

nr 12
Radioamator 10 | 78

i krótkofalowiec



OGŁOSZENIA

Kupię pilnie odbiorniki RFT 188, Lambda, KWM. Pawlak, Poznań, Świerczewskiego 30A/12.

Sprzedam atrakcyjne, czterokanałowe urządzenie iluminofoniczne dużej mocy (1000 W/kanal). Cena 4500 zł. Grzegorz Przerwa, ul. Długajowska 25, 26-600 Radom, tel. 526-53.

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

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat plus odczynnik) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skrytka pocztowa 344.

Kupię odbiornik KF dobrej klasy. Nowak. Kościuszki 27, 59-100 Środa Śląska.

Sprzedam transceiver japoński f-my YAESU FT301 Digital, miernik SWR 52 omy, filtr TVI 52 omy, antenę 12 AVQ, transceiver homodynowy 3,5 MHz, układy scalone sprzedam lub zamienię na podzespoły do budowy transceivera. Waldemar Zelga, ul. J. Krasickiego 28/36 m. 1, 26-600 Radom.

Kupię tkaninę lub siatkę dekoracyjną do kolumn głośnikowych. Kaczmarczyk, Lenina 39/35, 32-541 Trzebinia.

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.

Odbiornik komunikacyjny kupię. J. Bieńko, 37-408 Kurzyna Średnia 28.

Sprzedam układy scalone AY-3-8500 gra telewizyjna aplikacje. Jan Domownik, Warszawa, Dolna 15a/14, telefon 41-71-73.

Pilnie kupię transceiver CW-SSB na pasma amatorskie KF. Tadeusz Preger, ul. Wojska Polskiego 74 m. 5, 19-300 Elk.



radioamator i krótkofalowiec polski

ROK 29 • PAŹDZIERNIK 1978 R.

Z KRAJU I ZAGRANICZNY

Odbiorniki radiokomunikacyjne produkcji NRD	233
Głośniki z „cieczą magnetyczną”	233
Głośnik wysokotonowy z folią piezoelektryczną	234
Generatory funkcyjne	234

RÓŻNE

Przyrządy pomiarowe na 50 Międzynarodowych Targach Poznańskich - Leon Kossobudzki	235
Dlaczego przy antenie? - Włodzimierz Jażdżyk	238

ELEKTROAKUSTYKA

Zespoły głośnikowe wysokiej klasy - A.W.	236
Rozbudowa stereofonicznego magnetofonu kasetowego typu M531S - Bogdan Witkowski	240

PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

Tranzystory polowe z izolowaną bramką. Dobór warunków pracy i obliczanie układów - Franciszek Jamróz	245
--	-----

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Próbnik wzmacniaczy operacyjnych - Kazimierz Jędrzejczyk	249
Przystawka do oscyloskopu jednokanałowego - Ryszard Piekara, Jerzy Tyrpień	250
Manipulator dwudźwigniowy - Zbigniew Małas	254

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

	251
--	-----

RADIOAMATORSTWO W LOK

VII Krajowy Zjazd LOK - Witold Konwiński	255
Rejonowe Zawody Wieloboju Łączności - Józef Twardochleb	256

PRZEGLĄD WYDAWNICTW

	256
--	-----

Z PRASY ZAGRANICZNEJ

Wzmocniacz m.cz. o wzmocnieniu regulowanym pośrednio - A.W.	okł. III
„Fizjologiczny” korektor charakterystyki częstotliwościowej - A.W.	okł. III

Okladkę projektował Tadeusz Pietrzyk

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa

Telefon: 25-29-85



WYDAWCA:
WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI

Redaguje Komitet 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. Mieczysław Flisak, mgr inż. Czesław Klimczewski, inż. Janusz Rezier, inż. Jerzy Węglewski - SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort. Przedstawiciel ZG LOK - płk. dypl. Witold Konwiński - SP5KM. St. korektor - Alda Zawadzka.

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 za granicę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto PKO nr 1531-71, w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa o 50% od krajowej dla zleceniodawców indywidualnych i 100% dla zlecających instytucji, organizacji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów - 12 zł za słowo; ramkowe 1 cm² - 87 zł na III stronie okładki i 116 zł na IV stronie 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.

GENERATORY

Telewizyjny do 250 MHz
VIDEO-TEST
Cena 340 zł



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

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

ELTEST - skrytka poczt. 71, 81-605 Gdynia, ul. Słoneczna 64

Uwaga! Nowy adres aktualny od 1.01.1978 r.

OGŁOSZENIA

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego” w Warszawie. Zam. 5892/CD. Nakład 80000 egz. S-18. Ark. druk. 3. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 8. - Numer zamknięto 5.X.1978 r.

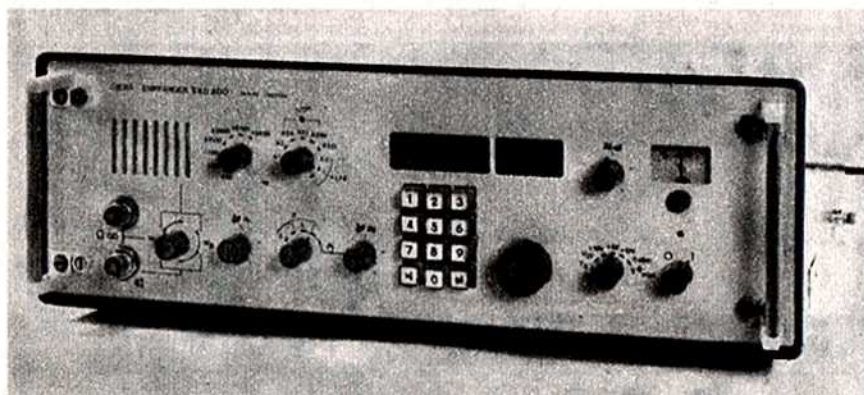
ODBIORNIKI RADIOKOMUNIKACYJNE PRODUKCJI NRD

Nie wszystkim może wiadomo, że Gdańskie Zakłady RADMOR produkujące radiostacje okrętowe, współpracują z zakładami RFT, które specjalizują się w produkcji odbiorników radiokomunikacyjnych i dostarczają je dla zestawów RADMOR.

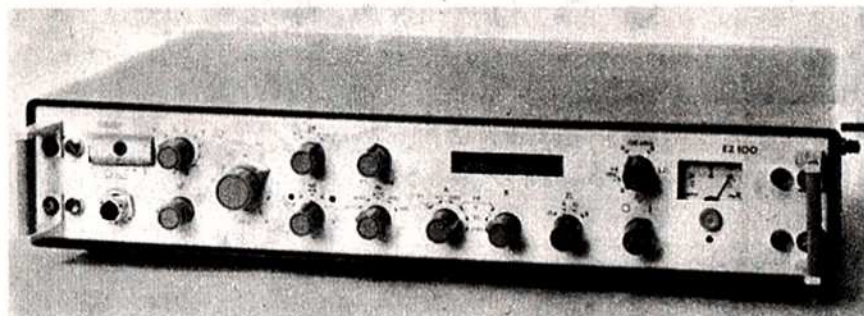
Ostatnio opracowano nowoczesny typ odbiornika (EKD 100 i EKD 300) wyposażonego w syntezę częstotliwości umożliwiającą za pomocą przycisków wybór dowolnej częstotliwości co 10 Hz; oczywiście istnieje również możliwość strojenia ciągłego.



Widok zewnętrzny odbiornika typu EKD 300 przedstawiono na rys. 1. Wykonanie mechaniczne i wytrzymałość na wstrząsy umożliwiają zmontowanie odbiornika w samochodzie do pracy w ruchu.



Rys. 1



Rys. 2

A oto parametry techniczne odbiorników.

- Zakres częstotliwości 14 kHz do 30 MHz, ustawianie częstotliwości dekadowo co 10 Hz za pomocą przycisków.
 - Wskaźnik odbieranej częstotliwości siedmiomiejscowy z diodami świecącymi.
 - Możliwość odbioru jednowęstwowego lub oddzielnie dwu niezależnych modulowanych wstęp bocznych.
 - Możliwość bezpośredniego dołączenia dalekopisu lub odbiornika obrazów przy modulacji F1 lub F4.
 - Bardzo dobra selektywność dzięki filtrom kwarcowym (pierwsza częstotliwość pośrednia) i 8 filtrom magnetostrykcyjnym (druga częstotliwość pośrednia).
 - Zasilanie z sieci (50 VA), a w przypadku zaniku napięcia – automatyczne przełączenie na zasilanie bateryjne (12 lub 24 V).
 - Zakres temperatur pracy od -25°C do $+55^{\circ}\text{C}$, względna wilgotność 95% przy 40°C .
- Z odbiornikiem tym może współpracować przystawka EZ100 lub EZ111 (rys. 2) umożliwiającą:
- demodulację sygnałów F1 i F6;
 - przesyłanie na linię przy odbiorze telegraficznym sygnałów jednokierunkowych, dwukierunkowych lub sygnałów tonowanych;
 - dodatkową selekcję umożliwiającą pracę duplexową w polu silnego odbiornika;
 - przestrzenny odbiór zbiorczy – automatyczny wybór korzystniejszej anteny.

GŁOŚNIKI Z „CIECZĄ MAGNETYCZNĄ”

Firma TELEFUNKEN dostarczyła na rynek w br. głośniki dynamiczne wysokotonowe i średnionowe, które mają szczeliny obwodu magnetycznego wypełnione „cieczą magnetyczną”. Jest to w istocie zawieszona drobina materiału ferromagnetycznego o średnicy 10 nm w nie wysychającej cieczy. Przekrój szczeliny z cewką ilustruje rysunek 3.

Dzięki lepszej przenikalności magnetycznej „cieczy magnetycznej” w porównaniu z powietrzem uzyskuje się większą wartość indukcji

UWAGA CZYTELNICY!

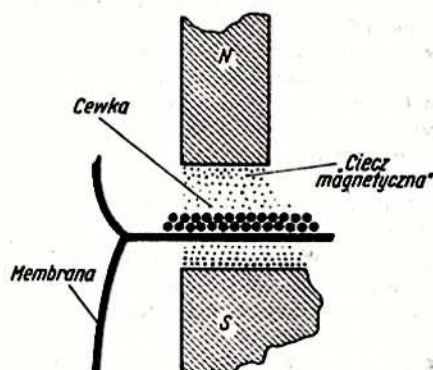
Poczynając od numeru styczniowego 1979 roku miesięcznik nasz będzie wydawany pod tytułem RADIOELEKTRONIK.

Objętość i cena nie ulegają zmianie.

Przy zamawianiu prenumeraty zarówno krajowej jak i na zagranicę (termin najpóźniej do 25 listopada br.) należy podawać nowy tytuł naszego pisma.

REDAKCJA

magnetycznej w szczelinie. Dodatkowe korzyści to lepsze odprowadzanie ciepła z cewki do części metalowych głośnika i otoczenia. Wzrasta również tłumienie mechaniczne układu drgającego, wpływając korzystnie na tłumienie rezo-



Rys. 3

nansów własnych głośnika. Głośnik wysokotonowy (kopułkowy) o średnicy 25 mm, nadający się do przetwarzania pasma 4...20 kHz po zastosowaniu „cieczy magnetycznej” może przetwarzać pasmo od 1,5 do 20 kHz.

Głośniki tego rodzaju są stosowane w zespołach typu TLX.

GŁOŚNIK WYSOKOTONOWY Z FOLIA PIEZOELEKTRYCZNĄ

Japońska firma PIONEER produkuje w poszukiwaniu nowych rozwiązań konstrukcyjnych i wytwarzaniu nowych materiałów dla głośników. W kilku typach produkowanych zespołów głośnikowych stosuje głośniki wysokotonowe typu piezoelektrycznego, w których elementem drgającym jest specjalna metaliczna folia plastikowa. Głośnik taki o średnicy 13 cm i wysokości 17 cm jest przedstawiony na rys. 4.

Powierzchnię zewnętrzną walca-głośnika tworzy siatka ochronna. Pod siatką znajduje się folia, której powierzchnie są metalizowane. Kąt

Rys. 4



promieniowania dźwięku wynosi aż 120°. Głośnik taki jest montowany na górnej ścianie obudowy zestawu głośników nisko-średniotonowych.

GENERATORY FUNKCYJNE

Do sprawdzania układów regulacyjnych, jak również do badania układów analogowych i cyfrowych coraz powszechniej stosowane są generatory funkcyjne dające na wyjściu sygnały o przebiegu sinusoidalnym, prostokątnym lub trójkątnym. Generatory te służą również do sprawdzania zachowania się układów w zależności od częstotliwości i kształtu krzywej, jak np. głośników wzmacniaczy czy filtrów itp.

Ostatnio firma SIEMENS opracowała rodzinę takich generatorów serii FG5 (rys. 5), różniących się zakresem najniższych częstotliwości.

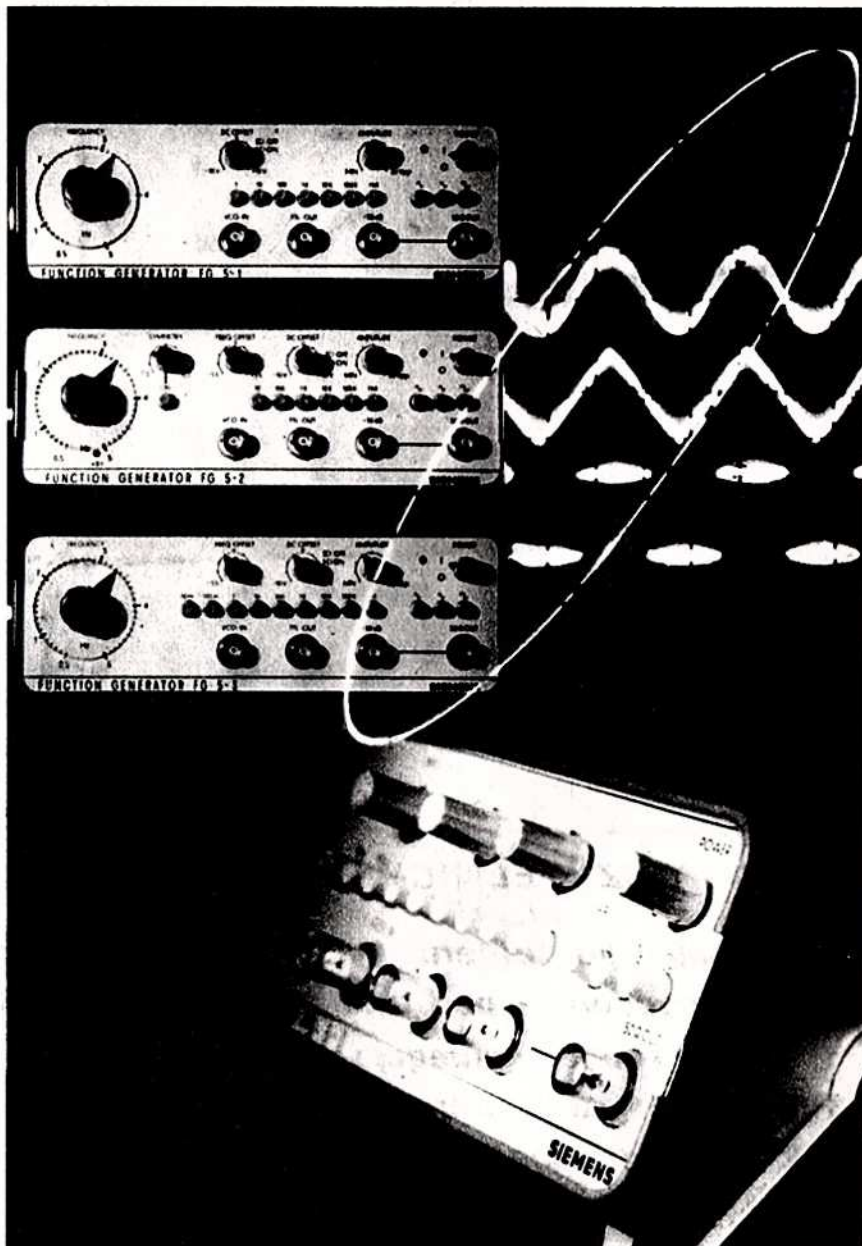
A oto ich parametry.

- Zakres częstotliwości 0,5 Hz do 5 MHz (FG 5-1), 5 Hz do 5 MHz (FG 5-2) i 0,005 Hz do 5 MHz (FG 5-3).

- Napięcie wyjściowe o amplitudzie regulowanej do 30 V, przy czym możliwe jest przesuwanie „0” o -10 V do +10 V (nałożenie składowej stałej). Na oddzielnym wyjściu otrzymuje się sygnał osłabiony o 30 dB.

- Liniowość przebiegów $\leq 1\%$, współczynnik zniekształceń $\leq 0,5\%$, zaś czas narastania i opadania ≤ 30 ns. Na oddzielnym gnieździe uzyskuje się sygnał prostokątny o amplitudzie potrzebnej do wysterowania układów cyfrowych TTL o obciążalności do 10 układów, przy czym wszystkie wyjścia są odporne na zwarcie. Częstotliwość generatora może być zmieniana w stosunku 1000:1 za pomocą zewnętrznego napięcia sterującego.

Rys. 5



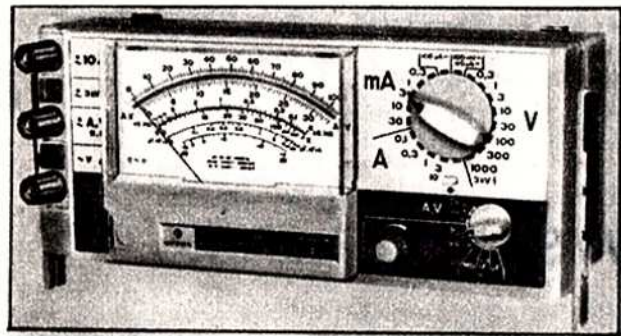
PRZYZRĄDY POMIAROWE NA 50 MIĘDZYNARODOWYCH TARGACH POZNAŃSKICH

MGR INŻ. LEON KOSSOBUDZKI

Tegoroczna ekspozycja firm zagranicznych na 50 Międzynarodowych Targach Poznańskich charakteryzowała się znacznym udziałem specjalizowanych urządzeń elektronicznych oraz zelektronizowanych urządzeń nieelektronicznych. Dla tych ostatnich charakterystyczny był często spotykany sposób ekspozycji, w którym urządzenie przeznaczone do wykonywania funkcji, np. mechanicznych, miało wyeksponowaną (przez wysunięcie lub otwarcie pokryw) elektroniczną część sterującą. W wielu dziedzinach elektroniczne tego rodzaju urządzeń stanowi konieczność techniczną i ekonomiczną (zmniejszenie zużycia energii, wzrost niezawodności urządzeń i zmniejszenie ich materiałów i pracochłonności); pokazanie, że urządzenie jest nowoczesne i ekonomiczne odbywało się więc przez pokazanie stopnia jego elektroniczności. Są to jednak urządzenia wyspecjalizowane, interesujące węższe grono fachowców. Dla szerokiego grona osób zainteresowanych pomiarami wielkości elektrycznych i nieelektrycznych, zarówno fachowców jak i hobbystów, szczególnie interesująca była duża ekspozycja przyrządów pomiarowych, często o nowych rozwiązaniach technicznych i rozszerzonym zakresie własności użytkowych.

Mierniki uniwersalne wychyłowe charakteryzują się zwiększonym zakresem mierzonych wielkości, zmniejszonymi uchybami pomiaru i prawie powszechnym wprowadzeniem zakresu pomiaru temperatury za pomocą czujnika z termoparą lub czujnika półprzewodnikowego (złącze p-n). Takie nowoczesne mierniki wychyłowe zademonstrowała austriacka firma NORMA MESSTECHNIK.

● **Miernik NORMAMETER S2** jest przeznaczony zasadniczo do pomiarów energetycznych, w związku z czym ma czułość $3,33 \text{ k}\Omega/\text{V}$. Znamionowa dokładność pomiarów $\pm 1\%$ dla prądu stałego i $\pm 1,5\%$ dla prądu przemiennego. Miernik umożliwia pomiary napięć w zakresie $50 \text{ mV} - 1,5 \text{ kV}$ w zakresach „ustawionych” systemem „5 - 15 - 50 - 150”, pomiary prądów $300 \mu\text{A} \dots 25 \text{ A}$ i pomiary rezystancji $0,1 \Omega \dots 1 \text{ M}\Omega$ przy wykorzystaniu wewnętrznej baterii $2 \times \text{R14}$. Miernik jest wyposażony ponadto w dwa zakresy pomiaru temperatury: $0 \dots -100^\circ\text{C}$ i $0 \dots +270^\circ\text{C}$, do czego wykorzystuje się stanowiące jego wyposażenie dodatkowe czujniki powierzchniowy i zanurzeniowy z termoparą żelazo-konstantan.

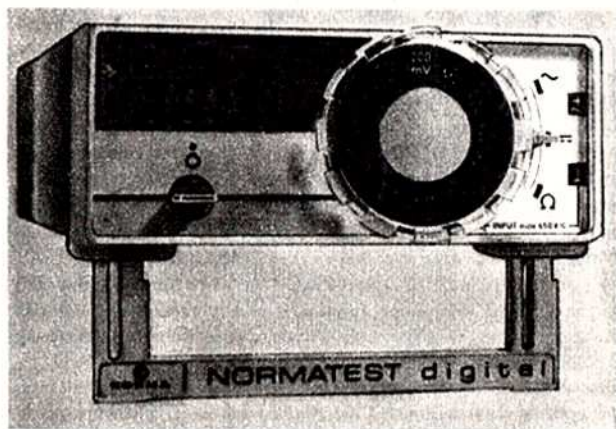


Rys. 1

● **NORMAMETER E2** (rys. 1) jest odmianą tego samego miernika, przeznaczoną do pomiarów w urządzeniach elektronicznych i telekomunikacyjnych. Czułość jest tu podwyższona do $25 \text{ k}\Omega/\text{V}$, zmieniono również system ustawienia zakresów na „1: $\sqrt{10}$ ”. Miernik mierzy napięcia od 100 mV do 3 kV , prądy od $40 \mu\text{A}$ do 10 A , rezystancje od 1Ω do $50 \text{ M}\Omega$ i pojemności od 100 pF do $50 \mu\text{F}$. Dla niezależności się od konieczności stosowania zewnętrznych źródeł napięcia przy pomiarach dużych rezystancji i wszystkich pojemności miernik wyposażono w tranzystorową przetwornicę napięcia $3 \text{ V}/40 \text{ V}$. Do pomiaru napięć w zakresach 10 kV i 30 kV służą posobniki $31,6 \text{ M}\Omega$ i $790 \text{ M}\Omega$.

● **NORMATEST 3000** jest przeznaczony głównie do prac amatorskich. Dokładność jest tu mniejsza ($\pm 2,5\%$), a zakresy pomiaru węższe, lecz wprowadzono tu zakresy temperaturowe i pomiaru wysterowania. Miernik umożliwia pomiary prądów stałych $30 \mu\text{A} \dots 6 \text{ A}$, napięć stałych $12 \text{ mV} \dots 300 \text{ mV}$ przy czułości $40 \text{ k}\Omega/\text{V}$ oraz $1,2 \dots 600 \text{ V}$ przy czułości $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$, prądów zmiennych $150 \mu\text{A} \dots 6 \text{ A}$, napięć zmiennych od $1,5$ do 600 V w pasmie częstotliwości 15 Hz do 30 kHz , rezystancji $10 \Omega \dots 5 \text{ M}\Omega$, temperatur w zakresach $+20 \dots -100^\circ\text{C}$ i $+20 \dots +240^\circ\text{C}$ przy użyciu termopary żelazo-konstantan, wysterowania w zakresie $-20 \dots +6 \text{ dB}$.

● **Multimetr NORMATRONIC** jest w zasadzie kieszonkowym woltomierzem tranzystorowym o rezystancji wejściowej $11,6 \text{ M}\Omega$ uzyskanej przez zastosowanie wzmacniacza wejściowego z tranzystorami polowymi. Ma 43 zakresy pomiarowe, mierząc napięcia $100 \text{ mV} \dots 1 \text{ kV}$, prądy $1 \mu\text{A} \dots 100 \text{ mA}$ i rezystancje $20 \Omega \dots 100 \text{ M}\Omega$ w klasie 2,5. Ta sama firma wystawiła również zminiaturyzowane uniwersalne mierniki cyfrowe.



Rys. 2

● **NORMATEST DIGITAL** (rys. 2) reklamowany jako najmniejszy w Europie multimetr cyfrowy; mierzy napięcie stałe i zmienne w zakresie $200 \text{ mV} \dots 600 \text{ V}$ (na pełny zakres), ze zdolnością rozdzielczą $100 \mu\text{V}$, prądy stałe $20 \text{ nA} \dots 200 \text{ mA}$ ze zdolnością rozdzielczą 10 pA , prądy zmiennie $2 \text{ mA} \dots 200 \text{ mA}$ ze zdolnością rozdzielczą $1 \mu\text{A}$ i rezystancje $2 \text{ k}\Omega \dots 2 \text{ M}\Omega$ ze zdolnością rozdzielczą 1Ω (zdolność rozdzielczą podaną dla najniższego zakresu). Każdy zakres ma możliwość wskazań wartości o 50% wyższej od górnej wartości zakresu, przy czym przeciążenie jest sygnalizowane migotaniem wskazania bez obniżania dokładności pomiaru. Wynik pomiaru jest wyświetlany na czterocyfrowym wyświetlaczu z PWC koloru czerwonego o wysokości $9,5 \text{ mm}$.

W konstrukcji multimetru zastosowano układy scalone CMOS wielkiej skali integracji, pomiarowe wzmacniacze operacyjne oraz cienkowarstwowy hybrydowy dzielnik napięcia o wysokiej stabilności. Zasilanie z sieci lub wewnętrznej baterii buforowej.

Dodatkowe wyposażenie zawiera: głowicę w.cz. na pasmo do 30 MHz , posobniki dla zakresów 3 kV i 30 kV , półprzewodnikowy czujnik temperatury dla zakresu $-20 \dots +120^\circ\text{C}$, bocznik $2 \dots 20 \text{ A}$ i cęgi do bezstykowego pomiaru prądu do 150 A . A cały ten multimetr – marzenie elektronika – ma rozmiary $108 \times 54 \times 136 \text{ mm}$ i waży 550 g , mieszcząc się bez trudu w kieszeni.

● Rozbudowaną wersją tego miernika jest **NORMATEST DIGIEFF** umożliwiający również pomiary wartości skutecznej przebiegów niesinusoidalnych („true RMS”).



Rys. 3

● W identycznej obudowie wykonany jest miernik temperatury **NORMATEMP DIGITAL** przeznaczony do pomiaru temperatur powierzchni oraz ciał objętościowych z wykorzystaniem czujnika platynowego. Zakres pomiaru wynosi $-200^{\circ}\text{C} \dots +568^{\circ}\text{C}$ ze zdolnością rozdzielczą $0,1^{\circ}\text{C}$ i automatycznym wyborem optymalnego zakresu. Działalność pomiaru wynosi $\pm 0,2 \dots 0,4\% + 1$ cyfra oprócz zakresu $-200^{\circ}\text{C} \dots -100^{\circ}\text{C}$, gdzie wynosi $\pm 2,5\%$. Miernik ma wskazanie rozładowania akumulatora przy pracy z baterii (wskazanie „8888”), dodatkowe wyjście analogowe $1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ umożliwia dołączenie zewnętrznego rejestratora.

Inną firmą wystawiającą zminiaturyzowane multimetry cyfrowe była brytyjska firma GOULD. Multimetry tej firmy charakteryzują się stosowaniem ciekłokrystalicznych wskaźników połowych o dużym kontraście (czarne cyfry na jasnym tle) o wysokości 12,6 mm. Przykładową konstrukcją może być multimetr GAMMA (rys. 3) mierzący napięcie stałe $200 \text{ mV} \dots 1 \text{ kV}$ przy rezystancji wejściowej $20 \text{ M}\Omega$, prądy stałe $200 \mu\text{A} \dots 10 \text{ A}$ z dokładnością $\pm 0,05\%$ pełnej skali. Na takich samych zakresach napięcia i prądu zmiennego multimetr mierzy rzeczywistą wartość skuteczną przebiegów niesinusoidalnych. Zakres pomiaru rezystancji $100 \text{ M}\Omega$ do $20 \text{ M}\Omega$ $0,05\%$ pełnej skali.

Multimetr GAMMA charakteryzuje się bardzo wysokim stopniem integracji podzespołów czynnych. Cały układ analogowej i cyfrowej obróbki sygnału umieszczono w jednym układzie scalonym CMOS LSI (typ MC14433 Motorola), współpracujący z kilkoma innymi układami CMOS. Gwarantowany zakres temperatur wynosi $0 \dots 50^{\circ}\text{C}$ (skutek stosowania wskaźnika ciekłokrystalicznego) choć z doświadczeń firmy wynika, że

przy rezygnacji z szybkości działania można z nim pracować do -20°C . Rozmiary multimetru $227 \times 72 \times 260 \text{ mm}$, masa $1,9 \text{ kg}$, cena 288 funtów angielskich.

● Miernik BETA tej samej firmy jest rozbudowaną o zakres pomiaru temperatury ($-20 \dots +120^{\circ}\text{C}$) odmianą miernika GAMMA. W rezultacie obniżenia dokładności do $0,2\%$ uzyskano znacznie tańszy przyrząd. Spośród licznych wystawianych wyrobów znanej brytyjskiej firmy SO-LARTRON-SCHLUMBERGER na szczególną uwagę zasługiwały mikroprocesorowe multimetry cyfrowe typu 7055 i 7056. Konstrukcja obu typów jest identyczna, różnica polega na długości skali: $5 \frac{1}{2}$ cyfry dla 7055 i $6 \frac{1}{2}$ cyfry dla 7056. Multimer taki dzięki zastosowaniu mikroprocesora nie tylko mierzy, ale jednocześnie oblicza zaprogramowane wielkości. Parametry tych przyrządów jako multimetrów są doskonałe: zakres pomiaru napięć wynosi (pełna skala) $10 \text{ mV} \dots 1000 \text{ V}$ z dokładnością $\pm 0,002 + 4$ cyfry, zakres pomiaru rezystancji 100Ω (pełna skala od $10 \text{ m}\Omega$) – $10 \text{ M}\Omega$ z dokładnością $\pm 0,05\% + 4$ cyfry, zakres temperatur $-100 \dots +1750^{\circ}\text{C}$ z dokładnością $0,1^{\circ}\text{C}$ do 1°C .

Zainstalowany wewnątrz mikroprocesor zapewnia pracę z 9 programami, które umożliwiają (przy jednoczesnym wykorzystaniu nie więcej niż trzech):

- mnożenie odczytywanej wartości przez stałą,
- określanie procentowego odchylenia od zadanej wartości nominalnej,
- określanie bezwzględnego odchylenia od zadanej wartości nominalnej,
- obliczanie stosunku (wartości mierzonej do wartości odniesienia, stosunku logarytmicznego z odczytem w decybelach oraz określanie mocy),
- obliczanie wartości maksymalnej, minimalnej i międzyszczytowej,
- określanie przekroczenia zadanych granic i mieszczących się mierzonej wartości w zadanych granicach,
- otrzymywanie danych statystycznych (uaktualnionej średniej, wariacji, odchylenia i wartości skutecznej),
- obliczanie temperatur rzeczywistych na podstawie krzywych korekcji dla czujników Fe-Ko, Pt/PtRh, Cu/Ko, NiCr/NiAl, po zadaniu temperatury otoczenia,
- podawanie czasu (zegar cyfrowy i stoper).

Rozmiary woltomierza: $443 \times 89 \times 465 \text{ mm}$, masa 10 kg .

Miernik o takich parametrach nie jest wyrobem tanim; jego cena wynosi 1145 funtów (typ 7055) lub 1605 funtów (typ 7056).

Z pobieżnego przeglądu multimetrów wystawianych na tegorocznych MTP widać, że nawet zwykły miernik uniwersalny jest w pewnym stopniu już zelektronizowany. Multimetry cyfrowe doszły w swej ewolucji do rozmiarów kieszonkowych przy zapewnieniu takich parametrów, jakie kilka lat temu uzyskiwano w dużych i kosztownych przyrządach laboratoryjnych. Jest to rezultat stałego rozwoju podzespołów czynnych w świecie i szerokiego wprowadzania do sprzętu układów MOS-LSI, a zwłaszcza układów CMOS.

ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE WYSOKIEJ KLASY

W naszym kraju obserwuje się wciąż wielkie zapotrzebowanie na dobry sprzęt elektroakustyczny, w tym szczególnie na zespoły głośnikowe. Wielu czytelników „Radioamatora i Krótkofalowca” konstruuje samodzielnie zespoły głośnikowe. Jednym ze źródeł inspiracji są konstrukcje znanych wytwórni, które mogą posłużyć jako wzór do twórczego naśladowania.

W warunkach amatorskich nie uzyska się analogicznych wyników z powodu braku

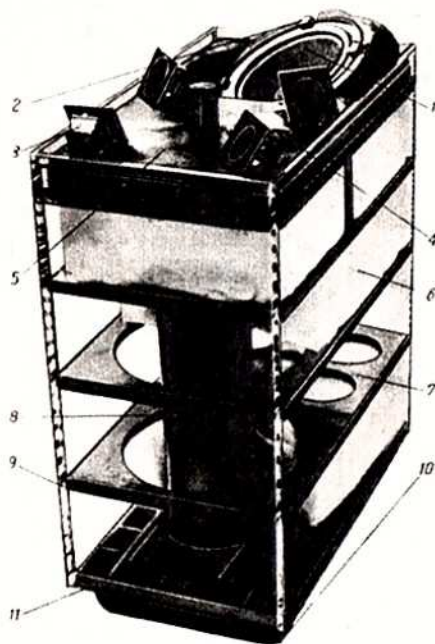
odpowiednich materiałów i możliwości przeprowadzenia szczegółowych badań. Wyniki te mogą być jednak o klasę lepsze w porównaniu do efektów uzyskiwanych za pomocą standardowych tanich zespołów głośnikowych o mocy $10 \dots 20 \text{ W}$.

W niniejszym artykule przedstawiamy rozwiązania czterech rodzajów zespołów głośnikowych o bardzo interesującej konstrukcji.

Na rysunku 1 przedstawiono konstrukcję zespołu głośnikowego firmy „Sonab”.

Jest to w zasadzie zespół z głośnikiem w obudowie z otworem („bass reflex”), wyposażony dodatkowo w 4 głośniki wysokotonowe. Rozpatrzmy niektóre jego cechy charakterystyczne.

Rzuca się w oczy potężna rura (8) biegnąca prawie przez całą obudowę. Jest to tunel otworu. Wylot jego znajduje się pod podstawą (11) obudowy i łączy się ze szczeliną pomiędzy podstawą i podłogą, której wysokość wyznaczają dwie gumowe stopy obudowy (10). Wlot jest niewi-



Rys. 1. Złożony zespół głośnikowy z otworem w postaci rury o dużej średnicy (firmy „Sonab”) 1 - głośnik nisko-średniotonowy o średnicy 165 mm, 2 - uchwyty mocujące głośnik w gnieździe, 3 - jeden z czterech głośników wysokotonowych, 4 - przełącznik umożliwiający zmianę charakterystyki częstotliwościowej, 5 - górna płyta montażowa, 6 - materiał tłumiący, 7 - płyty konstrukcyjne, 8 - rurowy tunel, 9 - ścianki zewnętrzne obudowy (tylko zaznaczone), 10 - podłużne stopy gumowe podstawy, 11 - masywna płyta dolna obudowy

doczny, przykryty materiałem tłumiącym tuż pod płytą górną. Trzy „półki” między podstawą i płytą górną usztywniają całą obudowę. Otwory w nich są na tyle duże, że płyty te nie mają wpływu na zjawiska fizyczne wewnątrz obudowy, poza tym, że stanowią podstawę dla płyt z waty mineralnej, będących materiałem tłumiącym wewnątrz obudowy, gaszącym fale stojące.

Dlaczego zastosowano tak grubą i długą rurę jako otwór w obudowie?

Masa akustyczna otworu jest tym większa, im dłuższy jest tunel, a tym mniejsza - im większy jest jego przekrój. Tunel o małej średnicy ma wielką masę akustyczną, lecz skuteczność jego promieniowania jest mała. Jeżeli więc chcemy uzyskać małą częstotliwość rezonansową obudowy z otworem oraz efektywne promieniowanie otworu przy racjonalnych wymiarach obudowy, to należy stosować tunel długi o dużym przekroju. Konstruktorzy tej obudowy poszli w tym kierunku.

Duży przekrój tunelu zapewnia wykorzystanie cech rezonansowych obudowy z otworem. Rezonans ten umiejscowiono na małej częstotliwości akustycznej, rzędu 40 Hz, prawdopodobnie dokładnie na, bądź nieco poniżej, częstotliwości rezonansowej głośnika. Jeżeli przyjmujemy, że tunel ma średnicę wewnętrzną 14...15 cm, a długość około 50 cm, to przy obudowie

o objętości 50 dcm³ netto, rezonans wystąpi przy częstotliwości 40 Hz. Zastosowano w zespole głośnik nisko-średniotonowy o średnicy 165 mm i mocy około 35 W. Częstotliwość podziału wynosi 3500 Hz, przy czym głośnik nisko-średniotonowy jest włączony przez zwrotnicę 6 dB/okt.

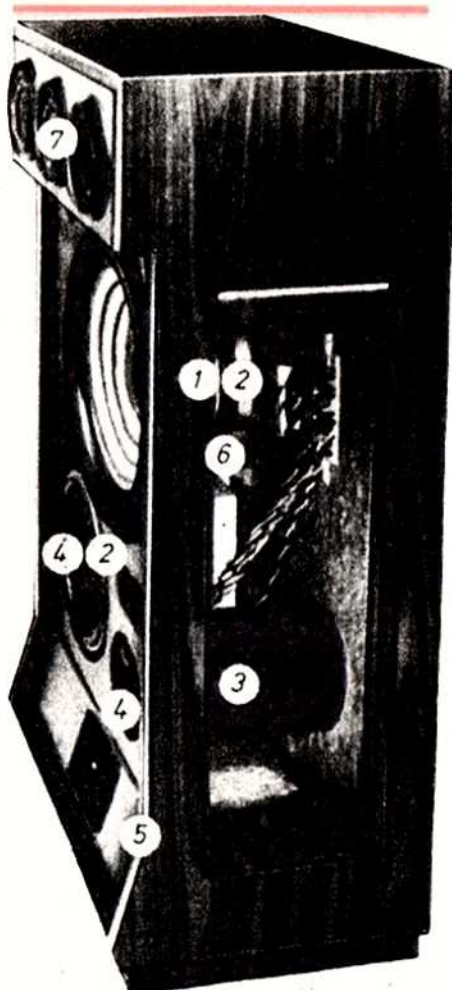
Górna płyta obudowy jest bardzo masywna, wykonana z materiału o dużej sztywności. Nie wykazuje więc ona skłonności do uwydatniania drgań własnych. Osadzono na niej 4 głośniki wysokotonowe - dołączone przez zwrotnicę 12 dB/okt., rozmieszczone pod różnymi kątami, a więc promieniujące wszechkierunkowo (kąty ustawienia zostały dobrane empirycznie na podstawie badań). Para stereofonicznych zespołów głośnikowych różni się rozmieszczeniem głośników. W drugim zespole są one umieszczone tak, jak w „lustrzanym odbiciu” zespołu przedstawionego na rys. 1. Optymalne ustawienie zespołów zależy od wymiarów pomieszczenia.

Przedstawiony zespół można scharakteryzować następująco: względnie niski koszt głośników - przy złożonej i kosztownej obudowie. Amatorzy, mogący włożyć sporo trudu w konstruowanie obudowy, mogą wykorzystać zalety tej obudowy. Można ją skonstruować w różnych wariantach przy częstotliwości rezonansowej od 30 do 50 Hz. Wydaje się, że możliwe jest zastosowanie następujących głośników krajowych: GD 20/10, 2 x GD 20/10, GD 30/30. Jako głośników wysokotonowych można użyć w zasadzie dowolnych głośników krajowych. W przypadku głośników kopułkowych nie wydaje się uzasadnione zastosowanie więcej niż dwóch głośników.

Na rysunku 2 przedstawiono zespół czterodrożny firmy „Dynaudio”. Jest to zespół z obudową mającą otwory stratne, czyli otwory wypełnione porowatym materiałem, w którym drgające powietrze powoduje powstawanie strat cieplnych. Otwory stratne są widoczne w górnej części obudowy (7). Głośnik niskotonowy przetwarza tylko najmniejsze częstotliwości (do około 500 Hz). Głośniki: średniotonowy (4) i średnio-wysokotonowy (4 - bliższy) mają oddzielne komory zamykające ich część tylną (3). Kopułkowy głośnik wysokotonowy jest umieszczony u podstawy zespołu, skierowany osią główną ku górze.

Wśród głośników produkcji krajowej nie ma typowego głośnika średniotonowego. Wobec tego można uprościć koncepcję konstrukcyjną do zespołu trójdrożnego składającego się z głośników: GD 30/30, 2 x GDS 16/10 i GDWK 9/40 (ewentualnie

¹⁾ Zasady projektowania i wykonywania obudów z otworem i innych są opisane w książce A. Witorta - Głośniki i zespoły głośnikowe. WKŁ, 1977 r.



Rys. 2. Złożony zespół czterodrożny o obudowie z otworami stratnymi („Dynaudio” P76)

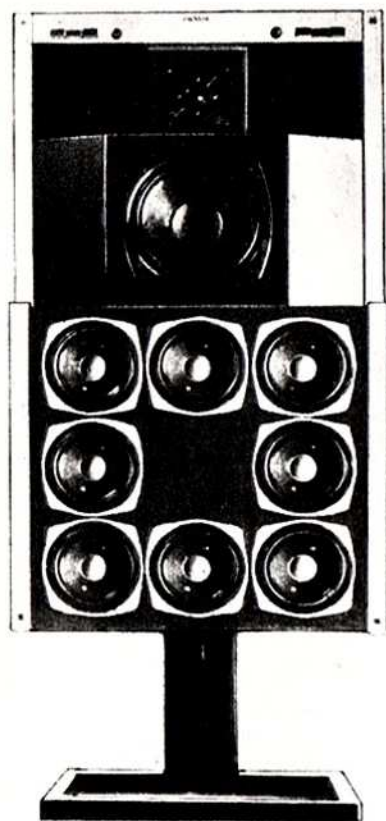
1 - obudowa (wycięte „okno” umożliwia widocznienie konstrukcji wnętrza), 2 - głośnik niskotonowy, 3 - komora głośnika średniotonowego (bliźszego), 4 - membrany głośników średniotonowych, 5 - dolna część obudowy z widocznym głośnikiem wysokotonowym, 6 - wewnętrzne kształtki w kształcie labiryntu prowadzący do otworów stratnych, 7 - wkładki stratne w otworach

alnie GDWT 10/40). Przy tym zestawie głośników i częstotliwościach podziału 800...1000 Hz i 6000 Hz jest możliwe zastosowanie prostych zwrotnic 6 dB/okt. Można zalecić wykonanie tej obudowy tak, aby mogła być ona wykorzystana również jako klasyczna obudowa z otworem. Optymalne rezultaty wykażą dopiero próby zespołu.

Zachowując daleko idącą ostrożność (komora głośnika niskotonowego o objętości 25...30 dcm³, otwory stratne o małym przekroju i dużym oporze akustycznym, wzmacniacz o mocy do 20 W) można próbować zastosować jako głośnik niskotonowy GDN 25/40, co umożliwi lepsze przetwarzanie basów niż przy stosowaniu głośnika GD 30/30.

Na rys. 3 jest przedstawiony luksusowy zespół firmy „Revox” o mocy 200 W. Płyta czołowa ma wymiary 450 x 790 mm, a głębokość obudowy wynosi 433 mm. Zestaw niskotonowy składa się z 8 głośników o średnicy 122 mm. Głośnik średnio-

tonowy ma średnicę 175 mm, a głośnik kopułkowy 19 mm. Głośniki (wysokotonowy i średniotonowy) są nieco cofnięte; dobrano ich optymalne umieszczenie tak, aby zniekształcenia fazowe zespołu były jak najmniejsze. Dzięki tym zabiegom oraz odpowiedniej konstrukcji zwrotnic i głośników uzyskano istotnie zdumiewająco małe zniekształcenia fazowe wynoszące zaledwie $\pm 15^\circ$ w zakresie 200 Hz do 6 kHz.



Rys. 3. Zespół trójdrożny zamknięty zawierający 10 głośników (BX 4100 „Revox”)

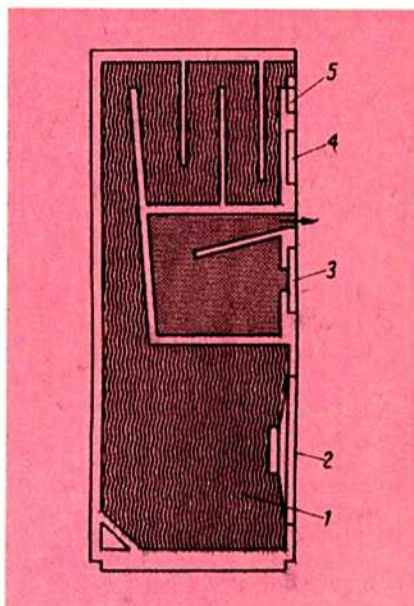
Zespół ten – o obudowie zamkniętej – jest typowym przykładem koncepcji utworzenia „ściany drgającej” złożonej z wielu małych głośników. Panuje obecnie pogląd, że rozwiązanie takie ma wielkie zalety. Masa układu drgającego głośnika o małej średnicy jest niewielka. Zestaw takich głośników przetwarza dobrze przebiegi impulsowe. Przy większych częstotliwościach „ściana” kilku głośników promieniuje wybitnie kierunkowo. Uzasadnia to przesunięcie w tym zakresie zadań na jeden głośnik średniotonowy. Dla przetwarzania częstotliwości największych zastosowano głośnik kopułkowy. Opisany zespół jest oparty na zupełnie odmiennej koncepcji w porównaniu z zespołem na rys. 1, a mianowicie – wysoki koszt głośników i filtrów przy prostej względnie obudowie.

W przypadku realizowania podobnego rozwiązania z głośnikami produkcji krajowej

można zalecić zastosowanie zestawu głośników: 4 $\times$ GDN 16/12 (lub podobnych), GDS 20/20 i GDWK 9/40 przy częstotliwościach podziału 1000 Hz i 500 Hz. Objętość obudowy (komora głośników niskotonowych) 35...40 dm³. Głośnik średniotonowy powinien mieć własną komorę zamkniętą, o objętości 10 dm³ wypełnioną całkowicie watą. Moc takiego zespołu wyniesie 40...50 W. Warto dodać, że jedna z firm francuskich stosująca podobne rozwiązanie z 4 głośnikami niskotonowymi stosuje obudowę o czterech niezależnych komorach zamkniętych. Ma to tę zaletę, że całkowicie eliminuje wzajemny wpływ głośników niskotonowych, a przy pewnych różnicach w objętości komór i własnościach głośników wpływa szczególnie korzystnie na przebieg charakterystyki częstotliwościowej – jest ona bardziej równomierna niż przy komorze wspólnej.

Na rysunku 4 przedstawiono schematycznie przekrój obudowy labiryntowej działającej według zasady tzw. „długiej linii”. Złożony kształt wnętrza obudowy powoduje, że tylna strona membrany głośnika niskotonowego jest oddzielona od środowiska kanałem (labiryntem) o długości 2...2,2 m, wypełnionym materiałem tłumiącym. Najlepsze rezultaty jako materiał tłumiący daje wełna owcza. Można użyć również starych szmat z koców i ubrań wełnianych wypełniających luźno wnętrze labiryntu. Wylot labiryntu znajduje się u góry²¹. Zagęszczenie materiału tłumiącego w labiryncie ma znaczny wpływ na działanie obudowy w zakresie najmniejszych częstotliwości akustycznych.

²¹ przekrój podobnej obudowy zamieszczony był w numerze 6/1976 RiK – wylot labiryntu znajdował się u dołu tuż przy podłodze.



Rys. 4. Schemat obudowy labiryntowej zestawu czterodrożnego („Cambridge Audio” R50)

1 – labirynt wypełniony materiałem tłumiącym, 2 – głośnik niskotonowy, 3 – głośnik średniotonowy, 4 – głośnik wysokotonowy, 5 – głośnik ultrawysokotonowy

W komorze środkowej znajduje się głośnik średniotonowy przetwarzający pasmo 400...3000 Hz. Powyżej są wmontowane dwa głośniki kopułkowe: wysokotonowy (3000...10 000 Hz) i ultrawysokotonowy (10 000...20 000 Hz). Wymiary zewnętrzne zespołu: 1410 $\times$ 450 $\times$ 330 mm. Moc znamionowa 50 W. Zespół taki może być skonstruowany w wersji trójdrożnej. Jako głośnika niskotonowego należałoby użyć głośnika o bardzo małej częstotliwości rezonansowej.

A.W.

WŁODZIMIERZ JAŻDŻYK-SP4HHX

DLACZEGO PRZY ANTENIE?

Umieszczenie przedwzmacniacza wprost przy zaciskach anteny systemu odbiorczego ma swoje teoretyczne uzasadnienie. Większość kolegów wtajemniczonych w zagadnienia szumowe urządzeń doskonale zdaje sobie sprawę z korzyści płynących z takiego postępowania. Wielu jednak nie jest przekonanych o skuteczności takiego rozwiązania. Jak jest naprawdę?

1. Co to jest współczynnik szumów?

W literaturze można spotkać różne definicje współczynnika szumów, lecz wszyst-

kie pochodzą od podanej poniżej zależności:

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}$$

w której:

S_i – moc sygnału na wejściu,

N_i – moc szumów na wejściu,

S_o – moc sygnału na wyjściu,

N_o – moc szumów na wyjściu.

Jest to więc stosunek sygnał-szum na wejściu urządzenia do stosunku sygnał-szum na wyjściu urządzenia.

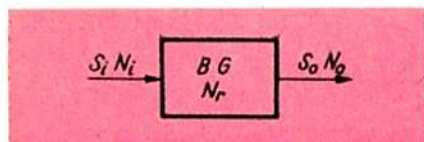
Rozpatrując czwórnik liniowy o pasmie przenoszenia B oraz dysponowanym wzmocnieniu mocy G (rys. 1) mamy:

$$S_o = G \cdot S_i$$

$$N_o = G (N_i + N_r)$$

przy czym:

N_r – dysponowana moc szumów wnoszonych przez czwórnik.



Rys. 1. Czwórnik liniowy

Wówczas

$$F = 1 + \frac{N_r}{N_i}$$

Można przyjąć, że moc szumów na wejściu N_i jest stała w pasmie przepuszczanym przez czwórnik. Nie zależy ona od rezystancji wewnętrznej generatora, który jest źródłem sygnału, i wynosi:

$$N_i = k \cdot T_o \cdot B$$

przy czym:

k – stała Boltzmanna,

T_o – standardowa temperatura zastępcza szumów na wejściu (288 K wg CCIR),

B – pasmo przenoszenia w Hz.

Źródłem szumów wejściowych są zakłócenia zewnętrzne. Najważniejszymi z nich są zakłócenia energetyczne, atmosferyczne i kosmiczne. Zakłócenia te obok pożądanego sygnału dostają się przez antenę na wejście odbiornika. Tworzą one wypadkowe zakłócenie o cechach szumu białego, którego gęstość widmowa zależy od częstotliwości, jednak w pasmie przepuszczanym przez odbiornik może być uważana za stałą. W ogólności standardowa temperatura zastępcza T_o jest zastępowana przez temperaturę zastępczą szumów zewnętrznych przychodzących do odbiornika T_a – zwaną temperaturą anteny. Stąd moc szumów na wejściu wynosi $N_i = k \cdot T_a \cdot B$.

Wartością graniczną współczynnika szumów F jest 1. Zachodzi to w przypadku, gdy $N_r = 0$ (czwórnik nie szumi). Współczynnik szumów wyrażony w dB określa wzór

$$F_{dB} = 10 \log F$$

Szumy czwórnik można określić podając jego zastępczą temperaturę (T_e):

$$N_r = k \cdot T_e \cdot B$$

przy czym:

T_e – temperatura zastępcza szumów.

Korzystając z odpowiednich zależności otrzymamy:

$$F = 1 + \frac{k T_e B}{k T_o B} = 1 + \frac{T_e}{T_o}$$

$$T_e = (F - 1) T_o$$

2. Współczynnik szumów układu pasywnego

Element pasywny charakteryzuje się zależnością:

a) $G < 1$

b) $N_i = N_o$

Jego współczynnik szumów wynosi:

$$F = \frac{S_i}{\frac{N_i}{S_o}} = \frac{S_i}{S_o} = \frac{1}{G}$$

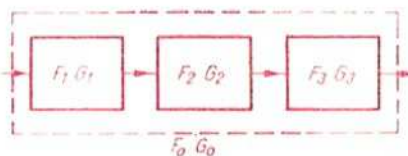
Współczynnik F wyrażony w dB określa wzór:

$$F_{dB} = -G_{dB}$$

W odbiorniku elementami pasywnymi, które wnoszą tłumienie, są najczęściej: przewód antenowy, obwody wejściowe, mieszacze diodowe, filtr kwarcowy.

3. O dwóch istotnych wzorach

Zajmiemy się kaskadowym połączeniem kilku czwórników, z których każdy charakteryzuje się współczynnikiem szumów i dysponowanym wzmocnieniem mocy. Dla takiego połączenia interesujący jest wypadkowy współczynnik szumów całości oraz sposób doboru parametrów poszczególnych stopni, aby zminimalizować F . Połączenie czwórników ilustruje rysunek 2.



Rys. 2. Kaskadowe połączenia czwórników

Miara szumów M określona jest wzorem Hansa Adlera:

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G}}$$

Urządzenia należy łączyć tak, aby najbliżej wejścia znajdowały się układy o najmniejszej mierze szumów.

Z wzoru Friesa wynika:

$$F_o = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \text{itd.}$$

Widać, że wypadkowy współczynnik szumów F_o w dużym stopniu zależy od współczynnika szumów pierwszego stopnia, jak też od wzmocnienia tego stopnia. Zależność od parametrów pozostałych stopni jest tym mniejsza, im większe jest wzmocnienie stopni poprzedzających.

Do wyliczeń współczynnika szumów odbiornika bardziej przydatny jest wzór Friesa, chyba że na wejściu odbiornika mamy

kaskadowe połączenie wzmacniaczy, wówczas wzór Adlera pomoże nam rozstrzygnąć, który ze wzmacniaczy powinien być umieszczony pierwszy.

4. Przykład obliczeniowy

Na wejściu odbiornika chcemy zastosować dwa wzmacniacze o następujących parametrach:

wzmacniacz I

$$G_{1dB} = 8 \text{ dB (6,3)} \quad F_{1dB} = 2,5 \text{ (1,78)}$$

wzmacniacz II

$$G_{2dB} = 12 \text{ dB (16)} \quad F_{2dB} = 6 \text{ dB (4)}$$

Liczby w nawiasach oznaczają odpowiednie wartości w mierze liniowej. Jak należy połączyć te wzmacniacze, aby wypadkowy współczynnik szumów był najmniejszy?

Obliczmy miary szumów.

$$M_1 = \frac{F_1 - 1}{1 - \frac{1}{G_1}} = \frac{1,78 - 1}{1 - \frac{1}{6,3}} = 0,927$$

$$M_2 = \frac{F_2 - 1}{1 - \frac{1}{G_2}} = \frac{4 - 1}{1 - \frac{1}{16}} = 3,2$$

Z wyliczenia wynika, że jako pierwszy powinien być umieszczony wzmacniacz I. Obliczamy wypadkowy współczynnik szumów posługując się wzorem Friesa:

$$F_{o1} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 1,78 + \frac{4 - 1}{6,3} = 2,25$$

$$F_{o1dB} = 3,53 \text{ dB}$$

W przypadku zastosowania wzmacniacza II jako pierwszego F_{o2} wyniesie:

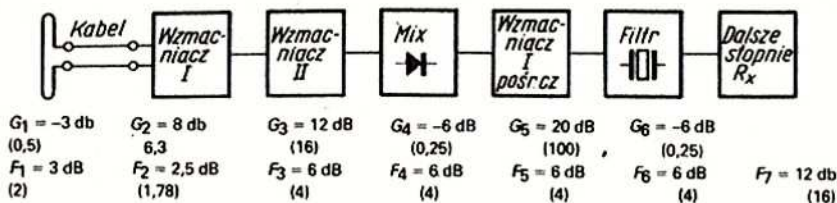
$$F_{o2} = F_2 + \frac{F_1 - 1}{G_2} = 4 + \frac{1,78 - 1}{16} = 4,07$$

$$F_{o2dB} = 6,07 \text{ dB}$$

Przyjmijmy, że nasz odbiornik ma strukturę przedstawioną na rys. 3.

Doprowadzeniem anteny jest kabel o tłumieniu 3 dB; wzmacniacze I i II to omówione poprzednio wzmacniacze połączone w sposób zapewniający minimum F_o . Obliczmy interesujący nas wypadkowy współczynnik szumów F_o .

$$F_o = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4} + \frac{F_6 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot G_5} + \frac{F_7 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot G_5 \cdot G_6}$$



Rys. 3. Schemat blokowy radioodbiornika z wartościami charakterystycznymi poszczególnych jego członów

Dokonajmy zamiany polegającej na umieszczeniu wzmacniacza I przy zaciśnięciu anteny.

Wówczas:

$$F_o = F_2 + \frac{F_1 - 1}{G_2} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4} + \frac{F_6 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5} + \frac{F_7 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6}$$

Współczynniki szumów wyrażone w dB wynoszą: w pierwszym przypadku 6,87 dB; w drugim zaś 5,1 dB. W drugim przypadku otrzymaliśmy wynik lepszy. Ze wzoru Friesa widać dużą zależność F_o od

G_1 . Użyjemy zatem jako wzmacniacza I wzmacniacza o wzmacnieniu $G = 12$ dB (16). Wówczas F_o zmieni się w obu przypadkach:

- 1) $F_o = 4,07$ F_o dB = 6,09 dB
- 2) $F_o = 2,35$ F_o dB = 3,71 dB

Wynika z tego, że operując tylko wzmacnieniem jednego stopnia można uzyskać dużą poprawę F_o ; wzmacnienie rzędu 12–15 dB jest praktycznie osiągalne.

Załóżmy teraz następującą sytuację. Dysponujemy dwoma wzmacniaczami antenowymi o wzmacnieniu 14 dB. Pierwszy z nich ma $F_{dB} = 1,5$ dB, a drugi $F_{dB} = 3$ dB. Przewód antenowy wnosi nam tłumienie 4 dB. Łączymy je w sposób przedstawiony na rysunkach 4a,b.

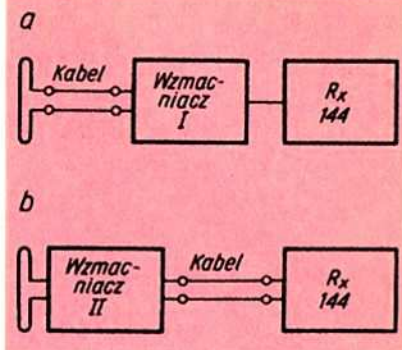
W przypadku pierwszym (rys. 4a)

$$F_o = 3,6 \quad F_o$$

W przypadku drugim (rys. 4b)

$$F_o = 2,16 \quad F_o$$

Wniosek: gorszy pod względem F przedwzmacniacz przy antenie zapewnia lepszy



Rys. 4. Przykłady kolejności połączenia wzmacniaczy antenowych o różnych własnościach szumowych

$$F = 3 \text{ dB} \quad F = 4 \text{ dB} \\ G = 14 \text{ dB} \quad G = -4 \text{ dB}$$

(w tym przypadku aż o 2,2 dB) wypadkowy współczynnik szumów systemu odbiorczego. Zainteresowanych zachęcam do obliczenia F_o , gdy lepszy wzmacniacz pod względem szumowym umieścimy przy antenie.

Podany przeze mnie przykład został wybrany celowo. Wykonać wzmacniacz o $F = 3$ dB można przy użyciu łatwo dostępnych elementów (np. tranzystor AF139). Nie jest celowe wykonywanie wzmacniaczy o $F = 1,5$ dB (koszty) i umieszczenie ich przy Rx-ie. Te drobne z pozoru różnice w współczynniku szumów nabrają jednak dużego znaczenia wówczas, kiedy chcemy odbierać słabe sygnały na poziomie szumów, np. słabe sygnały zorzowe.

ROZBUDOWA STEREOFONICZNEGO MAGNETOFONU KASETOWEGO TYPU M531S

MGR INŻ. BOGDAN WITKOWSKI

Eksploatuję od ponad roku stereofoniczny magnetofon kasetowy typu M531S; jest to urządzenie o dobrych i stabilnych parametrach elektrycznych i o sprawnie działającym układzie mechanicznym. Do pełnej satysfakcji z użytkowania posiadanego magnetofonu brakuje zasadniczo dwóch układów, w które często wyposażone są magnetofony tej samej klasy produkcji zachodnioeuropejskiej. Są to:

- układ do redukcji szumów;
- możliwość stosowania kaset z taśmą chromową „Cr”.

Opis i schemat ideowy magnetofonu M531S był opublikowany w nrze 12/77. Przy opracowywaniu koncepcji przeróbki magnetofonu ważne było ustalenie wewnętrznej obudowy odpowiedniego miejsca

do zamontowania dodatkowych elementów, nie rezygnując z dotychczasowych możliwości eksploatacyjnych. Dlatego świadomie zostały usunięte płytki drukowane wzmacniaczy mocy kanału lewego i kanału prawego, aby w ich miejsce wmontować płytkę o zwiększonej powierzchni ze wzmacniaczami mocy nowej konstrukcji oraz podobną powierzchnio-wo płytkę układu redukcji szumów. Ponadto wmontowano dodatkowo dwusegmentowy przełącznik typu „Isostat” włączający układ redukcji szumów i przełączający rodzaj stosowanej taśmy. Wraz z przełącznikiem wmontowano w płytkę czołową magnetofonu trzy diody elektroluminescencyjne sygnalizujące stan przełącznika. Ostatnim elementem modernizacji były zmiany układu elektrycznego

płytki torów zapisu i odczytu, aby układ dostosować do korzystania z taśm typu „Fe” i „Cr”.

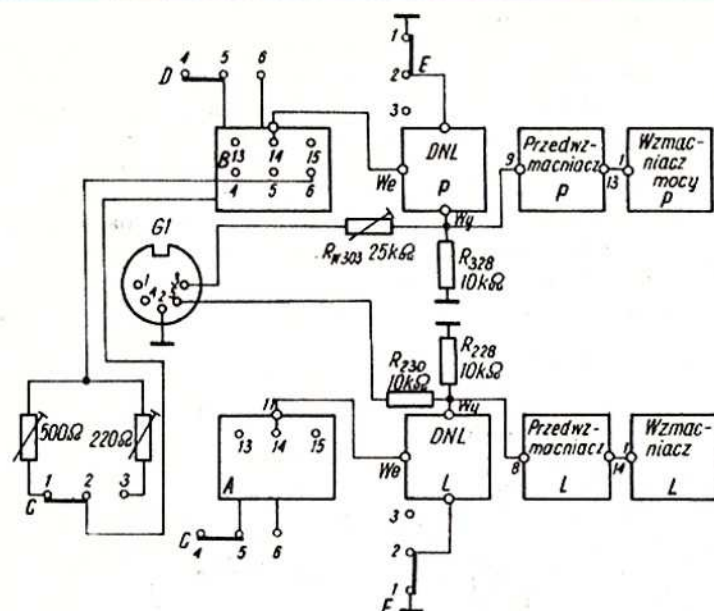
Schemat blokowy przekonstruowanego magnetofonu przedstawiono na rys. 1.

WZMACNIACZE MOCY

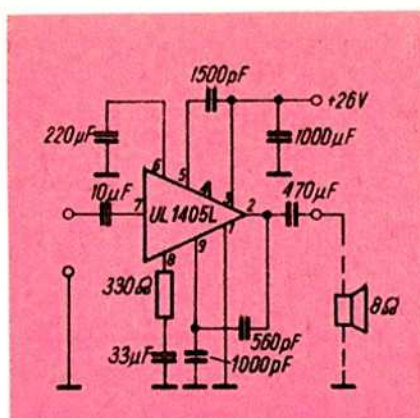
Zdecydowałem się na zastosowanie wzmacniaczy mocy o takiej konstrukcji, aby zajmowały możliwie najmniejszą powierzchnię. Zadanie to spełniło zastosowanie układów scalonych typu UL1405L¹⁾ produkcji CEMI.

Schemat ideowy wzmacniacza jednego kanału przedstawiono na rys. 2.

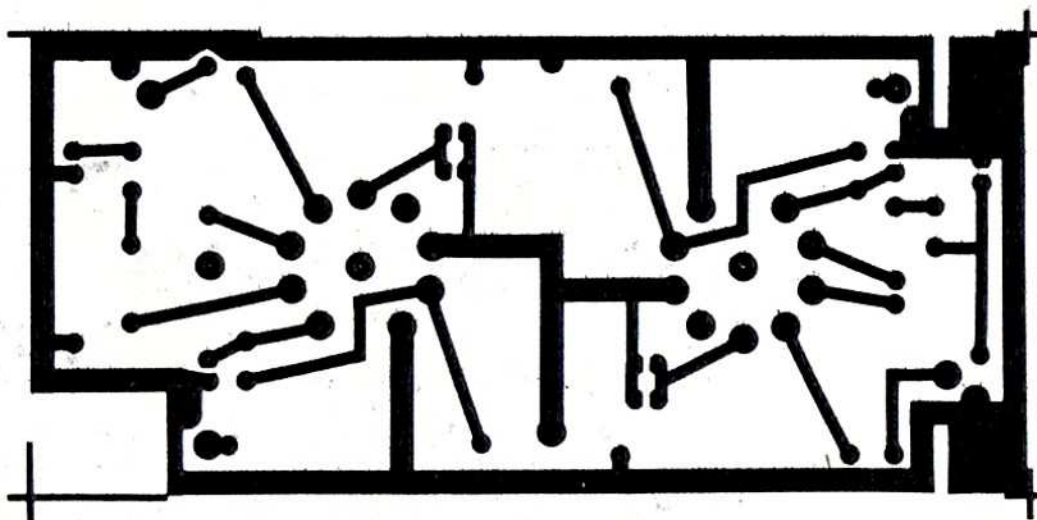
¹⁾ Wzmacniacze wyposażone w układy scalone UL1405L mogą mieć nieco mniejszą moc wyjściową oraz trochę większy współczynnik zniekształceń niż oryginalne wzmacniacze mocy tego magnetofonu. (przyp. Redakcji).



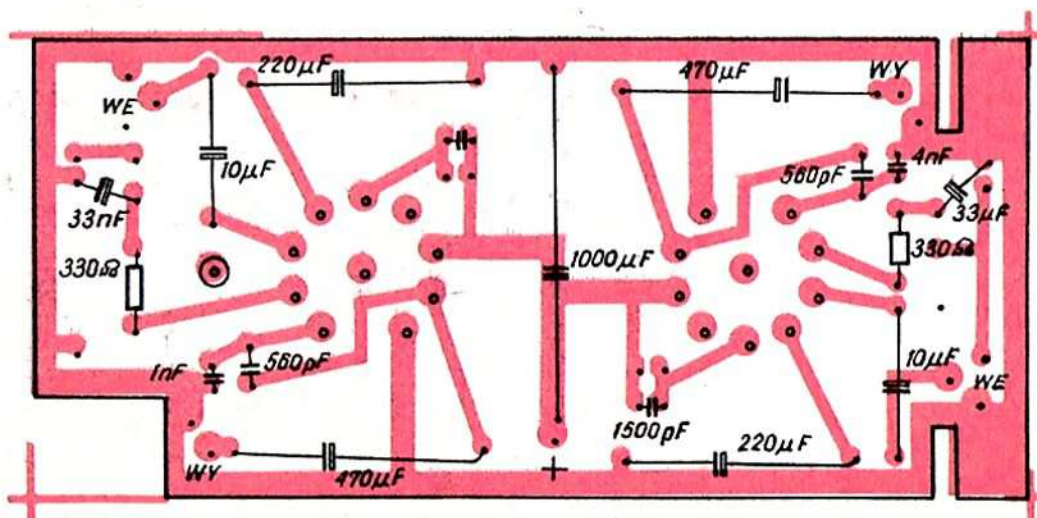
Rys. 1. Układ blokowy rozbudowanego magnetofonu M531S



Rys. 2. Schemat ideowy wzmacniacza mocy dla jednego kanału. Kondensator 1000 µF jest wspólny dla obu kanałów



Rys. 3. Widok od strony druku i od strony montażu płytki wzmacniacza mocy (skala 1:1)



A oto najważniejsze parametry układu scalonego UL1405L.

Napięcie zasilające U_{CC} : 27 V

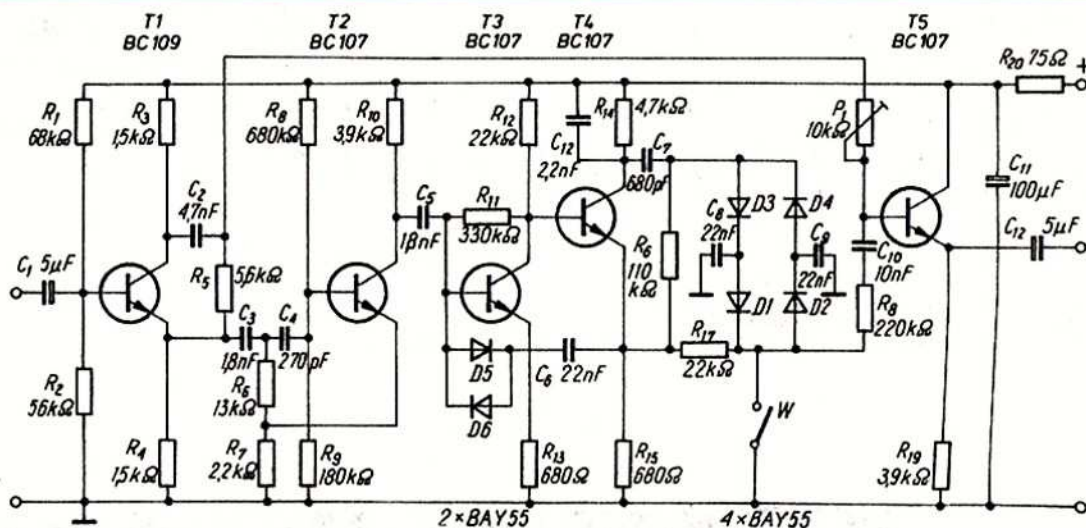
Maksymalna wartość prądu I_{Omax} : 1,5 A

Moc wyjściowa układu P_o : 5 W

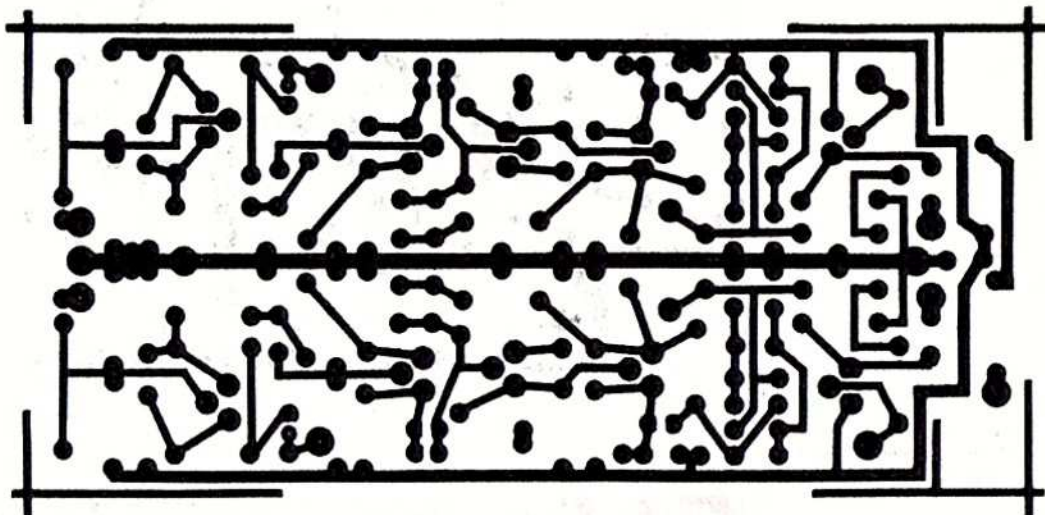
Skuteczna wartość napięcia sterującego U_i : 100 mV.

Na rysunku 3 przedstawiono płytkę ze wzmacniaczami mocy od strony druku oraz jej schemat montażowy. Należy zwrócić uwagę na dokonanie odpowiednich wycięć w płytce, umożliwiających wykorzystanie oryginalnych zamocowań usuniętych oryginalnych płytek ze wzmacniaczami mocy. Jako podstawki mocujące układy UL1405L wykorzystano gniazda lamp nowalowych, których otwory odpo-

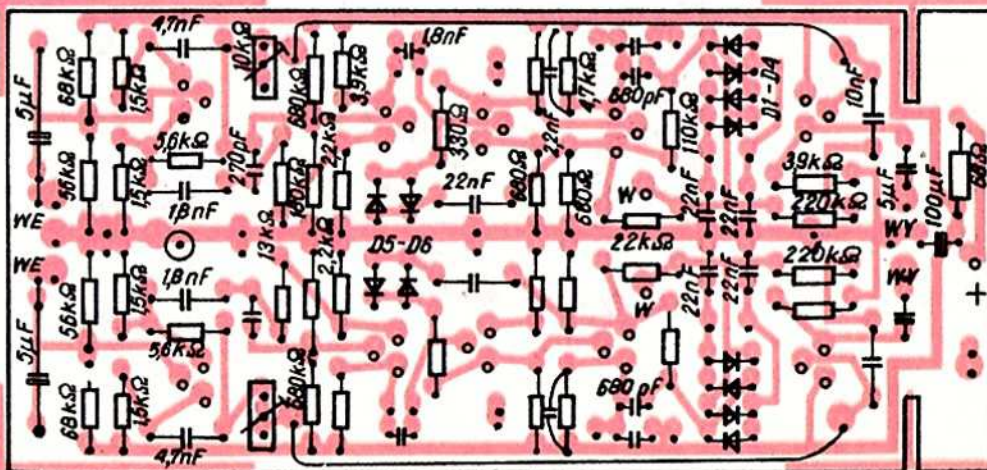
wiadają rozstawowi nóżek układu scalonego. Ponieważ układ UL1405L jest zamknięty w metalowej obudowie typu TO-3 i istnieje możliwość wykorzystania pełnej mocy, należy zastosować radiatory. Są to płytki z blachy aluminiowej z wyciętym otworem $\varnothing 23$ mm, odpowiednio wygięte, nasadzone od góry na obudowę TO-3 i przysrubowane.



Rys. 4. Schemat ideowy układu DNL dla jednego kanału



Rys. 5. Widok od strony druku i od strony montażu płytki układów DNL (skala 1:1)



System ścieżek na płycie został zaprojektowany w sposób umożliwiający stosowanie różnych pod względem wielkości kondensatorów. Nowe wzmacniacze mocy dołączamy identycznie, jak oryginalne. Należy jednocześnie skorygować długość istniejących przewodów. Tak zmontowane wzmacniacze nie wymagają żadnych regulacji.

UKŁAD REDUKCJI SZUMÓW

Istnieją trzy różne układy redukcji szumów; największą popularnością cieszą się systemy DNL i Dolby. Dobrym rozwiązaniem jest zastosowanie układu DNL. Schemat ideowy układu DNL dla jednego z kanałów przedstawiono na rys. 4. Oczywiście, płytka drukowana zawiera dwa takie układy dla kanału prawego i lewego. Układ redukujący szumy typu DNL opracowany przez firmę PHILIPS, pomyślany został jako filtr dynamiczny zawężający górną część pasma akustycznego dla małych wartości natężenia wysokich tonów. Skuteczność działania DNL można zaobserwować jako powiększenie odstępów szumów od sygnału użytecznego dla częstotliwości 6 kHz o 5 dB, a dla częstotliwości 10 kHz o 20 dB.

Zasada działania układu DNL jest następująca. Tranzystor T1 odwracający fazę umożliwia otrzymanie z rezystorów R_3 i R_4 sygnałów przesuniętych w fazie o 180° . Sygnał bezpośredni (z kolektora T1) zostaje doprowadzony przez potencjometr P1 do wyjścia układu. Natomiast sygnał z emitera tranzystora T1 przechodzi przez filtr górnoprzepustowy (C_3 , C_4 , R_6 , C_5 , tranzystory T2 i T3), który wydziela wyższą część pasma akustycznego. Tranzystor T4, podobnie jak tranzystor T1, pracuje w układzie odwracania fazy. Sygnał ze składowymi dużych częstotliwości otrzymywany z emitera tranzystora T4 zostaje doprowadzony do dzielnika napięciowego (R_{17} , D1, C_8 , D2, C_9), który sterowany jest napięciem z układu (D3, D4, C_8 i C_9).

Niski poziom składowych dużych częstotliwości w sygnale wejściowym powoduje, że napięcie z kolektora tranzystora T4 nie może doprowadzić do stanu przewodzenia diod D3 i D4, a więc nie zostaną naładowane kondensatory C_8 i C_9 ; w tym czasie diody D1 i D2 wykazują dużą wartość rezystancji.

Sygnał otrzymywany z emitera tranzystora T4 po przejściu przez elementy R_{17} , R_{18} i C_{10} w kierunku wyjścia układu DNL jest sumowany z sygnałem bezpośrednim, otrzymywanym z kolektora tranzystora T1. Ponieważ sygnały te mają przeciwne fazy nastąpi tłumienie szumów oraz składowych dużych częstotliwości o niewielkim natężeniu. Za pomocą potencjometru P1 można regulować stopień redukcji szumów.

W miarę zwiększania się poziomu składowych dużych częstotliwości zawartych w sygnale wejściowym, diody D3 i D4 zaczynają przewodzić, co umożliwi naładowanie kondensatorów C_8 i C_9 do wartości szczytowej napięcia otrzymywanego z kolektora tranzystora T4, a więc i do przewodzenia diod D1 i D2. Powoduje to zwieranie wszystkich składowych o dużych częstotliwościach przez kondensatory C_8 i C_9 . Składowe dużych częstotliwości sygnału bezpośredniego na wyjściu układu DNL będą osłabiane tym mniej, im większa jest ich amplituda, ponieważ nie istnieje sygnał dużych częstotliwości przesunięty w fazie o 180° .

Za pomocą wyłącznika W można włączyć układ redukcji szumów.

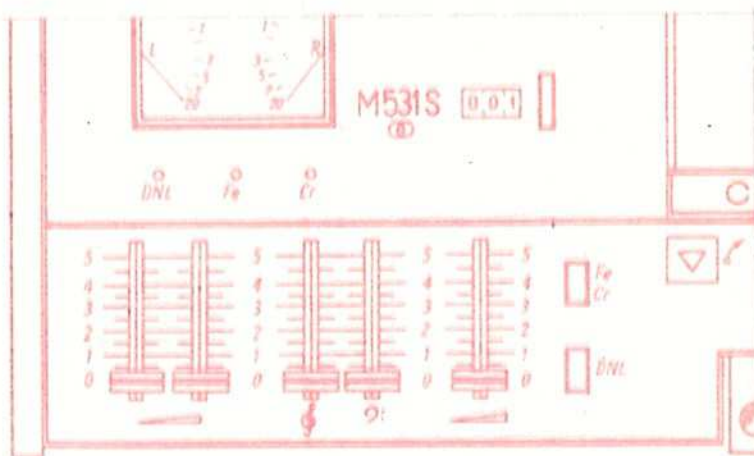
Rysunek 5 przedstawia widok od strony druku płytki z dwoma układami do redukcji szumów oraz jej schemat montażowy. Podobnie, jak w przypadku wzmacniaczy mocy należy zwrócić uwagę na dokonanie odpowiednich wycięć w płycie. Zamiast tranzystorów typu BC109 i BC107 można zastosować tranzystory typu BC149 i BC147. Ponadto należy zwrócić uwagę, aby odpowiadające sobie rezystory miały te same wartości, tranzystory miały ten sam współczynnik wzmocnienia, a diody D1, D2, D3, D4 miały podobne rezystancje zaporowe.

PRZELĄCZNIKI RODZAJU PRACY

Przełączniki typu Isostat zostały wmontowane, podobnie jak diody elektroluminescencyjne, jako dodatkowy element mający wpływ na wygląd zewnętrzny płyty czołowej magnetofonu. Rysunek 6 przedstawia wygląd zewnętrzny fragmentu płyty czołowej po dokonaniu zmian i w przybliżeniu określa rozmieszczenie dodatkowych elementów. Dwusegmentowe, czteryzestykowe, niezależne przełączniki spełniają następujące funkcje:

■ pierwszy przełącznik oznaczony „DNL” (rys. 7) włącza i wyłącza układ redukujący szumy (włącznik W) za pomocą zestyków E 1–2–3 i F 1–2–3, natomiast zestyki E 4–5–6 służą do doprowadzenia napięcia zasilającego +14,5 V z punktu lutowniczego 10, płytki przedwzmacniacza poprzez rezystor 1,5 k Ω do diody elektroluminescencyjnej dowolnego typu, której świecenie w kolorze czerwonym informuje o włączeniu do pracy układu DNL;

■ drugi przełącznik oznaczony „Fe-Cr”, zestykami C 4–5–6 i D 4–5–6 przełącza elementy obwodów ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy zapisu i odczytu, a zestykami C 1–2–3 powoduje zmianę napięcia podkładu w procesie zapisu, w zależności od rodzaju użytej taśmy. Pozostałe zestyki D 1–2–3 przełączają



Rys. 6. Wygląd zewnętrzny fragmentu płyty czołowej magnetofonu z rozmieszczeniem dodatkowych elementów (skala 2:1)

Płytkę drukowaną z układami DNL zasilają się ze źródła napięcia +14,5 V (punkt lutowniczy 18 płytki z torami odczytu i zapisu). Wejścia układów DNL włączamy odpowiednio do punktów 11(9) i 10(7) płytki torów zapisu i odczytu, natomiast wyjścia do punktów lutowniczych 8(7) i 9 (7) płytki przedwzmacniacza i równolegle do gniazda GN1 (punkty 5 i 3). Dołączanie tych elementów wymaga dołączenia dodatkowych przewodów i korekcji długości przewodów istniejących. Ostatnim etapem jest doprowadzenie przewodów wyłączników W, układu DNL, do przełącznika typu Isostat.

napięcie +14,5 V z punktu lutowniczego 10 płytki przedwzmacniacza przez rezystor 1,5 k Ω do diody elektroluminescencyjnej świecącej w kolorze zielonym – gdy układ elektryczny magnetofonu jest przystosowany do pracy z taśmą „Fe”, lub do drugiej diody świecącej w kolorze żółtym, gdy chcemy korzystać z taśmy „Cr”. Układ elektryczny przełączników przedstawiono na rys. 7.

Aby umocować przełącznik należy wyciąć wewnątrz obudowy dwa otwory zgodnie z rys. 8. Po starannym „wytrasowaniu” miejsca, rozwieramy otwory stosując wiertła o zwiększającej się średnicy. Po-

wstałe otwory należy dopiłować pilnikiem, aby otrzymać prostokątny przekrój otworu o wymiarach zgodnych z rysunkiem. Obok tych otworów wiercimy otwory dodatkowe i gwintujemy je na M3, aby wkręcić śruby mocujące na podkładkach dystansowych zespół przełączników, do obudowy magnetofonu.

aby nie mieć trudności przy późniejszym zdejmowaniu płyty czołowej.

ZMIANA PŁYTKI TORÓW ZAPISU I ODCZYTU

W oryginalnej płytce wprowadzamy następujące zmiany w jej układzie elektrycznym.

1) Zmieniamy wartości niektórych elementów:

condensatory

$C_{218/318}$ zamiast 1 nF – 750 pF

$C_{216/316}$ zamiast 4,7 μ F – 2,2 μ F

$C_{208/308}$ zamiast 200 pF – 160 pF

rezystory

$R_{219/319}$ zamiast 4,7 k Ω – 3,9 k Ω

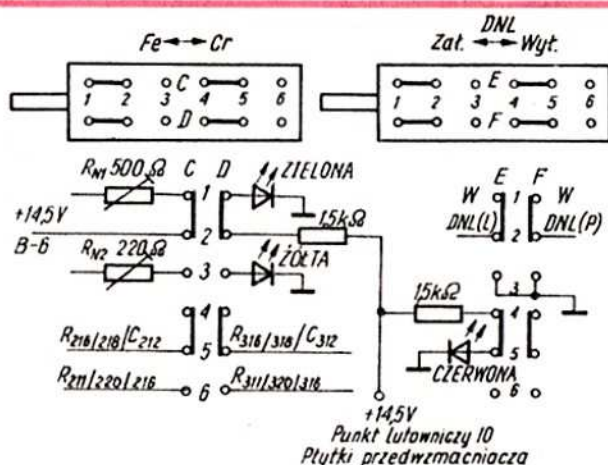
$R_{211/311}$ zamiast 470 Ω – 300 Ω

$R_{204/304}$ zamiast 150 Ω – 240 Ω

2) Zamiast rezystora $R_3 = 22 \Omega$ wstawiamy zworę, aby kolektory tranzystorów T205 i T305 zasilać bezpośrednio ze źródła napięcia.

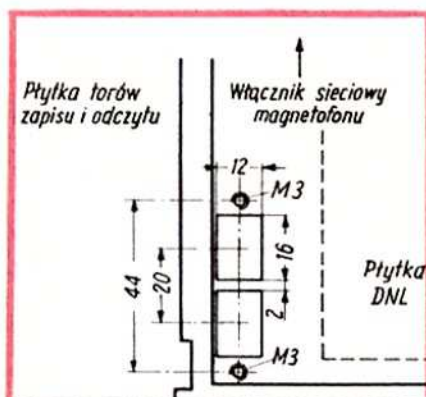
3) Uzupełniamy układ dodatkowymi elementami: zgodnie z rys. 9 wprowadzamy zmiany w układzie generatora napięcia kasowania i podkładu, a więc montujemy dodatkowo potencjometr 220 Ω do regulacji napięcia przy pracy układu z taśmą „Cr”. Potencjometr ten najwygodniej jest wmontować w wolnym miejscu płytki drukowanej, a wyprowadzenia doprowadzić przewodem w izolacji. Układ należy uzupełnić kondensatorem $C_7 = 6,2$ nF.

Zgodnie z rys. 10 wprowadzamy zmiany w gałęziach ujemnego sprzężenia zwrotnego.



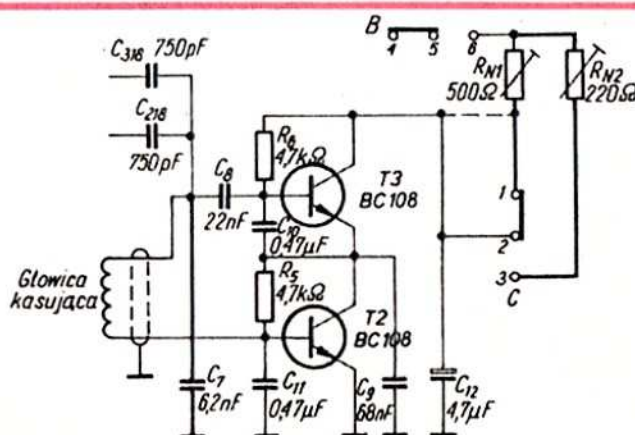
Rys. 7. Funkcje i układ elektryczny przełączników typu Isostat

Po umocowaniu przełączników należy w płycie czołowej magnetofonu starannie „wytrasować”, a następnie wyciąć prostokątne otwory zgodne z wymiarami zastosowanych przycisków. Tę ostatnią operację należy wykonać bardzo ostrożnie, aby nie uszkodzić cienkiej płyty czołowej.

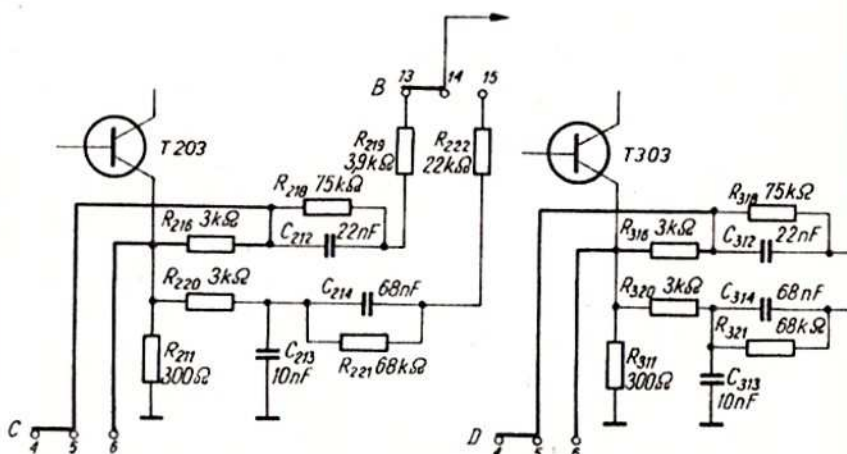


Rys. 8. Fragment wnętrza obudowy magnetofonu z otworami do zamocowania przełączników typu Isostat

Diody elektroluminescencyjne (rys. 6) najwygodniej umieścić również na płycie czołowej, poniżej wskaźników wystereowania. Otwory pod diody należy wywiercić wiertłem o takiej średnicy, aby diody mogły być wcisnięte z pewnym oporem w płytę czołową. Ponieważ diody są umocowane w płycie czołowej magnetofonu na stałe, należy połączyć je z przełącznikami przewodami o odpowiedniej długości,



Rys. 9. Zmiany w układzie elektrycznym generatora napięcia kasowania i podkładu. Linia grubszą zaznaczono elementy uzupełniające, a linią przerywaną – poprzednie, zlikwidowane połączenie



Rys. 10. Zmiany w układzie elektrycznym gałęzi sprzężenia zwrotnego wzmacniacza korekcyjnych. Linia grubszą zaznaczono elementy uzupełniające

TRANZYSTORY POLOWE Z IZOLOWANĄ BRAMKĄ

Dobór warunków pracy i obliczanie układów

INŻ. FRANCISZEK JAMRÓZ-SP9DHO

Tranzystory polowe (FET) znajdują szerokie zastosowanie w wielu urządzeniach, np. jako wzmacniacze, mieszacze, detektory, tłumiki, w pamięciach, urządzeniach pomiarowych itd.

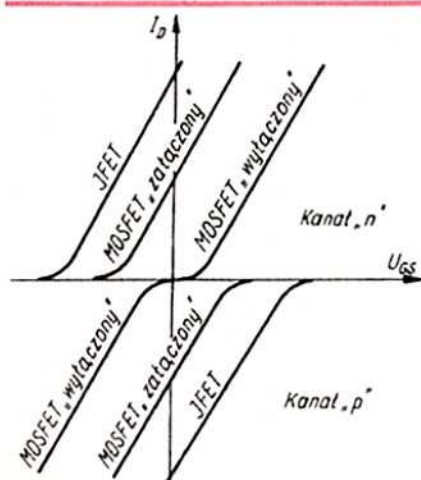
Czym różnią się od tranzystorów bipolarnych?

Tranzystor bipolarny jest sterowany prądem przepływającym przez diodę utworzoną przez złącze baza-emiter (spolaryzowaną w kierunku przewodzenia). Tranzystor polowy jest sterowany polem elektrycznym, wywołanym przez napięcie na diodzie utworzonej przez złącze bramka-źródło (spolaryzowanej zaporowo).

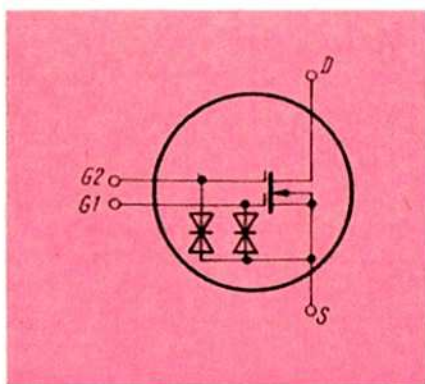
Sterowanie bezprądowe tranzystorów polowych ułatwia obliczenie rezystorów polaryzujących. Jedyny znaczący prąd, to przepływający przez kanał prąd drenu (ujścia). Wartości prądu bramki są pomijalnie małe; wynikają one ze znacznych oporności wejściowych, rzędu $10^6 \dots 10^{10} \Omega$ dla tranzystorów złączowych (JFET) oraz $10^{10} \dots 10^{16} \Omega$ dla tranzystorów z izolowaną bramką (MOSFET).

Istnieje podział tranzystorów MOSFET na „załączone” (lub „zubożone”) oraz „wyłączone” (lub „wzbogacone”). Kryterium jest tutaj stan przewodzenia lub nieprzewodzenia kanału przy napięciu bramki względem źródła $U_{GS} = 0$. Gdy $U_{GS} = 0$,

a także gry bramka zostanie odłączona od układu, tranzystor „załączony” przewodzi, przez kanał płynie prąd nasycenia I_{DSS} . Zwiększające się napięcie na bramce powoduje wytwarzanie coraz większej liczby nośników ładunku w kanale i jego przewodność rośnie. Tranzystory „wyłączone” przy $U_{GS} = 0$ nie przewodzą, do otwarcia kanału potrzebna jest pewna wstępna polaryzacja bramki napięciem większym od napięcia progowego U_p . Zakres pracy poszczególnych typów tranzystorów polowych ilustruje rys. 1.



Rys. 1. Charakterystyki różnych typów tranzystorów polowych



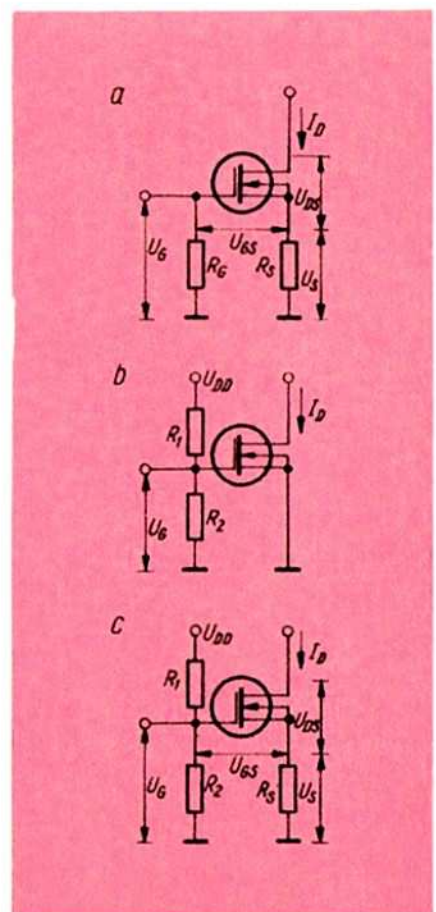
Rys. 2. Tranzystor dwubramkowy z diodami zabezpieczającymi

Tranzystory złączowe (JFET) wykonane są zawsze jako „załączone”. Pracują w zakresie „zubożonym”, najczęściej z polaryzacją automatyczną. Zakres polaryzacji mają stosunkowo ograniczony – w przypadku gdy napięcie bramki wejdzie w zakres „wzbogacony” i przekroczy wartość

0,3 V, dioda bramka-źródło zostanie spolaryzowana w kierunku przewodzenia i oporność wejściowa tranzystora nagle zmaleje. Zjawisko to może być powodem nieprzewidzianego, znacznego obciążenia dla źródła sygnału. Dlatego ważne jest takie dobranie napięcia polaryzującego bramkę, aby szczyty sygnału wejściowego po zsumowaniu się z napięciem na bramce nie powodowały przekroczenia tego niekorzystnego punktu charakterystyki.

Tranzystory MOSFET mają bramkę odizolowaną od kanału. Dlatego diody bramka-źródło nie można spolaryzować napięciem na bramce w kierunku przewodzenia. Zachowuje się ona jak dioda pojemnościowa spolaryzowana zawsze zaporowo, niezależnie od polaryzacji napięcia na bramce. Charakterystyki tranzystorów MOSFET są znacznie „dłuższe”. Ograniczeniem jest dla nich napięcie przebicia warstwy izolacyjnej między bramką i ka-

Rys. 3. Metody polaryzacji bramki tranzystorów MOSFET



Dokończenie ze str. 244

nego układu korekcyjnego T203–T204 oraz T303 i T304. Sprowadza się to do wlutowania rezystorów $R_{216/316} = 3 \text{ k}\Omega$ w miejsce zwor połączonych fabrycznie, a następnie do poprowadzenia przewodów w izolacji do przełącznika C 4–5–6 i D 4–5–6. Ostatnią czynnością będzie odłączenie (przecięcie ścieżek) od punktów A13 i B13 – R_{N303} i R_{328} oraz R_{230} i R_{228} w celu przyłączenia wyjść płytek układów DNL.

Uwaga ogólna

Nie należy się sugerować zaproponowanym miejscem montażu przełączników DNL i „Fe/Cr” oraz diod elektroluminescencyjnych. Autor artykułu zaznacza, że można umieszczać te elementy w innych miejscach magnetofonu, pod warunkiem, że nie będą one kolidowały z elementami już zamontowanymi wewnątrz magnetofonu.

nał. W celu zabezpieczenia tranzystora przed zniszczeniem zbyt dużym napięciem sygnału, stosuje się diodowe układy zabezpieczające. Niektóre tranzystory mają diody zabezpieczające wbudowane w swoją strukturę (rys. 2).

Stosowane są trzy metody wstępnej polaryzacji bramki tranzystorów polowych:

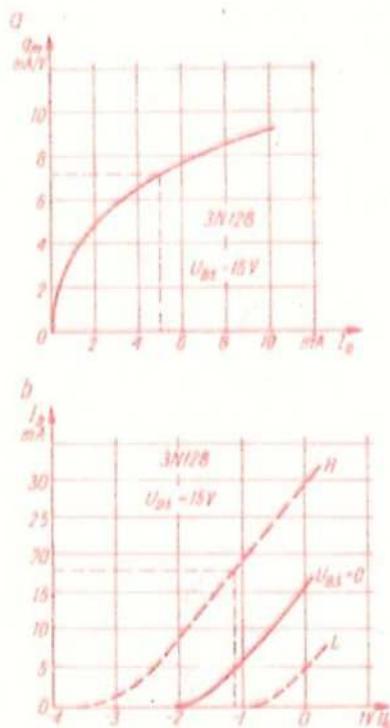
- polaryzacja automatyczna (rys. 3a),
- polaryzacja potencjometryczna (rys. 3b),
- kombinacja ww. metod (rys. 3c).

Przedstawione przykłady obliczeniowe wraz z komentarzem wyjaśniają metodykę doboru punktu pracy tranzystora.

TRANZYSTORY MOSFET Z JEDNĄ BRAMKĄ „ZALĄCZONE”

Przykład. Stosując automatyczną polaryzację (rys. 3a) obliczyć układ z tranzystorem 3N128 (kanał typu n). Wielkości założone: $U_{DS} = 15 \text{ V}$, nachylenie charakterystyki $g_m = 7,5 \text{ A/V}$.

Z rys. 4a wynika, że żądane nachylenie można uzyskać przy prądzie drenu $I_D = 5 \text{ mA}$. Według charakterystyki z rys. 4b



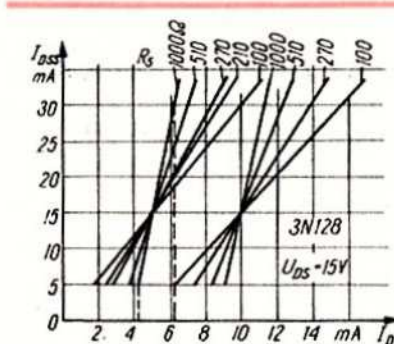
Rys. 4. Charakterystyki tranzystora 3N128 a - nachylenie g_m jako funkcja prądu drenu I_D b - prąd drenu I_D jako funkcja napięcia bramka-źródło U_{GS}

prąd ten popłynie przy napięciu $U_{GS} = -1,1 \text{ V}$. Napięcie $U_G = 0$, ponieważ prąd bramki płynący przez rezystor R_G jest znikomo mały. Całe ujemne napięcie bramki wytwarzane jest na rezystorze źródłowym R_S . Można obliczyć:

$$U_S = U_G - U_{GS} = 0 - (-1,1) = 1,1 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{U_S}{I_D} = \frac{1,1}{0,005} = 220 \Omega$$

$$U_{DD} = U_{DS} + U_S = 15 + 1,1 = 16,1 \text{ V}$$



Rys. 5. Wpływ rezystora w obwodzie źródła R_S na rozrzut prądu drenu I_D

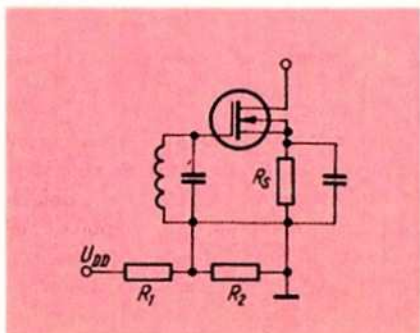
Zastosowanie układu ze stałą polaryzacją potencjometryczną jest niedogodne. Kłopotliwa jest konieczność zastosowania osobnego źródła napięcia ujemnego dla polaryzacji bramki. Istnieje jeszcze druga trudność. Obliczenia wymagają odczytania charakterystyk z rys. 4b, które jednakże przedstawiają wartości średnie. Prąd drenu może być rozrzucony w szerokim zakresie, granice tego zakresu obrazują krzywe H i L. Na przykład dla $U_{GS} = -1,1 \text{ V}$ prąd drenu może się zawierać w zakresie od 0 do 18,5 mA. Okazuje się, że obecność rezystora źródłowego R_S ogranicza ten rozrzut, a także stabilizuje układ termicznie. Dlatego zaleca się stosowanie układów zawierających ten rezystor, np. układu przedstawionego na rys. 3c.

Charakterystyki na rys. 5 ilustrują jak rezystory R_S o różnej wartości ograniczają rozrzut prądu drenu. Dla tranzystora 3N128 wartość prądu I_{DS} (mierzona przy $U_{GS} = 0$) mieści się w granicach od 5 do 25 mA. Rozrzut wynosi 20 mA. Stosując, jak w poprzednim przykładzie rezystor $R_S = 220 \Omega$, zmniejsza się rozrzut do 5 mA, a więc czterokrotnie. Im większa będzie wartość R_S , tym mniejszy będzie rozrzut prądu I_D .

Przykład. Układ z rys. 3c obliczyć tak, aby prąd drenu różnił się od założonego tylko o $\pm 1 \text{ mA}$; pozostałe dane jak w poprzednim przykładzie.

Z rys. 5 wynika, że żądane tolerancje można uzyskać stosując rezystor $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ lub większy. Prąd drenu 5 mA wytwarzałby w układzie z „czystą” polaryzacją automa-

Rys. 6. Układ eliminujący wpływ dzielnika na źródło sygnału



tyczną napięcie $U_{GS} = -0,005 \cdot 1000 = -5 \text{ V}$, które wg charakterystyki na rys. 4b nie pozwalałoby na przepływ prądu. Dlatego automatycznie wytworzone napięcie musi się nakładać na polaryzację stałą, która częściowo skompensuje zbyt duży spadek napięcia na rezystorze źródłowym.

Dla układu z rys. 3c i danych: $U_{DS} = 15 \text{ V}$, $I_D = 5 \text{ mA}$; $U_{GS} = -1 \text{ V}$, $R_S = 1 \text{ k}\Omega$, otrzymuje się:

$$U_S = I_D \cdot R_S = 0,005 \cdot 1000 = 5 \text{ V}$$

$$U_G = U_{GS} + U_S = -1,1 + 5 = 3,9 \text{ V}$$

$$U_{DD} = U_{DS} + U_S = 15 + 5 = 20 \text{ V}$$

$$\frac{U_{DD}}{U_G} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{20}{3,9} = 5,12$$

Jest to jedno równanie o dwóch niewiadomych.

Dolna granica rezystancji R_1 i R_2 wynika z minimalnej oporności obciążenia źródła sygnału, które „widzi” te rezystancje jako połączone równolegle. Przyjmując rezystancję obciążenia źródła sygnału równą $50 \text{ k}\Omega$, otrzymuje się drugie równanie:

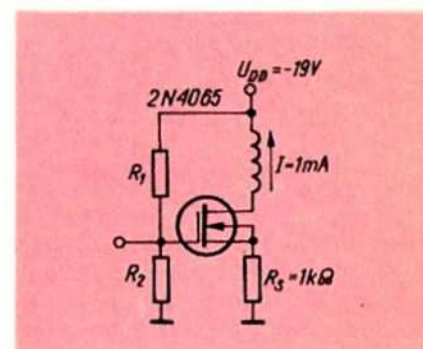
$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 50 \text{ k}\Omega$$

rozwiązaniami są wartości: $R_1 = 256 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 62 \text{ k}\Omega$.

Obciążający wpływ rezystancji dzielnika na źródło sygnału można wyeliminować stosując układ z rys. 6.

TRANZYSTORY MOSFET Z JEDNĄ BRAMKĄ „WYŁĄCZONE”

Z rys. 1 wynika, że tranzystor „wyłączony” pracuje w zakresie „wzbogaconym”, z bramką spolaryzowaną „w kierunku” napięcia drenu. Może się początkowo wy-



Rys. 7. Układ pracy tranzystora „wyłączonego” typu 2N4065

dawać, że wystarczy zastosować układ z rys. 3b. Ze względu na występujący rozrzut prądu drenu zaleca się jednak układ z rys. 3c, w którym rozrzut ten zostanie zmniejszony za pomocą rezystora R_S . Powstałe przy tym napięcie „automatyczne” należy skompensować odpowiednim napięciem otrzymanym z dzielnika R_1 i R_2 i w ten sposób zapewnić przepływ prądu drenu.

Przykład. Obliczyć układ z tranzystorem MOSFET „wyłączonym”, typu 2N4065 (kanał typu p). Założone dane: $U_{DD} = -19 \text{ V}$, $R_S = 1 \text{ k}\Omega$, $I_D = 1 \text{ mA}$, rezystancja wejściowa $R_{we} = 10 \text{ k}\Omega$, układ wg rys. 7.

Dla zapewnienia przepływu prądu 1 mA konieczne jest napięcie bramki $U_{GS} = -9,2$ V. Można obliczyć:

$$U_S = I_S \cdot R_S = -0,001 \cdot 1000 = -1 \text{ V}$$

$$U_{DS} = U_{DD} - U_S = -19 - (-1) = -18 \text{ V}$$

$$U_G = U_{GS} + U_S = -9,2 - 1 = -10,2 \text{ V}$$

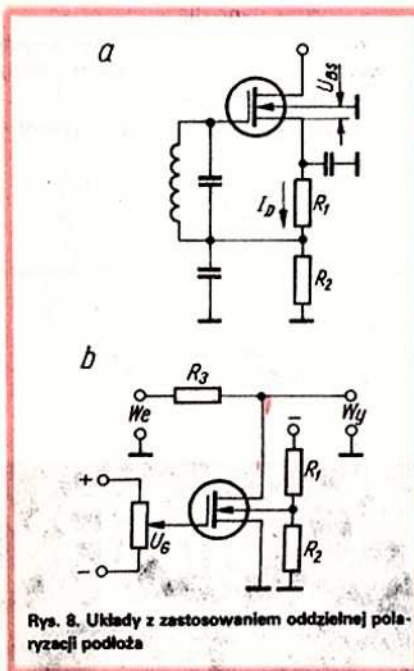
$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{U_{DD}}{U_G} = \frac{19}{-10,2} = -1,86$$

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 18,6 \text{ k}\Omega, R_2 = 21,5 \text{ k}\Omega$$

WYKORZYSTANIE PODŁOŻA

W większości tranzystorów MOSFET podłoże jest połączone na stałe ze źródłem. Bywają także wykonania z osobno wyprowadzoną elektrodą podłoża. Można wówczas przyłączyć do niego odpowiednie napięcie i używać jako dodatkowego elementu sterującego. Tego rodzaju układ przedstawiono na rys. 8a. Napięcie na podłożu wynosi $U_{BS} = I_D \cdot (R_1 + R_2)$, zaś napięcie bramki ma wartość: $U_{GS} = I_D \cdot R_1$. Tranzystor z osobnym podłożem można wykorzystać w układzie tłumika (rys. 8b).

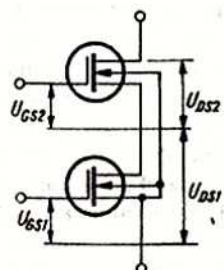
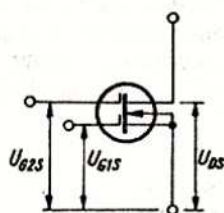


Zachowuje się on jak rezystor liniowy, którego wartość zmienia się w szerokich granicach pod wpływem zmian napięcia stałego na bramce. Uzyskane tłumienie ma wartość

$$A = \frac{R_k}{R_k + R_S}$$

przy czym: R_k – rezystancja kanału, będąca funkcją napięcia na bramce, zawarta w granicach od około 100 Ω do 10 000 Ω .

W tym układzie potencjał podłoża odgrywa znaczną rolę. Dla tranzystora o kanale n dren musi być zawsze dodatni względem



Rys. 9. Tranzystor dwubramkowy jako kombinacja dwóch tranzystorów jednobramkowych połączonych kaskadowo

dem podłoża. W przeciwnym razie dioda podłoże-dren będzie spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Podłoże musi być spolaryzowane takim ujemnym napięciem, aby ujemne szczyty sygnału na drenie nie przekroczyły tego napięcia. Wartość napięcia polaryzacji podłoża ustala się dzielnikiem R_1, R_2 .

TRANZYSTORY MOSFET DWUBRAMKOWE

Tranzystor dwubramkowy jest kombinacją dwóch tranzystorów jednobramkowych połączonych kaskadowo, jak na rys. 9. Bilans napięć ma postać:

$$U_{DS} = U_{DS1} + U_{DS2}$$

$$U_{G2S} = U_{DS1} + U_{G1S}$$

$$U_{G1S} = U_{GS1}$$

Przykład. Obliczyć układ z tranzystorem typu 3N140. Wielkości założone: $U_{DS} = 15$ V, nachylenie $g_m = 10,5$ mA/V, rezystancja wejściowa $R_{we} = 125$ k Ω , tolerancja rozrzutu prądu drenu ± 2 mA. Założoną wartość nachylenia można uzyskać przy napięciach bramek $U_{G2S} = 4$ V, $U_{G1S} = -0,45$ V. Wynika to z charakterystyki na rys. 10a. W tych warunkach popłynie prąd $I_D = 10$ mA – wartość otrzymana z charakterystyki na rys. 10b. Wymaganą tolerancję rozrzutu prądu drenu zapewnia rezystor $R_S = 270$ Ω na rys. 11.

Rozwiązania układowe, w jakich tranzystor może być zastosowany, przedstawiono na rys. 12.

Z posiadanych danych można obliczyć:
 $U_S = I_D \cdot R_S = 0,010 \cdot 270 = 2,7$ V
 $U_{G1} = U_{G1S} + U_S = -0,45 + 2,7 = 2,25$ V
 $U_{G2} = U_{G2S} + U_S = 4 + 2,7 = 6,7$ V
 $U_{DD} = U_{DS} + U_S = 15 + 2,7 = 17,7$ V

Dla rys. 11a:

$$\frac{U_{DD}}{U_{G1}} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = \frac{17,7}{2,25} = 7,88$$

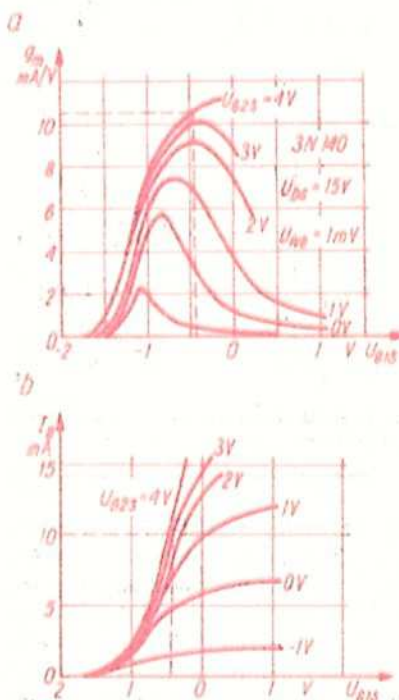
$$\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = 125 \text{ k}\Omega$$

z tego: $R_3 = 197 \text{ k}\Omega, R_4 = 29 \text{ k}\Omega,$

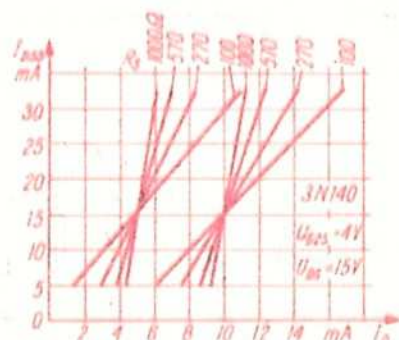
$$\frac{U_{DD}}{U_{G2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{17,7}{6,7}$$

$$\text{czyli: } \frac{R_1}{R_2} = \frac{11}{6,7}$$

Można przyjąć dowolne wartości rezystorów spełniające to równanie, np. $R_1 = 11$ k $\Omega, R_2 = 6,7$ k Ω . W przypadku doprowadzenia do bramki 2 sygnału (np. w mieszaczu), należy również uwzględnić obciążający wpływ rezystorów R_1 i R_2 na stopień, z którego ten sygnał pochodzi.

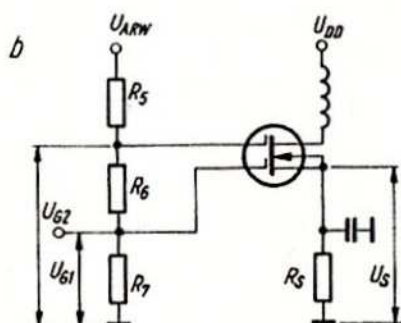
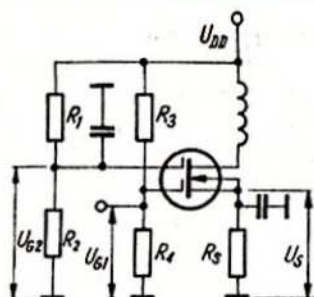


Rys. 10. Charakterystyki tranzystora 3N140
a – nachylenie g_m jako funkcja napięcia bramki 1 U_{G1S} dla różnych wartości napięcia bramki 2 U_{G2S} , b – prąd drenu I_D jako funkcja napięcia bramki 1 U_{G1S} dla różnych wartości napięcia bramki 2 U_{G2S}



Rys. 11. Wpływ rezystora w źródle R_S na rozrzut prądu drenu I_D

Układ z rys. 12a jest zalecany do mieszacza (sygnał wejściowy doprowadzony do bramki 1, sygnał heterodyny do bramki 2) oraz do wzmacniaczy bez ARW (bramka 2 zablokowana pojemnością do masy). Transzystory dwubramkowe są szczególnie zalecane do wzmacniaczy w.cz. i pośr.cz. pracujących z ARW. W tym przypadku sygnał jest doprowadzony do bramki 1, a napięcie regulacyjne ARW do bramki 2.



Rys. 12. Przykłady rozwiązań układowych z tranzystorem dwubramkowym

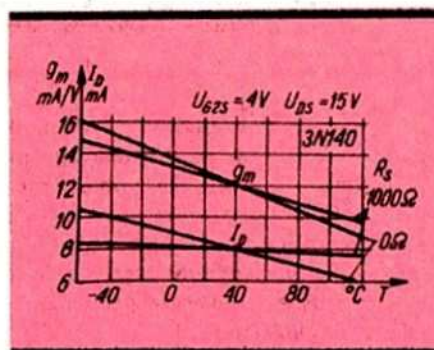
Układ z rys. 12b charakteryzuje się największą odpornością na modulację skrośną. Tajemnica tkwi w równoczesnej regulacji napięć obu bramek. Z racji dużych oporności wejściowych tranzystory te nie tylko nie tłumią obwodów rezonansowych, ale również nie pobierają prawie żadnej mocy z układu regulacyjnego ARW. Umożliwiają stosowanie prostych układów ARW, łatwość realizacji ARW opóźnionej itp. Z charakterystyk na rys. 10 wynika, że dla znacznego obniżenia wzmocnienia tranzystora należy napięcie

bramki 2 doprowadzić do wartości ujemnych.

Układ przedstawiony na rys. 13 umożliwia zmianę napięcia w granicach od +4 V do -4 V. Taki układ ARW obejmujący trzy stopnie wzmacnienia jest już bardzo skuteczny.

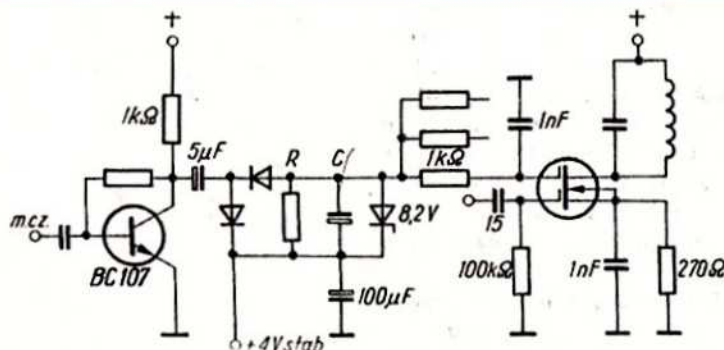
KOMPENSACJA WPŁYWU TEMPERATURY

W przeciwieństwie do tranzystorów bipolarnych, tranzystory MOSFET charakteryzują się ujemnym współczynnikiem temperaturowym prądu drenu. Znaczy to, że ze wzrostem temperatury maleje prąd drenu, a także nachylenie. Co prawda dla pewnego napięcia polaryzującego bramkę można uzyskać niezależność prądu drenu od zmian temperatury. Jednak nie wykorzystuje się tego zjawiska ponieważ występuje ono przy małych prądach drenu.



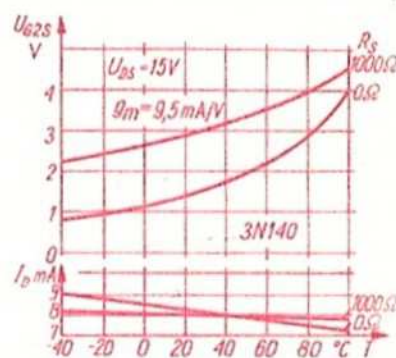
Rys. 14. Zależność zmian prądu drenu I_D i nachylenia θ_m od zmian temperatury dla różnych wielkości rezystora w źródle R_S

Na rysunku 14 przedstawiono zależność zmian prądu drenu i nachylenia tranzystora typu 3N140 od zmian temperatury. Daje się zauważyć kompensujące działanie rezystora źródłowego. Przykładowo, dla $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ zmiana prądu drenu w funkcji temperatury staje się pomijalna. Zmiany nachylenia można kompensować przyłączając do bramki 2 napięcie regulacyjne, którego wartość jest pewną funkcją temperatury. W tym celu dzielnik rezystorowy zasilający bramkę 2 powinien zawierać



Rys. 13. Prosty układ ARW dla tranzystorów dwubramkowych

rać termistor połączony z obudową tranzystora.

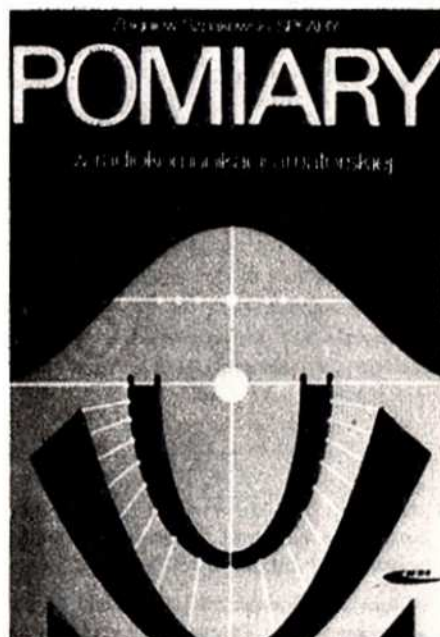


Rys. 15. Charakterystyka zmian napięcia bramki 2 UG_{2S} i prądu drenu I_D w funkcji temperatury, koniecznych dla utrzymania stałego nachylenia g_m dla różnych wielkości rezystora w źródle R_S

Przykład. Dla układu z rys. 12a z tranzystorem 3N140, dzielnik rezystorowy należy tak dobrać, aby dla temperatury pokojowej nachylenie wynosiło $g_m = 9,5 \text{ mA/V}$. Z kolei korzystając z rys. 15 odczytać, jak powinno się zmieniać napięcie U_{GS} ze zmianą temperatury, aby nachylenie było stałe w całym zakresie temperatur. Charakterystyki podano dla wartości rezystorów $R_S = 0$ i $R_S = 1 \text{ k}\Omega$. Do otrzymanych danych należy dobrać odpowiedni układ dzielnika z termistorem.

(Opracowano na podstawie „Funk-technik” nr 6/71)

Książki WKŁ
do nabycia w księgarniach
„DOMU KSIĄŻKI”



Próbnik wzmacniaczy operacyjnych

W praktyce radioamatorskiej wzmacniacze operacyjne służą do wzmacniania i przekształcania sygnałów. Zgodnie z zasadami właściwej organizacji pracy, każdy element elektroniczny powinien być w miarę możliwości sprawdzony przed jego wmontowaniem (włutowaniem). Dotyczy to szczególnie elementów o wielu wyprowadzeniach.

łatwo dostępnej. Samo zaś stwierdzenie, że wzmacniacz operacyjny pracuje, wystarczy do jego użycia w budowanym układzie elektronicznym.

Schemat ideowy próbnika przedstawiono na rysunku 1.

Badany wzmacniacz operacyjny połączony z próbnikiem staje się generatorem małej częstotliwości. Generowane napięcie jest wzmacniane przez układ podwójnego wtórnika zawierającego tranzystory T1 i T2. Pobudza ono do świecenia żarówkę sygnalizującą poprawną pracę wzmacniacza. Częstotliwość błyskania żarówki

powoduje zmniejszenie częstotliwości błyskania żarówki przy zwiększonej sile świecenia. Wartość kondensatora może dochodzić nawet do 47 μF i więcej, jednakże przy kondensatorze o wartości powyżej 1 μF obserwacja jest utrudniona, ponieważ częstotliwość błysków jest mniejsza niż 1 Hz.

Próbnik został tak skonstruowany, że napięcie zasilające wzmacniacz operacyjny może wynosić od 6 do 15 V.

Podane na rysunku 1 wartości poszczególnych elementów nie są krytyczne i mogą się zmieniać w dość szerokich granicach.

Próbnik zmontowano na płytce drukowanej (rys. 2) i umieszczono w przeźroczystym pudełku z tworzywa sztucznego.

Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej oraz sposób dołączenia do niej wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rys. 3.

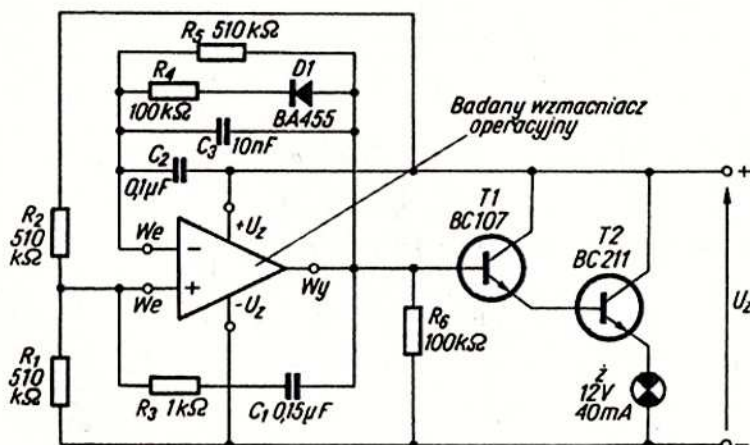
Opisanym próbnikiem sprawdzano wzmacniacze operacyjne MAA501, MAA502, MAA504, SFC2709, $\mu\text{A}741$ i inne. We wszystkich przypadkach próbnik bezbłędnie wskazywał dobre, wadliwe, a także „słabsze” egzemplarze, do których pobudzenia trzeba było zwiększać pojemność kondensatora C_2 do około 1 μF .

Dla zaawansowanych radioamatorów polecana jest następująca procedura dołączania końcówek próbnika do wzmacniacza operacyjnego przy jednoczesnej obserwacji żarówki. W przypadku dobrego wzmacniacza uzyskane efekty świetlne będą następujące:

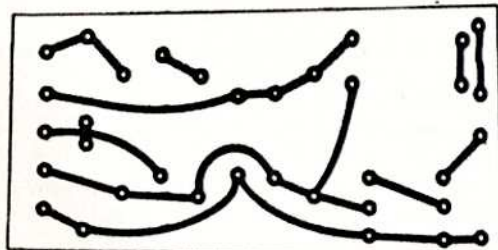
- dołączenie „plusa” zasilania (+ U_z) – żarówka nie świeci;
- dołączenie wyjścia wzmacniacza operacyjnego – żarówka świeci światłem ciągłym;
- dołączenie „minusa” zasilania (- U_z) – żarówka nie świeci lub żarzy się ledwo widocznym światłem;
- dołączenie wejścia nieodwracającego (+) – żarówka świeci światłem ciągłym;
- dołączenie wejścia odwracającego (-) – żarówka błyska.

Takie postępowanie pozwala na wysnuwanie wniosków o stanie badanego wzmacniacza operacyjnego, bądź porównanie go z innymi wzmacniaczami tego samego typu.

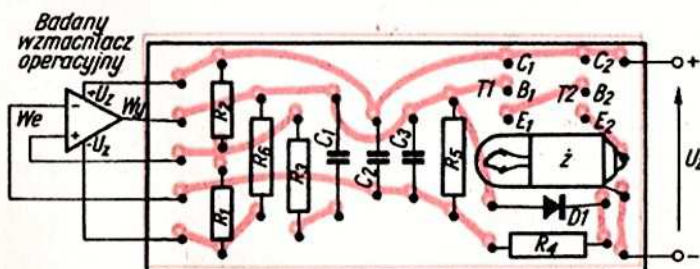
Kazimierz Jędrzejczyk



Rys. 1. Schemat próbnika wzmacniaczy operacyjnych



Rys. 2. Płytkę drukowaną próbnika (skala 1:1)



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce próbnika

Sprawdzenie poszczególnych parametrów wzmacniacza operacyjnego wymaga odpowiedniej aparatury, nie zawsze

(ok. 10 Hz) dobrano zmieniając wartość kondensatora C_2 . Zwiększenie pojemności kondensatora C_2

Przystawka do oscyloskopu jednokanałowego

Przy uruchamianiu i naprawie sprzętu elektronicznego, a szczególnie wzmacniaczy i dekodów sygnałów stereofonicznych, niezbędnym przyrządem pomiarowym jest dwukanałowy oscyloskop.

Opisana poniżej przystawka po dołączeniu do oscyloskopu jednokanałowego umożliwia jednocześnie obserwację dwóch przebiegów napięć zmiennych. Rozdział kanałów odbywa się na zasadzie kolejnego wielokrotnego próbkowania kanałów A i B podczas ruchu plamki na ekranie.

Schemat ideowy przystawki przedstawiono na rys. 1.

W opisanym przełączniku elektronicznym częstotliwość przełączania wynosi około 250 kHz, tak więc przystawka ta umożliwia obserwację przebiegów w pasmie od kilku Hz do 20 kHz (całe pasmo akustyczne). Bardzo dobre parametry przebiegu prostokątnego (przełączającego) uzyskano dzięki przyłączeniu wyjść multiwibratora do przerzutnika typu R-S przez diody krzemowe oraz przez przyłączenie dobieranego kondensatora symetryzującego C_2 do złącza B-E jednego z tranzystorów przełączających.

Ze względu na małe wymiary płytki drukowanej przystawkę można umieścić we-

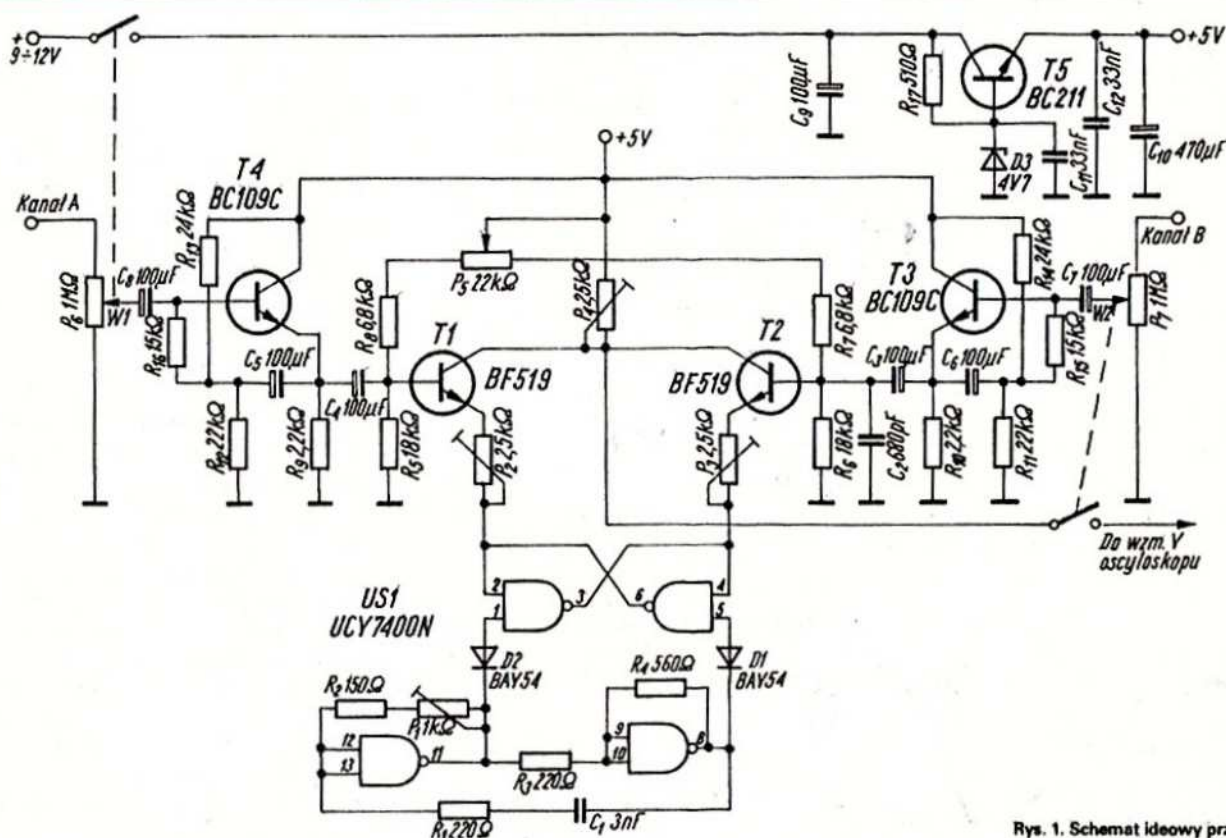
Po zmontowaniu przystawkę należy wykalibrować, tzn. tak ustawić potencjometry nastawne P_2 , P_3 i P_4 , aby wzmocnienie obu kanałów w przystawce wynosiło 1.

Potencjometry P_6 i P_7 sprzężone z wyłącznikami są płynnie regulowanymi dzielnikami napięć na wejściach kanałów A i B. Wyłącznik sprzężony z potencjometrem P_6 odłącza układ od zasilania, a wyłącznik przy potencjometrze P_7 , w przypadku wbudowania przystawki do oscyloskopu, odłącza wyjście przystawki od wejścia oscyloskopu.

Potencjometr P_5 służy do rozsuwania przebiegów z kanałów A i B na ekranie oscyloskopu.

Dla zapewnienia rezystancji wejściowej rzędu 100 k Ω zastosowano na wejściach układów wtórni emiterowe (tranzystory T3 i T4).

W multiwibratorze astabilnym i przerzutniku typu R-S wykorzystano ogólnie dostępny układ cyfrowy UCY7400N.



Rys. 1. Schemat ideowy przystawki

Napięcie przełączające jest generowane przez symetryczny multiwibrator (US1 – rys. 1). Aby przebiegi obydwu kanałów były ostro rysowane i kontrastowe współczynnik wypełnienia generowanego przebiegu prostokątnego musi być bliski 0,5, a czasy narastania i opadania jego zboczy muszą być jak najmniejsze. Maksymalne częstotliwości przebiegów, które można obserwować w obu kanałach, są kilkanaście razy mniejsze od częstotliwości przełączania.

wnętr oscyloskopu (przerobiono w ten sposób wkładkę jednokanałową oscyloskopu OS-150).

Przystawka jest zasilana napięciem stałym 5 V, a przy braku takiego napięcia wewnątrz układu oscyloskopu można zastosować prosty stabilizator, obniżający jednocześnie napięcie do 5 V (z 9–12 V). Na rys. 2 uwidoczniono płytkę połączeń drukowanych (skala 1:1), natomiast na rys. 3 – rozmieszczenie podzespołów na płytce – widok od strony druku.

Przystawka może pracować z dowolnym typem oscyloskopu o minimalnym wzmocnieniu 1 V/cm i pasmie przenoszenia około 5 MHz.

Dc. na str. 254



POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII
RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320 00-950 Warszawa
Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK NR 10 (221) PAŹDZIERNIK 1978 ROK

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU DX

● W dniach 16-17 września br. odbył się w Gdańsku XI Zjazd Sprawozdawczy Polskiego Klubu DX. Współorganizatorem Zjazdu był Inspektor Łączności Komendy Chorągwi ZHP im. Bohaterów Ziemi Gdańskiej. Szczegółowe sprawozdanie ze Zjazdu zamieścimy w numerze grudniowym.

● Manager współzawodnictwa dx-owego SP9CTW opublikował listę współzawodnictwa po pierwszym kwartale br. Oto ona:

Grupa „Mixed”	Grupa CW	Grupa „Fone”
SP3DOI 306/308	SP6RT 295/296	SP5BSV 300/300
SP7HT 304/315	SP7HT 282/298	SP9AI 282/286
SP5BSV 300/300	SP2AJ0 275/279	SP5BT 276/281
SP8RT 295/296	SP9AI 257/257	SP5DZ 258/263
SP6AAT 295/296	SP8AG 251/258	SP4AS 204/220

● Aktualna lista maratonu SPDXM po przeprowadzonej w początku bieżącego roku weryfikacji różni się dość zasadniczo od poprzednich wykazów, gdyż ponad 20 dotychczasowych uczestników maratonu nie nadesłało w terminie wykazów weryfikacyjnych. Czołówka SPDXM to: SP3DOI – 4048 pkt, SP3AGE – 3913 pkt, SP3BOD – 3625 pkt, SP9AI – 3396 pkt, SP9PT – 3325 pkt. Wśród uczestników SPDXM zajmujących na liście pierwsze 60 miejsc, najliczniej jest reprezentowany okręg SP9 – 13 nadawców, następnie SP2 – 11, SP5 – 9, SP7 – 7, SP3 – 6, SP1 – 5, SP7 i SP8 – po 4 nadawców, SP4 – 1 nadawca.

● Tegoroczne międzynarodowe zawody krótkofalowców SP-DX Contest sędziowała komisja w składzie: SP6BZ, SP6DB, SP6AAT, SP6BAA, SP6AEG, SP6AZT, SP2AJ0. Wyniki zawodów ogłoszono na XI Zjeździe SPDXC w Gdańsku. Pełne wyniki będą opublikowane w „Biuletynie PZK”.

● Po dokonaniu prowizorycznych zmian wszedł w życie od marca br. ostateczny, nowy system znaków wywoławczych dla krótkofalowców Stanów Zjednoczonych AP. Nowe znaki będą przyznawane przez Federalną Komisję Łączności FCC sukcesywnie, w pierwszej kolejności nowo licencjonowanym nadawcom, posiadaczom licencji „Extra Class”, podwyższającym kategorię licencji i zmieniającym adres pocztowy. Aktualni posiadacze licencji zachowali prawo utrzymania swych dotychczasowych znaków. Przyjęto zasadę, że znaki będą przydzielane stosownie do adresu pocztowego posiadacza, a nie miejsca zainstalowania radiostacji, pozostawiono też podział na 10 okręgów wywoławczych. Nowy system znaków ujęto w cztery poniższe grupy:

Grupa A (kategoria licencji „Extra”)

K1AA-K0ZZ, N1AA-N0ZZ, W1AA-W0ZZ, AA1A-AK0Z, KA1A-KZ0Z, NA1A-NZ0Z, WA1A-WZ0Z, AA1AA-AK0ZZ (z wyjątkiem AH, KH, NH, NL, NP, WH, WL, WP).

Znaki AH, KH, NH, WH zarezerwowano dla rejonu Pacyfiku, zaś AL7, KL7, NL7, WL7 dla Alaski.

Grupa B (kategoria licencji „Advanced”)

KA1AA-KA1ZZ, KB1AA-KZ0ZZ, NA1AA-NZ0ZZ, WA1AA-WZ0ZZ (z wyjątkiem KH, KL, KP, NH, NL, NP, WH, WL, WP).

Znaki AH1AA-AH0ZZ zarezerwowano dla rejonu Pacyfiku, AL7AA-AL7ZZ dla Alaski i KP1AA-KP0ZZ dla rejonu Atlantyku.

Grupa C (kategoria licencji „Technician” i „General”)

K1AAA-K0ZZZ, N1AAA-N0ZZZ, W1AAA-W0ZZZ.

Znaki KH1AA-KH0ZZ, NH1AA-NH0ZZ, WH1AA-WH0ZZ otrzymają stacje w rejonie Pacyfiku, znaki KL7AA-KL7ZZ, NL7AA-NL7ZZ, WL7AA-WL7ZZ stacje na Alasce, znaki NP1AA-NP0ZZ, WP1AA-WP0ZZ stacje w rejonie Atlantyku.

Grupa D (kategoria licencji „Novice”)

KA1AAA-KZ0ZZZ, WA1AAA-WZ0ZZZ, z wyjątkiem KC4AAA-KC4AAF, KC4USA-KC4USZ, KH1AAA-KH0ZZZ, KL1AAA-KL0ZZZ, KP1AAA-KP0ZZZ, WC1AAA-WC0ZZZ, WH1AAA-WH0ZZZ, WK1AAA-WK0ZZZ, WL1AAA-WL0ZZZ, WM1AAA-WM0ZZZ, WP1AAA-WP0ZZZ, WR1AAA-WR0ZZZ, WT1AAA-WT0ZZZ.

Znaki KH1AAA-KH0ZZZ i WH1AAA-WH0ZZZ zarezerwowano dla rejonu Pacyfiku, znaki KL7AAA-KL7ZZZ i WL7AAA-WL7ZZZ dla Alaski, zaś znaki KP1AAA-KP0ZZZ i WP1AAA-WP0ZZZ dla rejonu Atlantyku.

W przypadku wyczerpania się znaków w danej grupie, będą sukcesywnie przyznawane znaki z grupy następnej.

● W dniach 26-29 maja br. bawił w Polsce prezes Związku Krótkofalowców Tajlandii, znany DX-man Kamchai (Kam) Chotikul HS1WR wraz z małżonką HS1YL. Z ramienia ZG PZK na lotnisku przywitał gości SP5ZK, w imieniu Polskiego Klubu DX podejmowali gościa SP3DOI i SP5HS. Kam poinformował przedstawicieli PZK o rozwoju ruchu krótkofalarskiego w Tajlandii, interesował się bardzo osiągnięciami krótkofalowców SP.

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU ARL

W dniu 14 maja br. odbyło się w Warszawie kolejne zebranie zarządu Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji. Obecni byli SP4BQW, SP5HS, SP3HHO, SP3FFN, SP6HUK oraz ze strony Zarządu Głównego PZK – SP5PA i SP5CM. Zarząd omówił przygotowania do tegorocznych Manewrów Techniczno-Obronnych Związku Harcerstwa Polskiego i ustalił odpowiedzialnych za prawidłowy przebieg konkurencji ARL na eliminacjach okręgowych i zawodach centralnych.

SP5HS złożył sprawozdanie z przebiegu konferencji I Regionu IARU w Miscołcu w zakresie spraw ARL. Za najpoważniejsze zadanie klubu w okresie najbliższego roku uznano przygotowanie i przeprowadzenie I Mistrzostw Świata w amatorskiej radiolokacji, które – zgodnie z decyzją konferencji – odbędą się w roku 1979 w Polsce. Postanowiono skoncentrować się całkowicie na przygotowaniach do Mistrzostw Świata i nie organizować w bieżącym roku Mistrzostw Polski.

Zarząd Klubu zatwierdził szczegółowy harmonogram przygotowań do Mistrzostw Świata, obejmujący m. in. wybór terenu zawodów, zapewnienie zakwaterowania i wyżywienia uczestników, wykonanie nowego kompletu nadajników automatycznych, prowadzenie sekretariatu zagranicznego i krajowego, zabezpieczenie techniczne imprezy, przygotowanie dyplomów, medali i nagród, sprawy transportu, propagandy i obsługi prasowej, powołanie Międzynarodowej Komisji Sędziowskiej. Wstępnie ustalono, że Mistrzostwa Świata odbędą się w centralnej Polsce w pierwszej połowie września 1979 r.

W ramach planowej wymiany sportowej z zagranicą, powierzono SP3FFN przygotowanie ekipy reprezentującej nasz kraj na międzynarodowych zawodach ARL w Schwedt (NRD), zaś SP4BQW przygotowanie ekipy reprezentującej Polskę na międzynarodowych zawodach ARL w Bor (Jugosławia).

Zarząd klubu powołał do składu Krajowego Kolegium Sędziowskiego ARL następujących kolegów: Czesława Ługowskiego-SP8JM, Tomasza Jokiel-SP5GH, Antoniego Kubickiego-SP5BB i Zdzisława Kaszę-SP6HUK. Zarząd zwrócił się do ZG PZK o zgłoszenie do Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU następujących kandydatów na sędziów ARL klasy międzynarodowej: Jana Bonikowskiego-SP3AXI, Jerzego Klabona-SP3FFN, Jana Kwasnowskiego-SP8AJJ, Zygmunta Bauke-SP9ALM.

● W dniach 8–15 lipca br. odbyły się w Muszakach koło Nidzicy VI Manewry Techniczno-Obronne Związku Harcerstwa Polskiego, w których programie przeprowadzono zawody radiolokacyjne. Polski Klub ARL udzielił pomocy technicznej i organizacyjnej współpracując ściśle z ogniwami ZHP zarówno przy przeprowadzeniu eliminacji okręgowych jak i zawodów centralnych. Sprawny przebieg eliminacji okręgowych zapewniły przy współudziale Komend Chorągwi ZHP – Oddziały Wojewódzkie PZK w Bydgoszczy, Warszawie i Wrocławiu. VI Manewry Techniczno-Obronne były jeszcze jednym dowodem pożytecznej i harmonijnej współpracy między Związkiem Harcerstwa Polskiego i Polskim Związkiem Krótkofalowców.

KRÓTKOFALOWIEC RATUJE ROZBITKÓW

W maju br. upłynęło 50 lat od wydarzenia, które głośnym echem odbiło się na całym świecie i przyniosło dalszy rozgłos krótkofalarstwu, a dla ludzi zamieszkanych na wszystkich kontynentach stało się ewidentnym dowodem korzyści, a niekiedy wręcz dobrodziejstwa, jakie przynosi amatorska radiokomunikacja.

W dniu 25 maja 1928 r. wszystkie rozgłoszenie świata nadały hiobową wiadomość. Oto ogromny sterowiec, w gondoli którego znajdowała się kilkunastoosobowa załoga złożona przeważnie z włoskich naukowców, zaginął bez wieści i wszystko wskazywało, że uległ katastrofie. Sterowcem tym włoscy uczeni pod doświadczonego kierownictwem Umberto Nobile zamierzali dotrzeć z Włoch do Bieguna Północnego.

Na bezkresnych obszarach okalających Biegun i w ich warunkach klimatycznych wiadomość o zaginięciu sterowca oznaczała właściwie śmierć jego załogi. Szanse przyścia z ratunkiem były wręcz żadne, a sytuację pogarszał fakt, że zamikła radiostacja pokładowa. Nie wiadomo więc było, jakie chociaż w przybliżeniu jest miejsce katastrofy.

Z ostatnich komunikatów, które odebrano z pokładowej radiostacji sterowca „Italia” wynikało, że w dniu 23 maja 1928 r. wystartował on ze Spitsbergenu i już następnego dnia osiągnął Biegun Północny, ale w drodze powrotnej znalazł się w strefie sztormu, a sukcesywnie postępujące oblodzenie konstrukcji powodowało jego opadanie. W pewnym momencie sterowiec uderzył o lód, co spowodowało oderwanie się głównej gondoli z częścią załogi. Pozbawiony ciężaru sterowiec poderwał się jeszcze ku górze, unosząc pozostałą gondolę z sześcioma osobami.

Ostatnia wiadomość nadana drogą radiową z pokładowej radiostacji podawała wprawdzie miejsce położenia lecącego sterowca, ale silny wiatr zniósł go znacznie od planowanego kursu, co w połączeniu z pewną pomyłką nawigacyjną spowodowało, że podana pozycja okazała się błędna.

Dalsza łączność ze sterowcem urwała się. Utwierdziło to kierownictwo włoskiej ekspedycji, znajdujące się na statku-bazie „Citta di Milano” w przekonaniu, że w wyniku katastrofy radiostacja „Italii” uległa zniszczeniu, a dalsze prowadzenie nasłuchów jest wręcz bezcelowe. Po pewnym czasie zarówno radiostacja na statku-bazie, jak i inne radiostacje o charakterze profesjonalnym zanikały nasłuchów.

A tymczasem radiostacja „Italii” nie uległa zniszczeniu. Rozbitkowie znaleźli się na krze lodowej i po uruchomieniu nadajnika zaczęli wysyłać rozpaczliwe wołania o pomoc. Dopiero w dniu 3 czerwca 1928 r. radziecki radioamator i krótkofalowiec mieszkający w niewielkiej wiosce pod Archangielskiem odebrał słabutki sygnał nadawane telegrafii. Były to wołania o pomoc nadawane przez rozbitków z „Italii”.

W początkach czerwca 1928 r. wszystkie rozgłoszenie świata podały radosną wiadomość. Wbrew przypuszczeniom rozbitkowie ze sterowca „Italia” żyją. Ich rozpaczliwe wołania o pomoc nie zostały wprawdzie odebrane przez rozbudowane i stojące na najwyższym ówczesnym

poziomie radiostacje oficjalne, lecz przez młodego radioamatora, który na maleńkim zbudowanym przez siebie radioodbiorniku zasilanym z baterii zdołał sygnali te odebrać i przekazać do wykorzystania.

Natychmiast zorganizowano wyprawę, których celem było odnalezienie rozbitków. W połowie czerwca wystartował na ratunek słynny skandynawski badacz okolic polarnych – Amundsen. Nie powrócił już jednak nigdy na swoim hydroplanie. Związek Radziecki zorganizował ekspedycję ratunkową, w skład której wchodziły dwa najpotężniejsze w owych czasach łodołamacze „Krasin” i „Małgin”. Dopiero w dniu 12 lipca 1928 r. „Krasin” dopłynął do głównego obozowiska rozbitków. 48 dni pobytu rozbitków na krze lodowej stanowi kanwę wielu interesujących opracowań. Jedno jest jednak pewne i przez nikogo nie kwestionowane. Mianowicie, gdyby nie przypadkowe hobby młodzieńkiego krótkofalowca radzieckiego, zamieszkałego w zapadłej wiosce, gdzieś w rejonie koła podbiegunowego, nie udało by się uratować pozostałych jeszcze przy życiu rozbitków ze sterowca „Italia”.

Jest to jeden tylko przykład spośród setek innych. Krótkofalarstwo to nie tylko przyjemność wynikająca z uprawiania umiowanego hobby, ale równoległe, choć często przychodzące w sposób niespostrzeżony, opowanie dużej wiedzy technicznej i operatorskiej, które potrafiło uratować wiele istnień ludzkich.

SP8HR

CIEKAWA I POŻYTECZNA EKSPEDYCJA KRÓTKOFALARSKA

W dniach 3–22 lipca br. odbył się w Ustroniu Morskim obóz naukowy Koła Naukowego Chemików Rolnych, Instytutu Ekologii PAN i Studentckiego Klubu Krótkofalowców, działającego przy Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy.

Obóz prowadził – pod kierownictwem dr Wojciecha Cwojdzńskiego (SP2JPG) – prace na rzecz ochrony środowiska, dotyczące głównie wpływu rolnictwa (różnych nawozów sztucznych i pestycydów) na wody naturalne.

Na obozie pracowała radiostacja amatorska SP2PIK/1 wyposażona w transceiver UNIDEN 2020, nadająca na wszystkich pasmach KF, oraz w amatorskim wykonaniu urządzenia UKF do pracy na pasmach 144, 432, i 1236 MHz. W warunkach obozowych zaistalowano i wypróbowano szereg anten, jak np. GP-21/28 MHz, HB9CV-28 MHz, V-14 MHz, dipol poziomy dla 80 m, poziomy Quad o bokach 20,70 m na all band, oraz 7-elementowa YAGA na pasmo 144 MHz i 13-elementowa YAGA na pasmo 432 MHz. Z tych anten najlepsze były anteny YAGA na pasmach UKF, a na KF – poziomy kwadrat, pracujący na wszystkich pasmach amatorskich z bardzo dobrym rezultatem.

Stacja obsługiwana była przez wielu operatorów: Wiesława-SP2PIK/1, Irenę-SP2JVY, Wojtkę-SP2JPG i Staszka-SP3IBS oraz wielu innych nadawców zwiedzających obóz.

W czasie trwania obozu stacja SP2PIK/1 nawiązała niespełna 1000 QSO ze stacjami wszystkich kontynentów (do interesujących QSO należy zaliczyć 9Y4AVC, HP3XKB, TU2FL, 5V7AR, YB0XD i inne).

Stacja nawiązując szereg QSO w pasmach 2 m i 70 cm, zdobywała dziennie 30 kwadratów, w tym Danii, Norwegii i Szwecji. Na 432 MHz uzyskano łączność z Toruniem.

W czasie trwania obozu odbył się w Ustroniu zjazd członków SP2PIK. Z tej okazji został wydany okolicznościowy certyfikat. Warunkiem uzyskania tej pamiątki było przeprowadzenie QSO z każdym z członków przebywających na zjeździe oraz stacją klubową SP2PIK/1. Do tej „zabawy” przyłączyło się wielu krótkofalowców z SP. Radiostację odwiedzało wielu wczasowiczów, których starano się zapoznać z ideą krótkofalarstwa. Odwiedziło obóz również kilku nadawców SP, między innymi SP2JEF, SP6GWN, SP1AEN, SP3KX.

Serdeczny stosunek gospodarzy obozu do gości, ognisko obozowe i miłe pogawędki przy pięknej pogodzie dopełniły wrażeń i przeżyć w namiotowym obozie krótkofalarskim.

Przeżyłem to z miłym wzruszeniem w towarzyskim gronie młodej generacji hamsów polskich.

SP3KX

NOWE PREFIKSY

C6A – Wyspy Bahamskie
C9M – Mozambik
D2A – Angola
D4C – Wyspy Zielonego Przylądka
D6A – Republika Archipelagu Komorów (ale wyspa Mayotte, która w wyniku referendum nie opowiedziała się za niepodległą republiką i nadal pozostaje zamorską posiadłością Francji, używa znaku FH8)
J3 – Wyspa Grenada
J28 – Republika Dżibuti
KH1 – Wyspy Baker, Canton, Howland oraz amerykański Phoenix
KH2 – Wyspa Guam oraz grupa wysp Mariany
KH3 – Wyspa Johnston
KH4 – Wyspa Midway
KH5 – Grupa wysp Palmyra
KH5K – Kingman Reef
KH7 – Wyspa Kure
KH8 – Amerykańskie wyspy Samoa (pozostałe, niepodległe wyspy Samoa korzystają nadal z prefiksu 5W1)
KH9 – Wyspa Wake
KP1 – Wyspa Navassa
KP2 – Wyspy Dziewicze
KP3 – Serrana Bank
S2 – Bangladesz
S79 – Republika Archipelagu Seszeli
S8 – Afrykański bantustan Transkei

SP8HR

NA PASMACH

Posmak wielkiej przygody miała tegoroczna wiosenna wyprawa DX-owa zorganizowana przez grupę francuskich i szwajcarskich krótkofalowców na Wyspę Clipperton (FO8). Szturm na ten przez dwadzieścia lat nieosiągalny na pasmach amatorskich bastion (ostatnio był tu FO8AT w 1958 r.) nie należał do łatwych. W skład DX ekspedycji wchodził Jacques F5II, Francois F6AQO, Olivier F6ARC, Alain F6BFH, Bernard F9IE, Jean F9JS, Alfred HB9AEE oraz Willy HB9AHL przy współudziale znanego i doświadczonego, zwłaszcza w tropikach globtrottera Jacky F6BBJ.

Skład wyprawy uzupełniała dziesiąta osoba, a mianowicie operator filmowy. Przelot pasażerskim odrzutowcem na trasie Paryż–Nowy Jork i dalej odrzutowcem do Kalifornii był przysłowiową igraszką w porównaniu z tym, co uczestnikom wyprawy zgotowała dalsza podróż wynajętym jachtem. Do przebycia pozostało 2700 km przez burzliwe nie tylko w tych stronach wody Pacyfiku. Kiedy cel wyprawy był już niezbyt odległy, wyprawę zaskoczył szturm o dużej sile. Rozpoczęła się dramatyczna walka o życie i wyczerpanym do ostatnich granic uczestnikom wyprawy ukazała się wreszcie upragniona Wyspa Clipperton (nazwana tak od jej odkrywcę, angielskiego pirata Johna Clipperton). Okazała się jednak ona równie niegościnna, jak sam Pacyfik: bez śladu zabudowań, bez jakichkolwiek urządzeń niezbędnych dla ludzkiej egzystencji, a nawet bez wody do picia. W dodatku sztormowa pogoda nie ustępowała i dała się nadal dotkliwie odczuwać również na lądzie. Tylko zapat i prawdziwie krótkofalarski „ham spirit” nie pozwalał na rezygnację.

Po wyładowaniu urządzeń z jachtu na brzeg, zainstalowano je w najdogodniejszych w miarę możliwości terenowych miejscach i nadając pod 8 znakami, poczynając od FO8XA do FO8XH, uczestnicy wyprawy zdolali zrealizować prawdziwie imponującą liczbę 28 tys. łączności na wszystkich pasmach zarówno telegrafii, jak i na fonii SSB.

Wyposażenie wprawy składało się z 4 transceiverów Atlas 350-XL, 3 agregatów prądotwórczych oraz zestawów anten kierunkowych. Wyprawa ta stanowi osobny rozdział w historii amatorskich wypraw DX-owych i być może doczekamy się jej dokładnego opisu w wydaniach książkowych, a także obejrzymy ciekawsze fragmenty w kronikach kinowych oraz telewizyjnych.

Karty QSL za łączności ze stacjami wyprawy wysłał HB9MX.

Posmak przygody mniej niebezpiecznej, ale za to bardziej romantycznej miała tegoroczna wiosenna DX ekspedycja, którą od dłuższego już

czasu zapowiadał znany krótkofalowiec z Papui i Nowej Gwinei – Jim P29JS. O jego planach pisaliśmy niedawno na łamach naszego miesięcznika, ale dopiero ostatnio nabrały one realnych kształtów. Wdarł się wprawdzie nowy, ale za to sympatyczny akord. Oto młoda nadawczyni francuska Anna F6CYL skorzystała z zaproszenia Jima i wyprawę DX-ową na wyspy Kokosowe postanowili zrealizować wspólnie. Anna nadawała pod znakiem VK9YL, natomiast Jim wspomagał ją pracując pod znakiem VK9YSI. Wyprawa skończyła się w połowie czerwca br., a jej efektem jest wiele tysięcy QSO przeprowadzonych na wszystkich pasmach KF emisjami CW i SSB.

Ażeby do cna wyczerpać ów „kokosowy” temat, warto bodaj w telegraficznym skrócie wspomnieć o innej tegorocznej DX ekspedycji zorganizowanej pod kierownictwem kostarykańskiego nadawcy na wyspę Kokosową (TI9), położoną oczywiście w innej części świata niż wyspy Cocos-Keeling (VK9X lub VK9Y), a zwanej przez latynosów Isla de Cocoa. W czasie 5-dniowego pobytu uczestnicy wyprawy pracując pod znakami TI9CI na telegrafii oraz TI9DX na SSB nawiązali wiele tysięcy łączności zapowiadając, że będą się starali wyspę tę odwiedzić jeszcze raz w roku przyszłym. Karty QSL za łączności najlepiej wysłać pod adresem: Box 4300, San José, Costa Rica.

Tegoroczne „Harcerskie Lato” akcentowało się na pasmach amatorskich większą, niż w latach poprzednich aktywnością. Nie sposób w ramach krótkiej notatki dokonać bilansu uzyskanych wyników, ale warto wspomnieć o akcji „Bieszczady 40”, w ramach której znak SP dochodził z 25 obozów harcerskich rozlokowanych w różnych miejscowościach tego regionu. Szczególnie dużo było tu harcerzy krótkofalowców z Warszawy. Również z obozów harcerskich nad morza pojawiały się na pasmach liczne znaki, a już szczególną uwagę przykuwał znak SP1ZEO/1 reprezentujący wyłącznie żeńskie zgrupowanie harcererek. Spośród innych stacji na wyróżnienie zasługiwała stacja SP9ZAK/9 nadająca z pięknie położonej wśród lasów sosnowych stancji harcerskiej Kokotek.

Od wielu lat Irak (YI) nie był słyszany na pasmach amatorskich, a wieloletnie starania, np. G5KW, o uzyskanie licencji na nadawanie z tego kraju pozostawały bez skutku. Tamtejsze władze uzależniały wydawanie licencji obywatelom od aktywizacji własnego krótkofalarstwa i założenia ogólnokrajowego zrzeszenia irackich krótkofalowców, a już co najmniej centralnego klubu. Problem ten w bieżącym roku przybrał realne kształty dzięki pomocy krótkofalowców jugosłowiańskich, a konkretnie ich związku (SRJ), który sprawił grupce początkujących krótkofalowców irackich prezent – transceiver Atlas 350-XL, kilka anten, w tym quada i GP oraz urządzenia pomocnicze, a nawet wydrukował własnym sumptem dla nowego klubu kilka tysięcy kart QSL. W ten sposób wystartowała pierwsza w historii niepodległego Iraku stacja klubowa nadająca pod znakiem YI1BGD, zlokalizowana w irackim Centrum Naukowo-Badawczym w pobliżu parku Al Zauros, w stolicy kraju Bagdadzie. Początkowo operatorami byli krótkofalowcy jugosłowiańscy, ale stopniowo pałeczkę operatorską przejmują miejscowi krótkofalowcy, oczywiście w miarę zdobywania wiedzy i doświadczenia krótkofalarskiego pod okiem kilku zapaleńców spod znaku YU. Karty QSL za łączności z YI1BGD przeprowadzone z operatorami jugosłowiańskimi wysłał YU1NZV, natomiast łączności realizowane przez operatorów irackich będą potwierdzane przez nich samych.

Krótkofalarstwo w Sudanie znajduje się nadal w powijakach. Nadawców rekrutujących się z obywateli Sudanu właściwie nie ma: od czasu do czasu z wnioskiem o licencję wystąpi jedynie cudzoziemiec-krótkofalowiec przebywający służbowo w Sudanie. Po niedawnej aktywności ST2RK, który nadawał również z południowego Sudanu pod znakiem ST0RK, przyszła kolej na angielskiego nadawcę G4GFI op. Martin, który awizuje pracę ze stolicy kraju Chartumu pod znakiem ST2HF na wyższych pasmach emisji SSB. Moc nadajnika zaledwie 50 watów, ograniczona małymi gabarytami urządzenia. Karty QSL na adres domowy.

Zbliża się tradycyjny termin międzynarodowych zawodów krótkofalarskich „CQ World Wide DX Contest”, zwanych popularnie wśród krótkofalowców nieoficjalnymi mistrzostwami świata. W związku z tym warto wspomnieć o pewnym wyczynie, który kunszt operatorski doprowadził do perfekcji. Mianowicie w ubiegłorocznych zawodach „CQ World Wide DX Contest” w konkurencji MOMB (wielu operatorów, wiele pasm) pierwsze miejsce zdobył zespół krótkofalowców z Finlandii w składzie OH2BH, OH2BAD, OH2MM i OH2XZ, który nadając z Wysp Kanaryjskich pod znakiem EABCR uzyskał 21 mln punktów, co jest bezwzględny rekordem światowym. Nikomu dotychczas nie udało się przekroczyć zaczerpniętej bariery dwudziestu milionów punktów.

SP8HR



Rys. 2. Płytkę drukowaną przystawki – widok od strony druku (skala 1:1)

WYKAZ ELEMENTÓW

Układ scalony

US1 – UCY7400N

Tranzystory

T1, T2 – BF519, BF520

T3, T4 – BC109C

T5 – BC211

Diody

D1, D2 – BAY54, BAY55

D3 – BZP611D 4V7

Potencjometry

P1 – 1 k Ω /0,25 W (nastawny), liniowy

P2, P3, P4 – 2,5 k Ω /0,25 W (nastawny), liniowy

P5 – 22 k Ω /0,25 W, liniowy

P6, P7 – 1 M Ω /0,25 W z wyłącznikiem, liniowy

Kondensatory

C1 – 3 nF styroflexowy

C2 – 680 pF styroflexowy

C3, C4, C5, C6, C7, C8 – 100 μ F/10 V elektrolityczne

C10 – 470 μ F/10 V elektrolityczny

C11, C12 – 33 nF ceramiczne

C9 – 100 μ F/15 V elektrolityczny

Rezystory (wszystkie MŁT 0,25 W)

R1, R3 – 220 Ω

R2 – 150 Ω

R4 – 560 Ω

R5, R6 – 18 k Ω

R7, R8 – 6,8 k Ω

R9, R10 – 2,2 k Ω

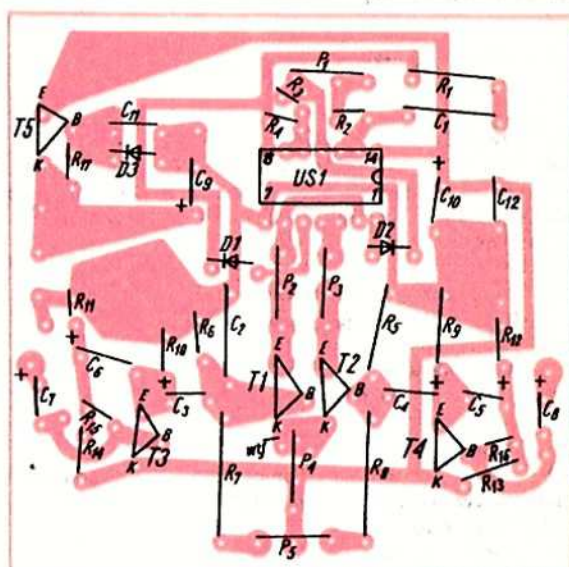
R11, R12 – 22 k Ω

R13, R14 – 24 k Ω

R15, R16 – 15 k Ω

R17 – 510 Ω

mgr inż. Ryszard Piekara
Jerzy Tyrciński-SP2HO



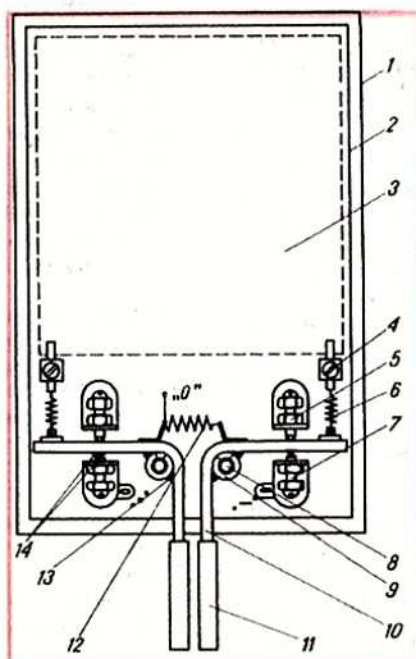
Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej przystawki – widok od strony druku

Manipulator dwudźwigniowy

Zapoznanie się z różnymi opisami manipulatorów do kluczy elektronicznych skłoniło mnie do opisanie manipulatora dwudźwigniowego wg własnego pomysłu – przedstawionego na rysunku.

Zaletą tego rozwiązania jest oprócz regulacji wielkości przerwy między zestykami – możliwość regulacji „twardości klucza” niezależnie dla każdej dźwigni, przez zmianę naciągu sprężyn. Ponadto wygięcie obu dźwigni pod kątem prostym umożliwia lepsze wykorzystanie powierzchni pod część elektroniczną.

Konstrukcja manipulatora jest prosta; dźwignie wykonalem z płaskownika miedzianego o wymiarach 15x3 mm. W miejscach zgięcia wlutowane są tulejki mosiężne będące łożyskami obu dźwigni. Wymiary dźwigni i pozostałych elementów należy ustalić w zależności od posiadanych zestyków i obudowy. Wymiary średnic tulejki-swożeń muszą zapewnić bezluzowe obracanie się dźwigni. Łby śrub mocujących elementy manipulatora należy wpuścić od spodu w głąb płytki, aby nie powodować zwarcia do metalowej podstawy klucza. Wskazane jest przylutować w miejscu zestyku na dźwigniach srebrne nakładki w celu uzyskania pewności działania złącza.



nych zestyków i obudowy. Wymiary średnic tulejki-swożeń muszą zapewnić bezluzowe obracanie się dźwigni. Łby śrub mocujących elementy manipulatora należy wpuścić od spodu w głąb płytki, aby nie powodować zwarcia do metalowej podstawy klucza. Wskazane jest przylutować w miejscu zestyku na dźwigniach srebrne nakładki w celu uzyskania pewności działania złącza.

Zbigniew Małas – SP6IXO

Konstrukcja manipulatora dwudźwigniowego

1 – podstawa, 2 – płyta nośna (Pleksiglas = 5 mm), 3 – płytka drukowana, 4 – blokada naciągu, 5 – zestyk oporowy, 6 – sprężyna naciągu, 7 – zestyk pracy, 8 – oś dźwigni, 9 – tulejka, 10 – dźwignia, 11 – uchwyt, 12 – spirala stykowa, 13 – lut miękki – cyna, 14 – srebro



VII Krajowy Zjazd LOK

Bogatym dorobkiem zakończyły się obrady VII Krajowego Zjazdu LOK, który odbył się w dniach 17-18 czerwca br. w Warszawie. W przyjętej uchwale uczestnicy Zjazdu zatwierdzili program stanowiący podstawę do dalszego rozwoju organizacji we wszystkich kierunkach działalności statutowej.

Głównym celem programowym działalności Ligi Obrony Kraju jest kształtowanie świadomej, zaangażowanej, patriotyczno-obywatelskiej postawy wyrażającej się gotowością służenia społeczeństwu Ojczyźnie, zdobywaniem wiedzy i praktycznych umiejętności techniczno-obronnych oraz wnoszeniem konkretnego wkładu na rzecz umacniania obronności kraju i rozwoju gospodarki narodowej.

Uchwalony program ma na celu krzewienie wiedzy, nauczanie w zakresie praktycznych umiejętności politechnicznych, rozwijanie zainteresowań technicznych i sportowo-obronnych oraz podnoszenie kultury technicznej społeczeństwa.

Sporty techniczno-obronne są najbardziej masową formą zdobywania praktycznych umiejętności obronnych szczególnie przydatnych w okresie służby wojskowej. Łącząc harmonijnie elementy ogólnorozwojowe sportów klasycznych ze sprawnościami techniczno-obronnymi sporty te kształtują wytrzymałość, dyscyplinowanie i odwagę oraz umiejętność działania zespołowego i inne wartościowe cechy osobowości. Spełniają one również ważną rolę w systemie patriotycznego wychowania młodzieży. Stwarzają dogodne warunki do prowadzenia szerokiej działalności propagandowo-informacyjnej, popularyzującej problematykę wojskowo-obronną.

Sporty łączności cieszą się dużą popularnością i zainteresowaniem młodzieży. Ze względu na walory wychowawcze i przydatność obronną ognia LOK zgodnie z uchwałą Zjazdu zwrócić szczególną uwagę na rozwijanie wieloboju łączności, amatorskiej radiopelengacji i radiotelegrafii.

Planowemu rozwojowi tych dyscyplin będą służyć:

- zawody wewnątrzklubowe prowadzone w klubach łączności LOK o tytuł mistrza indywidualnego,
- zawody wojewódzkie, w których uczestniczą ekipy klubów (walczą one o tytuły mistrzów indywidualnych i zespołowych LOK w poszczególnych specjalnościach);
- zawody strefowe, w których biorą udział reprezentacje wojewódzkie (uczestnicy tych zawodów walczą o tytuły mistrzów zespołowych i indywidualnych);

● zawody centralne, w których uczestniczą czołowe zespoły każdej strefy, walczące o mistrzostwo zespołowe i indywidualne Ligi. Naczelne władze i instancje wojewódzkie Ligi podejmą wiele przedsięwzięć programowych, organizacyjnych, technicznych i gospodarczych w celu zapewnienia warunków sprzyjających dalszemu rozwojowi sportów techniczno-obronnych łączności i ich umasowienia. Do takich przedsięwzięć należeć będzie między innymi działanie na rzecz wyrównania dysproporcji w rozwoju tych sportów w poszczególnych województwach.

Zarząd Główny zwróci szczególną uwagę na udzielenie skutecznej pomocy zarządom wojewódzkim, które napotykają na trudności w prowadzeniu działalności Ligi. W tym celu będą opracowane i wydane materiały programowo-metodyczne dotyczące szkolenia oraz treningów zawodników, zwłaszcza z zakresu wieloboju łączności i radiopelengacji amatorskiej. Priorytetowo będzie traktowane zadanie doskonalenia form pracy z kadrą instruktorów i organizatorów sportów techniczno-obronnych łączności. Szkolenie tego aktywu sportowego zajmować będzie czołowe miejsce w programach pracy Komisji Łączności ZG LOK i wojewódzkich ośrodków szkolenia.

Dużo uwagi będzie się poświęcać wyzwalaniu inicjatyw społecznych na rzecz dalszego powiększania i unowocześniania sportowej bazy materiałowo-technicznej. Komisja Łączności ZG LOK dokonywać będzie oceny efektów pracy Centralnego Zarządu Radiotechnicznego w celu dostosowywania realizowanych zadań do aktualnych potrzeb poszczególnych dyscyplin sportów łączności.

Istotnym kierunkiem sportowo-obronnej działalności łącznościowej LOK jest krótkofalarstwo, które cieszy się dużym zainteresowaniem młodzieży. Ze względu na swoją atrakcyjność wpływa ono na rozbudzanie zainteresowań młodzieży radiotechniką oraz aktywizowanie pracy klubów łączności LOK.

Ważną rolę w ożywianiu i doskonaleniu pracy tych ogniw Ligi spełniały i nadal będą spełniać zawody krótkofalarskie, objęte ogólnopolskim kalendarzem imprez Polskiego Związku Krótkofalowców, a zwłaszcza comiesięczne zawody UKF/KF radiostacji klubowych SP-K, organizowane przez Zarząd Główny LOK. Celem tych zawodów jest podnoszenie kwalifikacji technicznych radiooperatorów, utrzymywanie wysokiej aktywności pracy klubów łączności oraz stałej sprawności technicznej urządzeń nadawczo-odbiorczych. W ramach szkolenia radiooperatorów organizowane będą ogólnopolskie ćwiczenia terenowe.

Zarządy wojewódzkie i kluby łączności będą organizować okolicznościowe zawody krótkofalarskie dla uczczenia świąt i rocznic państwowych, a także zapewnić udział swych stacji klubowych oraz nadawców i nasłuchowców we

wszystkich zawodach krótkofalarskich ujętych w „Ogólnopolskim Kalendarzu Imprez” ZG. Dla pobudzenia rozwoju tego kierunku działalności Ligi wprowadzone zostanie ogólnopolskie współzawodnictwo o tytuł „Najlepszej radiostacji klubowej LOK”.

Szybki rozwój przemysłowy kraju i towarzyszący mu postęp naukowo-techniczny stwarza ogromne zapotrzebowanie społeczne na specjalistów obsługujących skomplikowane i kosztowne urządzenia techniczne. Są oni potrzebni we wszystkich dziedzinach gospodarki narodowej i w Siłach Zbrojnych PRL.

Jednym z celów działalności politechnicznej LOK jest upowszechnianie wśród społeczeństwa, zwłaszcza wśród młodzieży, szeroko rozumianej kultury technicznej, rozbudowanie zainteresowań nowoczesną techniką, a także prowadzenie masowego szkolenia w tym zakresie w różnych specjalnościach. Efekty masowej działalności politechnicznej LOK stanowią konkretny jej wkład w przygotowanie młodzieży do służby wojskowej i do pracy w gospodarce narodowej.

Realizacja programowych zadań w tej dziedzinie wymagać będzie od wszystkich instancji, klubów i ośrodków specjalistycznych Ligi coraz efektywniejszej działalności we wszystkich środowiskach społecznych. Znalazło to potwierdzenie w dyskusji na zjazdach wojewódzkich Ligi.

Mając na uwadze aktualne zapotrzebowanie społeczne oraz doświadczenia przodujących klubów łączności działalność politechniczna Ligi Obrony Kraju w tej dziedzinie w latach 1978-1981 koncentrować się będzie na:

- zwiększaniu aktywności istniejących oraz organizowaniu nowych klubów łączności LOK, szczególnie na szczeblu gminnym (równorzędnym), jako ogniw spełniających istotne funkcje w działalności społeczno-obronnej tych środowisk; wyposażenie ich w nowoczesne urządzenia nadawcze, odbiorcze i nadawczo-odbiorcze oraz przyrządy elektroniczne;
- organizowaniu szkolenia radiomechaników, elektryków, radiotelegrafistów, krótkofalowców wszystkich stopni itd.;
- współuczestniczeniu przy ścisłej współpracy ze Stowarzyszeniem Elektryków Polskich w organizowaniu szkolenia elektryków wiejskich, m. in. w przygotowaniu specjalistów do wykonywania zadań na rzecz terenowych organów obrony cywilnej;
- pełnym wykorzystaniu możliwości konstrukcyjnych i produkcyjnych Centralnego Zarządu Radiotechnicznego ZG LOK w Pabianicach (plan pracy tego Zarządu będzie ukierunkowany na adaptację sprzętu demobilowego, opracowywanie prototypów urządzeń niezbędnych do działalności szkoleniowej, sportów techniczno-obronnych łączności, krótkofalarstwa oraz wykonywania prototypów innych pomocy szkoleniowych);

- wyposażeniu klubów łączności w nowoczesny sprzęt radiotechniczny; w tym celu podjęte zostaną starania o uruchomienie w państwowych zakładach przemysłu elektronicznego produkcji odbiorników KF/UKF do radiopelengacji amatorskiej oraz transceiverów KF i UKF;
- wywołaniu w większym niż dotychczas stopniu inicjatywy członków klubów na rzecz konstruowania urządzeń elektronicznych;
- aktywizowaniu oraz usprawnianiu pracy komisji łączności zarządów wojewódzkich, a także pozyskiwaniu nowych sojuszników w politechnicznej działalności łącznościowej przez rozszerzanie i zacieśnianie współpracy z jednostkami

Ministerstwa Obrony Narodowej, placówkami Ministerstwa Łączności, Państwową Inspekcją Radiową, zakładami przemysłu elektronicznego oraz organizacjami młodzieżowymi ZSMP i ZHP.

Zjazd podsumował rezultaty poprzedniego okresu działalności Ligi Obrony Kraju oraz ustalił program dalszej pracy. Zjazd zwiększył zakres nowych zadań, wzbogacając formy i metody działania, dostosowując je do aktualnych potrzeb.

*Dyrektor ds. sportów obronnych i politechnicznych ZG LOK
płk dypl. Witold Konwiński – SP5SKM*

Tytuł Wicemistrza uzyskał Leszek Zdybek z ZW LOK Wrocław (391,9 pkt).

Tytuł drugiego Wicemistrza zdobył Andrzej Siołek z ZW LOK Sieradz (364,2 pkt).

Starsi juniorzy

Tytuł Mistrza Rejonowego w Wieloboju Łączności na rok 1978 zdobył Marek Puchalski z ZW LOK Szczecin (307,2 pkt).

Tytuł Wicemistrza uzyskała Beata Kaznowska z ZW LOK Wrocław (301,7 pkt).

Tytuł drugiego Wicemistrza zdobył Mirosław Chilimoniuk z ZW LOK Koszalin (299,5 pkt).

Seniorzy

Tytuł Mistrza Rejonowego zdobył Stanisław Galus z ZW LOK Wrocław (380,4 pkt).

Tytuł Wicemistrza uzyskał Zbigniew Niedzielski z ZW LOK Częstochowa (358,0 pkt).

Tytuł drugiego Wicemistrza zdobył Grzegorz Nela z ZW LOK Szczecin (312,7 pkt).

Zespołowo

Mistrz Rejonowy w Wieloboju Łączności na rok 1978 – ZW LOK Wrocław (1551,5 pkt).

Wicemistrz – ZW LOK Szczecin (1303,7 pkt).

Drugi Wicemistrz – ZW LOK Koszalin (17,0 pkt).

Zdobywcom zespołowych miejsc wręczono ufundowane przez ZW LOK Szczecin piękne puchary, a zdobywcom indywidualnym (pierwszych trzech miejsc) w poszczególnych konkurencjach – oprócz dyplomów, nagrody rzeczowe ufundowane przez Dyрекcję Okręgu Poczty i Telekomunikacji w Szczecinie. Nagrody wręczył dyrektor DOPiT – K. Pogoda.

W ostatnim dniu zawodów zorganizowano wycieczkę do Szczecina ze zwiedzaniem portu szczecińskiego miejscowym statkiem. Morzyczyn leży nad pięknym jeziorem Miedwie, 7 km od Stargardu Szczecińskiego.

Podczas zawodów panowała piękna upalna pogoda, która umiliła uczestnikom zarówno zawody jak i zasłużony odpoczynek po zawodach.

Józef Twardochleb

Rejonowe Zawody Wieloboju Łączności

W dniach 25–28 maja br. odbyły się w Morzyczynie koło Stargardu Szczecińskiego Rejonowe Zawody Wieloboju Łączności, których organizatorem był ZW LOK w Szczecinie. W zawodach uczestniczyło 12 ekip wojewódzkich III grupy, reprezentowanych łącznie przez 41 zawodników. Nie uczestniczyły w zawodach ekipy z województw leszczyńskiego, konińskiego, słupskiego i wałbrzyskiego.

Oficjalnego otwarcia zawodów, które odbyło się w Stargardzie Szczecińskim, dokonał wiceprezydent miasta – Józef Zajdlic, pełniący jednocześnie funkcję prezesa Zarządu Miejskiego LOK w Stargardzie Szczecińskim.

Ekipy poszczególnych województw zebrały się na placu apelowym szkoły zawodowej, po czym w asyście harcerzy Hufca Stargardzkiego przemarszerowały pod pomnik Braterstwa Broni, gdzie złożono wiązanki kwiatów.

Po oficjalnej uroczystości rozpoczęły się zawody w następujących konkurencjach: strzelanie, rzut granatem, nadawanie i odbiór znaków alfabety Morse'a, praca na radiostacjach oraz bieg na orientację.

A oto wyniki zawodów.

Indywidualne – kobiety

Tytuł Mistrza Rejonowego w Wieloboju Łączności na rok 1978 zdobyła Mirosława Szymańska z ZW LOK Wrocław (381,9 pkt).

Tytuł Wicemistrza zdobyła Alicja Martynowicz z ZW LOK Szczecin (341,7 pkt).

Tytuł drugiego Wicemistrza zdobyła Jolanta Kamińska z ZW LOK Koszalin (204,5 pkt).

Juniorzy

Tytuł Mistrza Rejonowego w Wieloboju Łączności na rok 1978 zdobył Andrzej Rozpondek z ZW LOK Częstochowa (403,5 pkt).

PRZEGŁĄD WYDAWNICTW

WZMACNIACZE ELEKTROAKUSTYCZNE – Maciej Feszczyk. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1978 r. Wyd. 1. Nakład 10 200 egz., str. 200. Cena 30 zł.

Należy wyrazić uznanie autorowi za napisanie tak wartościowej i potrzebnej książki. Autor włożył wiele trudu w zebranie i selekcję schematów układów tranzystorowych, zamieszczając w książce wartościowy zbiór układów przydatnych zarówno dla radioelektronika amatora, jak i dla fachowca. Bardziej adekwatny do treści książki byłby tytuł: „Układy wzmacniaczy elektroakustycznych”, gdyż ich schematy i opisy zajmują gros objętości książki.

Treść książki jest nasycona istotnymi informacjami, w znacznej części stanowi komentarz do prezentowanych schematów.

W rozdziale 1 opisano parametry wzmacniaczy elektroakustycznych i podano podstawowe układy pomiarowe.

W rozdziale 2 opisano krótko rodzaje i znaczenie sprzężenia zwrotnego oraz podano podstawowe zależności.

Rozdział 3 poświęcono wzmacniaczom mocy. Podano w zasadzie wszystkie klasyczne układy wzmacniaczy mocy, zasady obliczania tych

wzmacniaczy oraz wyjaśniono zagadnienia związane z chłodzeniem tranzystorów mocy. Rozdział zawiera informacje o krajowych skalowanych wzmacniaczach mocy i ich dane techniczne.

W rozdziale 4 omówiono układy wzmacniaczy napięciowych (wejściowych, korekcyjnych, specjalnych i uniwersalnych). Podano zasady obliczania układów do regulacji przebiegu charakterystyki częstotliwościowej.

W rozdziale 5 opisano krótko układy zasilaczy stosowanych we wzmacniaczach elektroakustycznych.

Rozdział 6 (Konstrukcja i uruchamianie wzmacniaczy m.cz.) stanowi dodatek, w którym autor chciał przedstawić w zarysie tendencje panujące obecnie w zakresie konstruowania fabrycznych układów wzmacniaczy. Układy dobrze przedstawiają one wartość szczególnie dla zaawansowanych radioamatorów konstruujących wzmacniacze Hi-Fi.

Zdaniem recenzenta książka zyskałaby, gdyby zamieszczono jako uzupełnienie: zestawienia

tranzystorów produkcji krajowej i ich parametrów oraz tablicy porównawczej wymienionych w układach tranzystorów zagranicznych i ich krajowych zamienników pełnych lub zastępczych. Poza tym autor nadużywa określenia „układ typu bootstrap”. Materiał ilustracyjny jest dobry, mimo kilku drobnych błędów w przedstawianych układach (np. rys. 1.5, rys. 2.8, rys. 4.1 i rys. 4.15). Korekta tekstu nie jest niestety staranna i liczba pomyłek jest zbyt duża (szczególnie we wzorach na str. 27, str. 127, str. 139).

Strona edytorska książki zasługuje na uznanie. Druk i układ na dobrym poziomie, papier dobry. Okładka nieco „udziwniona” – trudno odgadnąć czy niesie treści humorystyczne, czy jest przypadkową kompozycją graficzną.

„ELEKTRONIZACJA” – praca zbiorowa, zeszyt 2, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1978 r. Nakład 5225 egz., cena zł 20.

Drugi zeszyt tego interesującego poradnika, przeznaczonego głównie dla inżynierów i techników zajmujących się zastosowaniami elektroniki w różnych gałęziach przemysłu i gospodarki, przynosi kilka wartościowych artykułów. „Elektronizacja zmechanizowanego sprzętu do-

owego" to artykuł, w którym podano kierunki rozwojowe i przykłady rozwiązań układowych szerokich możliwości elektroniki w tym zakresie. Wprowadzenie elektronicznych programatorów pracy pralek, zmywarek, kuchni itd. zamiast tradycyjnych rozwiązań elektromechanicznych jest perspektywiczne jedynym słusznym rozwiązaniem przynoszącym korzyści techniczne i ekonomiczne. Można rozróżnić kilka rodzajów programatorów pracy zależnie od liczby i rodzaju czynności wykonywanych w określonym czasie. Do najprostszych należą automatyczne wyłączniki czasowe. Bardziej złożone programatory zawierają zegary umożliwiające realizowanie zadanego programu w czasie. Trzecią grupę stanowią programatory wielofunkcyjne połączone często z automatycznymi regulatorami.

W artykule drugim („Programowe urządzenia sterujące – programatory-kontrolery”) opisano wykorzystanie pamięci półprzewodnikowych w nowoczesnych programatorach. Omówiono strukturę kilku typowych układów z pamięciami

ROM. Podano przykładowo interesujące informacje o wykorzystaniu programatorów do sterowania ściąganiem w maszynie do szycia. Na marginesie warto wspomnieć, że zmechanizowany sprzęt powszechnego użytku szczególnie dobrze nadaje się do wprowadzenia w nim elektronicznych urządzeń sterujących w postaci odpowiednich programatorów, jest to bowiem sprzęt typowy i produkowany w wielkich seriach.

„Elektroniczne zegary i zegarki” – to tytuł trzeciego artykułu. Opisano w nim układy elektronicznych zegarów stołowych oraz zegarków naręcznych. Podano przegląd układów scalonych stosowanych w różnego typu zegarach z wskaźnikami półprzewodnikowymi typu LED i wskaźnikami ciekłokrystalicznymi. Artykuł informuje o światowych tendencjach w dziedzinie zegarów elektronicznych powszechnego użytku.

W artykule czwartym opisano systemy dotykowego sterowania za pomocą czujników rezystancyjnych, czujników pojemnościowych i czujników z układem mostkowym. Przedstawiono

przegląd zastosowania sterowania dotykowego w sprzęcie radiowo-telewizyjnym oraz w urządzeniach przemysłowych.

„Analizatory stanów logicznych” to tytuł następnego artykułu o tematyce bardziej specjalnej. Zastosowanie złożonych cyfrowych układów elektronicznych, szczególnie w przypadku układów mających cechy minikomputera lub mikrokomputera, tj. zawierające procesory, pamięci, wytworzyły zapotrzebowanie na przyrządy diagnostyczne niezbędne przy uruchamianiu i naprawach tych układów. W artykule opisano zasadę działania analizatorów stanów logicznych oraz podano zestawienie kilku analizatorów uniwersalnych produkowanych przez znane firmy, takie jak HEWLETT-PACKARD, TEKTRONIX i inne.

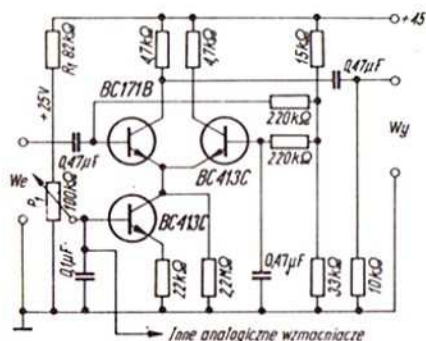
W końcowej części zeszytu podano informacje o nowych kalkulatorach firmy SHARP oraz nowych opracowaniach CEMI.

Zeszyt jako całość jest interesującą częścią poradnika.

A.W.

Z prasy zagranicznej

W układach m.cz., układach stereofonicznych i mieszaczach często wygodnie jest regulować wzmocnienia kilku kanałów za pomocą jednego potencjometru. Odpowiedni schemat jest przedstawiony na rysunku.



Wzmacniacz m.cz. o wzmocnieniu regulowanym pośrednio

Na potencjometrze P_1 przyłączonym do rezystora R_1 występuje napięcie 25 V, które jest wykorzystywane do regulacji. Napięcie pobierane z potencjometru P_1 jest doprowadzane do bazy tranzystora T3 oraz do baz kilku innych (do 10) tranzystorów należących do analogicznych układów. Zmiany napięcia na bazie tranzystora T3 powodują zmianę wzmocnienia toru m.cz. w zakresie 40 dB.

Dane techniczne układu wzmacniającego są następujące:

- wzmocnienie: od +28 dB do -12 dB,
 - impedancja wejściowa: 55 kΩ,
 - impedancja wyjściowa: < 10 kΩ,
 - pasmo przepustowe: 30 Hz–100 kHz,
 - zależność wzmocnienia od zmian napięcia zasilającego o $\pm 10\%$: < 2 dB.
- Zamiast tranzystorów podanych na schemacie można zastosować tranzystory: BC107B, BC147B, BC237B, BC527B.

(Na podstawie ITT Manual – Discrete Semiconductor Circuit Examples).

A.W.

„Fizjologiczny” korektor charakterystyki częstotliwościowej

Przy odsłuchu audycji z małą głośnością odczuwa się wyraźnie brak „basów” i „sopranów”. Jakość brzmienia audycji szczególnie muzycznych może być polepszona przez wprowadzenie tzw. „fizjologicznej” korekcji charakterystyki częstotliwościowej, to jest przez uwypuklenie częstotliwości małych i wielkich.

Na rysunku przedstawiono układ korektora, który powinien być włączony między przedwzmacniaczem i wzmacniaczem końcowym.

Dwa położenia przełącznika S odpowiadają dwóm przebiegom charakterystyki częstotliwościowej. Na uwypuklenie wielkich częstotliwości mają wpływ wartości

POLECAMY –
ODSYSACZE DO CYNY
TYP OD 1, OD 2, OD 3 –

Odsysacze typ OD1 są zalecane jako uniwersalne, szczególnie w serwisie RTV.
Odsysacze typ OD2 są zalecane przy pracy z układami scalonymi, szczególnie w serwisie maszyn cyfrowych.
Odsysacze typ OD3 są zalecane przy dużych lutach.

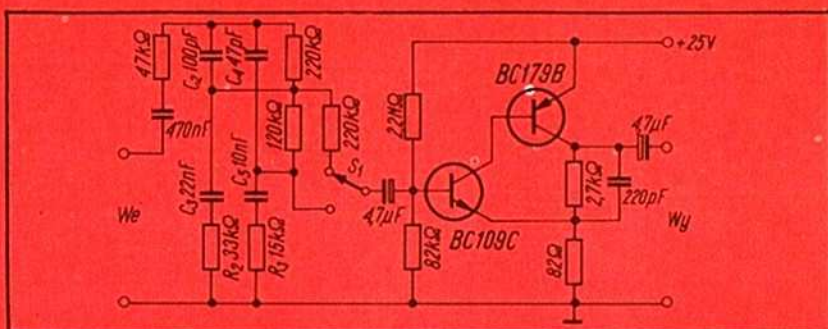
Zamówienia na adres:

SPÓŁDZIELNIA RZEMIEŚLNICZA
Plac Zwycięstwa 3, 55-200 OŁAWA. Tel. 33-39
Zamówienia indywidualne za pobraniem pocztowym – realizowane w pierwszej kolejności.
Cena odsysacza 280 zł/szt. (zaw. WK).
Jednocześnie polecamy cewki do rozmagne-sowywania maski kineskopów OTV-kolor (cena 980 zł, zaw. WK).

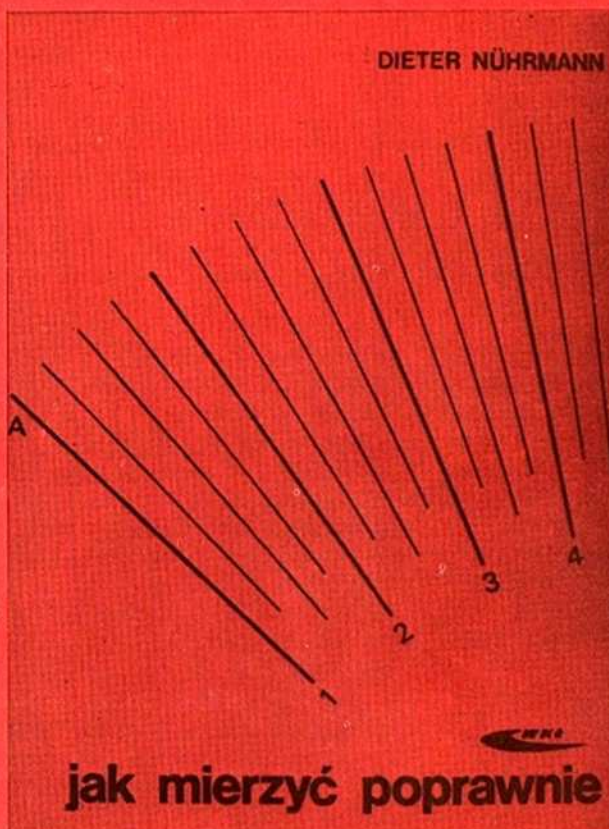
kondensatorów C_2 i C_4 . Uwypuklenie małych częstotliwości akustycznych zależy natomiast od wartości elementów dwójników C_3-R_2 i C_5-R_3 . Wzmacniacz zrealizowany na dwóch małoszumnych tranzystorach ma wzmocnienie około 35-krotne i dzięki temu kompensuje tłumienie sygnału wnoszone przez układ korekcyjny.

(Schemat zaczerpnięty z miesięcznika jugosłowiańskiego „Radioamator” 1/76).

A.W.



WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI polecają



Jerzy Kania

KINESKOPY KOLOROWE I ICH ZESPOŁY – Z serii: Odbiór TV

Wyd. 1, format A5, str. 280 + 8 str. kolor. rys., cena 40 zł.

W książce rozpatrzone zasady działania, budowy i eksploatacji kineskopów kolorowych oraz ich zespołów naszykownych z uwzględnieniem kineskopu licencyjnego PIL A56-610X i kineskopu odbiornika „Rubin”. Podano parametry kineskopów i zespołów naszykownych.

Odbiorcy: inżynierowie i technicy pracujący w dziedzinie telewizji kolorowej odbiorczej oraz zajmujący się naprawą odbiorników TV. Książka może służyć jako materiał pomocniczy dla studentów wydziałów elektroniki.

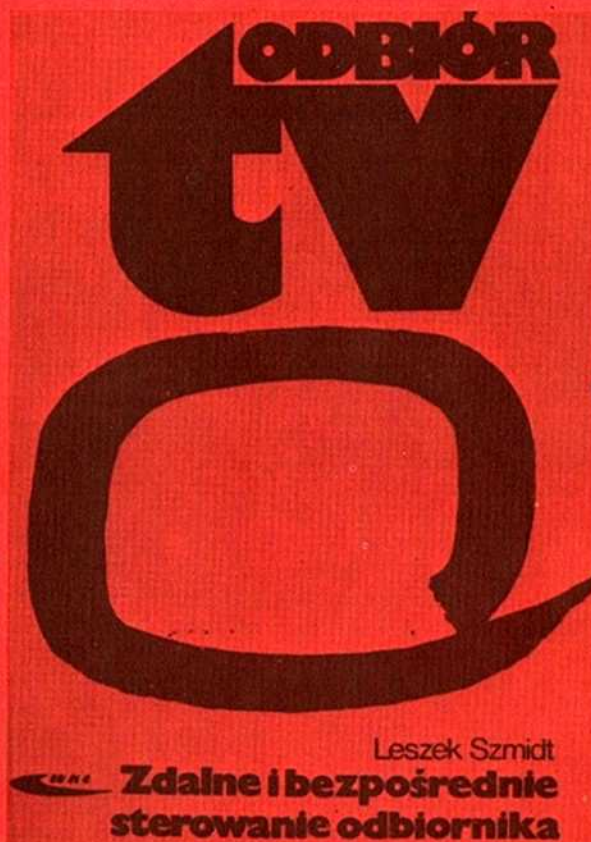
Hans Joachim Siegfried

OD TEORII MNOGOŚCI DO ALGEBRY LOGIKI – Zastosowanie algebry logiki w technice cyfrowej

Wyd. 1, format 115×210 mm, rys., tabl., str. 132, cena 17 zł.

W książce przedstawiono w bardzo przystępny sposób powiązanie teorii mnogości z techniką cyfrową. Oprócz materiału teoretycznego praca zawiera wiele poglądowych rysunków, tablic i przykładów wraz z rozwiązaniami.

Odbiorcy: książka jest przeznaczona dla osób pragnących opanować podstawy techniki cyfrowej i mających małe przygotowanie z elektroniki. Może być pomocna dla uczniów średnich szkół technicznych o kierunku elektroniki i informatyki, a także dla studentów.



Leszek Szmidt

Zdalne i bezpośrednie sterowanie odbiornika

Dieter Nührmann

JAK MIERZYĆ POPRAWNIE

Wyd. 1, format A5, str. 228, rys., tabl., cena 35 zł.

Książka zawiera szeroki przegląd techniki i metod pomiarowych współczesnej elektroniki, obejmujący pomiary napięć i prądów stałych i zmiennych, elementów R, L, C oraz elementów nieliniowych, pomiary częstotliwości i pomiary wobulacyjne oscyloskopowe. Szczególny nacisk położono na źródła błędów w pomiarze i sposoby ich eliminacji.

Odbiorcy: praktycy-technicy i radioamatorzy.

Praca zbiorowa

SYSTEMY SIECI ZINTEGROWANEJ – Z serii: Problemy elektroniki i telekomunikacji.

Wyd. 1, format B5, str. 208, rys., tabl., cena 90 zł.

W książce przedstawiono charakterystykę systemów teletransmisyjnych o podziale czasowym oraz systemów o komutacji przestrzenno-czasowej, a także charakterystykę systemów teleinformatycznych. Omówiono zasady i realizację modulacji impulsowo-kodowej. Podano koncepcyjne podstawy rozwiązań sieci zintegrowanych (integracja techniki, usług i użytkowników) w aspekcie techniczno-ekonomicznym.

Odbiorcy: inżynierowie-teleelektronicy i studenci odpowiednich kierunków wyższych uczelni technicznych.