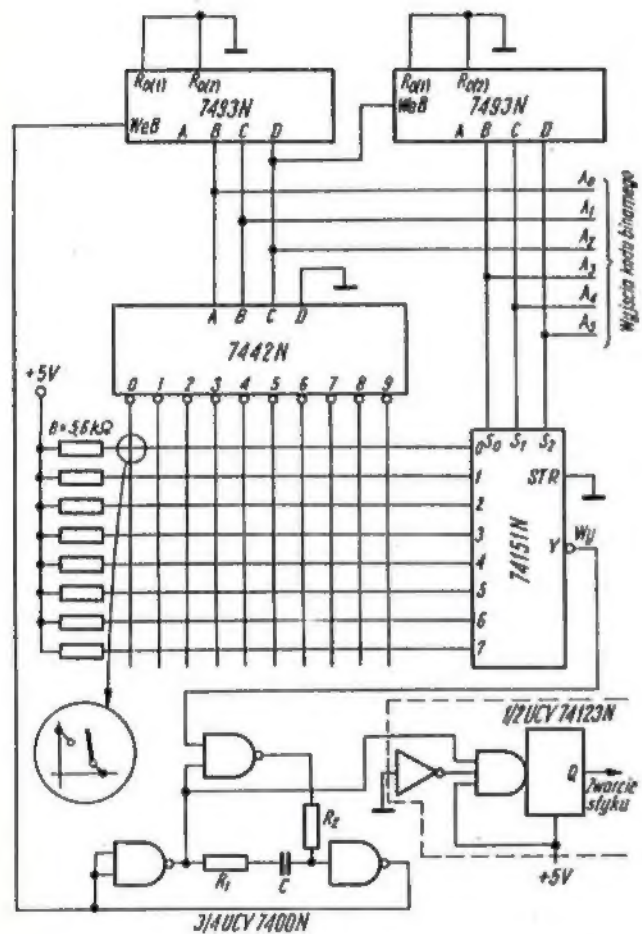
matrycowy układ wybierania, bardziej ekonomiczny pod względem liczby zastosowanych elementów.

Przykładowy układ sekwencyjnego przeglądania 64 zestyków /matryca 8x8/ przedstawiono na rys. 15.

Odmienne nieco układ sekwencyjnego przeglądania klawiatury i kodowania przedstawiono na rys. 16. Omawiany układ składa się z:

- licznika,
- generatora impulsów zegarowych Φ_1 , Φ_2 ,
- dekodera,

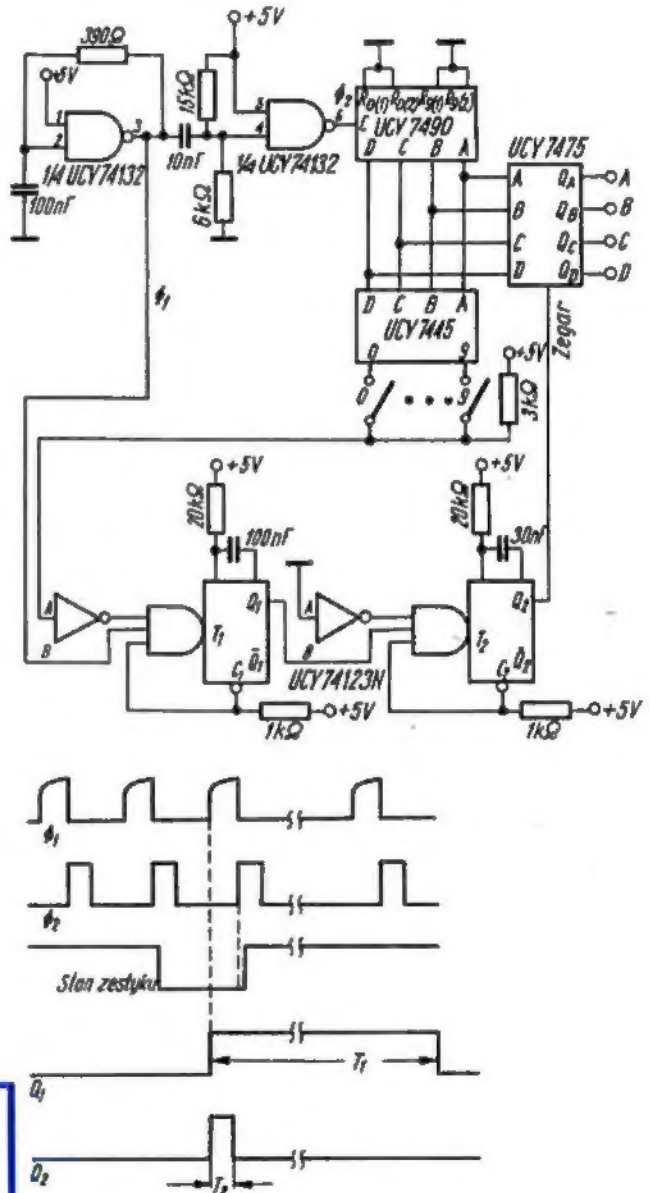
- wyjściowego rejestru typu „latch”, służącego do pamiętania stanu klawiatury w zapisie dwójkowym,
 - przerzutnika monostabilnego, wyzwalanego impulsem Φ_1 , który służy do likwidowania skutków drgań zestyków,
 - przerzutnika monostabilnego, formującego sygnał odczytu.
- Przerzutnik monostabilny ma zdolność regenerowania impulsów wyzwalających Φ_1 . Po zwarceniu dowolnego zestyku (0-9) generuje impuls, który trwa prawie tak długo (dzięki regenerowaniu impulsów), jak długo zwarty jest zestyk. Oczywiście drgania zestyku nie mają żadnego wpływu na pracę układu.



Rys. 15. Schemat układu sekwencyjnego przeglądania zestyków

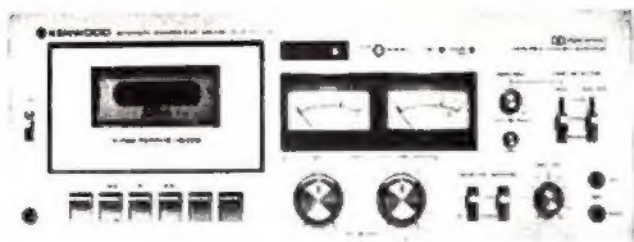
- | | |
|------------------------------------|---|
| strumień magnetyczny | - maksweł (Mx) $1 \text{ Mx} = 10^{-4} \text{ Wb}$ |
| indukcja magnetyczna | - gaus (Gs) $= 10^{-4} \text{ T}$
$1 \text{ T} = 10\,000 \text{ Gs}$ |
| pole magnetyczne | - ersted (Oe) $1 \text{ Oe} = \frac{1}{4\pi} \cdot 10^3 \text{ A/m}$ |
| siła magnetomotoryczna | - gilbert (Gb) $1 \text{ Gb} = \frac{1}{4\pi} \cdot 10 \text{ A}$ |
| ciśnienie akustyczne | - dyna na centymetr kwadratowy
$1 \text{ dyn/cm}^2 = 0,1 \text{ Pa}$ |
| dawka pochłonięta (promieniowania) | - rad (rad, rd) $1 \text{ rd} = 0,01 \text{ Gy}$ |

A.W.



Rys. 16. Schemat układu sekwencyjnego przeglądania i kodowania z generatorem (układ UCY74132)

Inny układ wprowadzania danych z klawiatury w kodzie BCD z wyjściem „zatraskowym”, przedstawiono na rys. 17. Układ zawiera dwa wzajemnie blokujące się uniwibratory generujące impulsy w chwili zwierania i rozwierania zestyku. Czas trwania impulsu t powinien wynosić co najmniej 10 ms. Po czasie t , od



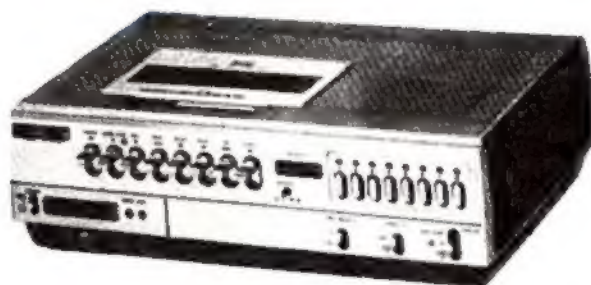
Rys. 1. Magnetofon KX-1030 f-my KENWOOD



Rys. 4. Dyktafon „Memocord-mini” f-my ASSMAN



Rys. 2. Magnetofon TS-1000 f-my GRUNDIG



Rys. 5. Magnetowid HR 3300EG f-my JVC



Rys. 3. Magnetofon „Studio 8” f-my FERROGRAPH



Rys. 6. Magneto-
wid LDL 1100
f-my PHILIPS

**POLECAMY —
ODSYSACZE DO CYNKI
TYP OD 1. OD 2. OD 3. —**

Odsysacze typ 001 są zalecane jako uniwersalne, szczególnie w serwisie RTV.
Odsysacze typ 002 są zalecane przy pracy z układami scalonymi, szczególnie w serwisie maszyn cyfrowych.
Odsysacze typ 003 zalecane przy dużych lutach.

Zamówienia na adres:

SPÓŁDZIELNIA RZEMIEŚLNICZA
Plac Zwycięstwa 3, 55-200 OŁAWA. Tel. 33-39
Zamówienia indywidualne ze pobraniem pocztowym — realizowane w pierwszej kolejności.

Cena odsysacza 280 zł (szkl.) — zatw. WKC
Jednocześnie polecamy cewki do rozmagnetywywania maski kineskopów OTV-kolor (cena 980 zł, zatw. WKC).

kości przesuwu taśmy od 4 do 22 cm/s. Pasmo przenoszenia przy prędkości przesuwu taśmy 4,75 cm/s wynosi 20–12 500 Hz, zaś przy prędkości przesuwu 19 cm/s – 20–20 000 Hz. Odstęp szumów przy zastosowaniu układu DOLBY wynosi 64 dB dla prędkości 4,75 cm/s oraz 72 dB dla prędkości 19 cm/s; nierównomierność biegu taśmy – 0,05%, zaś zniekształcenia nie większe od 1,5%.

Rozbudowany układ elektryczny umożliwia różne trykowe nagrania, w tym „multisplay”, „echo”; ma on specjalną głowicę do synchronizacji filmów i sterowania przezroczycy. Włączanie i przełączanie wszystkich funkcji odbywa się dotykiem (sensory) lub za pomocą przysuwawki zdalnego sterowania połączonej kablem z magnetofonem. Regulacja poziomu zapisu – automatyczna lub ręczna z ogranicznikiem.

Spółród magnetofonów profesjonalnych należy wymienić magnetofon „Studio 8” (rys. 3) angielskiej firmy FERROGRAPH, mniej znanej na naszym rynku. Firma ta produkuje magnetofony odznaczające się doskonałymi parametrami, a mianowicie: stabilność prędkości przesuwu taśmy $\pm 0,1\%$, nierównomierność biegu taśmy 0,06%, czas od chwili startu potrzebny do osiągnięcia maksymalnej prędkości przesuwu taśmy 200 ms, zniekształcenia całkowite nie przekraczają 1%. Stosunek sygnału do szumów 59 do 62 dB, zależnie od prędkości przesuwu (19 do 38 cm/sek), przesłuch między kanałami stereo ponad 40 dB, zaś pasmo przenoszone od 60–10 000 Hz ± 0 dB, od 40–20 000 Hz – 1 dB.

Interesującym rozwiązaniem mechanicznym i elektrycznym wyróżnia się kasetowy dyktafon „Memocord-mini” firmy ASSMAN (rys. 4). Mimo małych wymiarów (114×72×26 mm) i masy (300 g) umożliwia on zapis w czasie 1,5 godziny i ma następujące udogodnienia: optyczna kontrola wystawiania, wbudowany mikrofon z możliwością dołączenia mikrofonu zewnętrznego, ostrzegający sygnał akustyczny na 3 minuty przed końcem taśmy, kontrola optyczna stanu baterii, możliwość zasilania z sieci.

MAGNETOWIDY

Zapis magnetyczny programów telewizyjnych znajduje coraz więcej amatorów; magnetowidy są produkowane przez wiele firm europejskich, amerykańskich i japońskich, a ich wymiary są coraz mniejsze, zbliżone do wymiarów magnetofonów szpulowych. Zastosowano układ wirujących głowic, przy czym prędkość względna głowicy

i taśmy umożliwia zapis z rozdzielczością do 300 linii przy programach kolorowych; wymiar taśmy nie przekracza szerokości 3/4 cala.

Duże zainteresowanie wzbudził na wystawie model magnetowidu dla znormalizowanego systemu VHS, opracowany przez grupę japońskich producentów HITACHI, MITSUBISHI, SHARP i MATSUSHITA. Do grupy tej dołączyła amerykańska firma RCA, która ma ten model przystosować do warunków amerykańskich.

Magnetowid ten – HR 3300 EG (rys. 5) – wprowadzony przez firmę JVC (Victor Co of Japan) umożliwia 2-godzinny zapis programów kolorowych w kasecie z taśmą 1/2 cala. Dzięki stosunkowo małej prędkości przesuwu taśmy (33,35 mm/s) udało się zmieścić taką ilość taśmy o grubości 0,02 mm w kasecie o wymiarach małej książki (18,8×2,5×10,4) i masie 280 g. System zapisu dwugłowicowy, helikalny umożliwia uzyskanie prędkości względnej równej 5,8 m/s, zaś magnetowid wykonywany jest dla standardu PAL oraz SECAM (HR 3300S). Wymiary magnetowidu – 45×14,7×31,5 cm, masa 13,9 kg. W magnetowidzie wbudowane są: tuner do odbioru 8 zaprogramowanych stacji w zakresach VHF i UHF, zegar cyfrowy umożliwiający automatyczne włączenie i wyłączenie urządzenia oraz zapis podczas nieobecności użytkownika. Zapisane obrazy można oglądać na dowolnym odbiorniku kolorowym, ponieważ w magnetowidzie wbudowany jest konwerter sterujący odbiornik w kanałach 43–47.

Dodatkowo przewidziano możliwość zapisu własnego komentarza w miejsce istniejącego nagrania (dubbing) lub też zmiksowania z istniejącym na taśmie dźwiękiem. Jest również możliwy własny zapis z dodatkowej kamery kolorowej.

Z nowych rozwiązań kasetowych magnetowidów przenośnych profesjonalnych należy wymienić model LDL 1100 firmy PHILIPS (rys. 6) nadający się do zapisu i odtwarzania obrazów kolorowych z rozdzielczością odpowiadającą pasmu 3 MHz. Mimo stosunkowo małych wymiarów (44×35×37 cm) i masy (10 kg) magnetowid ten zawiera układ do elektronicznego „ciągnięcia” i wstawiania nowych obrazów (electronic editing); zapis dźwięku na dwóch ścieżkach. Kaseca z taśmą 1-calową umożliwia zapis 1-godzinny w wbudowanego w magnetowid akumulatora 12 V. Pobór mocy 12 W. Odtwarzanie jest możliwe przy regulowanej prędkości, a także przy taśmie nieruchomej (pełna klatka). Stosunek sygnału do szumów nie przekracza 42 dB.

M.P.

■ PRZEGLĄD ■ WYDAWNICTW

MAGNETOFONY ZK 246 i M 2404S – BUDOWA, DZIAŁANIE, NAPRAWA – Tadeusz Głuski, Mieczysław Próchnicki. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1977 r. Wyd. I. Nakład 15 200 egz., str. 254, cena zł 40.–

Książka jest obszernym zbiorem wiadomości i danych o magnetofonach ZK 246 i M 2404S, uzupełnionych niektórymi informacjami ogólnymi o działaniu magnetofonów i korzystaniu z nich.

W pierwszej części wyjaśniono zasady obsługi i eksploatacji magnetofonu, w drugiej opisano szczegółowo zespoły mechaniczne magnetofonów ZK 246 i M 2404S oraz podano wskazówki serwisowe i naprawy uszkodzeń. W trzeciej części opisano układy elektroniczne magnetofonów oraz zasady sprawdzania parametrów elektrycznych magnetofonów i zasady naprawy uszkodzeń elektrycznych. Część czwarta zawiera wykazy części składowych i schematy.

Pewne niedostatki książki polegają głównie na przemienieniu bez odpowiedniej adaptacji treści niektórych ustępów z książek tychże autorów wydanych wcześniej, a dotyczących magnetofonu ZK 140T i innych. Dotyczy to m. in. „wyjęcia diodowego” (pkt. 2.23), dostosowanego do odbiorników lampowych sprzed co najmniej 10 lat (pomijając błąd w końcowej części tego punktu dotyczący wartości rezystora R_1). Nie opisano dostatecznie jasno przyczyny osłabienia tonów wysokich przy różnych pojemnościach kabla łączącego urządzenia. Nie wyjaśniono dostatecznie sprawy łączenia wejścia magnetofonu z różnymi innymi urządzeniami (mikrofonami, tunerami, gramofonami i innymi magnetofonami). Określenia podane w pkt. 6.2.2.3 na str. 170 mogą wprowadzić czytelnika w błąd, w związku z dalszą treścią tego podrozdziału. Z podanych u dołu strony wartości wynika, że wzmacniacz zapisu powinien być wystawiany przy 0,2 mV, a nie 200 mV.

Zagadnienie ustawienia napięcia podkładu nie jest jasno opisane (str. 172), a opis pomiaru napięć zakłócających (str. 172 i 173) nie jednoznaczny. Wykład dotyczący wpływu szerokości szczeliny (str. 175 i 176) jest zbyt teoretyczny i odbiega od poziomu pozostałej części książki.

Wobec powyższego nasuwają się następujące wnioski dotyczące całości książki:

- konieczne jest przepracowanie w przyszłości całej książki i usunięcie „remanentów” z wydań poprzednich lub opisów magnetofonów starszego typu;
- Wydawca powinien lepiej sprecyzować przeznaczenie książki – dla wiekości posiadaczy wmiennionych w tytule typów magnetofonów książka jest zbyt szczegółowa, a dla serwisu radiotechnicznego – zbyt obciążona zbędnymi wiadomościami ogólnymi.

Wydaje się słuszne postulowanie wydawania książek oddzielnie dla zawodowców z warsztatów serwisowych i oddzielnie dla radioamatorów i posiadaczy magnetofonów.

Warto podkreślić, że książka jest wydana starannie, na dobrym papierze. Strona edytorska zasługuje na uznanie.

A.W.

■ PRZEGLĄD ■ WYDAWNICTW